

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำในหลักการเลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์
Induction Heating Using Phase Shift Inverter



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา ๒๕๕๙

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2549

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำในหลักการเลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์
Induction Heating Using Phase Shift Inverter



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2549

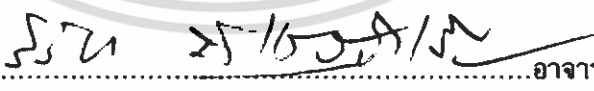
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องให้ความร้อนเหนียวนาในหลักการเดือนเฟสอินเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ




.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำในหลักการเลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์

นาย ณรงค์ศักดิ์ ทองมา
นาย นพดล คนชม
นาย สุริยัน เกตุประยูร

รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

ปฏิญญาพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับเฟสชิฟ ของเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงในกรณีที่มีการป้อนแรงดันไซน์เต็มคลื่นให้กับอินพุทของอินเวอร์เตอร์จะทำให้แรงดันทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะเป็นแรงดันเอซีสแควร์ ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่ป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ แล้วนำแรงดันที่ได้นี้มาป้อนให้กับวงจรสมมูล RLC เรโซแนนท์อนุกรมของโหลดเครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง เพื่อนำไปสู่การหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้าน เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ อินพุทของอินเวอร์เตอร์ และทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz รวมไปถึงค่าประสิทธิภาพ ระหว่างทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้ากับทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz โดยหาได้จากรูปคลื่นแรงดันกระแสด้านเอาต์พุทที่ได้จากการทดลองมาแตกสเปคตรัม ซึ่งในกรณีที่มีการป้อนแรงดันไซน์เต็มคลื่นให้กับอินพุทของอินเวอร์เตอร์นี้ จะส่งผลทำให้คลื่นกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz มีลักษณะเป็นไซน์ที่อินเฟสกับแรงดันไซน์ 50-Hz ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าใกล้เคียง 1 และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้อง จึงได้ทำการซิมูเลต โดยใช้โปรแกรม PSpice เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลอง ซึ่งปรากฏ ว่าผลที่ได้มีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก

Induction Heating Using Phase Shift Inverter

Mr. Narongsak Tongma

Mr. Noppadon Konchom

Mr. Suriyun Ketprayoon

Assoc.Prof.Dr. Viriya Phichetjamroen Advisor

2006 year

ABSTRACT

This thesis present processig control power by using phase shift for induction heating. In case input inverter of sine full wave voltage the result output inverter of AC square. That will be changed follow input inverter .This result voltage input RLC series resonant for induction heating can lead to power output inverter input inverter and 50-Hz supply. In could efficiency between output inverter and 50-Hz supply and power factor 50-Hz supply by use voltage form and current form drown from experiment take to divide the spectrum. In case input inverter of sine full wave voltage to obtain apure sinusoidal inphase current drown from 50-Hz utility supply. All these theoretical results are also verified by experimental 1.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินงานต่าง ๆ จากท่านรองศาสตราจารย์ ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาบัตร ได้ซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ คณะอาจารย์ทุกท่านที่ได้ให้ความรู้ และแนวความคิดต่าง ๆ จนทำให้คณะผู้จัดทำได้เป็นนิสิตวกรที่ดี มีคุณภาพ

ขอบคุณอาจารย์ยงยุทธ นาราชภูรี อาจารย์ประจำชั้นภาควิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยสยาม พี่ธรรมฉัตร กงวิรัตน์ ที่ให้คำปรึกษา และแนะนำทุกอย่างอย่างตลอดจนเพื่อน ๆ และพี่ ๆ ทุกคน ที่ช่วยเหลือทั้งร่างกายและแรงใจ จนทำให้ชิ้นงานนี้ได้สำเร็จลุล่วงลงด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และญาติพี่น้องที่เป็นผู้สนับสนุน และให้กำลังใจที่เต็มภาคอกเวลา จนสำเร็จตามความตั้งใจ

คุณค่าและประโยชน์ที่มีในปริญญาบัตรฉบับนี้ คณะผู้จัดทำขอมอบให้แก่ท่านผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	i
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ii
กิตติกรรมประกาศ.....	iii
สารบัญ.....	iv
สารบัญรูป.....	vii
สารบัญตาราง.....	x
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	3
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 หลักการพื้นฐานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ ในชุปแข็งผิวโลหะ.....	4
2.2 พื้นฐานทางโครงสร้างของเหล็กในงานด้านการให้ความร้อน.....	4
2.3 หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	5
2.4 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	7
2.5 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ.....	11
2.6 หลักการพื้นฐานของวงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	12
2.6.1 หลักการรีโซแนนซ์.....	12
2.6.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์ รีโซแนนซ์ชนิดอนุกรม และขนาน.....	13
2.6.3 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม.....	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6.4 การวิเคราะห์แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า ของวงจรฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรม.....	18
2.6.5 การคำนวณค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูลของวงจร อินเวอร์เตอร์โซแนนท์.....	23
2.7 โครงสร้างเครื่องขับเชิงผิวของโลหะแบบเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มี การปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังและปรับเฟส-ชิฟ.....	24
2.7.1 ชุดวงจรกรองความถี่สูง(Low Pass Filter).....	25
2.7.2 ชุดวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น(Full Bridge Rectifier).....	26
2.7.3 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์(Inverter).....	27
2.7.4 ชุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์.....	28
2.7.5 วงจรควบคุม(Control Circuit).....	28
2.7.6 วงจรขับขาเกต(Drive Circuit).....	28
2.7.7 ชุดหม้อแปลงความถี่สูง(High Frequency Transformer).....	29
2.7.8 ชุดโหลดรีโซแนนซ์(Load Resonant).....	30
2.8 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วย การเลื่อนเฟสและทำงานแบบ ZVS ด้วยการปรับความถี่.....	31
บทที่ 3 การออกแบบ.....	35
3.1 การคำนวณหาค่า R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ของชุดโหลด (ชุด Induction Heating).....	36
3.2 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วย การเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง.....	38
3.3 การพิจารณาออกแบบและเลือกใช้ชุดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	39
3.4 การพิจารณาจำนวนรอบของชุดลวดเหนี่ยวนำความร้อน.....	40
3.5 การพิจารณาเลือกขนาดมอสเฟสของชุดอินเวอร์เตอร์.....	40
3.6 การพิจารณาการออกแบบชุดคอนโทรลและชุดขับเกต.....	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการ Simulation และการทดลอง.....	43
4.1 บทนำ.....	43
4.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	44
4.3 ขั้นตอนการทดลอง.....	44
4.4 ขั้นตอนการ Simulation.....	45
4.5 การเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการซิมูเลต.....	45
4.5.1.การปรับเฟสชิฟ ที่มุม 0 องศา.....	45
4.5.2.การปรับเฟสชิฟที่มุม 20 องศา.....	49
4.5.3.การปรับเฟสชิฟที่มุม 30 องศา.....	53
4.5.4.การปรับเฟสชิฟที่มุม 40 องศา.....	57
4.5.5.การปรับเฟสชิฟที่มุม 50 องศา.....	61
4.5.6.การปรับเฟสชิฟที่มุม 60 องศา.....	65
4.6 กราฟเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการซิมูเลต.....	70
4.7 สรุป.....	73
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	74
ภาคผนวก.....	75
เอกสารอ้างอิง.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1-1 บล็อกไดอะแกรมของชุด Induction Heating.....	1
2-1 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์คาร์บอนของเหล็กกับอุณหภูมิ.....	4
2-2 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับ และเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและ ชี้นงาน.....	6
2-3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแส กับระยะความลึกผิวของชี้นงาน.....	7
2-4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่ชี้นงาน เมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	7
2-5 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะ บรรจุชี้นงานโดยพิจารณาจากค่านปรุมภูมิ.....	8
2-6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับ อุปกรณ์สวิตซ์แต่ละชนิด.....	11
2-7 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้า สำหรับงานให้ความร้อน.....	12
2-8 วงจรรีโซแนนท์อนุกรม.....	12
2-9 วงจรรีโซแนนท์แบบขนาน.....	13
2-10 โครงสร้างของวงจรฟูลบริจอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรม.....	14
2-11 ความสัมพันธ์ระหว่าง Normalized อินพุทอิมพีแดนซ์ ของวงจรรีโซแนนท์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่าง ๆ.....	17
2-12 ค่ามุมเฟสของอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรม ต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่าง ๆ (Phase Angle) ค่าบวกแสดงกระแส เข้าที่พุก i_o ถ้าหลังแรงดันเข้าที่พุก v_o	17
2-13 วงจรสมมูลของวงจรฟูลบริจอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรม.....	18
2-14 คลื่นแรงดันและกระแสเข้าที่พุกของวงจรฟูลบริจอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์- อนุกรม.....	19
2-15 Normalized กระแสไหลคของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่าง ๆ.....	22
2-16 Normalized กำลังไฟฟ้าเข้าที่พุกของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนท์อนุกรมต่อ ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงค่า Q_L	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2-17 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของรีโซแนนซ์อนุกรม.....	23
2-18 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูง.....	25
2-19 แสดงชุดกรองความถี่ทางด้านอินพุต.....	26
2-20 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	26
2-21 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์.....	27
2-22 รูปวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์.....	29
2-23 ชุดหม้อแปลงความถี่สูงใช้แกนเฟอร์ไรต์.....	30
2-24 แสดงชุดโหลดรีโซแนนซ์.....	30
2-25 คลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตกรณีการควบคุมกำลังไฟฟ้า แบบเลื่อนเฟสในทางอุดมคติ.....	31
2-26 โหมดการทำงานทั้ง 6 ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วง 1 ไซเคิลในทางอุดมคติ.....	34
3-1 วงจรสมมูลรีโซแนนซ์อนุกรม.....	35
3-2 เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงดันและกระแสมูลฐานด้านเอาต์พุต.....	35
3-3 ชุดอินเวอร์เตอร์.....	40
3-4 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของชุด Induction Heating.....	41
3-5 ชุดคอนโทรลและชุดขับเกท.....	41
4-1 แสดงวงจรของชุดทดลอง.....	43
4-2 แสดงวงจรการซิมูเลต.....	45
4-3 แสดงคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	45
4-4 แสดงคลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุตอินของอินเวอร์เตอร์.....	46
4-5 แสดงคลื่นแรงดัน (V_O) และกระแส (I_O) ทางด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	47
4-6 แสดงคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	49
4-7 แสดงคลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุตอินของอินเวอร์เตอร์.....	50
4-8 แสดงคลื่นแรงดัน (V_O) และกระแส (I_O) ทางด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	51
4-9 แสดงคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	53
4-10 แสดงคลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุตอินของอินเวอร์เตอร์.....	54
4-11 แสดงคลื่นแรงดัน (V_O) และกระแส (I_O) ทางด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	55
4-12 แสดงคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	57
4-13 แสดงคลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุตอินของอินเวอร์เตอร์.....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4-14 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์.....	59
4-15 แสดงคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	61
4-16 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านดีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์.....	62
4-17 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์.....	63
4-18 แสดงคลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	65
4-19 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านดีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์.....	66
4-20 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์.....	67
4-21 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	70
4-22 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์.....	70
4-23 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของกำลังไฟฟ้า (P_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	71
4-24 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของกำลังไฟฟ้า (P_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์.....	71
4-25 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของประสิทธิภาพของซุคเรคตีไฟและอินเวอร์เตอร์.....	72
4-26 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	72
4-27 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของ %THDi ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz.....	73

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2-1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะ.....	10
2-2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรถึงอินเวอร์เตอร์รีไซเคิลหน่วย อนุกรม และขนาน.....	13
4-1 แสดงอุปกรณ์ของชุดทดลอง.....	43



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง(Induction heating)ปัจจุบันนิยมใช้วงจร Inverter ความถี่สูงเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่เป็นวงจร RLC Series resonant โดยส่วนมากมักจะเป็นสาร Ferro Magnetic ซึ่งจะมีอุณหภูมิสูงเพิ่มขึ้นตามเวลาที่ใช้ในขบวนการเหนี่ยวนำความร้อน และในช่วงของขบวนการเหนี่ยวนำความร้อน ชิ้นงานจะเกิดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้า และทางแม่เหล็ก เช่น ความต้านทานและความเหนี่ยวนำ โดยเฉพาะเมื่อชิ้นงานมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึงจุด Circuit temperature จะมีผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของชิ้นงานลดลงอย่างมาก ส่งผลให้ Inverter ที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังงานต้องรับภาระการจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้น และปัญหาอีกประการหนึ่งก็คือการเปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากการไฟฟ้าเปลี่ยนเป็นไฟตรงโดยใช้วงจรเรียงกระแสแบบ Full-bridge และมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ทำให้แรงดันไฟตรงมีค่าระลอกแรงดันน้อยที่สุด ซึ่งจะเรียกต่อไปว่าแบบไฟตรงเรียบเพื่อป้องกันกับชุด Inverter แต่การกระทำดังกล่าวนี้ จะทำให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายจากการไฟฟ้าไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ เป็นพัลส์แคบๆ และมียอดแหลม ซึ่งจากลักษณะของคลื่นกระแสดังกล่าวจะมีผลทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ ของกระแสจึงมีค่าสูงมากพร้อมทั้งค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามีค่าต่ำ ซึ่งทำให้มีความต้องการใช้สายไฟขนาดใหญ่ และอุปกรณ์ต่างๆภายใน Inverter จะมีค่าพิกัดกระแสสูงส่งผลให้ไม่เหมาะต่อการนำไปใช้งาน

ดังนั้นโครงการนี้จึงได้นำเอาปัญหาดังกล่าวมาแก้ไข โดยปัญหาเรื่อง inverter ที่ต้องจ่ายกำลังไฟฟ้ามากขึ้นเมื่ออุณหภูมิของชิ้นงานเพิ่มขึ้นโดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายไปยังโหลด ด้วยการปรับเนื้อของแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงด้านเอาท์พุทของวงจร Inverter ด้วยหลักการเลื่อนเฟสสัญญาณกึ่งหนึ่งของ Inverter (Phase shifted controller) และการปรับความถี่ และปัญหาเรื่องการเกิดฮาร์โมนิกส์ และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่มีค่าต่ำ จะแก้ไขโดยการเปลี่ยนไฟตรงเรียบที่จ่ายให้กับ inverter เป็นแรงดันไซน์เต็มคลื่นโดยการถอดตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ออกแล้วทำการเพิ่มชุด LC ฟิลเตอร์ ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50 Hz ทำให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามีลักษณะเป็นไซน์ ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้นโดยมีค่าเข้าใกล้หนึ่ง

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อต้องการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าใกล้เคียงหนึ่ง

2. เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของวงจร Resonant Inverter อนุกรมที่ใช้งานเหนี่ยวนำความถี่สูง

3. เพื่อเปรียบเทียบระหว่าง กรณีที่จ่ายไฟตรงเรียบให้กับ Inverter กับกรณีที่จ่าย Sine full wave ให้กับ Inverter ซึ่งเป็นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าด้านแหล่งจ่าย ที่จ่ายไฟฟ้าให้กับ Inverter

4. เพื่อต้องการศึกษาผลของกำลังทางด้าน Output ของ Inverter ที่สามารถปรับ Phase shifted controlled และความถี่ในการควบคุมกำลังได้โดยตรงที่ค่า Inverter

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการวิจัย ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

บทที่ 2 เป็นทฤษฎีที่เกี่ยวข้องโดยจะมีหลักการพื้นฐานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ในชุดแข็งผิวโลหะ การวิเคราะห์วงจรสมมูลของชุดลวดเหนี่ยวนำความร้อน หลักการพื้นฐานของวงจรรีโซแนนท์ที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โครงสร้างเครื่องชุดแข็งผิวของโลหะแบบเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังและปรับเฟสชิฟ และหลักการการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสและทำงานแบบ ZVS ด้วยการปรับความถี่

บทที่ 3 จะกล่าวถึงการออกแบบการคำนวณหาค่า R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ของชุดโพล (ชุด Induction Heating) รวมไปถึงการออกแบบหม้อแปลง การพิจารณาเลือกใช้ชุดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

บทที่ 4 ผลการทดลองของชุดทดลอง เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำในหลักการเลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์ ในมุมต่างๆ ซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบกับผลการ Simulation

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง จะเป็นการสรุปเกี่ยวกับรายละเอียดต่างๆ ของโครงการ รวมถึงข้อแนะนำ และแนวทางการแก้ไข

1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาองค์ประกอบของโครงการ และศึกษาในรายละเอียดของส่วนประกอบต่างๆ ในด้านหลักการทำงาน หน้าที่ และคุณสมบัติที่เหมาะสมของตัวอุปกรณ์

2. Simulation วงจร เพื่อศึกษารายละเอียดและหลักการทำงานของวงจร

3. สร้างชุดทดลองในส่วนต่างๆ ของชุด Induction Heating

3.1 ชุด control โดยใช้ IC เบอร์ UC 3879N

3.2 ชุดวงจรขับเคลื่อน (Drive circuit)

3.3 ชุด Inverter

3.4 ชุด Rectifier

3.5 ชุด load (RLC Resonant circuit)

4. รวบรวมส่วนประกอบต่างๆ เข้าด้วยกันเพื่อสร้างชุดต้นแบบออกมาแล้วทำการทดสอบพร้อมทั้งหาข้อสรุป และแนวทางแก้ปัญหาทั้งหมดที่เกิดขึ้น
5. Simulation วงจร เทียบกับวงจรชุดทดลอง เพื่อเปรียบเทียบความถูกต้อง
6. ทดลองและเก็บผลที่ได้จากการทดลอง

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

สามารถนำมาทำเครื่องต้นแบบ ของเครื่องชุปแข็งผิวโลหะโดยหลักการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูง นี้ไปพัฒนาเพื่อใช้ในด้านอุตสาหกรรมหรือเพื่อการผลิต-จำหน่าย ทั้งภายในประเทศ และ ต่างประเทศเป็นการสนับสนุนทางด้านอุตสาหกรรมที่เกี่ยวกับงานชุบแข็งผิวโลหะของภายในประเทศและเพื่อลดการนำเข้าจากต่างประเทศได้อีกทางหนึ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

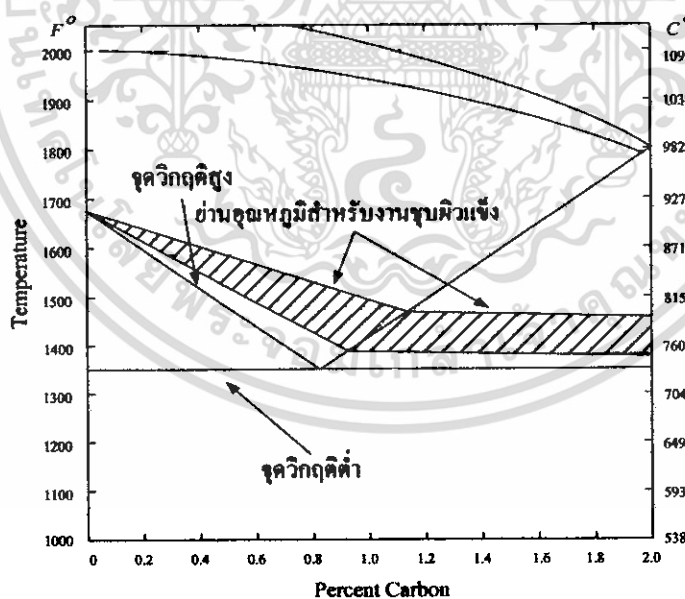
2.1 หลักการพื้นฐานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ในชุบแข็งผิวโลหะ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานที่จำเป็นต้องทำความเข้าใจขั้นแรกสุดเกี่ยวกับการทำให้เกิดความร้อนที่ตัวชิ้นงานชนิดโลหะที่ต้องการทำให้เกิดการชุบแข็ง โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยความถี่ที่สูง โดยเนื้อหาสำคัญในบทนี้จะเกี่ยวกับการวิเคราะห์ข้อมูล พื้นฐานในการเกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง และวงจรสมมูล เพื่อใช้ในการวิเคราะห์การเหนี่ยวนำ ทำให้เกิดความร้อนที่ตัวชิ้นงานขณะอยู่ในกระบวนการชุบแข็งผิวโลหะ ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ จะได้นำเสนอในลำดับต่อไปดังนี้

2.2 พื้นฐานทางโครงสร้างของเหล็กในงานด้านการให้ความร้อน

พื้นฐานการชุบผิวแข็งเหล็กด้วยวิธีการให้ความร้อนจนเหล็กเปลี่ยนโครงสร้าง และลดความร้อนอย่างรวดเร็ว

กรรมวิธีในการชุบแข็งเหล็กนั้นในทางอุตสาหกรรมสามารถทำได้โดยการให้ความร้อนแก่เหล็กจนมีอุณหภูมิสูงถึงจุดวิกฤติต่ำหรือประมาณ Curie temperature ($720-840^{\circ}\text{C}$) ซึ่งที่จุดนี้เมื่อนำเหล็กไปลดอุณหภูมิอย่างรวดเร็ว จะทำให้เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างภายใน



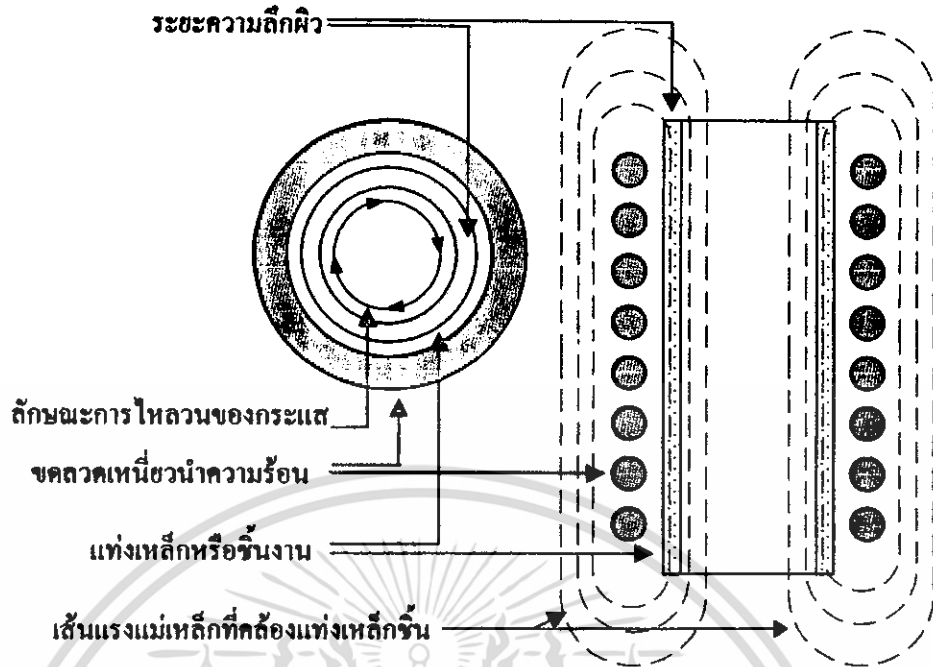
รูปที่ 2-1 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์คาร์บอนของเหล็กกับอุณหภูมิ

ซึ่งจะทำให้บริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิอย่างรวดเร็ว มีความแข็งเพิ่มขึ้นซึ่งย่านอุณหภูมิที่ใช้ในกรรมวิธีการชุบผิวแข็งเหล็กสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2-1 ซึ่งแสดงให้เห็นย่านอุณหภูมิที่ใช้ในการให้ความร้อนแก่เหล็กก่อนเข้าสู่กระบวนการทำให้เกิดความแข็งโดยการลดความร้อน (Quenching) โดยในการให้ความร้อนจะต้องให้แก่เหล็กในช่วงอุณหภูมิที่สูงกว่าจุดวิกฤตต่ำ (Low Critical Point) ซึ่งคือจุดที่เหล็กเริ่มเปลี่ยนโครงสร้างเช่นเดียวกับน้ำที่จะมีการเปลี่ยนโครงสร้างเป็นไอ เมื่ออุณหภูมิถึงจุดเดือดที่ 100°C ส่วนจุดวิกฤตสูง (Upper critical Point) ของเหล็กจะมีระดับที่แตกต่างกันตามชนิดของเหล็ก

2.3 หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำเพื่อใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะ คือกระบวนการให้ความร้อนในวัสดุตัวนำไฟฟ้าโดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดมาจากการเหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงให้ ไหลกลับไปกลับมาภายในตัวชิ้นงานโลหะดังรูป 2-2 ซึ่งมีค่าความต้านทานภายในตัวชิ้นงานทำให้เกิด ความร้อนขึ้นภายในบริเวณที่มีกระแสไหล โดยจะมีหลักการพิจารณาเช่นเดียวกับหม้อแปลง นั่นคือเมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบอยู่ที่ชิ้นงานโลหะ ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคดล้อม (Magnetic Flux) กับชิ้นงานโลหะ ซึ่งสนามแม่เหล็กที่เกี่ยวคดล้อมกับชิ้นงานโลหะจะทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) โดยกระแสดังกล่าวจะไหลในลักษณะเป็นเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจาก กระแสไหลวนเป็นผลให้เกิดความร้อน ขึ้นที่ตัวชิ้นงานโลหะและเนื่องจากการไหลของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ดังนั้นจึงเกิดผลของ Skin Effect ซึ่งจะทำให้กระแสไหลเฉพาะบริเวณผิวด้านนอกของชิ้นงานโลหะ โดยความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลภายในตัวชิ้นงานนี้จะขึ้นกับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหล ซึ่งจะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ที่ป้อนเข้าไปในขดลวดที่พันรอบชิ้นงาน ดังนั้นปริมาณกระแสที่ไหลในแท่งเหล็กจะเท่ากับปริมาณกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำคูณกับจำนวนรอบของขดลวดเดียวกัน

สำหรับองค์ประกอบของการเกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำ ที่ความถี่สูงนี้ จะประกอบไปด้วย ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่าง ๆ คือ ความถี่ (Frequency : f) สภาพความต้านทานไฟฟ้า (Resistivity : ρ) และ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability : μ) ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์กับค่าความลึกผิวของการไหลวนของกระแส (Skin depth : δ) ได้โดยสมการ (2.1) ดังนี้



รูปที่ 2-2 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 f \pi}} \quad (2.1)$$

เมื่อ

δ = ค่าความลึกผิว (m)

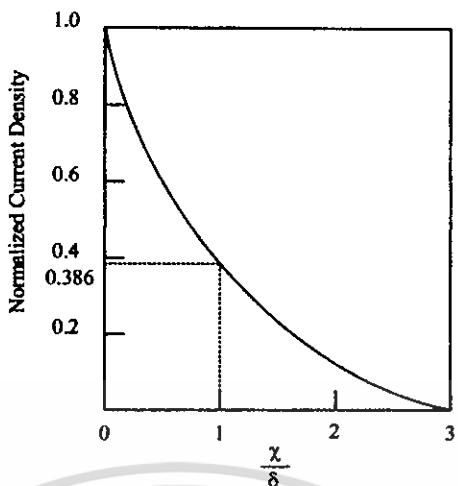
ρ = สภาพความต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน ($\Omega \cdot m$)

f = ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อน (Hz)

μ_r = ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของชิ้นงาน

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

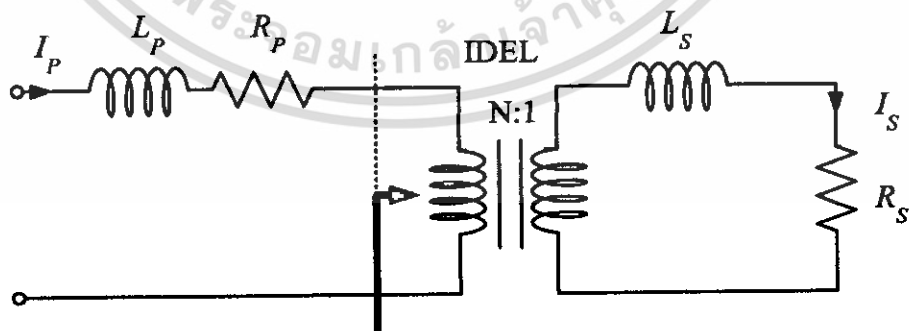
จากสมการ (2.1) จะเห็นว่าเมื่อความถี่สูงขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลวนไหลลึกลงไปจากบริเวณผิวชิ้นงานได้น้อยลงทั้งนี้เนื่องจากค่าความลึกของการไหลของกระแสไหลวน (Current depth : δ) มีค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความถี่ จากรูปที่ 2-3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแสที่แปรเปลี่ยนตามระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสมีความหนาแน่นสูงสุดที่บริเวณผิวด้านนอกของตัวชิ้นงานและจะมีค่าลดลงเมื่อระยะความลึกจากผิว X : , มีค่าเพิ่มมากขึ้น



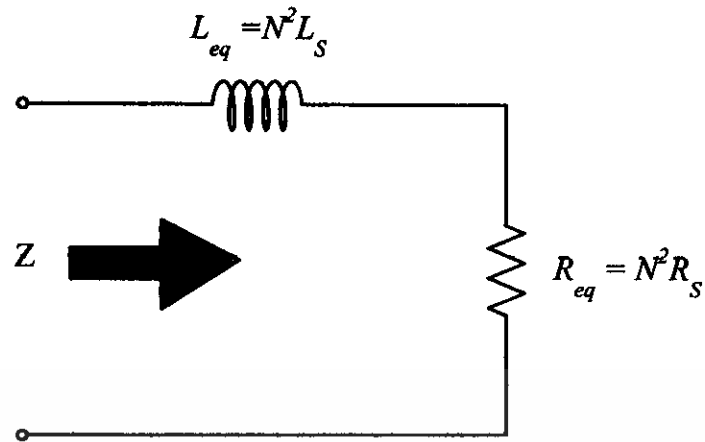
รูปที่ 2-3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแสกับระยะความลึกผิวของชั้นงาน

2.4 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนมีหลักการใกล้เคียงกับหลักการในหม้อแปลงไฟฟ้า โดยมีขดลวดเหนี่ยวนำเป็นขดปฐมภูมิและชั้นงานซึ่งถูกเกี่ยวคล้องด้วยเส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดปฐมภูมิจะมีลักษณะเหมือนเป็นขดทุติยภูมิ ที่มีจำนวนรอบเพียง 1 รอบ โดยมีค่าอินดักแตนซ์ L_s และค่าความต้านทาน R_s เป็นค่าความเหนี่ยวนำและความต้านทานของชั้นงานและมีค่าอินดักแตนซ์ L_p และค่าความต้านทาน R_p เป็นค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิซึ่งเมื่อเขียนแสดงด้วยวงจรจะได้ดังรูปที่ 2-4 โดยที่วงจรสมมูลที่ได้นี้ อยู่ภายในเงื่อนไขว่า กระแสแม่เหล็ก I_m ซึ่งไหลผ่านแม่เหล็กอินดักแตนซ์ L_m มีค่าน้อยมากจนไม่นำมาพิจารณาในวงจร



รูปที่ 2-4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่ชั้นงานเมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 2-5 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะโดยพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2-4 เมื่อย้ายค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางด้านทุติยภูมิไปรวมกับทางด้านปฐมภูมิ สามารถเขียนวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะได้ใหม่ดังรูปที่ 2-5

จากรูปที่ 2-5 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะซึ่งประกอบด้วย ค่าอินดักแตนซ์สมมูล L_{eq} และค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$R_{eq} = R_p + N^2 R_s \quad (2.2)$$

$$L_{eq} = L_p + L^2 L_s \quad (2.3)$$

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

$$R_{eq} = R_p + R'_p \quad (2.4)$$

$$L_{eq} = L_p + L'_p \quad (2.5)$$

N คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะ

R_p, R_s คือ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำและของไหลคชั้่นงานตามลำดับ

L_p, L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลขดลวดเหนี่ยวนำและของไหลคชั้่นงานตามลำดับ

R'_p คือ ค่าความต้านทานของไหลคชั้่นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

L'_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของไหลคชั้่นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2-4 สามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ 2.6

$$P_p = I_p^2 R_p \quad (2.6)$$

ในทำนองเดียวกันก็จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นที่โหลดชิ้นงานได้ดังสมการที่ 2.7

$$P_s = I_s^2 R_s \quad (2.7)$$

และเมื่อพิจารณาจากค่านปฐมภูมิโดยที่ $I_s = NI_p$ จะได้

$$P_s = I_p^2 R'_p \quad (2.8)$$

เมื่อ

I_p คือ กระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ

I_s คือ กระแสในโหลดชิ้นงาน

จากสมการ (2.6) - (2.8) สามารถหาค่าประสิทธิภาพของโหลดชิ้นงานได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_p} \quad (2.9)$$

แทนสมการ (2.6) และ (2.8) ในสมการที่ (2.9) จะได้

$$\eta = \frac{I_p^2 R'_p}{I_p^2 R'_p + I_p^2 R_p} \quad (2.10)$$

$$\eta = \frac{R'_p}{R'_p + R_p} \quad (2.11)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + (R_p / R'_p)} \quad (2.12)$$

เนื่องจากผลของ Skin Depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณผิวของขดลวดเหนี่ยวนำและที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับ

δ ดังนั้นในการหาค่าความต้านทาน R_p และ R_s ที่บริเวณผิวสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$R_p = \frac{\rho_p}{\delta_p} = \sqrt{\rho_p \mu_o \mu_{rp} f \pi} \tag{2.13}$$

และ

$$R_s = \frac{\rho_s}{\delta_s} = \sqrt{\rho_s \mu_o \mu_{rs} f \pi} \tag{2.14}$$

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

ดังนั้นสมการ (2.14) จะเห็นได้ว่าความต้านทานของชิ้นงาน R_s จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ_s ของชิ้นงาน ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ μ_{rs} และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ f ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ จากสมการ (2.1) และ (2.14) สามารถนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะได้ดังตารางที่ 2-4

ตารางที่ 2-1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะ

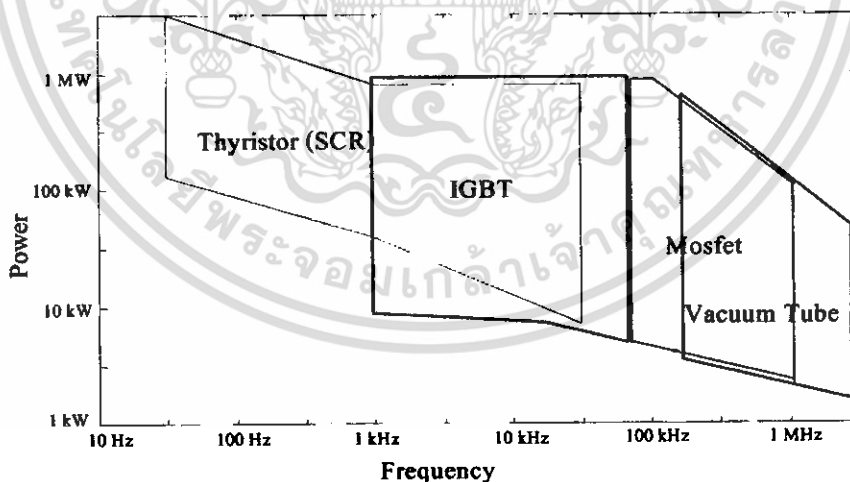
material	Iron*	Silver	Aluminum	Lead
Resistivity : ρ_s 20 °C[1] ($\Omega \cdot m$)	9.71×10^{-8}	1.59×10^{-8}	2.65×10^{-8}	20.85×10^{-8}
Relative permeability : μ_{rs}	100	1	1	1
Skin depth : δ_s (mm)	0.0592	0.2398	0.3096	0.8644
Surface resistivity : R_s (Ω)	1.6402×10^{-3}	0.0683×10^{-3}	0.0856×10^{-3}	0.2383×10^{-3}

*ชนิดโลหะที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะในโครงการนี้

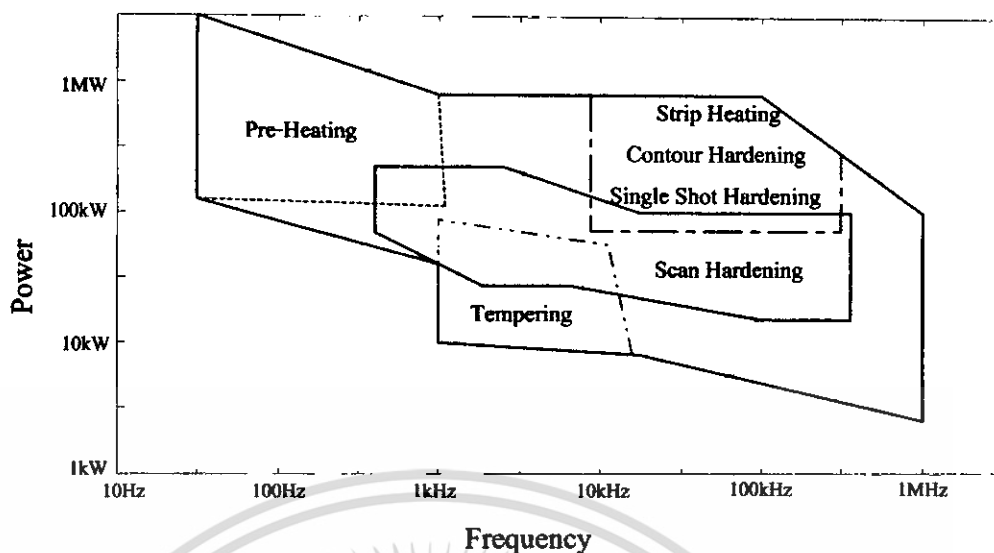
2.5 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกันและมีการพัฒนามาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันทั้งทางด้านรูปแบบ ระบบ และชนิดอุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของเครื่องให้ความร้อนนี้จะเป็นของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งในอดีตจะสามารถใช้งานได้ถึง 10kHz ในงานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงนี้ จะใช้ร่วมกับหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่มี Loss ที่ความถี่สูงต่ำมากทำให้แกนหม้อแปลงมีขนาดเล็กลงมาก ดังนั้นในปัจจุบันจึงนิยมใช้ semiconductor Inverter เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าตั้งแต่ 10 kHz จะใช้ SCR Inverter และย่านความถี่ปานกลาง 10kHz ถึงย่านความถี่สูง 50 kHz ใช้ IGBT เป็นสวิทช์ของ Inverter ส่วนย่านความถี่สูง 50 kHz - 450 KHz ใช้ Mosfet Inverter และในย่านความถี่สูงกว่า 450 KHz ยังคงจำเป็นต้องใช้หลอดสูญญากาศ (Vacuum tube) อยู่เช่นเดิม จะเห็นว่าสมรรถนะที่จะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า สำหรับงานการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำได้ตั้งแต่ในย่านความถี่ต่ำ 50 KHz จนถึงย่านความถี่สูง 450KHz ดังรูปที่ 2-6 ซึ่งอธิบายความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าและพิกัดความถี่ของอุปกรณ์แต่ละชนิด ที่ยังคงมีใช้ในปัจจุบันคือ Thyristor, IGBT, Mosfet, Vacuum Tube และยังสามารถได้ว่าอุปกรณ์ที่สามารถจ่ายกำลังที่สูงได้จะถูกใช้งานในย่านความถี่ต่ำ ส่วนอุปกรณ์ที่สามารถทำงานในย่านความถี่สูงจะสามารถจ่ายกำลังได้ต่ำกว่า

ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่กับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อนในแบบต่าง ๆ ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิทช์แต่ละชนิดโดยจะเห็นว่าสามารถประมาณได้ว่าลักษณะการใช้งานบางอย่างเหมาะสมกับอุปกรณ์บางชนิดได้ เช่นในการ Scan



รูปที่ 2-6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิทช์แต่ละชนิด



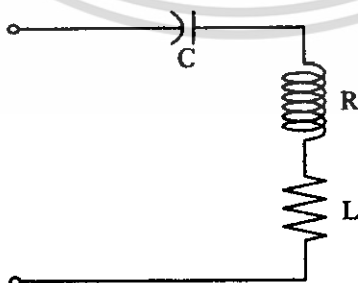
รูปที่ 2-7 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิภักการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อน

Hardening ซึ่งใช้ความถี่ย่านประมาณ 1 KHz ถึงประมาณ 500 KHz ก็จะเป็นย่านที่ใช้ IGBT และมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ โดย IGBT จะแบ่งใช้งานย่านความถี่ต่ำและมอสเฟตจะแบ่งใช้งานย่านความถี่สูงในงานการชุบผิวแข็งนี้

2.6 หลักการพื้นฐานของวงจรรีโซแนนซ์ที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

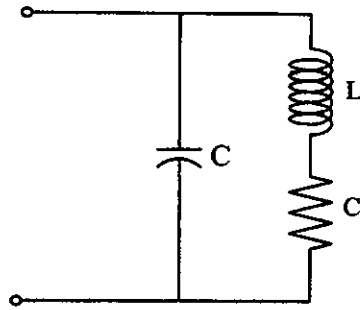
2.6.1 หลักการรีโซแนนซ์

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



รูปที่ 2-8 วงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-9 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

ในวงจรขนาน LC ก็สามารถทำให้อยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ได้เช่นกันและ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุด และส่งผลให้ค่ากระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนในลูป (Loop) ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้น วงจรสามารถปรับให้รีโซแนนซ์ได้โดยการปรับค่า L และ C

2.6.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ชนิด

อนุกรม และขนาน

ตารางที่ 2-2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ชนิด

อนุกรม และขนาน

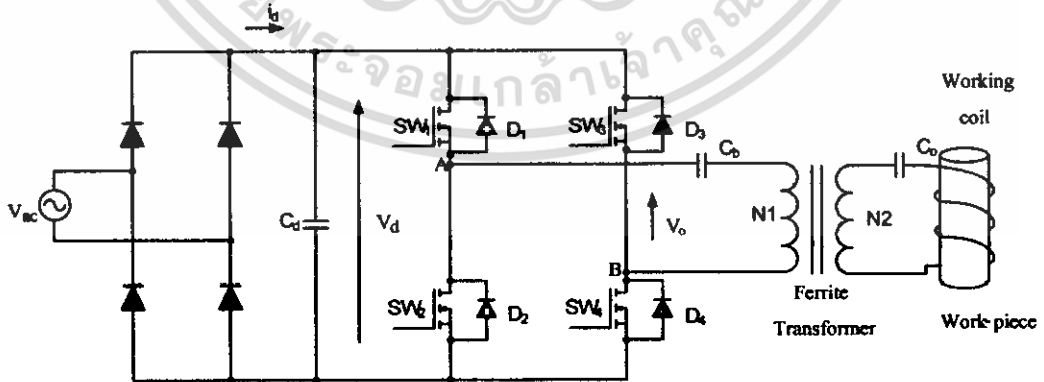
วงจรอินเวอร์เตอร์ ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
รีโซแนนซ์อนุกรม	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างง่ายและราคาถูก - สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ <p>โดย</p> <p>ตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์</p> <p>โดยไม่ต้องมีการปรับแรงดัน</p> <ul style="list-style-type: none"> - กำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับ <p>ควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่</p> <p>วง</p> <p>จรอินเวอร์เตอร์</p>	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจร <p>อิน</p> <p>เวคเตอร์ วงจรไหลจะเปิด</p> <p>วงจร</p> <p>ออกไม่ได้</p> <ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่ <p>ไหลได้</p> <ul style="list-style-type: none"> - ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับ <p>ความถี่สวิตซ์ให้เลื่อนห่างออก</p> <p>จาก</p> <p>ความถี่รีโซแนนซ์ ทำให้</p> <p>กระแส</p> <p>ไม่ค่อยเป็นไซน์ ซึ่งเป็นผลให้มี</p> <p>ฮาร์มอนิกส์เกิดขึ้นตามมา</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<p>รีโซแนนซ์ขนาน</p>	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอื่น วิศวเตอร์ วงจรโหลดสามารถเปิด วงจรออกได้ - สามารถทนการฉุดวงจรที่โหลดได้ - อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรรีโซแนนซ์ไม่จำเป็นต้องมีพิคคแรงดันสูง เนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่นสแควร์ จึงมีค่า Peak คงที่ที่ตำแหน่งรีโซแนนซ์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติไฟายเออร์ แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้สวิตช์ควบคุม - จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current - มีขนาดใหญ่ เนื่องจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันดีซีอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์
-----------------------------	--	--

2.6.3 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม

ในเครื่องทดลองการเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ใช้ในปริญญาโทปีนี้ได้เลือกใช้วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูง โดยมีลักษณะวงจรดังรูป 2-10 โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำกับโหลดชิ้นงาน สามารถทนด้วยความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูล โดยที่พิจารณาอยู่ในรูปของวงจร RLC อนุกรม ซึ่งสามารถวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในการอนุกรม ได้ดังนี้



รูปที่ 2-10 โครงสร้างของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์อนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}} \quad (2.15)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} = \omega_r L_{eq} = \frac{1}{\omega_r C_{eq}} \quad (2.16)$$

$$Q_L = \frac{\omega_r L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_r R_{eq} C_{eq}} = \frac{Z_o}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \quad (2.17)$$

โดยที่

ω_r : Resonant Frequency

Z_o : Characteristic Impedence

Q_L : Quality Factor

อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมคือสมการที่ 2.18

$$\begin{aligned} Z &= R_{eq} + j \left[\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} \right] \\ &= R_{eq} \left[1 + jQ_L \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] \\ &= Z_o \left[\frac{R_{eq}}{Z_o} + j \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] = Z \angle \theta^\circ = R_{eq} + jX_{eq} \quad (2.18) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะได้ดังสมการที่ 2.19

$$Z = R_{eq} \sqrt{1 + Q_L^2 \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}$$

$$= Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2} \quad (2.19)$$

$$\theta = \arctan \left[Q_L \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] \quad (2.20)$$

$$R_{eq} = Z \cos \theta \quad (2.21)$$

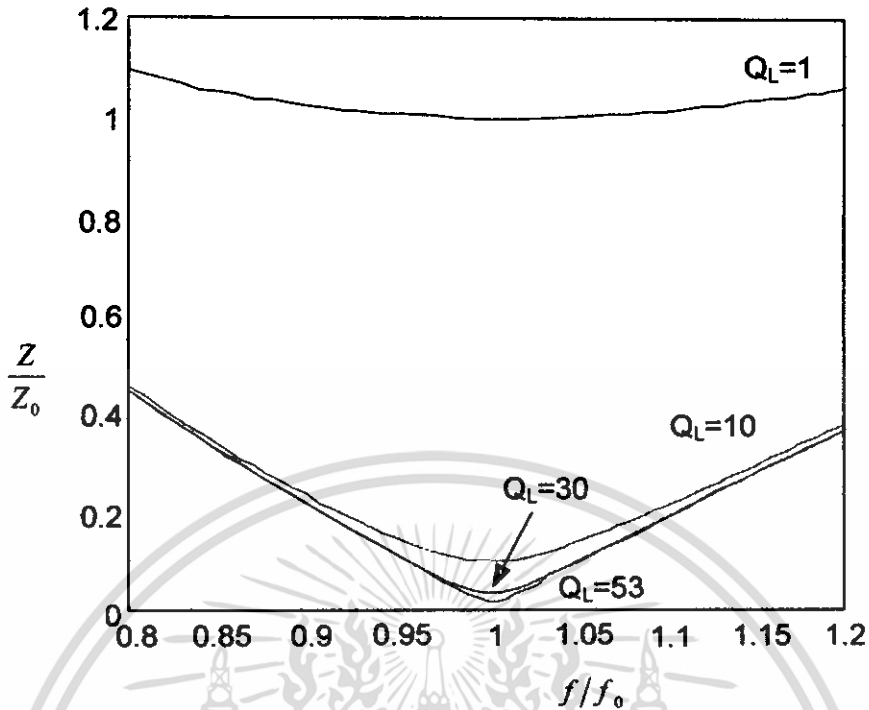
$$X_{eq} = Z \sin \theta \quad (2.22)$$

$$\cos \theta = \frac{R_{eq}}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}} \quad (2.23)$$

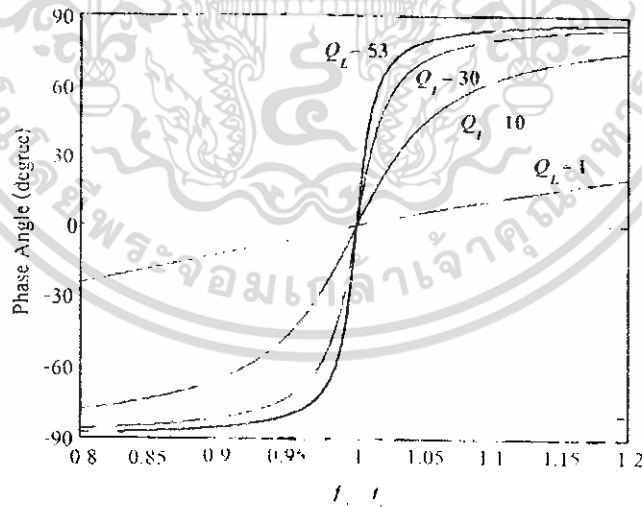
โดยที่

- R_{eq} คือค่าความต้านทานสมมูล
- L_{eq} คืออินดักแตนซ์รีโซแนนท์สมมูล
- C_{eq} คือคาปาซิเตอร์รีโซแนนท์สมมูล
- θ คือมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส

จากสมการ (2.19) เมื่อนำมาเขียนกราฟในรูป Normalized อินพุทอิมพีแดนซ์ Z/Z_o เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีค่า Q_L ต่าง ๆ จะได้ดังรูปที่ 2-11 จากรูปจะเห็นว่าที่ความถี่รีโซแนนท์ ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำสุดและค่า อินพุทอิมพีแดนซ์นี้ยังมีความสัมพันธ์กับ Q_L ด้วย นั่นคือเมื่อค่า Q_L มีค่ามากขึ้น ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำลงด้วย



รูปที่ 2-11 ความสัมพันธ์ระหว่าง Normalized อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนท์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่าง ๆ

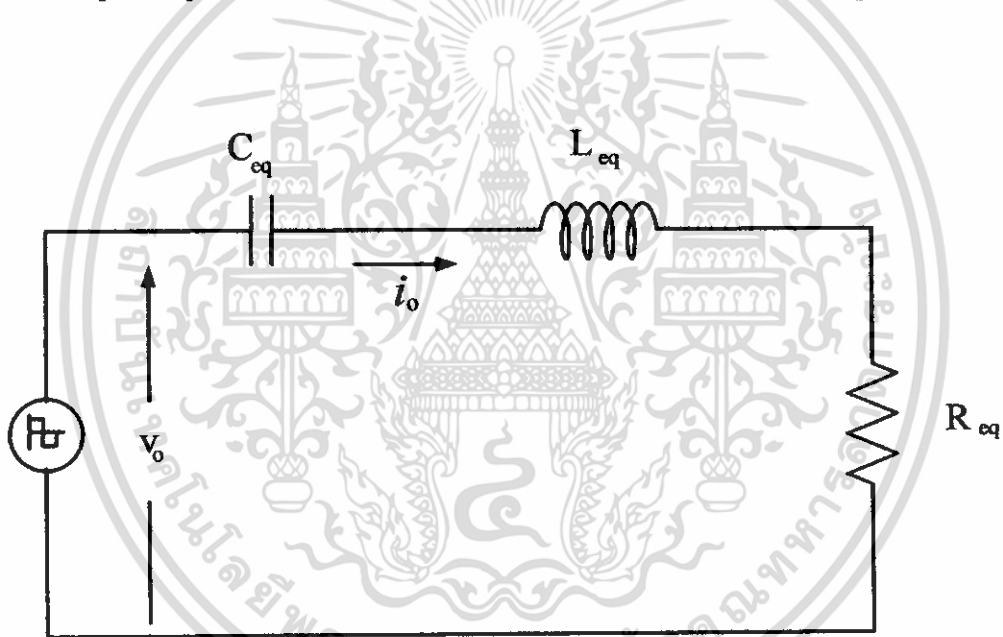


รูปที่ 2-12 ค่ามุมเฟสของอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนท์อนุกรม ต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่าง ๆ (Phase Angle) ค่าบวกแสดงกระแสเข้าที่พุด i_0 ล้าหลังแรงดันเข้าที่พุด v_0

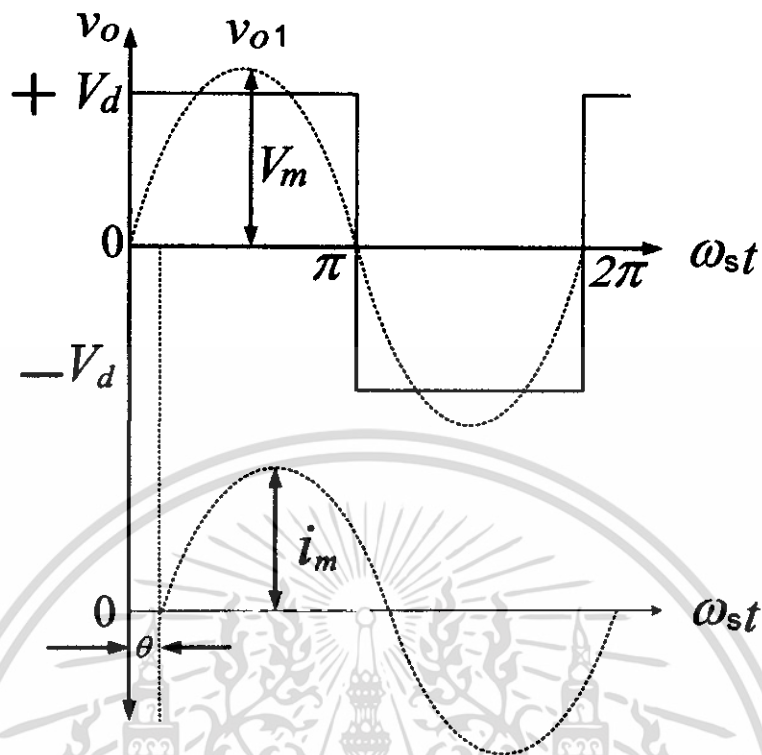
ในรูปที่ 2-12 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟสของอินพุทอิมพีแดนซ์ ของ วงจรอินเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่าง ๆ ซึ่งได้จากสมการ (2-20) จากรูปกราฟจะเห็นได้ว่า ที่จตุรีโซแนนท์ ค่ามุมเฟสจะมีค่าเท่ากับ 0 เสมอ ไม่ว่าจะเป็นที่ ค่า Q_L ใด ๆ ก็ตามและเมื่อมีการปรับความถี่ ค่ามุมเฟสก็จะมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งอัตราการ เปลี่ยนแปลงของมุมเฟส จะขึ้นอยู่กับค่า Q_L นั่นคือเมื่อ Q_L มีค่าสูง อัตราการเปลี่ยนแปลง ของมุมเฟส ก็ยิ่งมากขึ้นตามแสดงในรูป

2.6.4 การวิเคราะห์แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรม

จากรูปที่ 2-10 เพื่อให้สามารถวิเคราะห์วงจรได้มากขึ้น สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ วงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2-13 โดยมีลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส v_o และ i_o ดังรูปที่ 2-14



รูปที่ 2-13 วงจรสมมูลของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรม



รูปที่ 2-14 คลื่นแรงดันและกระแสเข้าที่พุกของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ไซแนสที่อนุกรม

จากรูป 2-13 และ 2-14 จะได้แรงดันเข้าที่พุกของวงจรไซแนสที่อนุกรมดังนี้

$$v_o = \begin{cases} +V_d & \text{เมื่อ } 0 < \omega t \leq \pi \\ -V_d & \text{เมื่อ } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.24)$$

เมื่อนำมาทำการหาอนุกรมฟูเรียร์ในสมการ (2.26) จะได้

$$v_o = \frac{4v_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{-(-1)^n}{2n} \sin n\omega t$$

$$v_o = V_d \left[\frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{4}{5\pi} \sin 5\omega t \dots \right] \quad (2.25)$$

โดยมีค่าแรงดัน Fundamental ของแรงดัน v_o

$$V_{o,1} = V_{\max} \sin \omega t \quad (2.26)$$

โดยจะได้ขนาด Peak มีค่าเป็น

$$V_{\max} = \frac{4v_d}{\pi} \approx 1.273V_d \quad (2.27)$$

และค่า RMS ของ แรงดัน v_o คือ

$$V_{\max} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}V_d}{\pi} \approx 0.9V_d \quad (2.28)$$

โดยมีสมการกระแสโหลด i_o คือ

$$i_o = I_m \sin(\omega t - \theta) \quad (2.29)$$

เมื่อ

$$I_m = \frac{V_m}{Z} = \frac{4v_d}{\pi Z} = \frac{4v_d \cos \theta}{\pi R} = \frac{4v_d}{\pi R_{eq} \sqrt{1 + Q^2 \left[\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right]^2}} \quad (2.30)$$

$$= \frac{4v_d}{\pi R_o \sqrt{\left[\frac{R_{eq}}{Z_o} \right]^2 + \left[\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right]^2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.16) สามารถหาแรงดันตกคร่อม ความต้านทาน R_{eq} อินดักแตนซ์ L_{eq} และคาปาซิแตนซ์ C_{eq} ได้ดังสมการที่ 2.31 , สมการที่ 2.32 , และ สมการที่ 2.33 ตามลำดับ

$$V_R = I_m R_{eq} \quad (2.31)$$

$$v_{C_{eq}} = \frac{I_m}{\omega C_{eq}} = \frac{4v_d}{\pi \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} \right) \sqrt{\left(\frac{1}{Q_L} \right)^2 + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}} \quad (2.32)$$

$$v_{L_{eq}} = I_m \omega L_{eq} = \frac{4v_d \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} \right)}{\pi \sqrt{\left(\frac{1}{Q_L} \right)^2 + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}} \quad (2.33)$$

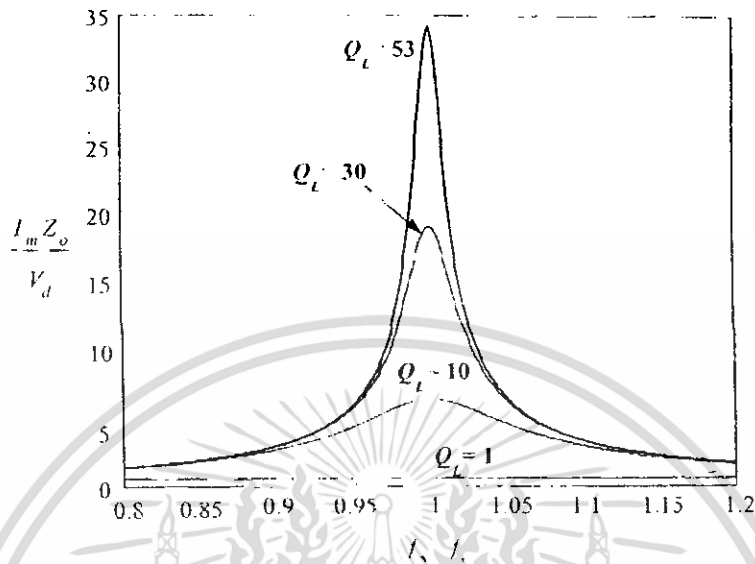
ดังนั้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ได้คือ

$$P_o = \frac{I_m^2 R_{eq}}{2} = \frac{8V_d^2 R_{eq} \cos^2 \theta}{\pi^2 R_{eq}^2} = \frac{8V_d^2 R_{eq}}{\pi^2 R_{eq}^2 \left[1 + Q_L^2 \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2 \right]} \quad (2.34)$$

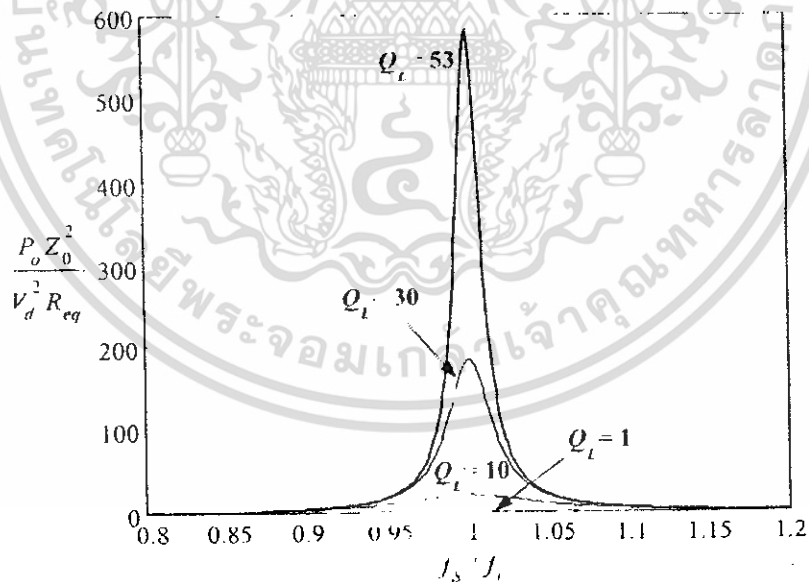
$$= \frac{8V_d^2 R_{eq}}{\pi^2 Z_o^2 \left[\left(\frac{R_{eq}}{Z_o} \right)^2 + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2 \right]}$$

และจากสมการ (2.32) สามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2-15 ซึ่งแสดงค่ากระแสไหลในรูป Normalized ของวงจรถอนเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่าง ๆ จะเห็นได้ว่าที่จตุริโซแนนท์ จะให้ค่ากระแสไหลสูงสุด และจะขึ้นอยู่กับค่า Q_L นั้น

คือ เมื่อ Q_L มีค่าสูงขึ้น กระแสไหลดก็จะมีความสูงตาม เมื่อเทียบกับกระแสไหลดที่มีค่าต่ำลง เมื่อที่ค่า Q_L ต่ำ



รูปที่ 2-15 Normalized กระแสไหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่าง ๆ



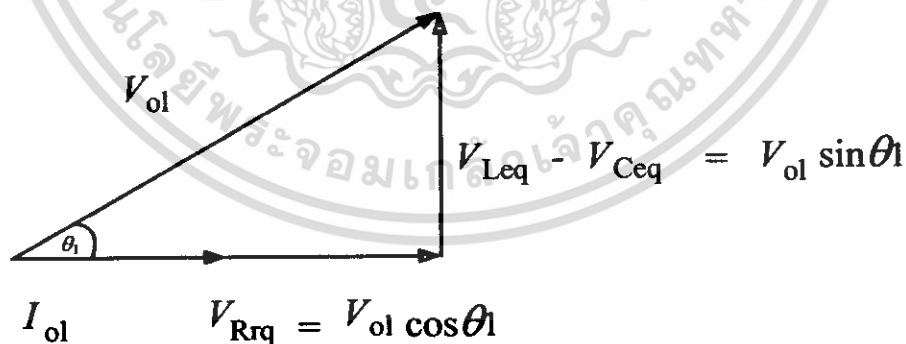
รูปที่ 2-16 Normalized กำลังไฟฟ้าเข้าที่พุกของวงจรอินเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงค่า Q_L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการ (2.34) เมื่อนำมาเขียนกราฟในรูป Normalized ของกำลังไฟฟ้า เอ้าท์พุทของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงค่า Q_L ต่าง ๆ จะเห็นได้ว่าที่จตุรีโซแนนซ์จะได้กำลังไฟฟ้าเอ้าท์พุทสูงสุด และเมื่อความถี่เปลี่ยนไปจากจตุรีโซแนนซ์ กำลังไฟฟ้าเอ้าท์พุทจะมีค่าลดลง และจะลดลงมากกว่าที่ค่า Q_L ค่า ๆ

2.6.5 การคำนวณค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูลของวงจรรีโซแนนซ์

ในการวิเคราะห์ห้วงจรรีโซแนนซ์อนุกรมที่ใช้ในเครื่องเหนี่ยวนำความถี่สูง นั้น จำเป็นต้องหาค่าความต้านทานสมมูล R_{oq} ซึ่งเป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากความต้านทานขดลวดตัวนำของหม้อแปลงและความต้านทานที่ขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งเหล็กชิ้นงาน และค่าอินดักแตนซ์สมมูล L_{oq} ซึ่งเป็นค่าอินดักแตนซ์ของหม้อแปลงความถี่สูงกับค่าอินดักแตนซ์ที่ขดลวดเหนี่ยวนำ ในวงจรเสียก่อน ในโครงการนี้ได้มองโหลดของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2-10 ซึ่งประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่สูง ตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์ C_o และขดลวดเหนี่ยวนำพร้อมชิ้นงานในรูปของวงจรสมมูล RLC อนุกรม ประกอบด้วยค่า R_{oq} , L_{oq} และ C_{oq} ดังรูปที่ 2-13 ซึ่งเป็นค่าตัวแปรที่โอนย้ายจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงมายังด้านปฐมภูมิที่ต่ออยู่กับด้านเอ้าท์พุทของอินเวอร์เตอร์ เมื่อป้อนแรงดันพัลส์ให้กับวงจร RLC อนุกรม ในรูปที่ 2-13 พร้อมกับควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานโดยกระแสล้าหลังแรงดันอยู่ ดังในรูปที่ 2-14 จะได้ความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าแรงดันและกระแสมูลฐานด้วยมุม θ_1 ในรูปของ $\cos\theta_1$ ซึ่งสามารถนำไปวิเคราะห์หาค่าตัวแปร R_{oq} , L_{oq} และ C_{oq} ของวงจรสมมูลได้โดยใช้เวกเตอร์โคอะแกรมในรูปที่ 2-16 ซึ่งสามารถวิเคราะห์สมการของ R_{oq} และ L_{oq} ได้ในสมการ (2.36) และ (2.39)



รูปที่ 2-17 เฟสเซอร์โคอะแกรมของรีโซแนนซ์อนุกรม

โดยที่

$$R_{eq} = \frac{V_{Req}}{I_{o1}} \quad (2.35)$$

ดังนั้น

$$R_{eq} = \frac{V_{o1} \cos \theta_1}{I_{o1}} \quad (2.36)$$

โดยที่

$$\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} = \frac{V_{Leq} - V_{Ceq}}{I_{o1}} \quad (2.37)$$

$$\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} = \frac{V_{o1} \sin \theta_1}{I_{o1}} \quad (2.38)$$

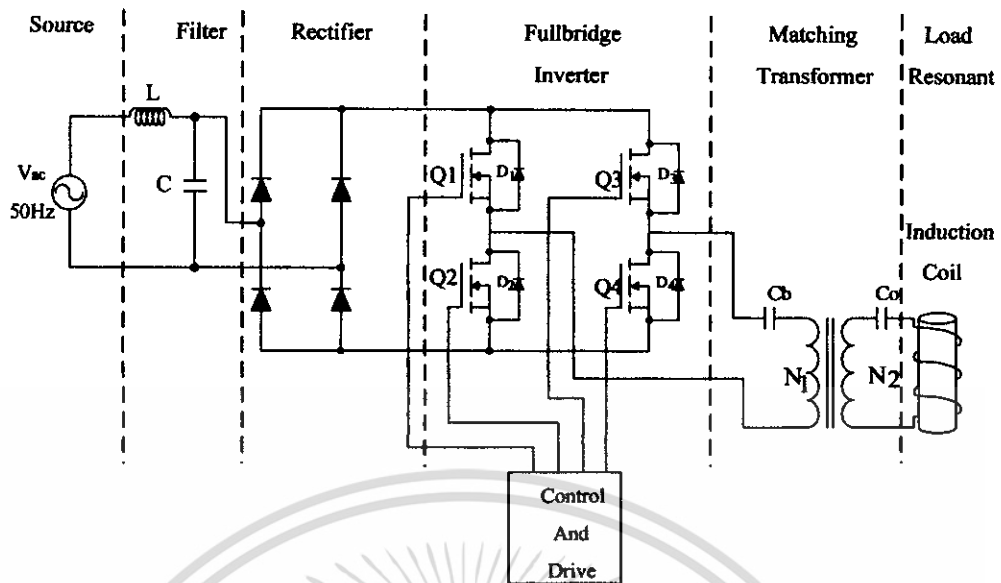
ดังนั้น

$$L_{eq} = \frac{1}{2\pi f_s} \left[\frac{V_{o1} \sin \theta_1}{I_{o1}} + \frac{1}{2\pi f_s C_{eq}} \right] \quad (2.39)$$

2.7 โครงสร้างเครื่องชุปแข็งผิวของโลหะแบบเหนียวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังและปรับเฟส-ชิฟ

โครงสร้างพื้นฐานของวงจรการให้ความร้อนแบบเหนียวนำความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



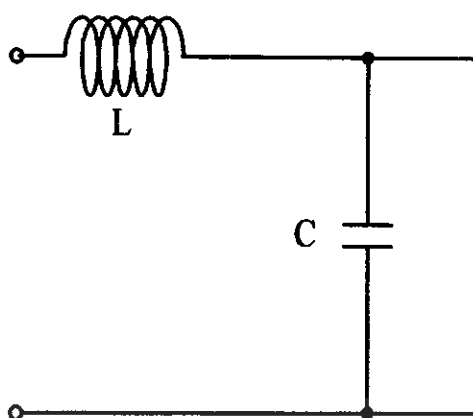
รูปที่ 2-18 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูง

จากของวงจรจะประกอบด้วยส่วนประกอบ 6 ส่วนคือ

1. ชุดวงจรกรองความถี่สูง(Low Pass Filter)
2. ชุดวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น(Full Bridge Rectifier)
3. ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์(Inverter)
4. ชุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์
5. ชุดหม้อแปลงความถี่สูง(High Frequency Transformer)
6. ชุดโหลดรีโซแนนซ์(Load Resonant)

2.7.1 ชุดวงจรกรองความถี่สูง(Low Pass Filter)

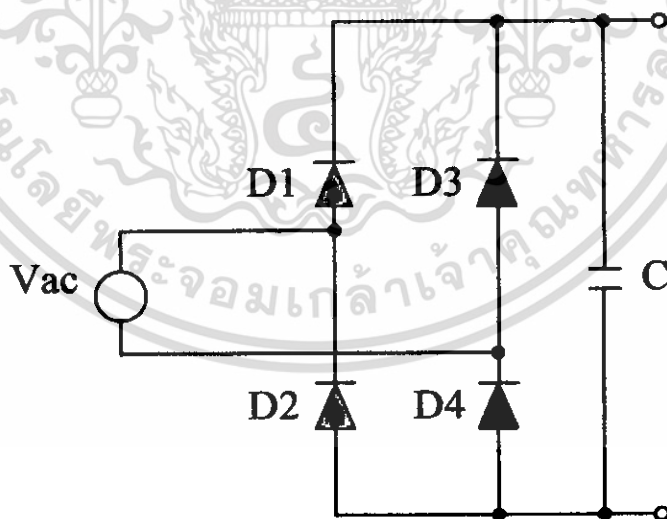
วงจรกรองความถี่สูง (Low Pass Filter) ของเครื่องชุบแข็งผิวโลหะแบบเหนี่ยวนำ ความถี่สูงนี้ จะใส่ค่า ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ เข้าไปทางด้านอินพุตของเครื่องเพื่อทำหน้าที่กรองความถี่สูงที่เป็นความถี่หลักมูล และความถี่ฮาร์มอนิกส์ต่างๆ เพื่อให้สัญญาณการไฟฟ้ามีความถี่ที่ 50Hz เพียงความถี่เดียว



รูปที่ 2-19 แสดงชุดกรองความถี่ทางด้านอินพุต

2.7.2 ชุดวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น(Full Bridge Rectifier)

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Rectifier) คือวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ในการแปลงคลื่นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ 50 Hz ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยจะใช้ ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) เพื่อป้องกันกับชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ และจะมีตัวเก็บประจุขนาดเล็กระหว่าง ชุดวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) กับชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อที่เป็นตัวป้องกัน กระแสที่ไหลย้อนกลับของชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ ในช่วงที่โหลดคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่าย (regen)



รูปที่ 2-20 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

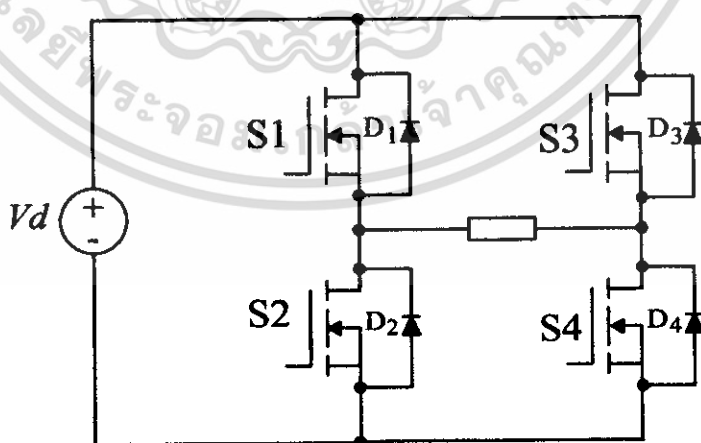
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.3 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์(Inverter)

วงจรมอเตอร์อินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่ใช้ในวงจร จะเป็นฟูลบริดจ์ (Full Bridge) ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่สูงโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟต (Power mosfet) โดยการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต (Power mosfet) จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา คือ S1 และ S4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งเวลาของคาบเวลาแรกและเมื่อหยุดนำกระแส S2 และ S3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งเวลาของคาบเวลาหลังซึ่งจะทำงานอย่างนี้ไปเรื่อยๆ

ส่วนไดโอดที่คร่อมเพาเวอร์มอสเฟตจะทำหน้าที่ฟรีวีลิ่ง (Free Wheeling) คือขณะที่มอสเฟต S1 และ S4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดประจุจะมีกระแสกลับแรงดันทำให้ไดโอด D1 และ D4 อยู่ในสภาวะไบอัสตรงและมีกระแสส่วนหนึ่งไหลออกจากขดลวดประจุซึ่งเป็นคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสเหล่านี้ไหลเข้ามอสเฟต เพราะอาจทำให้มอสเฟตเสียหายได้ จึงต้องมีไดโอดเป็นทางผ่านของกระแส ซึ่งมอสเฟตแบบ IRFP460 ที่ใช้สร้างชุดอินเวอร์เตอร์ จะมีไดโอดอยู่ในตัวของมันเองอยู่แล้ว

ในการทำงานของมอสเฟต ระหว่างมอสเฟต S1 และ S2 หรือ S3 และ S4 จะทำงานหรือนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตและมอสเฟตอาจเกิดการพังเสียหายได้ ดังนั้นในการทำงานจะต้องมีการเฟื่อเวลาในการขับสวิตช์ของมอสเฟต คือจะให้ S1 และ S4 ทำงานพร้อมกัน S2 และ S3 ก็ต้องทำงานพร้อมกันด้วยส่วนในการปรับเฟสชิพจะให้ S1 และ S3 ทำงานพร้อมกัน S2 และ S4 ก็ต้องทำงานพร้อมกันด้วย ดังนั้นจึงต้องกำหนดเวลาที่เหมาะสม



รูปที่ 2-21 แสดงวงจรมอเตอร์อินเวอร์เตอร์

2.7.4 ชุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ

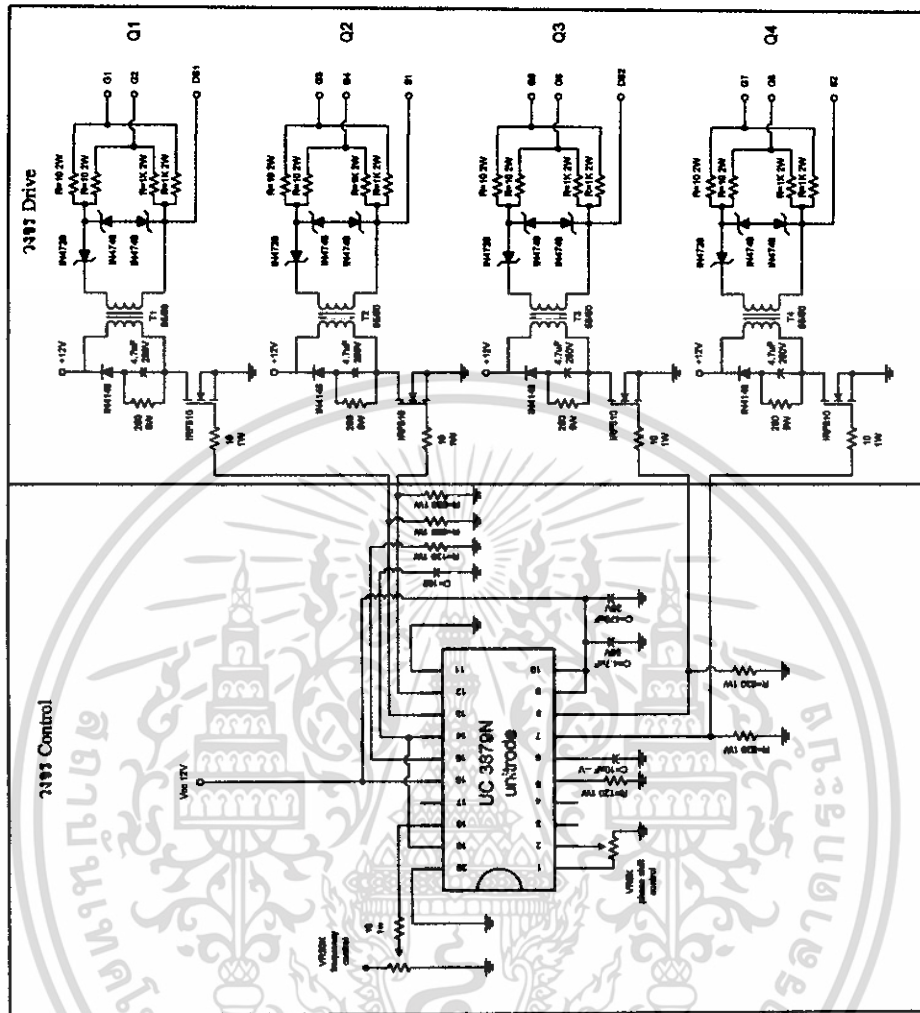
2.7.5 วงจรควบคุม(Control Circuit)

วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม(Square Wave)ซึ่งสัญญาณนี้จะนำมาใช้ในการขับสัญญาณขาเกิดของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยจะใช้ ไอซีเบอร์ UC 3879N เป็นไอซีขนาด 20 ขา ในการสร้างสัญญาณ ซึ่งไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และเฟส-ชิฟ การควบคุมความถี่สามารถปรับได้โดยปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 18 และการปรับเฟส-ชิฟ สามารถทำได้โดยการปรับค่า ความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 12 โดยจะสามารถปรับค่าได้ตั้งแต่มุม 0-180

2.7.6 วงจรขับขาเกิด(Drive Circuit)

สัญญาณพัลส์ที่ได้จากชุดวงจรควบคุมจะนำมาต่อเข้ากับชุดวงจรขับขาเกิด โดยชุดวงจรขับขาเกิดนี้จะใช้หม้อแปลงแยกกราวด์ เพื่อแยกกราวด์ของสัญญาณทั้งสี่สัญญาณจากชุดควบคุมให้เป็นอิสระต่อกัน และมีชุดสับเบอ์เพื่อป้องกันแรงดันสไปร์ของแรงดัน

ชุดวงจรควบคุมและชุดวงจรขับเคลื่อน สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2-22

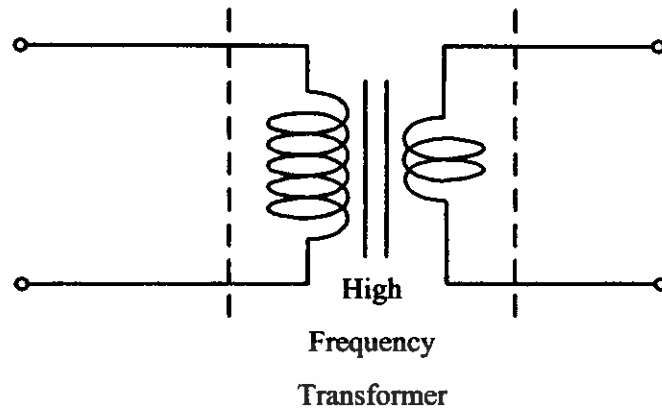


รูปที่ 2-22 รูปวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

2.7.7 ชุดหม้อแปลงความถี่สูง(High Frequency Transformer)

ชุดหม้อแปลงความถี่สูงจะเลือกใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะว่ามีจุดอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กสูงเกิดการสูญเสียค่าที่ความถี่สูงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจาก ชุดอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ซึ่งภายในจะประกอบไปด้วยจำนวนขดลวดทองแดงที่เกลียวจะอยู่ทางด้านปฐมภูมิ และทางด้านทุติยภูมิจะใช้ทองแดงเป็นตัวนำ เพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนโดยใช้น้ำไหลเข้าไปในทองแดง เนื่องจากทางด้านทุติยภูมิจะมีกระแสสูงดังนั้นเราจึงใช้น้ำเป็นตัวระบายความร้อนซึ่งกระแสที่ไหลจะไหลเฉพาะแค่ที่ผิวของทองแดงเท่านั้น

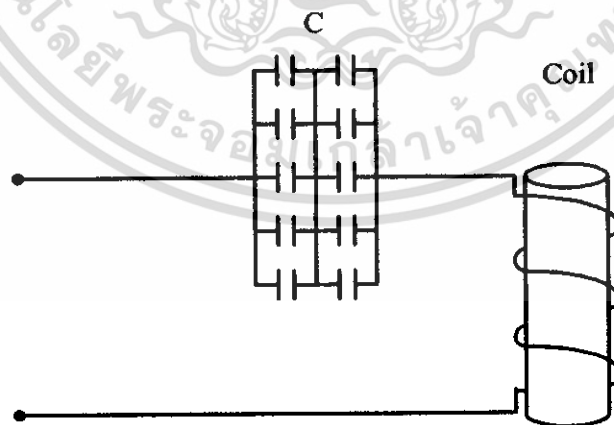
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-23 ชุดหม้อแปลงความถี่สูงใช้แกนเฟอร์ไรต์

2.7.8 ชุดโหลดรีโซแนนซ์ (Load Resonant)

อุปกรณ์ในส่วนนี้จะประกอบด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ จะใช้ท่อทองแดงขดเป็นวงกลมพันรอบแท่งโลหะ ส่วนตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรจะต้องเลือกใช้งานได้ที่ความถี่สูง ทนแรงดันและกระแสได้สูงและจะต้องมีความต้านทานอนุกรมสมมูลต่ำด้วย โดยในการต่อตัวเก็บจะต้องต่ออนุกรมกับขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งจะมีข้อดีคือวงจรที่ซับซ้อนของแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นวงจร RLC อนุกรมซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์วงจรและกระแสทางต้านออกของแหล่งจ่ายกำลังจะมีค่าสูงกว่าการต่อวงจร RLC แบบขนานทำให้กำลังที่วัดได้มีค่าสูงแต่มีข้อเสียคือ กรณีที่ไม่มีโหลด อิมพีแดนซ์ของวงจร RLC อนุกรมจะมีค่าต่ำ

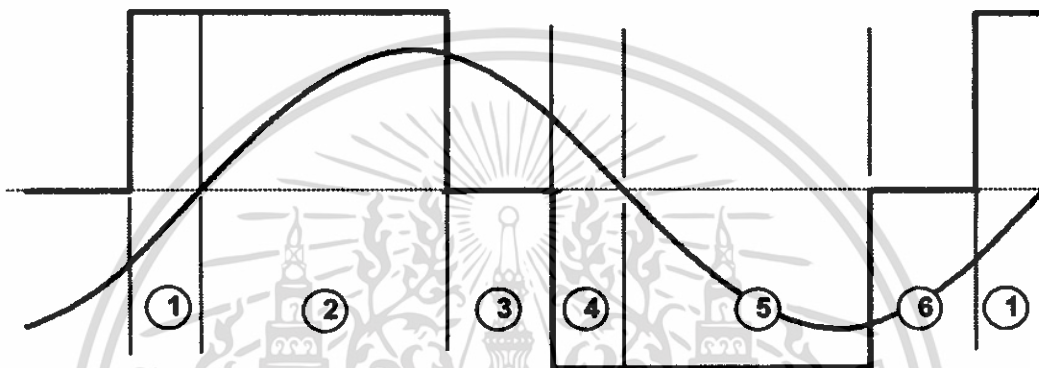


รูปที่ 2-24 แสดงชุดโหลดรีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสและทำงานแบบ ZVS ด้วยการปรับความถี่

หลักการทำงานของวงจรพูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเฟสและทำงานที่สภาวะ ZVS โดยการปรับความถี่นั้น ก่อนอื่นสำหรับกรณีอุดมคติซึ่งยังไม่พิจารณาถึงผลของตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟตซึ่งเป็นลักษณะการทำงาน ในทางปฏิบัติและในกรณีของการใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ทั้ง 4 ตัวสำหรับอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสนั้นจะมีโหมดการทำงานทั้งสิ้นอยู่ 6 โหมดใน 1 ไซเคิลดังรูปที่ 2-25



รูปที่ 2-25 คลื่นแรงดันและกระแสต้านเอาท์พุทกรณีการควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบเลื่อนเฟสในทางอุดมคติ

จากลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสต้านเอาท์พุทนั้นแรงดันเอาท์พุทจะมีลักษณะเป็นขั้นบันไดส่วนกระแสจะเป็นลักษณะของคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลมาจากพฤติกรรมของวงจรซีรืรีไซแนลที่ลักษณะโหมดการทำงานต่างๆ ได้แสดงในรูปที่ 2-25 และวงจรในแต่ละโหมดได้แสดงในรูปที่ 2-26 ซึ่งสามารถอธิบายลักษณะการทำงานของโหมดการทำงานทั้ง 6 โหมดในลักษณะการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ดังนี้

โหมดที่ 1 โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย (Regen) DC ผ่านไดโอด D_1 และ D_4

ในโหมดที่ 1 กระแสจะไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่จ่ายไฟให้กับชุดอินเวอร์เตอร์ โดยในโหมดที่หนึ่งนี้ กระแสจะไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_4 กับเข้าสู่แหล่งจ่ายและจะหยุดทำงานเมื่อกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_4 มีค่าเป็นศูนย์ แรงดันที่ได้จะมีค่าเป็นบวก ($+V_d$) และกระแส (I_o) จะมีค่าเป็นลบ

โหมดที่ 2 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย (Power) DC ผ่านมอสเฟต S_1 และ S_4

ในโหมดที่ 2 กระแสจะไหลผ่านสวิตช์ของมอสเฟตที่ S_1 และ S_4 กับเข้าแหล่งจ่าย ในโหมดนี้จะมีค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดดังนั้นเราจึงเรียกโหมดนี้ว่าเป็นโหมด Power และจะหยุดทำงานเมื่อสวิตช์ของมอสเฟต S_1 และ S_4 จากออก แรงดันที่ได้จะมีค่าเป็นบวก ($+V_d$) กระแส (I_o) จะมีค่าเป็นบวก

โหมดที่ 3 กระแสไหลคไหลวนเพื่อให้เกิดพลังงานสูญเสียโดยผ่านมอสเฟต S_1 และ ไดโอด D_3

ในโหมดที่ 3 กระแสไหลคไหลวนทำให้เกิดพลังงานสูญเสียเกิดขึ้นจึงทำให้แรงดันมีค่าเป็นศูนย์โดยกระแสจะไหลวนผ่านสวิตช์ของมอสเฟต S_1 และ ไดโอด D_3 ในช่วงการทำงานช่วงนี้ เราเรียกว่าฟรีวีลิ่ง (Free Wheeling) แรงดันที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ (0) กระแส (I_o) จะมีค่าเป็นบวก

โหมดที่ 4 โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย (Regen) DC ผ่านไดโอด D_2 และ D_3

ในโหมดที่ 4 กระแสจะไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่จ่ายไฟให้กับชุดอินเวอร์เตอร์โดยในโหมดที่ 4 นี้ กระแสจะไหลผ่านไดโอด D_2 และ D_3 กับเข้าสู่แหล่งจ่ายและจะหยุดทำงานเมื่อกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_2 และ D_3 มีค่าเป็นศูนย์ แรงดันที่ได้จะมีค่าเป็นบวก ($-V_d$) และกระแส (I_o) จะมีค่าเป็นบวก

โหมดที่ 5 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย (Power) DC ผ่านมอสเฟต

ในโหมดที่ 5 กระแสจะไหลผ่านสวิตช์ของมอสเฟต S_2 และ S_3 กับเข้าแหล่งจ่าย ในโหมดนี้จะมีค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดดังนั้นเราจึงเรียกโหมดนี้ว่าเป็นโหมด Power และจะหยุดทำงานเมื่อสวิตช์ของมอสเฟต S_2 และ S_3 จากออก ซึ่งแรงดันที่ได้จะมีค่าเป็นบวก ($-V_d$) กระแส (I_o) จะมีค่าเป็นลบ

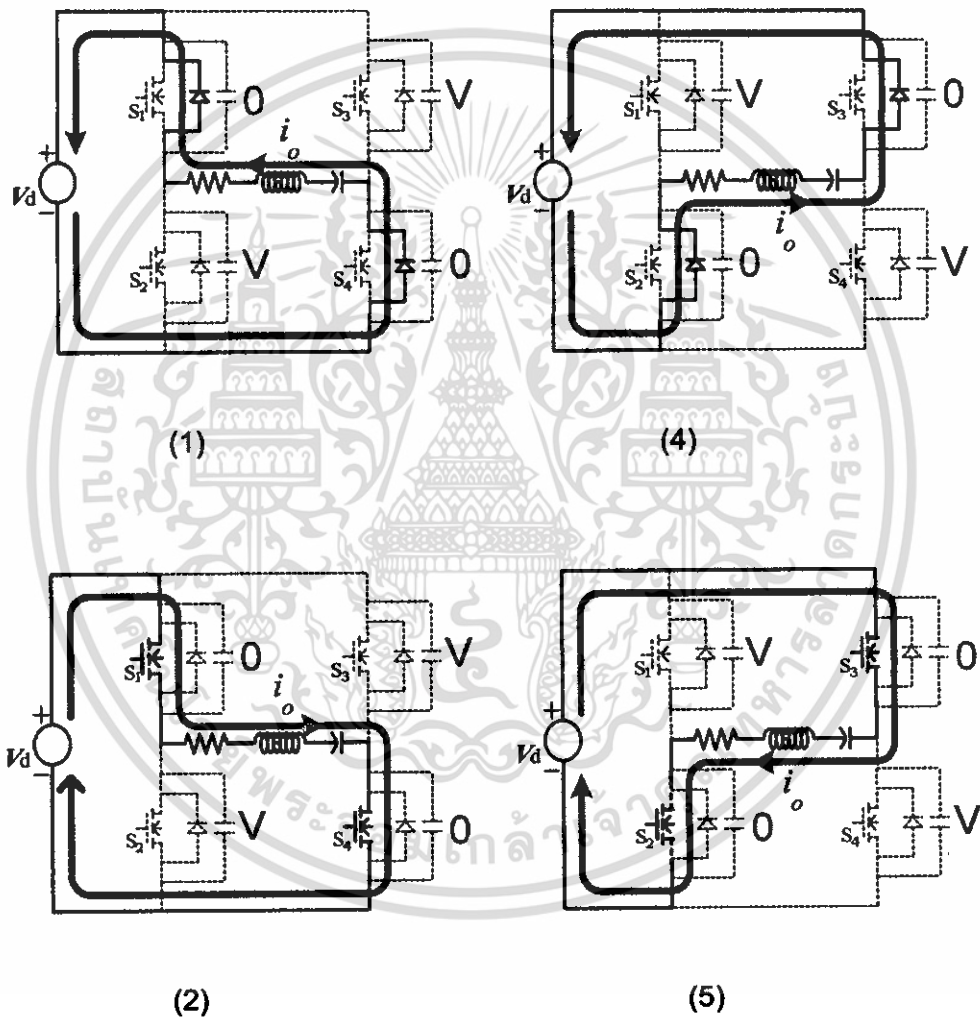
โหมดที่ 6 กระแสไหลคไหลวนเพื่อให้เกิดพลังงานสูญเสียโดยผ่านมอสเฟต S_2 และ ไดโอด D_4

ในโหมดที่ 6 กระแสไหลคไหลวนทำให้เกิดพลังงานสูญเสียเกิดขึ้นจึงทำให้แรงดันมีค่าเป็นศูนย์โดยกระแสจะไหลวนผ่านสวิตช์ของมอสเฟต S_2 และ ไดโอด D_4 ในช่วงการทำงานช่วงนี้ เราเรียกว่าฟรีวีลิ่ง (Free Wheeling) ซึ่งแรงดันที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ กระแส (I_o) จะมีค่าเป็นลบ

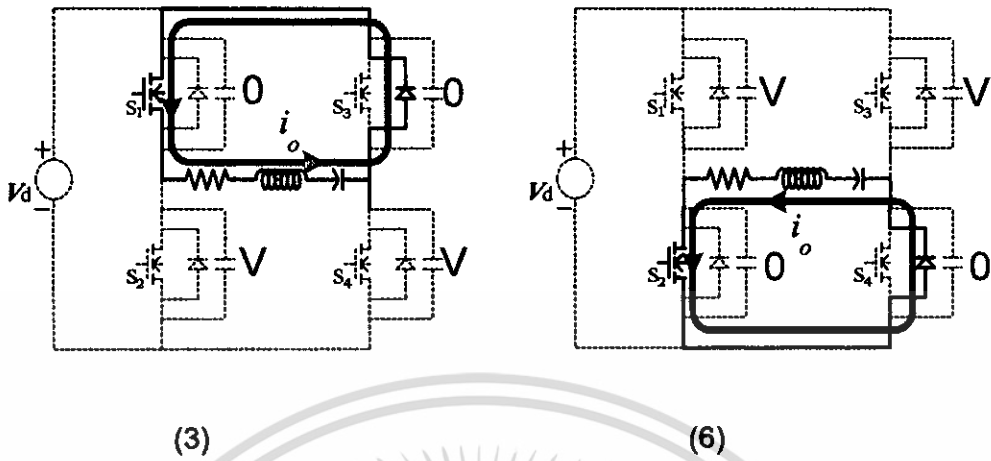
เมื่อพิจารณาโหมดการทำงานของวงจรทั้ง 6 ในรูปที่ 2-25 ควบคู่กับโหมดการทำงานทั้ง 6 ของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2-24 จะพบว่า มีปัญหาเกี่ยวกับการถ่ายเทประจุหรือการเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันจาก 0 เป็น V หรือจาก V เป็น 0

ระหว่าง C_{oss} ของมอสเฟตตัวบนและตัวล่างที่อยู่ในกิ่งเดียวกันของวงจร Full-bridge ทั้งกิ่งซ้าย และกิ่งขวา ซึ่งมีทั้งสิ้น 4 ตำแหน่งคือ

- (1) ที่กิ่งขาตรงรอยต่อระหว่างโหมต 2 และ 3
- (2) ที่กิ่งซ้ายตรงรอยต่อระหว่างโหมต 3 และ 4
- (3) ที่กิ่งขาตรงรอยต่อระหว่างโหมต 5 และ 6
- (4) ที่กิ่งซ้ายตรงรอยต่อระหว่างโหมต 6 และ 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



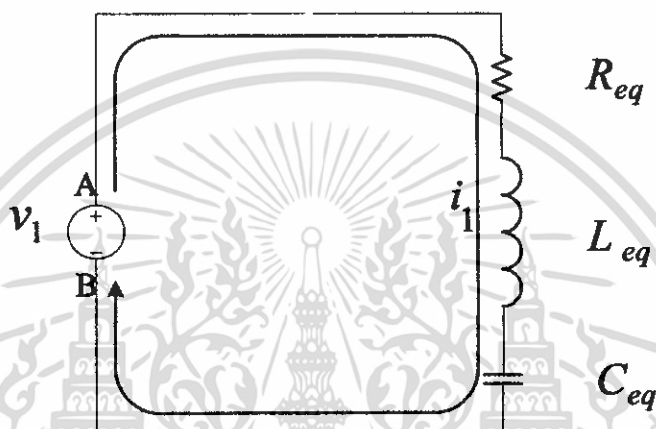
รูปที่ 2-26 โหมดการทำงานทั้ง 6 ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วง 1 ไซเคิลในทางอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

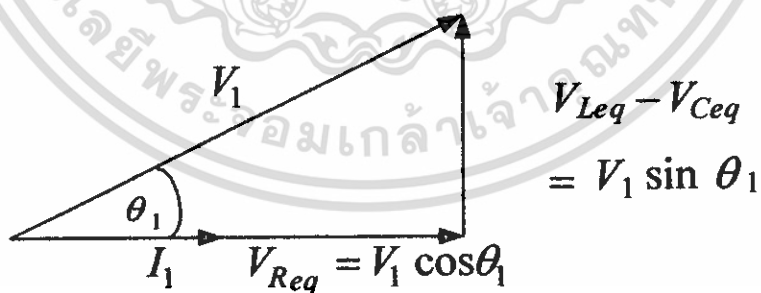
บทที่ 3

การออกแบบ

เริ่มพิจารณาชุดโหลดรวมทั้งหมดเป็นเป็นวงจรรีโซแนนซ์อนุกรมโดยจะมีค่าตัวแปรต่างๆ ดังนี้ R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ที่ต้องการคำนวณหา ซึ่งจะเป็นตัวแปรในการพิจารณาหาขนาดหม้อแปลงและขนาดทองแดงที่พื้นที่หม้อแปลง และพันรอบขั้วงาน



รูปที่ 3-1 วงจรสมมูลรีโซแนนซ์อนุกรม



รูปที่ 3-2 เวกเตอร์โตะแกรมของแรงดันและกระแสมูลฐานด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 การคำนวณหาค่า R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ของชุดโพลต์ (ชุด Induction Heating)

3.1.1 กำหนดกำลังไฟฟ้าของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ;(Watt : P)

3.1.2 ทำการหาค่าแรงดัน Voltage (rms), V_1 จากสมการที่ 3.1

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

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (3.1)$$

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

3.1.4 ทำการหาค่ากระแส Current(rms) , I_1 จากสมการที่ 3.2

$$P = V_1 I_1 \cos \theta_1$$

$$\therefore I_1 = \frac{P}{V_1 \cos \theta_1} \quad (3.2)$$

3.1.5 หาค่าอิมพีแดนซ์ (Z_1) จากสมการที่ 3.3

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (3.3)$$

3.1.6 หาค่าความต้านทาน (R_1) จากสมการที่ 3.4.

$$R_{eq} = Z_1 \cos \theta_1 \quad (3.4)$$

3.1.7 หาค่า $X_L - X_C$ จากสมการที่ 3.5

$$X_{Leq} - X_{Ceq} = Z_1 \sin \theta_1 \quad (3.5)$$

3.1.8 กำหนดค่า Quality Factor : Q , และความถี่ไซแนนธ์ : $\omega_o = 2\pi f$,

3.1.9 หาค่าตัวเหนี่ยวนำ (L_{eq}) จากสมการที่ 3.6

$$Q = \frac{\omega_o L_{eq}}{R_{eq}}$$

$$L_{eq} = \frac{QR_{eq}}{\omega_o}$$

$$\therefore L_{eq} = \frac{Q}{2\pi f} \quad (3.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.10 หาค่าตัวเก็บประจุ (C_{eq}) จากสมการที่ 3.7

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{1}{\omega_o R_{eq} C_{eq}} \\
 C_{eq} &= \frac{1}{\omega_o R_{eq} Q} \\
 \therefore C_{eq} &= \frac{1}{2\pi f R_{eq} Q} \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

3.1.11 หาค่า Switching Frequency : f_1 จากสมการที่ 3.9

$$\begin{aligned}
 X_{Leq} - X_{Ceq} &= Z_1 \sin \theta_1 \\
 \omega_1 L_{eq} - \frac{1}{\omega_1 C_{eq}} &= Z_1 \sin \theta_1 \\
 \frac{\omega_1^2 L_{eq} C_{eq} - 1}{\omega_1 C_{eq}} &= Z_1 \sin \theta_1 \\
 \omega_1^2 L_{eq} C_{eq} - 1 &= \omega_1 C_{eq} Z_1 \sin \theta_1 \\
 \omega_1^2 (L_{eq} C_{eq}) - \omega_1 (Z_1 C_{eq} \sin \theta_1) - 1 &= 0 \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

เมื่อแทนค่า $L_{eq}, C_{eq}, Z_1, \sin \theta_1$ ในสมการที่ 8 แล้วแก้สมการจะได้ค่า ω_1

$$\therefore f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} \quad (3.9)$$

เมื่อเราได้ค่า R_{eq}, L_{eq} และ C_{eq} จากการคำนวณเบื้องต้นในวงจรสมมูลรีโซแนนซ์อนุกรม ซึ่งค่า R_{eq}, L_{eq} นี้จะนำไปคำนวณเพื่อพิจารณาหาขนาดขดลวดและขนาดหม้อแปลง ส่วนค่า C_{eq} ที่คำนวณได้นั้น จะนำไปคำนวณหาขนาดตัวเก็บประจุที่อยู่ในวงจรหลังหม้อแปลง ซึ่งทำให้เกิดสภาวะรีโซแนนซ์อนุกรมในวงจรของชุดโหลดเพื่อให้สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปสู่โหลดหรือชิ้นงานได้มากที่สุด

จากหลักการที่จะทำให้ชิ้นงานเกิดความร้อนที่เฉพาะผิวโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูงนั้นจะต้องประกอบด้วยกระแสที่มีค่าสูง ($\cong 150$ A) และความถี่ที่สูง (50 kHz - 100 kHz) ไปเหนี่ยวนำที่ชิ้นงาน ซึ่งจากหลักการดังกล่าวนี้ เมื่อเรามาพิจารณาที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะพบว่าขนาดแรงดัน (310 V), กระแส (13 A) และความถี่ (kHz) ซึ่งมีคุณสมบัติไม่เพียงพอที่จะนำไปจ่ายให้ชุดเหนี่ยวนำความถี่สูงได้ จึงจำเป็นที่จะต้องอุปกรณ์

ตัวกลางที่ทำให้เว็อนไซดังก้าวทำงานได้ครบถ้วนซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวก็คือหม้อแปลง โดยหม้อแปลงที่ใช้จะเป็นแบบแปลงแรงดันลง (Step Down) ซึ่งจากคุณสมบัติของหม้อแปลงคือกำลังไฟฟ้าด้านเข้า (Power input) และกำลังไฟฟ้าด้านออก (power output) จะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นเมื่อเราใช้หม้อแปลง (Step Down) เป็นตัวเชื่อมระหว่างเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับชุดเหนี่ยวนำความถี่สูง ก็จะทำให้ได้คุณสมบัติครบตามหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูงคือกระแสสูงและความถี่สูง

3.2 การพิจารณาออกแบบหม้อแปลงแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง

1. เลือกขนาดและชนิดของแกนหม้อแปลง ในการเลือกชนิดเนื้อสารของแกนจะพิจารณาจากความถี่สำหรับย่านการใช้งานซึ่งมีการใช้งานในย่าน 50 kHz-100 kHz ซึ่งแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายกันทั่วไปก็สามารถทำงานในย่านความถี่นี้ได้ สำหรับการเลือกขนาดแกนจะพิจารณาแนวทางดังนี้

1.1 เลือกแกนที่สามารถจ่ายกำลังที่พิกัดได้โดยจะเลือกแกนที่สามารถจ่ายได้สูงกว่าพิกัดใช้งานแต่เนื่องจากลักษณะโครงสร้างของแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขายกันโดยทั่วไป จะถูกหล่อมมาเป็นคู่ 2 ซึ่งในการใช้งาน เมื่อต้องการเพิ่มกำลังสามารถทำได้โดยการขนานแกนเพิ่มเข้าไปโดยจะสามารถเพิ่มได้เป็นคู่ๆ ดังนั้นการเพิ่มขนาดแกนเป็น 2 คู่ จะทำให้พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็น 2 เท่าซึ่งก็สามารถลดจำนวนรอบของขดลวดลงได้ทำให้มีพื้นที่ในการระบายความร้อนให้กับแกนและขดลวดได้มากขึ้น

1.2 เลือกขนาดแกนที่สามารถระบายความร้อนให้ตัวนำได้สะดวก ดังนั้นแกนที่เลือกจะต้องมีช่องพื้นขดลวดที่ใหญ่เพียงพอ และเนื่องจากในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ท่อทองแดงเป็นขดลวดทุกขดขดเพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนด้วยน้ำได้สะดวก ดังนั้นช่องพื้นขดลวดของหม้อแปลงจำเป็นต้องมีความกว้างมากเพียงพอให้ท่อสามารถตัดแล้วพันรอบแกนเฟอร์ไรต์ได้

2. การพิจารณาเลือกใช้ขดลวดตัวนำ ลวดตัวนำที่ใช้เป็นขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติภูมิที่พิจารณาเลือกใช้ได้เลือกใช้ตามความเหมาะสมของการใช้งาน เนื่องจากหม้อแปลงถูกใช้งานที่ความถี่สูงทำให้กระแสไฟฟ้าจะไหลอยู่บริเวณผิวเนื่องจากผลของ Skin Effect ดังนั้นจึงต้องการเฉพาะพื้นที่ผิวของตัวนำในการให้กระแสไหลเท่านั้น โดยขดลวดด้านปฐมภูมิเลือกใช้ลวดตัวนำขนาดเล็กที่เกลียวขนานกันจำนวนหลายเส้นเพื่อให้มีพื้นที่ผิวรวมกันมากเพียงพอในการรับกระแสด้านปฐมภูมิไหลได้ ขนาดเส้นลวดที่ใช้ในการตีเกลียวเลือกใช้ขนาดลวดทองแดงที่ไม่เล็กจนเกินไปเพื่อเมื่อถูกตีเกลียวจะไม่ขาดง่าย สำหรับด้านทุติภูมิเลือกใช้ท่อทองแดงกลวงขด เพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนด้วยน้ำให้ขดลวดทุติภูมิร่วมกับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนได้ เนื่องจากขั้วหนึ่งของขดลวดทุติภูมิของหม้อแปลง ต่ออยู่กับด้านหนึ่งของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนดังนั้นจึงสามารถใช้ระบายความร้อนร่วมกันได้ ขนาดท่อทองแดง

ที่ใช้จะพิจารณาจาก ขนาดที่ใหญ่มากที่สุด เพื่อให้มีพื้นที่ผิวมากที่สุดแต่ต้องเป็นท่อทองแดงที่สามารถที่จะตัดให้พันรอบแกนหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ได้โดยไม่บวมและแบน ซึ่งขนาดของท่อทองแดงที่เลือกใช้มีขนาด 8 มิลลิเมตรซึ่งสามารถพันขดทุติยภูมิชั้นได้ 6 รอบ ซึ่งลักษณะใช้ท่อทองแดงเป็นทุติยภูมิสะดวกที่จะใช้พันในแบบพันชั้นเดียว ซึ่งเป็นชั้นนอกสุดของการพันขดลวดสำหรับหม้อแปลงด้วย

3. การพิจารณากำหนดจำนวนรอบและอัตราส่วน $N_1:N_2$ เนื่องจากลักษณะโพลตของแหล่งจ่ายให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำเป็นขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งมีแท่งเหล็กซึ่งต้องการให้ความร้อนสอดอยู่ภายใน ซึ่งโดยปกติไม่สามารถหาค่า R และ L ได้ด้วยเครื่องมือวัดค่า R และ L ทั่วไป ดังนั้นในการออกแบบหม้อแปลงเพื่อใช้กับโพลตชนิดนี้ จึงเป็นการออกแบบโดยอาศัยการทดลองโดยเริ่มจากกำหนดจำนวนรอบสูงสุดทางด้านทุติยภูมิที่สามารถพันได้จากนั้นพันลวดทางด้านปฐมภูมิเพื่อให้ได้กระแสจ่ายไปยังโพลตได้ที่พิกัด

3.3 การพิจารณาออกแบบและเลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

1. กระแสที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ในการออกแบบแหล่งจ่ายให้ความร้อนเหนี่ยวนำความร้อนต้นแบบได้เลือกที่จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์อนุกรม ชนิดจ่ายแรงดันเป็นแหล่งจ่ายกำลัง ซึ่งจะมีแรงดัน DC เท่ากับ 310 โวลต์ดังนั้นโดยปกติขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่มีใช้ทั่วไปจะมีจำนวนรอบน้อยมาก ซึ่งจะไม่สามารถรับแรงดันที่สูงได้ ดังนั้นจึง จำเป็นต้องลดระดับแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนลงในระดับที่ขดลวดและแหล่งจ่ายความถี่สูงสามารถเข้ากันได้ ซึ่งทำโดยใช้หม้อแปลงลดระดับแรงดันลง ซึ่งก็จะทำให้กระแสด้านทุติยภูมิจะมีกระแสสูง ดังนั้นในการออกแบบขดลวดจึงจำเป็นต้องให้สามารถรับปริมาณกระแสที่สูงได้ไม่เกินประมาณ 150 แอมป์ และเนื่องจากเป็นการใช้งานที่ความถี่สูงซึ่งมีผลของ Skin effect ทำให้ กระแสส่วนใหญ่ไหลเฉพาะที่บริเวณผิวของตัวนำ ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจำเป็นต้องมีพื้นที่ผิวมากพอเพื่อลดกำลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานของตัวนำ ขอลวดจึงต้องมีพื้นที่เพียงพอในการให้กระแสไหลได้อย่างเพียงพอ

2. ลักษณะรูปทรงขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน จากลักษณะโพลตที่ใช้ในโครงการานซึ่งได้เลือกใช้แท่งเหล็กรูปทรงกระบอกตันและพื้นที่ที่ต้องการให้เกิดความร้อนจะเป็นบริเวณผิวของแท่งเหล็กดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะมีลักษณะเป็นขดลวดทรงกระบอก ซึ่งพันอยู่รอบแท่งเหล็กชิ้นงานและขดลวดจะพันให้มีเส้นผ่าศูนย์กลางน้อยที่สุดเพื่อขดลวดจะสามารถเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กไปยังแท่งเหล็กได้มากที่สุด

3. กำลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ได้กำหนดพิกัดกำลังด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ 3 KVA ดังนั้นขนาดกำลังของเครื่อง ขนาดของชิ้นงานและพื้นที่การให้ความร้อนจะมีความสัมพันธ์กับขนาดและจำนวนรอบของขดลวดรวมทั้งความเร็วของช่วงเวลาในการให้ความร้อนด้วย

4. ความสะดวกในการออกแบบ ในการเลือกใช้วัสดุในการทำขดลวด ได้เลือกใช้ท่อทองแดงซึ่งนิยมใช้ในการทำท่อน้ำยาของตู้เย็นและแอร์โดยทั่วไป ซึ่งหาง่ายและมีราคาถูก และมีความเหมาะสมเนื่องจากสามารถออกแบบและพันได้ง่าย ทั้งยังสามารถระบายความร้อนได้สะดวกอีกด้วย

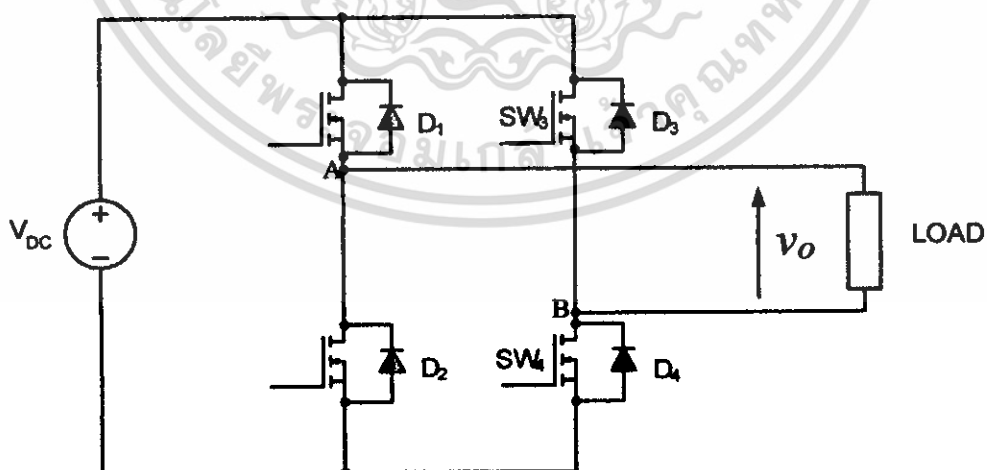
5. การระบายความร้อนและอายุการใช้งาน เนื่องจากขดลวดเหนียวนำความร้อนมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงและปริมาณมากไหลผ่านจึงทำให้เกิดความร้อนเนื่องจากกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น และขดลวดนี้ยังวางอยู่ใกล้กับเหล็กชิ้นงาน ซึ่งมีอุณหภูมิสูงมากทำให้ขดลวดได้รับความร้อนมากขึ้นจึงจำเป็นต้องมีการระบายความร้อนให้กับขดลวด ซึ่งจากลักษณะของขดลวดซึ่งได้เลือกใช้เป็นท่อทองแดงซึ่งง่ายต่อการขัดและการพันดังนั้นจึงเลือกการระบายความร้อน โดยใช้น้ำ โดยใช้น้ำไหลวนผ่านภายในขดลวดอยู่ตลอดเวลา ซึ่งจะทำให้ขดลวดมีประสิทธิภาพสูงและอายุการใช้งานนาน

3.4 การพิจารณาจำนวนรอบของขดลวดเหนียวนำความร้อน

พิจารณาความเหมาะสมของรอบขดลวดในการใช้งานโดยกำหนดให้แต่ละขดลวดเส้นผ่าศูนย์กลาง กลางท่อและขดลวดเท่ากัน

3.5 การพิจารณาเลือกขนาดมอสเฟสของชุดอินเวอร์เตอร์

จะพิจารณาการเลือกใช้จากขนาดของกระแสและแรงดันที่ใช้ในชุดทดลอง ซึ่งจากชุดทดลองดังกล่าวนี้จะใช้แรงดันประมาณ 310 โวลต์ และกระแสประมาณ 15 แอมป์ และจากข้อมูลดังกล่าวนี้เราจึงสามารถเลือกใช้มอสเฟสเบอร์ IRFP 460 ซึ่งสามารถทนแรงดันได้ 500 โวลต์ และทนกระแสได้ 20 แอมป์ ที่อุณหภูมิ 20 องศาเซลเซียส แต่จะทนกระแสได้ต่ำลงถ้าอุณหภูมิมีค่าสูงขึ้น โดยจะทนกระแสได้เพียง 13 แอมป์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส

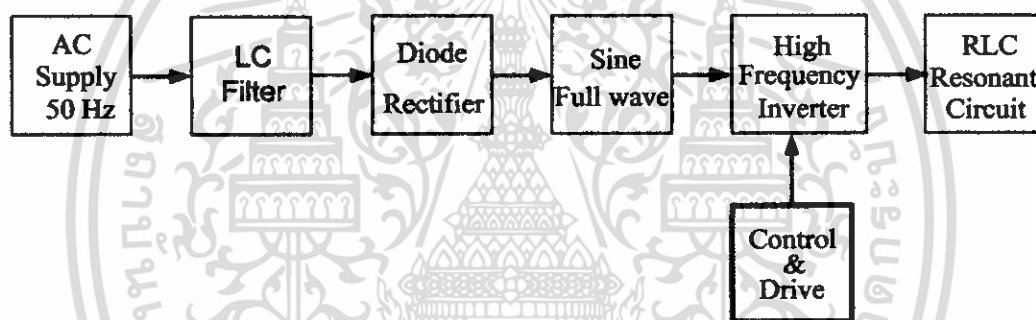


รูปที่ 3-3 ชุดอินเวอร์เตอร์

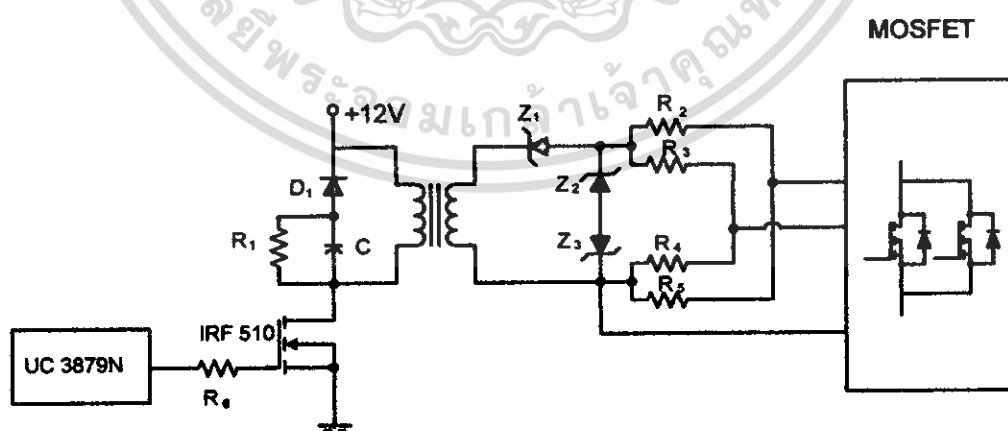
เพราะฉะนั้นในการเลือกใช้งานจริงจึงนำมอสเฟส 2 ตัวมาขนานกันเพื่อให้ทนต่อค่ากระแสดังกล่าวได้เมื่อชุดอินเวอร์เตอร์ทำงานแล้วมีความร้อนเกิดขึ้นจากการทำงาน

3.6 การพิจารณาการออกแบบชุดคอนโทรลและชุดขับเกท

การพิจารณาการออกแบบชุดคอนโทรลและชุดขับเกทนั้น โดยมีชุดคอนโทรลเป็นชุดสร้างสัญญาณโดยใช้ไอซีเบอร์ UC 3879N เป็นตัวสร้างสัญญาณที่เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมเพื่อที่จะนำสัญญาณไปขับขาสัญญาณของมอสเฟต แต่มีเหตุผลบางประการที่ไม่สามารถนำสัญญาณจากชุดคอนโทรลไปขับขาสัญญาณของมอสเฟตได้โดยตรงคือ ขนาดของแรงดันอาจไม่เพียงพอที่จะทำให้มอสเฟตทำงานได้แน่นอน และอาจเกิดสัญญาณรบกวนมายังชุดคอนโทรลเมื่อชุดอินเวอร์เตอร์ทำงาน ด้วยเหตุผลนี้เองจึงจำเป็นต้องมีชุดขับเกทเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวและหลักการที่ใช้ในการพิจารณาชุดขับเกทคือต้องทำให้มีแรงดันเพียงพอในการนำสัญญาณไปขับขาเกทและมีการแยกโคจรระหว่างชุดคอนโทรลกับชุดขับเกทโดยใช้หม้อแปลงซึ่งหม้อ



รูปที่ 3-4 บล็อกโคจรแกรมแสดงการทำงานของชุด Induction Heating



รูปที่ 3-5 ชุดคอนโทรลและชุดขับเกท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพิจารณาการออกแบบชุดคอนโทรลและชุดขับเคลื่อน โดยมีชุดคอนโทรลเป็นชุดสร้างสัญญาณโดยใช้ไอซีเบอร์ UC 3879N เป็นตัวสร้างสัญญาณที่เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมเพื่อที่จะนำสัญญาณไปขับขาสัญญาณของมอเตอร์ แต่มีเหตุผลบางประการที่ไม่สามารถนำสัญญาณจากชุดคอนโทรลไปขับขาสัญญาณของมอเตอร์ได้โดยตรงคือ ขนาดของแรงดันอาจไม่เพียงพอที่จะทำให้มอเตอร์ทำงานได้แน่นอน และอาจเกิดสัญญาณรบกวนมายังชุดคอนโทรลเมื่อชุดอินเวอร์เตอร์ทำงาน ด้วยเหตุผลนี้เองจึงจำเป็นต้องมีชุดขับเคลื่อนเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว และหลักการที่ใช้ในการพิจารณาชุดขับเคลื่อนคือต้องทำให้มีแรงดันเพียงพอในการนำสัญญาณไปขับขาสัญญาณและมีการแยกโคจรระหว่างชุดคอนโทรลกับชุดขับเคลื่อนโดยใช้หม้อแปลงซึ่งหม้อแปลงที่ใช้จะต้องเป็นหม้อแปลงความถี่สูง โดย Z_2 , Z_3 ต้องมีค่ามากกว่าแรงดันที่นำไปขับขาสัญญาณ ในชุดทดลองนี้เลือกใช้ซีเนอริไดโอดเบอร์ 1N4744 ซึ่งทนแรงดันได้ประมาณ 15 โวลท์ และ Z_1 จะเป็นตัวกำหนดแรงดันเริ่มทำงานที่จะไปขับขาสัญญาณในที่นี้ ใช้ซีเนอริไดโอดเบอร์ 1N4728 ซึ่งทนแรงดันได้ประมาณ 3.3 โวลท์ ส่วนมอเตอร์เลือกใช้เบอร์ IRF 510 ซึ่งสามารถทนแรงดันได้ 100 โวลท์ และทนกระแสได้ 5.6 แอมป์



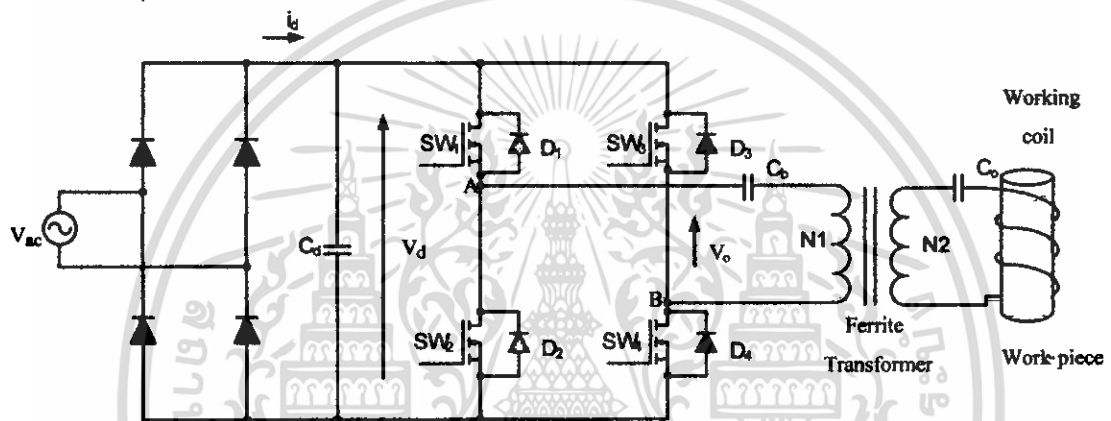
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการ Simulation และการทดลอง

4.1 บทนำ

เป็นการนำเสนอผลการทดลองของชุดทดลอง เครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำในหลักการ เลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์ (Induction Heating Using Phase Shift Inverter) ที่มีการปรับปรุงตัว ประกอบกำลังไฟฟ้า ซึ่งจะพิจารณาค่าต่างๆ เทียบกับ การเลื่อนเฟสที่มุมต่างๆ อีกทั้งยังมีการ นำผลของการซิมูเลตมาเปรียบเทียบกับผลการทดลอง เพื่อพิจารณาถึงความถูกต้องของการ ทำงานของชุดทดลอง



รูปที่ 4-1 แสดงวงจรของชุดทดลอง

ตารางที่ 4-1 แสดงอุปกรณ์ของชุดทดลอง

รายการอุปกรณ์	ขนาดและรายละเอียด
ท่อทองแดง	$\frac{1}{4}$ นิ้ว
ลวดทองแดง	เบอร์ 28 (ตีเกลียว 33 เส้น)
หม้อแปลง (แกนเฟอร์ไรท์)	เบอร์ EE 80
มอสเฟต	เบอร์ IRFP 460
IC	เบอร์ UC3879
แท่งเหล็ก	25 mm
LC Filter	$C=0.6\mu F, L=2.34mH$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. มัลติมิเตอร์ (รุ่น hp-973A)
2. Variable Voltage Transformer 0-420 V , 30 A
3. Thermo-hunter
4. Oscilloscope (yokogawa-DL1529)
5. ชุดทดลองเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำในหลักการเลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์
6. บีมน้ำ

4.3 ขั้นตอนการทดลอง

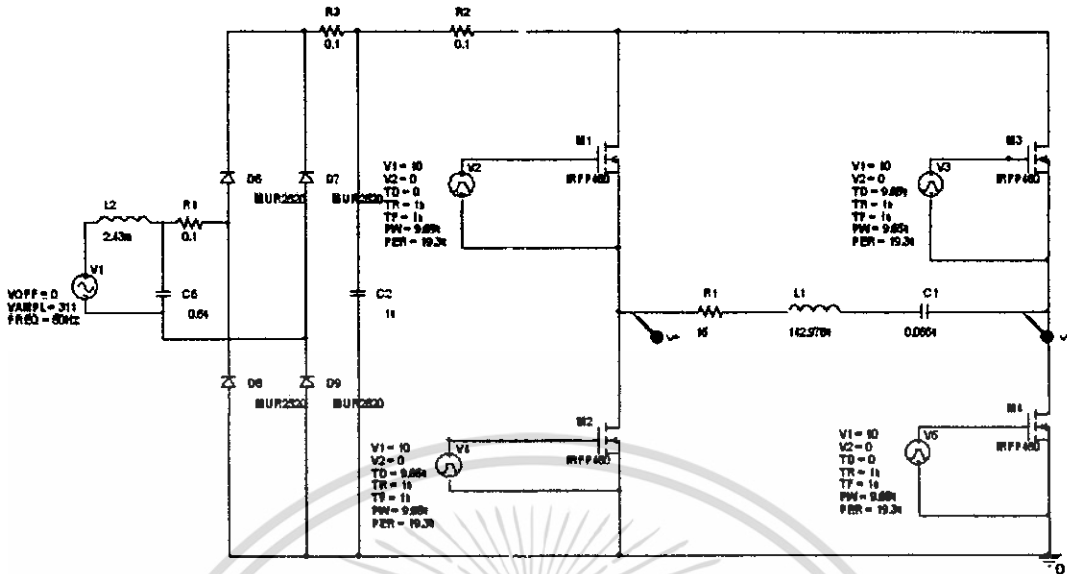
1. ทำการปรับมุมเฟสชิฟของแรงดันให้เป็น 0 องศา
2. ทำการปรับ Variable Voltage Transformer ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ให้ได้แรงดัน 220 โวลต์ จากนั้นทำการเก็บค่าคลื่นของแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆ ดังนี้
 - 2.1 ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
 - 2.2 ทางด้านอินพุตอินของอินเวอร์เตอร์
 - 2.3 ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

โดยการบันทึกค่าของคลื่นแรงดันและกระแสทั้ง 3 จุดนี้ ที่เป็นข้อมูลBMPและข้อมูลแอสกี โดยค่าข้อมูลแอสกีจะนำไปหาค่ากำลังไฟฟ้า ภายใต้เงื่อนไขอุณหภูมิของชิ้นงานที่ทำการทดลอง 350 องศาเซลเซียส และแรงดันทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 220 V , 50-Hz

3. ทำการปรับมุมเฟสชิฟของแรงดันให้เปลี่ยนค่ามุมไปที่ 20 , 30, 40 , 50 และ 60 องศา ตามลำดับ โดยแต่ละค่ามุมที่มีการปรับมุมนั้นจะมีการบันทึกค่าตามขั้นตอนที่ 2

4.4 ขั้นตอนการ Simulation

1. เขียนวงจรจำลองการทำงานของชุดทดลองจริงโดยใช้โปรแกรม PSpice
2. กำหนดค่าพิกัดของตัวอุปกรณ์ที่ใช้ในการซิมูเลต ตามชุดทดลองจริง โดยค่า R , L , C ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ จะได้จากกราฟแตกสเปคตัม ของรูปคลื่นของแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
3. ทำการ Simulation ภายใต้เงื่อนไขเดียวกับการทดลอง และทำการบันทึกค่าเหมือนการทดลอง โดยการบันทึกค่ารูปคลื่นแรงดันและรูปคลื่นกระแสทั้ง 3 จุดดังนี้
 - 3.1 ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
 - 3.2 ทางด้านอินพุตอินของอินเวอร์เตอร์
 - 3.3 ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

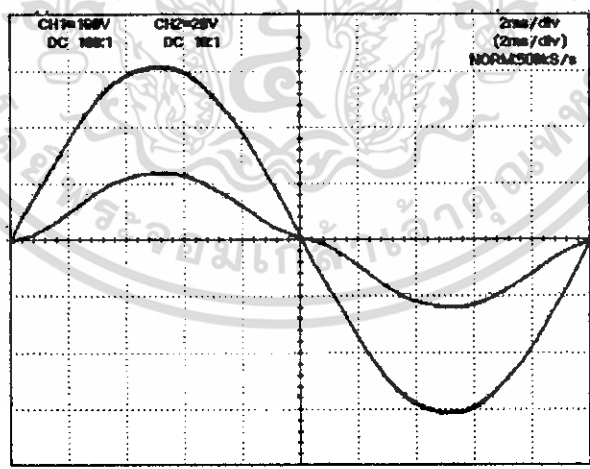


รูปที่ 4-2 แสดงวงจรการซิมูเลต

4.5 การเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการซิมูเลต

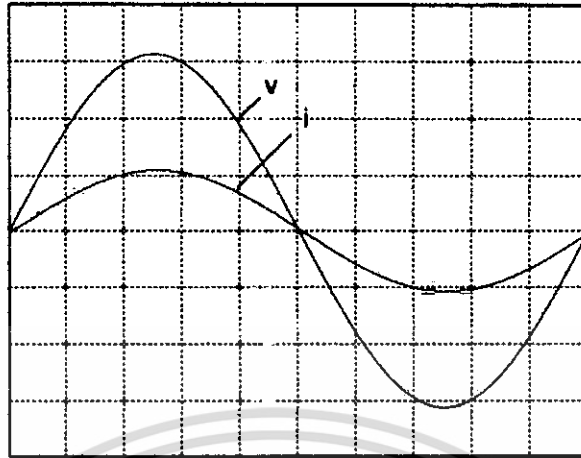
4.5.1. การปรับเฟสชิฟ ที่มุม 0 องศา

1.1 คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



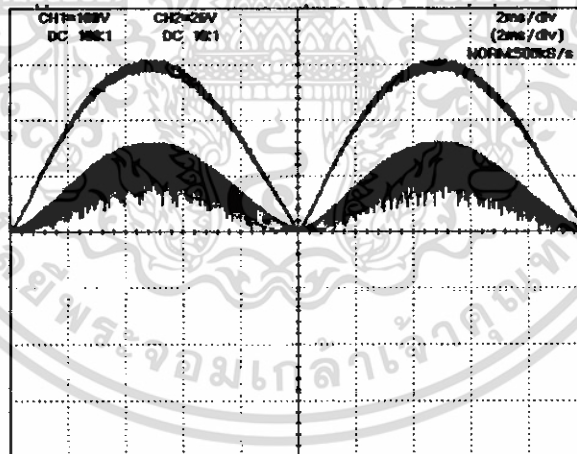
a) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



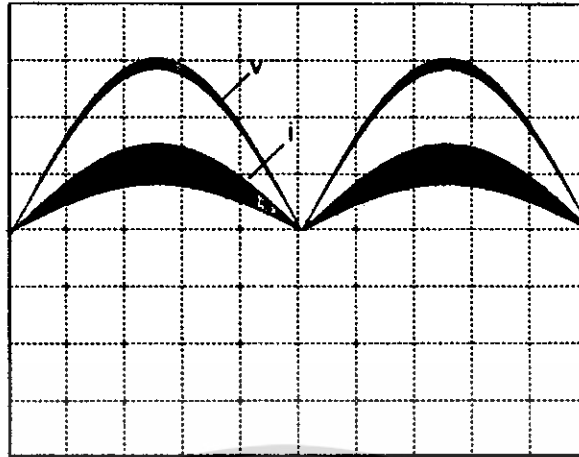
b) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากการซิมูเลต
(แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

รูปที่ 4-3 แสดง คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



a) คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์จากผลการทดลอง
(แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

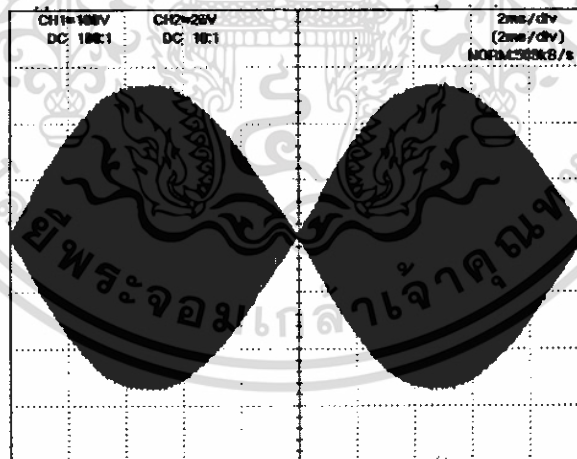
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



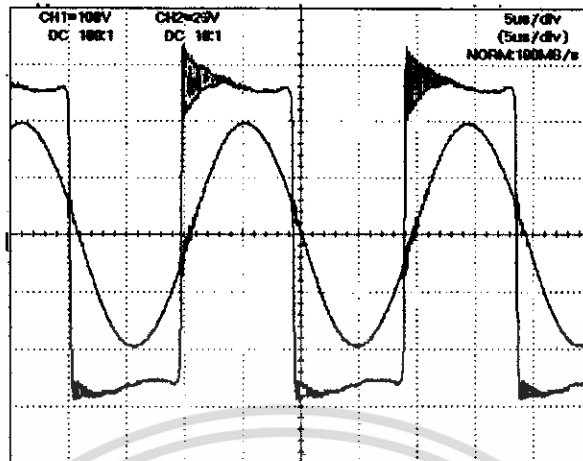
b) คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านคีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

รูปที่ 4-4 แสดง คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านคีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์

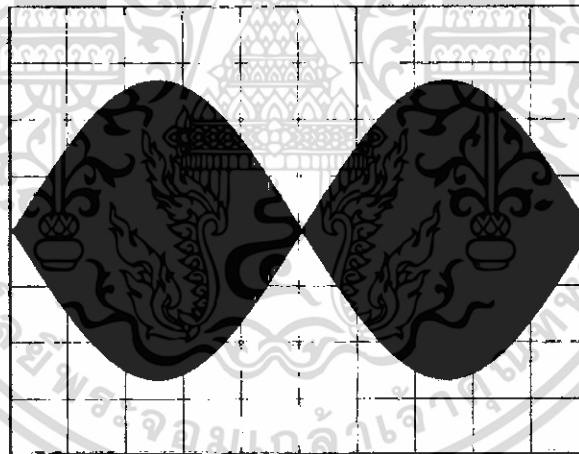
1.3 คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์



a-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

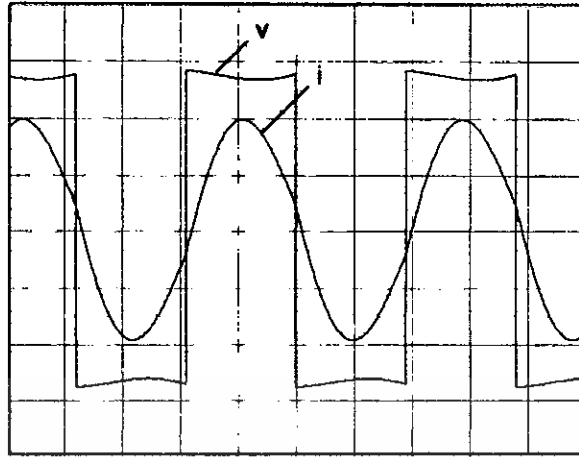


a-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากผลการทดลอง
(แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))



b-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จากการซิมูเลต
(แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

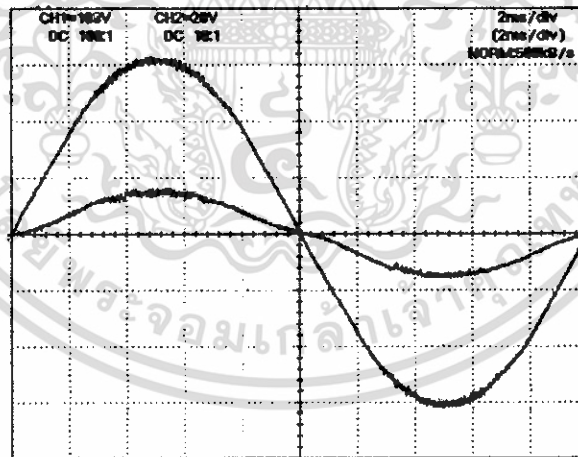


b-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์จากการซิมูเลต
(แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

รูปที่ 4-5 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

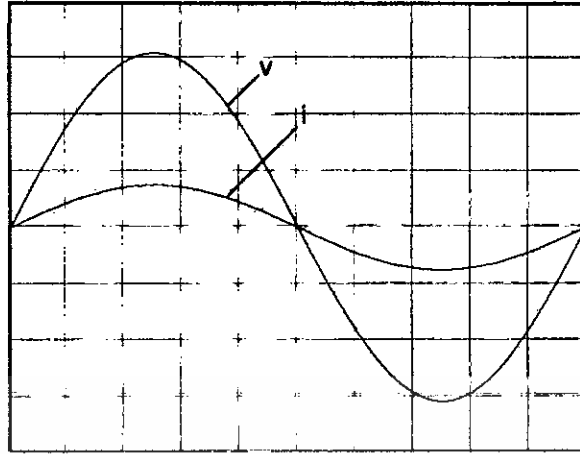
4.5.2.การปรับเฟสชิตที่มุม 20 องศา

2.1 คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



a) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hzจากผลการทดลอง
(แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

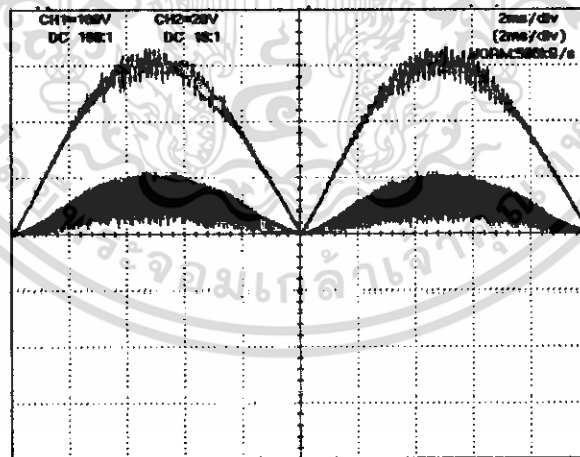
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



b) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

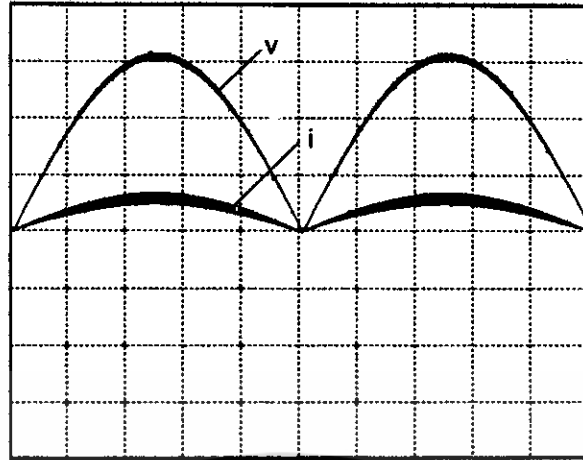
รูปที่ 4-6 แสดง คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

2.2 คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์



a) คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

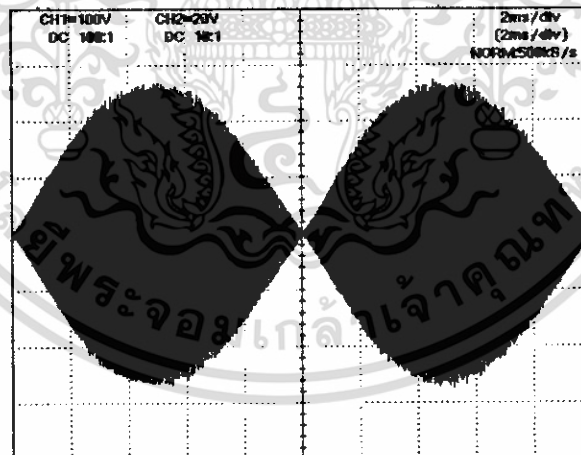
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



b) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์จากการซิมูเลต
(แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

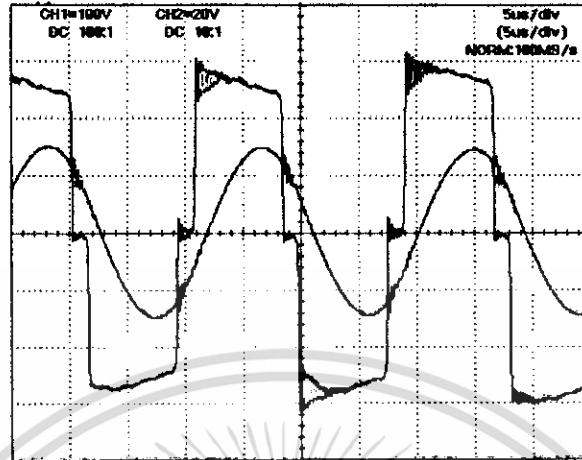
รูปที่ 4-7 แสดง คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์

2.3 คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์



a-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง
(แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

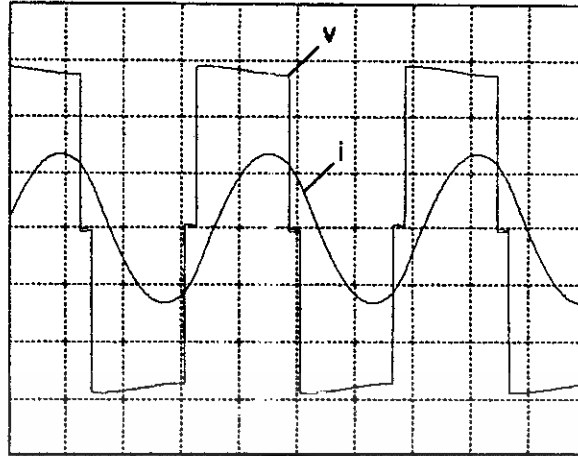


a-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))



b-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์จากการ simulation (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

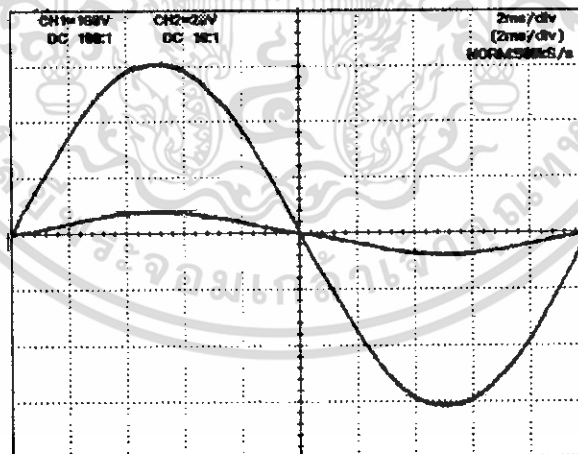


บ-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์จากการซิมูเลต
(แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

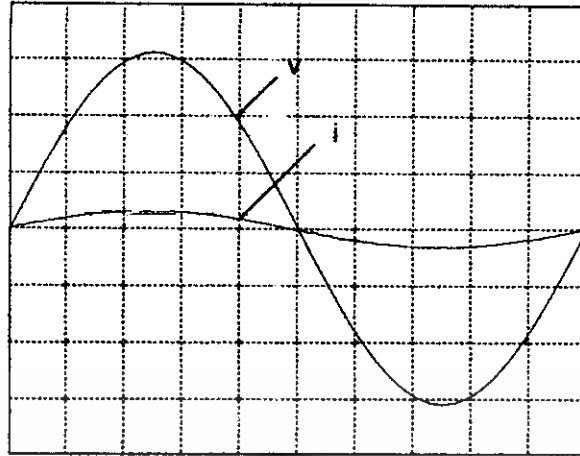
รูปที่ 4-8 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์

4.5.3.การปรับเฟสชิฟที่มุม 30 องศา

3.1 คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



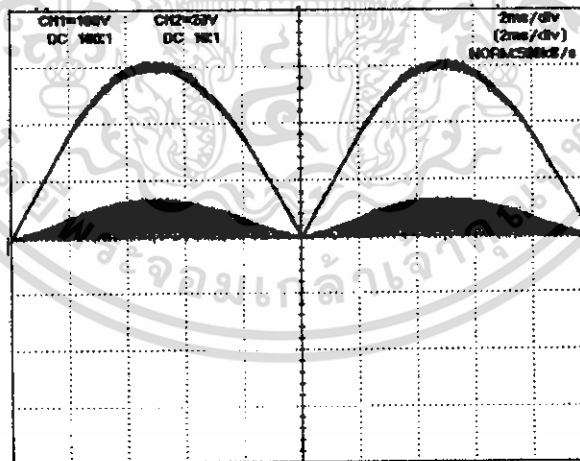
a) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากผลการทดลอง
(แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))



b) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

รูปที่ 4-9 แสดง คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

3.2 คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุตของอินเวอร์เตอร์



a) คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุตของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

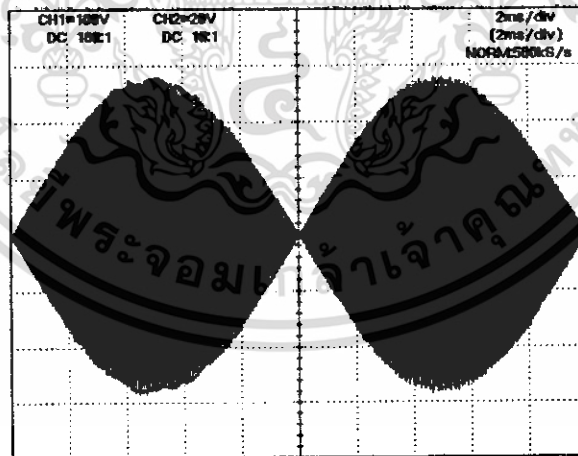
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



b) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านคีชีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

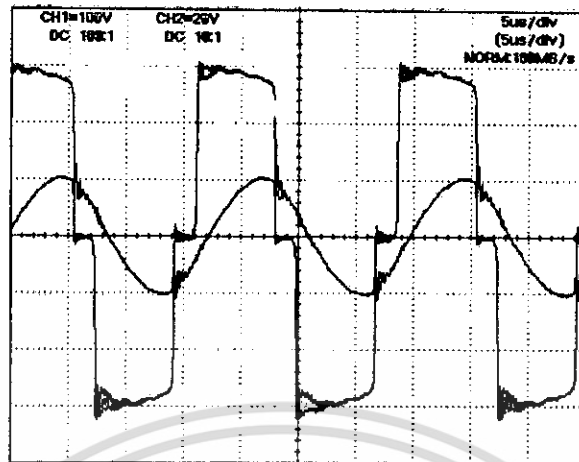
รูปที่ 4-10 แสดง คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านคีชีอินพุทของอินเวอร์เตอร์

3.3 คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

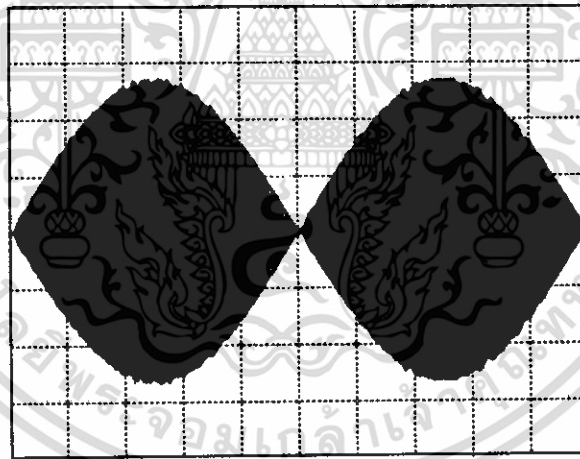


a-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

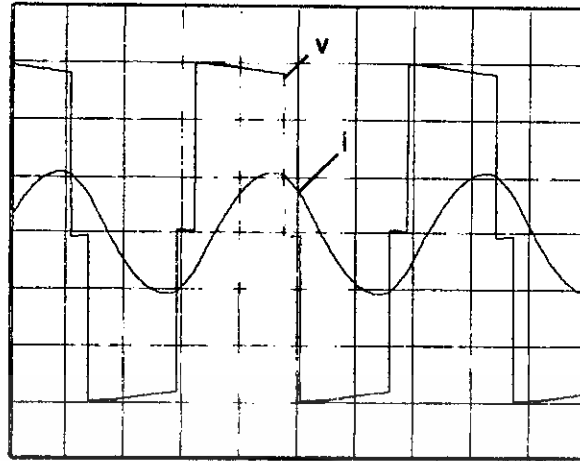


a-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))



b-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

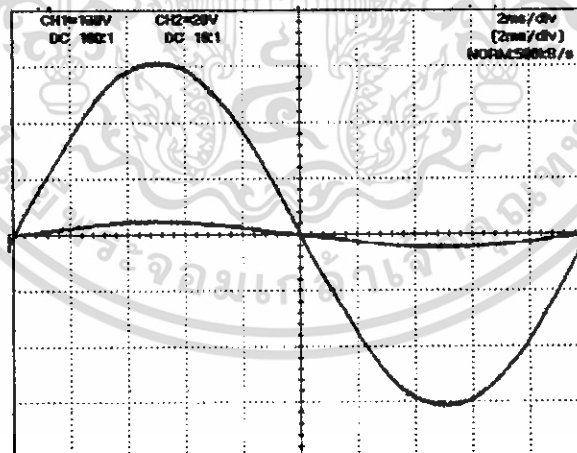


b-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

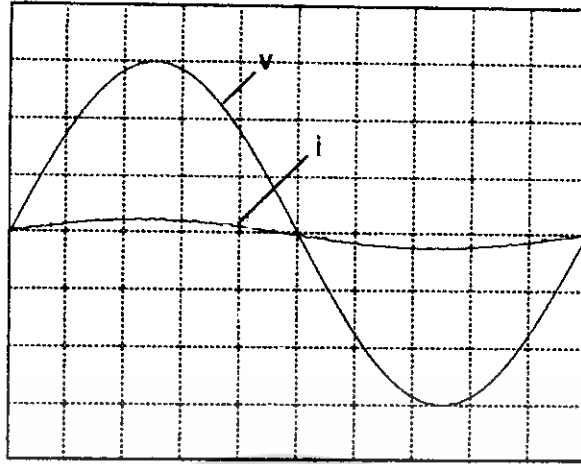
รูปที่ 4-11 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

4.5.4. การปรับเฟสชฟที่มุม 40 องศา

4.1 คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



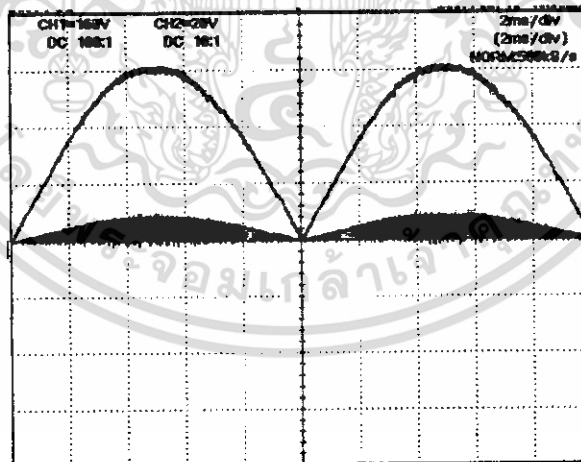
a) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))



b) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

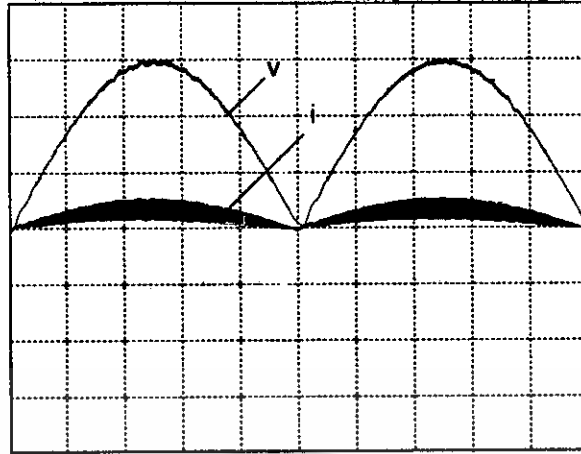
รูปที่ 4-12 แสดง คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

4.2 คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์



a) คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

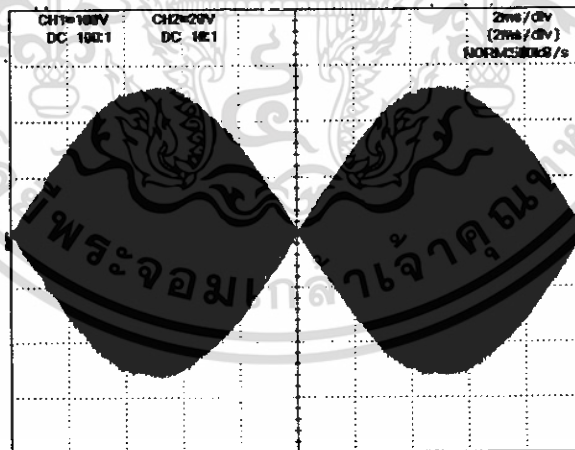
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



b) คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

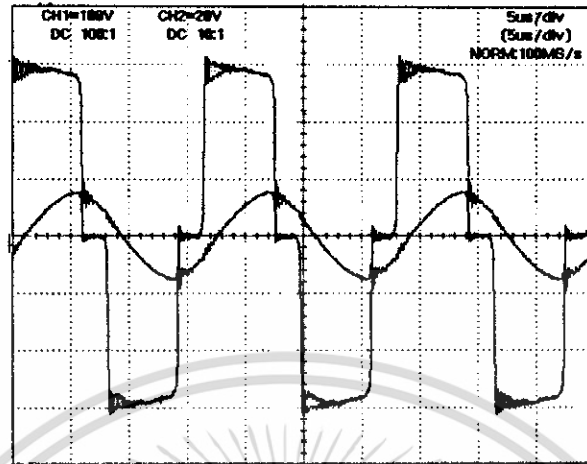
รูปที่ 4-13 แสดง คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์

4.3 คลื่นแรงดัน (V_O) และกระแส (I_O) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

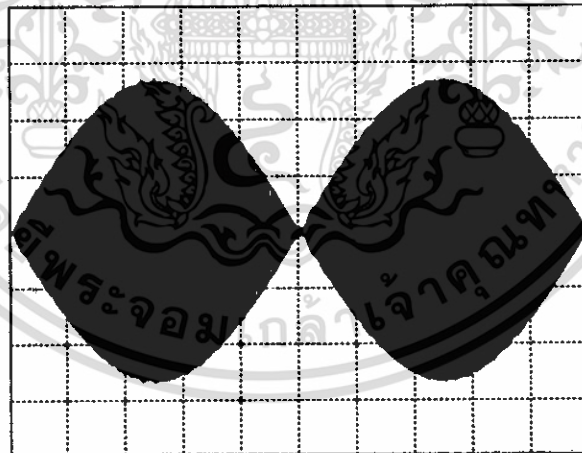


a-1) คลื่นแรงดัน (V_O) และกระแส (I_O) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

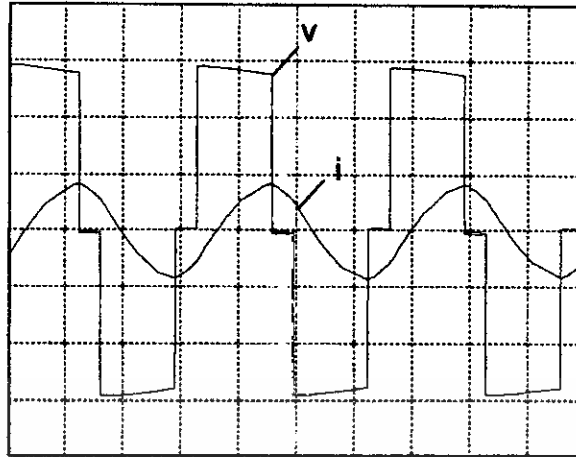


a-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))



b-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

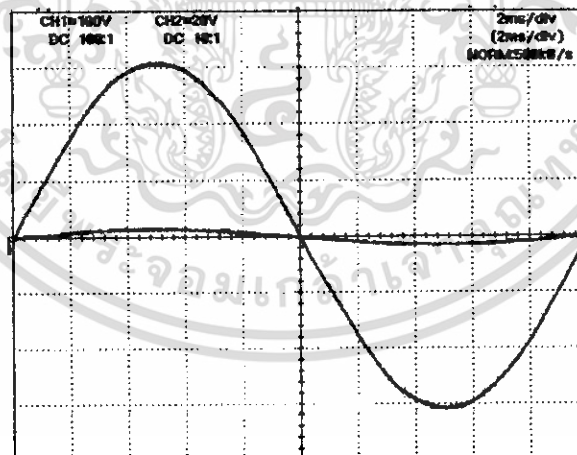


บ-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

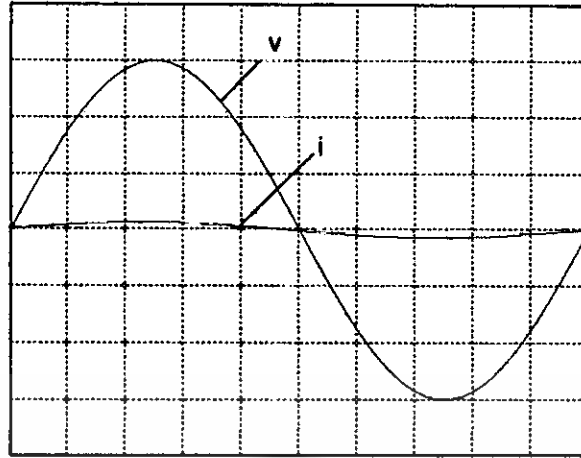
รูปที่ 4-14 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์

4.5.5. การปรับเฟสชิฟที่มุม 50 องศา

5.1 คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



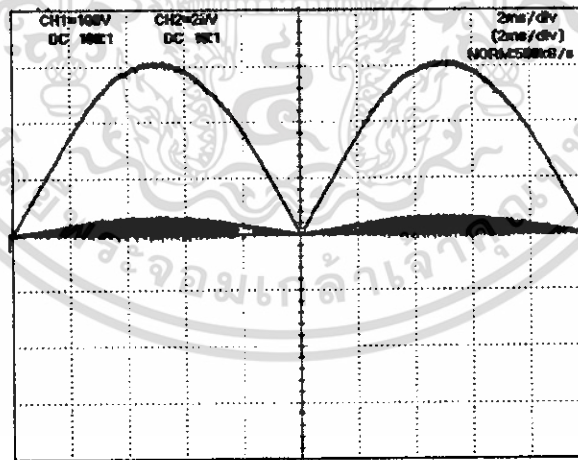
า) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))



b) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากการ ซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

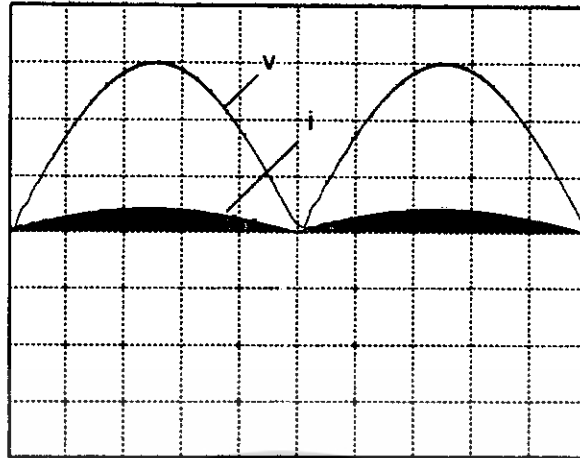
รูปที่ 4-15 แสดง คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

5.2 คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์



a) คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

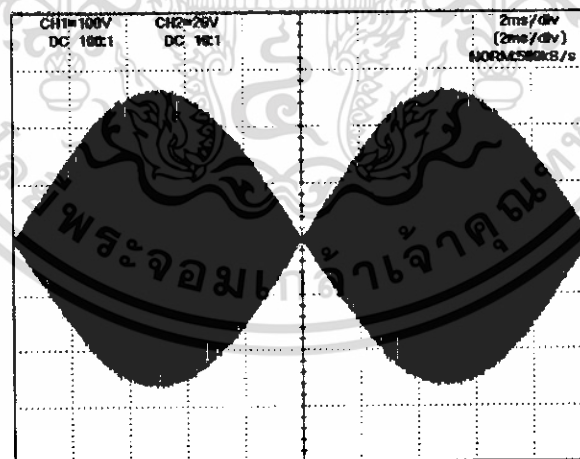
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



b) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านคีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

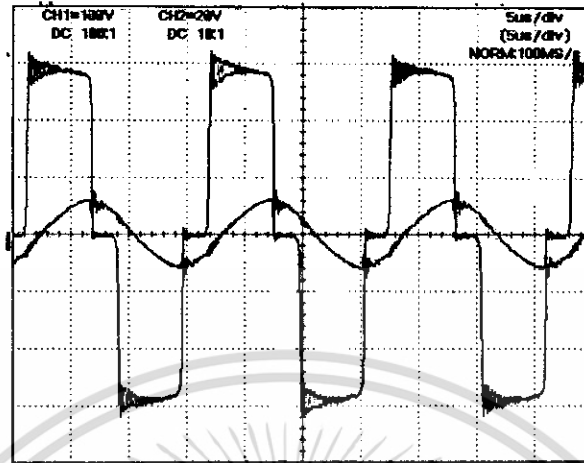
รูปที่ 4-16 แสดง คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านคีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์

5.3 คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

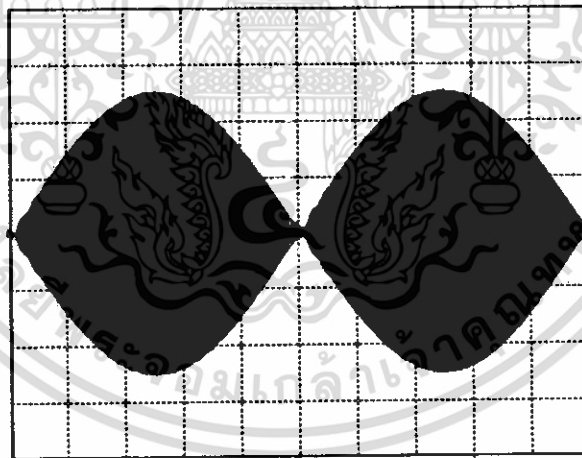


a-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

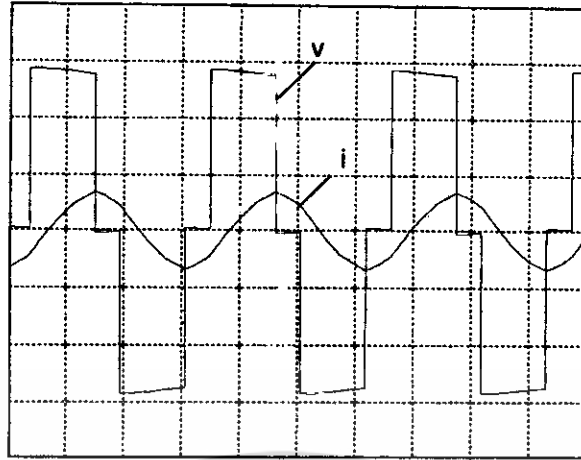


a-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))



b-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

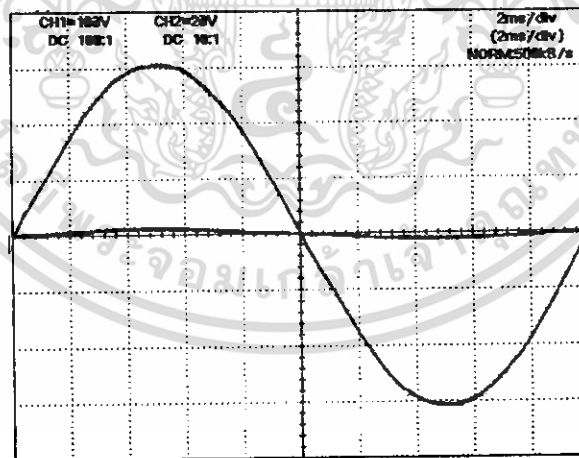


b-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

รูปที่ 4-17 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์

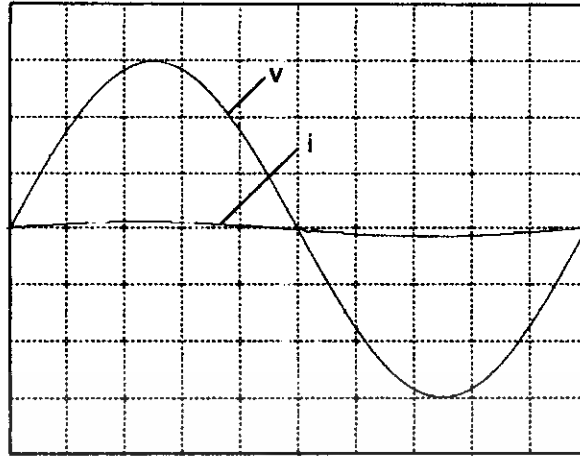
4.5.6. การปรับเฟสชิฟที่มุม 60 องศา

6.1 คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



a) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

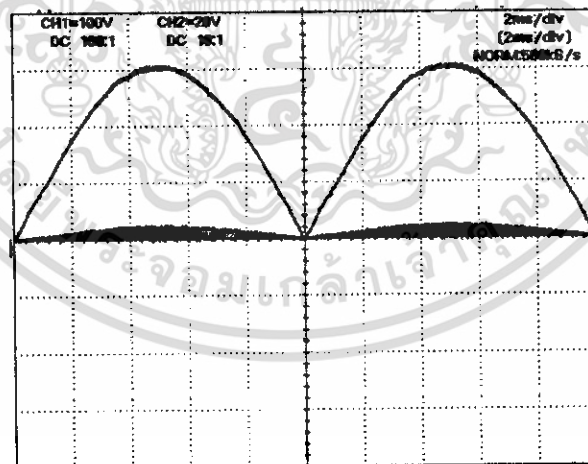
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



b) คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

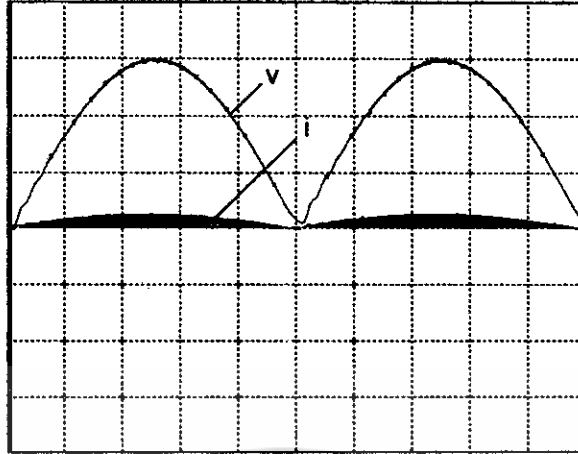
รูปที่ 4-18 แสดง คลื่นแรงดัน (V_s) และกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

6.2 คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์



a) คลื่นแรงดัน (V_D) และกระแส (I_D) ทางด้านดีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

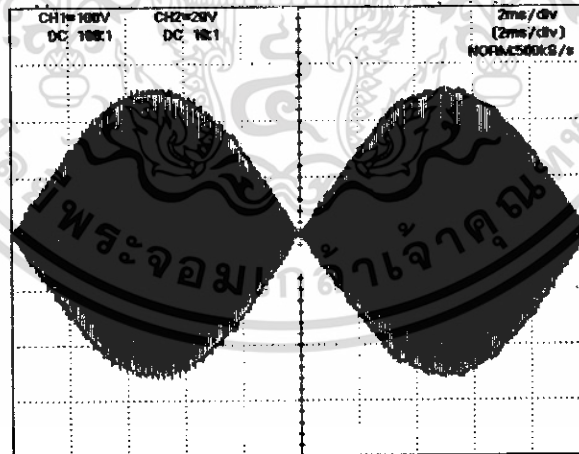
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



b) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านตีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

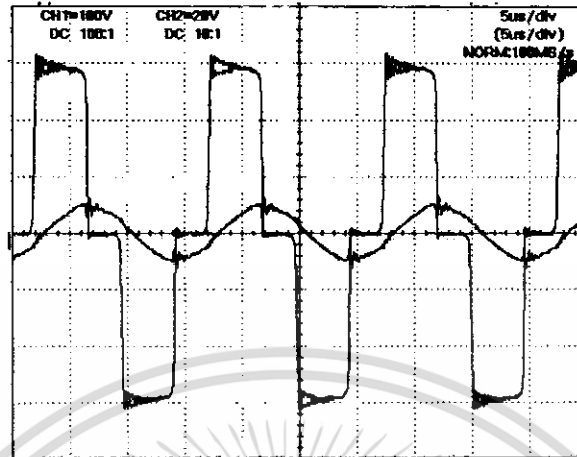
รูปที่ 4-19 แสดง คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านตีซีอินพุทอินของอินเวอร์เตอร์

6.3 คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

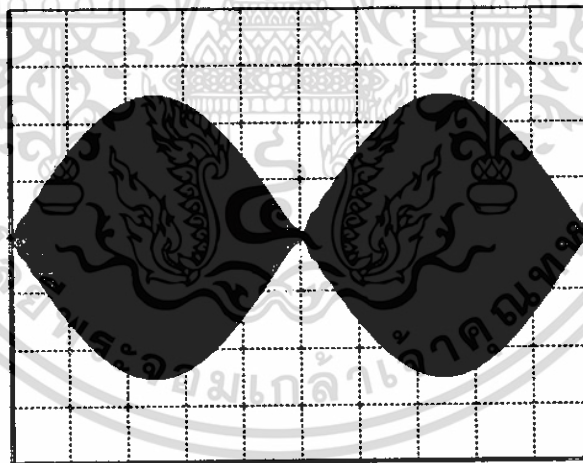


a-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลต์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

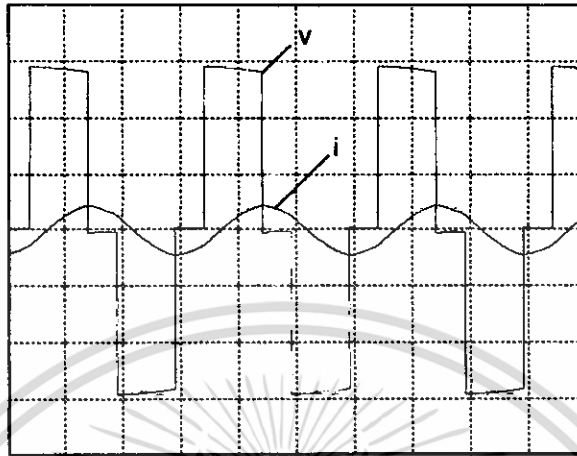


a-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดลอง (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))



b-1) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 2 ms, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



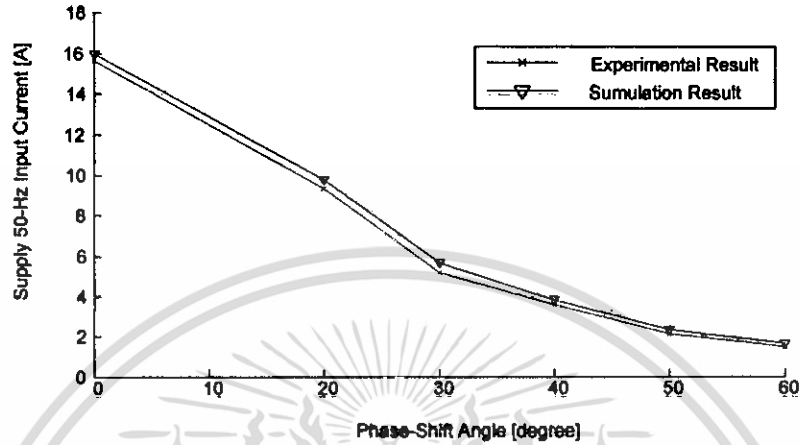
b-2) คลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จากการซิมูเลต (แกน X = 5 μ s, แกน Y = V,A (โวลท์,แอมป์))

รูปที่ 4-20 แสดงคลื่นแรงดัน (V_o) และกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

จากผลการทดลองเพื่อเป็นการยืนยันผลการทดลองว่าถูกต้อง จึงได้มีการนำผลของการ SIMULATION ที่ได้จากโปรแกรม PSpice มาเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ซึ่งจะทำให้การเปรียบเทียบกันในกราฟต่างๆ ดังนี้

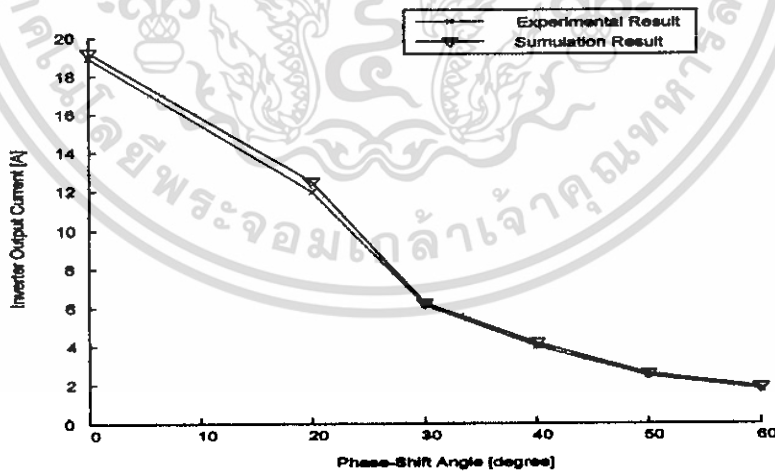
4.6 กราฟเปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการซิมูเลต

1. กราฟกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



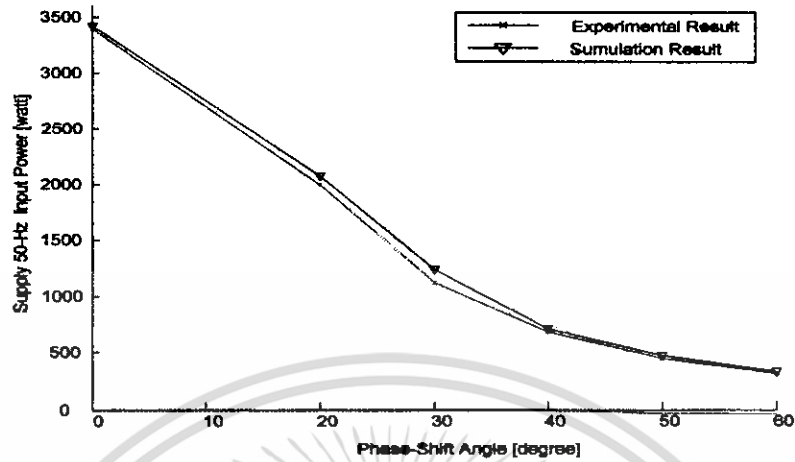
รูปที่ 4-21 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของกระแส (I_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

2. กราฟกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์



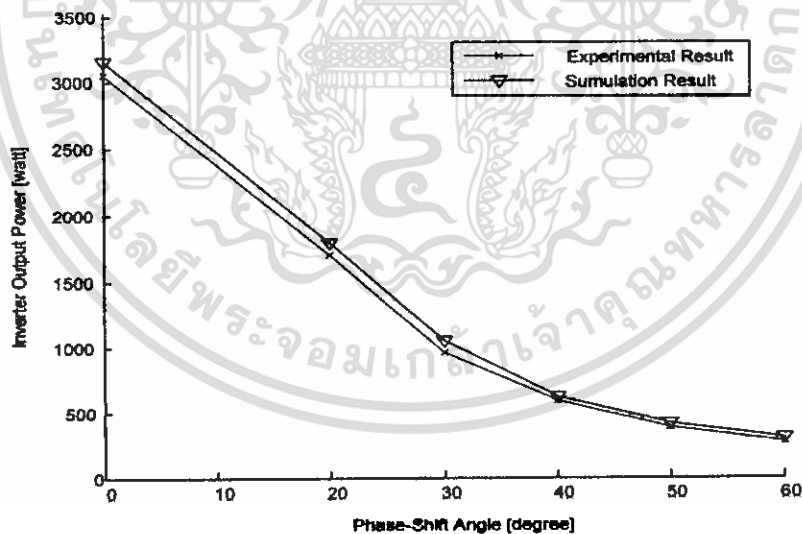
รูปที่ 4-22 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของกระแส (I_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

3. กราฟกำลังไฟฟ้า (P_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



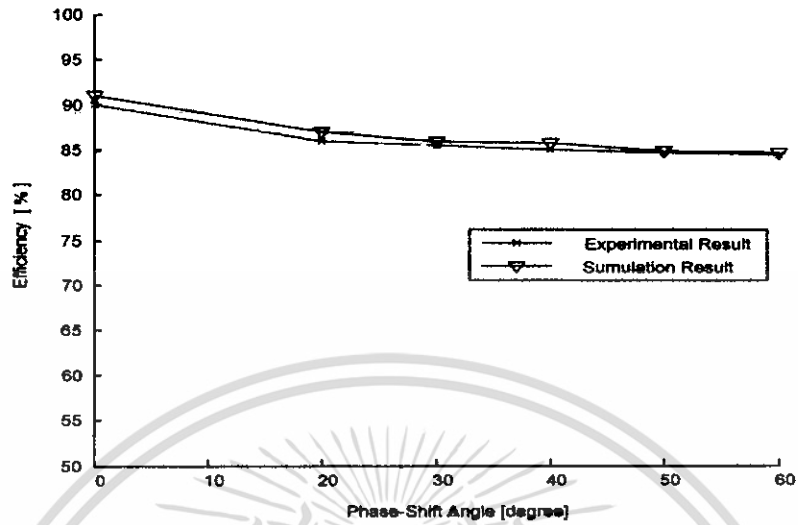
รูปที่ 4-23 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของกำลังไฟฟ้า (P_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

4. กราฟกำลังไฟฟ้า (P_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์



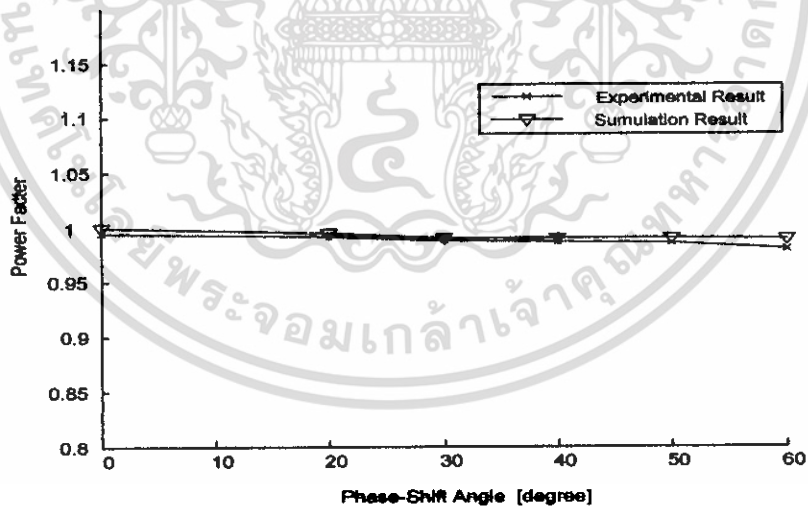
รูปที่ 4-24 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของกำลังไฟฟ้า (P_o) ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

5. กราฟประสิทธิภาพของซูดเรคติไฟและอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4-25 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของประสิทธิภาพของซูดเรคติไฟและอินเวอร์เตอร์

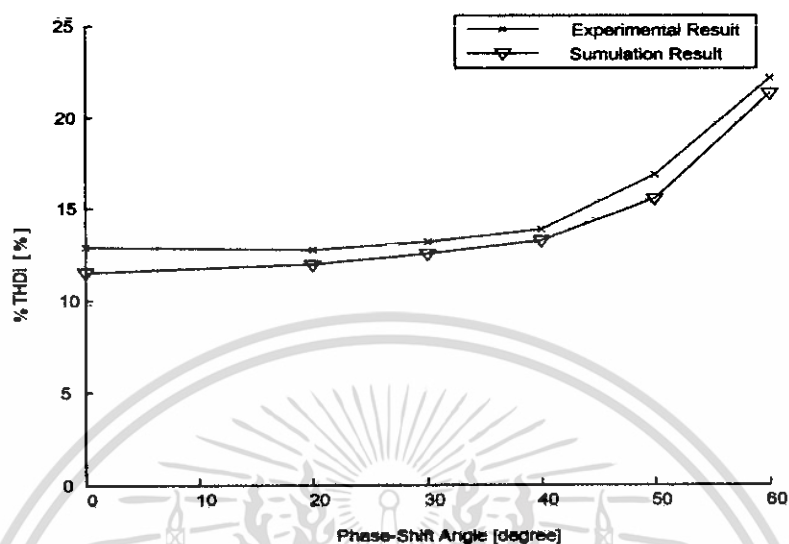
6. กราฟตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



รูปที่ 4-26 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของตัวประกอบกำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.กราฟ %THDi ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



รูปที่ 4-27 กราฟแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการทดลองกับผลของการซิมูเลต ของ %THDi ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

4.7 สรุป

จากผลการทดลองและผลการซิมูเลต ของชุดทดลองเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำใน หลักการเลือนเฟสอินเวอร์เตอร์ (Induction Heating Using Phase Shift Inverter) ที่สามารถ ควบคุมกำลังไฟฟ้าได้โดยการปรับมุมเฟสชิฟ ซึ่งสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้จริงโดยที่ กำลังไฟฟ้าจะลดลงเมื่อมีการปรับมุมเฟสชิฟเพิ่มขึ้น โดยค่ากำลังไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ อยู่ในช่วง 300-3300 วัตต์ ประสิทธิภาพระหว่างชุดเรกติไฟกับอินเวอร์เตอร์ จะมีค่าอยู่ในช่วง 84%-90% โดยแรงดันที่ป้อนให้กับชุดทดลองมีค่า 220 โวลท์ , 50-Hz และนอกจากนี้ชุดทดลอง นี้ยังมีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้แรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการ ไฟฟ้า 50-Hz มีค่าเกือบอินเฟสกันโดยจะมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าประมาณ 0.9

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากชุดทดลองเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำในหลักการเลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์นี้ ได้มีการนำเสนอการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยหลักการเลื่อนเฟสและการปรับปรุงตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ซึ่งจากผลการทดลองสามารถแบ่งการพิจารณาได้ดังนี้

1. การพิจารณาจากผลของของกำลังไฟฟ้า ซึ่งจากผลการทดลองจะพบว่าชุดทดลองนี้จะสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยอาศัยการเลื่อนเฟสซึ่งกำลังไฟฟ้าจะมีค่าลดลงเมื่อมีการเลื่อนเฟสเพิ่มมากขึ้น โดยชุดทดลองนี้จะสามารถปรับเลื่อนเฟสได้ระหว่าง 0 ถึง 60 องศา ทำให้กำลังไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนได้ในช่วง 300-3300 วัตต์ ซึ่งการทำงานของชุดทดลองที่ทำการปรับเลื่อนเฟสแต่ละครั้งจะทำงานภายใต้เงื่อนไขที่โหลดของชิ้นงานมีอุณหภูมิ 350 องศาเซลเซียส และแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz มีค่า 220 โวลท์

2. การพิจารณาจากผลของตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ซึ่งชุดทดลองนี้สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้มีค่าใกล้เคียง 1 โดยสามารถพิจารณาได้จากคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

จากการสร้างชุดทดลองเครื่องให้ความร้อนเหนี่ยวนำในหลักการเลื่อนเฟสอินเวอร์เตอร์นี้จะพบอุปสรรคและปัญหาในการทำงานหลายกรณี ไม่ว่าจะเป็นการสไปคส์คลื่นแรงดันและคลื่นกระแส การสร้างสัญญาณซุ่มบอินเวอร์เตอร์ และปัญหาอื่นๆอีกมากมาย ซึ่งปัญหาดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นนี้ ทำให้เราเข้าใจในรายละเอียดและวิธีการแก้ไข รวมทั้งการวิเคราะห์หาสาเหตุที่มาของปัญหาเหล่านั้น ซึ่งในบางครั้งเรามองข้ามไปเช่น จุดบัดกรี สายไฟที่ใช้ในการเชื่อมต่อวงจรการแยกกราวด์ของสโคปที่ทำการวัดค่า และการเลือกใช้ค่าตัวอุปกรณ์ที่ไม่เหมาะสม ซึ่งเป็นความรู้ที่ได้จากการทำชุดทดลองนี้ทั้งสิ้น

บรรณานุกรม

- [1] J.Davies and P.Simpson. Induction Heating Handbook. Mcgraw-Hill : Londoin,1979
- [2] M.K.Kazimierczuk, D.Czarkowski. Resonant Power Converters, John Wiley & Sons, Inc. 1995
- [3] นายโรมัส ธรรมาธิฐาน "การประยุกต์ใช้วงจรรีโซแนนท์ฟูลบริจด์อินเวอร์เตอร์ ที่งานที่ ซีโรโวลต์เดจสวิตซ์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง" ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2545
- [4] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ชาราธิรเศรษฐ์, อเล็กทธรอนิกส์กำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2547





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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 - 150µA
- Soft Start Control
- Outputs Active Low During UVLO

DESCRIPTION

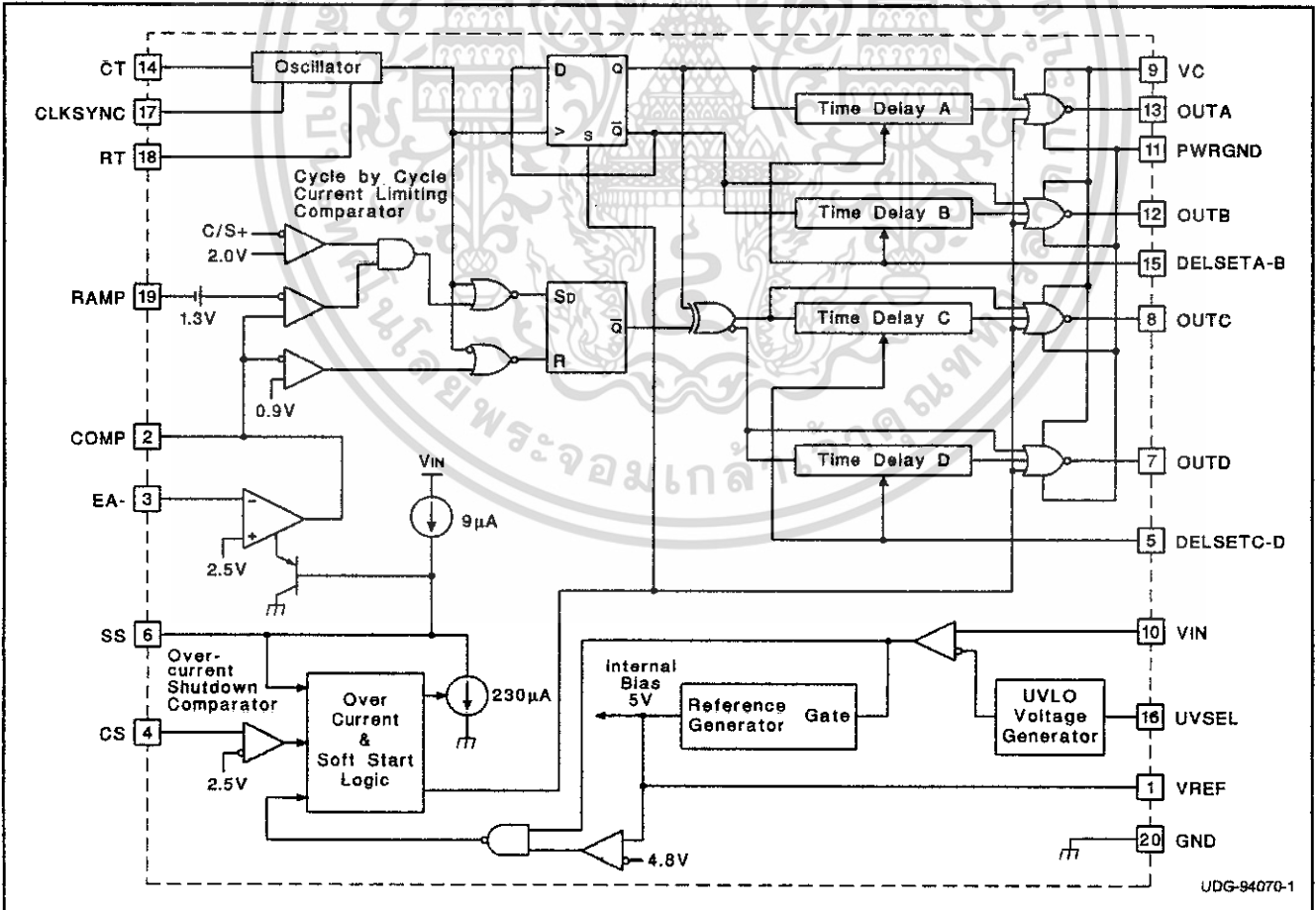
The UC3879 controls a bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. This allows constant frequency pulse width modulation in combination with resonant, zero-voltage switching for high efficiency performance. The UC3879 can be configured to provide control 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 CLKSYNCR 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



SLUS230A - JUNE 1998 - REVISED FEBRUARY 2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

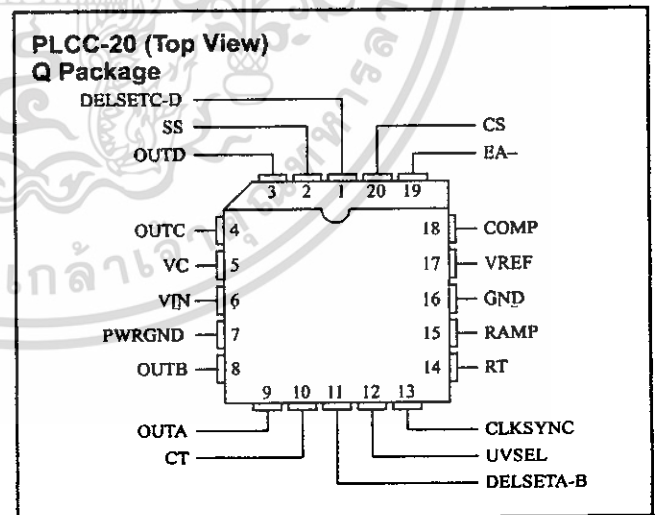
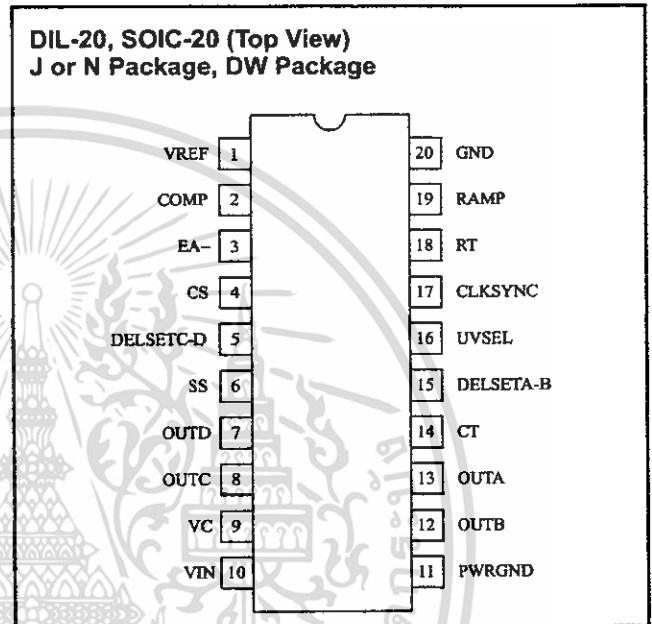
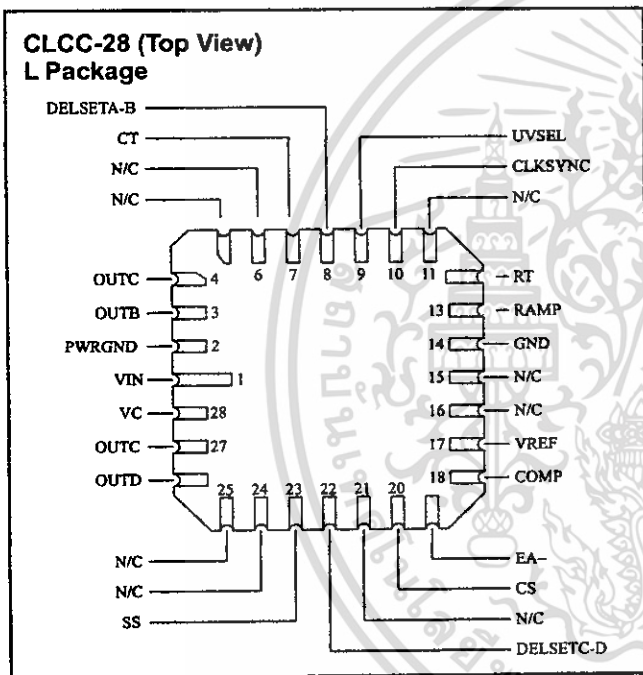
Supply Voltage (VC, VIN) 20V
 Output Current, Source or Sink, DC 20mA
 Analog I/Os
 (Pins 1, 2, 3, 4, 5, 6, 14, 15, 17, 18, 19) -0.3 to 5.3V
 (Pin 16) -0.3V to VIN
 Storage Temperature Range -65°C to +150°C
 Junction Temperature -55°C to +150°C
 Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) +300°C

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



ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless specified; $V_C = V_{IN} = V_{UVSEL} = 12V$, $C_T = 470pF$, $R_T = 9.53k$, $R_{DELSETA-B} = R_{DELSEC-D} = 4.8k$, $C_{DELSETA-B} = C_{DELSETC-D} = 0.01\mu F$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Undervoltage Lockout					
Start Threshold	$V_{UVSEL} = V_{IN}$	9	10.75	12.5	V
	$V_{UVSEL} = \text{Open}$	12.5	15.25	16.5	V
UVLO Hysteresis	$V_{UVSEL} = V_{IN}$	1.15	1.75	2.15	V
	$V_{UVSEL} = \text{Open}$	5.2	6	7.4	V
Input Bias, UVSEL Pin	$V_{UVSEL} = V_{IN} = 8V$		30		μA
Supply Current					
I_{VIN} Startup	$V_{IN} = V_{UVSEL} = 8V$, $V_C = 18V$, $I_{DELSETA-B} = I_{DELSETC-D} = 0$		150	600	μA
I_{VC} Startup	$V_{IN} = V_{UVSEL} = 8V$, $V_C = 18V$, $I_{DELSETA-B} = I_{DELSETC-D} = 0$		10	100	μA
I_{VIN} Operating	UC3879, UC2879		23	35	mA
	UC1879		23	36	mA
I_{VC} Operating			4	8	mA
Voltage Reference					
Output Voltage	$T_J = +25^\circ C$	4.92	5	5.08	V
Line Regulation	$11V < V_{IN} < 18V$		1	10	mV
Load Regulation	$I_{VREF} = -10mA$		5	20	mV
Total Variation	Line, Load, Temperature	4.875		5.125	V
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0V$, $T_J = 25^\circ C$		-60	-15	mA
Error Amplifier					
Error Amplifier Input Voltage		2.4	2.5	2.6	V
Input Bias Current			0.6	3	μA
AVOL	$1V < V_{COMP} < 4V$	60	90		dB
PSRR	$11V < V_{IN} < 18V$	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	$T_A = +25^\circ C$	6	11		V/ μs
PWM Comparator					
RAMP Offset Voltage	$T_J = 25^\circ C$, 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	%
	$V_{COMP} < \text{Zero Phase Shift Voltage}$	0	0.3	2	%
Output Skew, $T_{DELSETA-B}$, $T_{DELSETC-D} = 0$, Note 1	$V_{COMP} > V_{RAMPpeak} + V_{RAMPoffset}$		10		ns
	$V_{COMP} < \text{Zero Phase Shift Voltage}$		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	$T_A = 25^\circ C$	180	200	220	kHz
Voltage Stability	$11V < V_{IN} < 18V$		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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless specified; VC = VIN = VUVSEL = 12V, CT = 470pF, RT = 9.53k, RDELSETA-B = RDELSEC-D = 4.8k, CDELSETA-B = CDELSETC-D = 0.01µF, TA = TJ.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Ramp Peak Voltage		2.8	2.9	3.2	V
Current Limit					
Input Bias	VCS = 3.0V		2	10	µA
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	VCS = 2.2V		2	10	µA
Threshold Voltage		1.85	2	2.15	V
Delay to Output Zero Phase			110	300	ns
Soft Start/Reset Delay					
Charge Current	VSS = 0.5V	-20	-9	-3	µA
Discharge Current	VSS = 1V	120	230		µA
Restart Threshold		4.3	4.7		V
Discharge Level			300		mV
Output Drivers					
Output Low Level	IOUT = 10mA		0.3	0.4	V
Output High Level	IOUT = -10mA, Referenced to VC		2.2	3	V
Delay Set (Note 5)					
Delay Time	RDELSETA-B = RDELSETC-D = 4.8k	250	370	520	ns
Delay Time	RDELSETA-B = RDELSETC-D = 1.9k	100	155	220	ns
Zero Delay	VDELSETA-B = VDELSETC-D = 5V		5		ns

Note 1. Phase shift percentage (0% = 0 , 100% = 180) is 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:

$$delay = T \cdot \left(\frac{1}{2} - duty\ cycle \right)$$

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.

$$Delay\ Time = \left(0.89 \cdot 10^{-10} \cdot R_{DELAY} \right) \text{sec}$$

The recommended range for RDELAY is 1.9k to 10k.

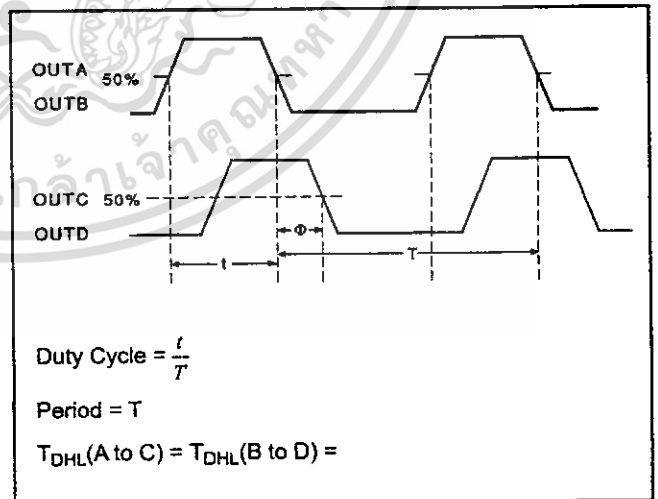


Figure 1. Phase Shift, Output Skew & Delay Time Definitions

PIN DESCRIPTIONS

CLKSYNC (Bi-directional Clock and Synchronization): Used as an output, CLKS SYNC 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 CLKS SYNC 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. CLKS SYNC is internally connected to an emitter follower pull-up and a current source pull-down (300µA typical). Therefore an external resistor to GND can be used to improve the CLKS SYNC 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 RT 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:

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

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 μ 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 Unitorde 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

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 μ 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 μ F, low ESR/ESL capacitor.

Balogh.

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

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

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
UC1879J	OBSOLETE	CDIP	J	20		TBD	Call TI	Call TI
UC1879J883B	OBSOLETE	CDIP	J	20		TBD	Call TI	Call TI
UC2879DW	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2879DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2879DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2879DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC2879J	OBSOLETE	CDIP	J	20		TBD	Call TI	Call TI
UC2879N	ACTIVE	PDIP	N	20	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC2879NG4	ACTIVE	PDIP	N	20	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3879DW	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3879DWG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	25	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3879DWTR	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3879DWTRG4	ACTIVE	SOIC	DW	20	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR
UC3879J	OBSOLETE	CDIP	J	20		TBD	Call TI	Call TI
UC3879N	ACTIVE	PDIP	N	20	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
UC3879NG4	ACTIVE	PDIP	N	20	20	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. - The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

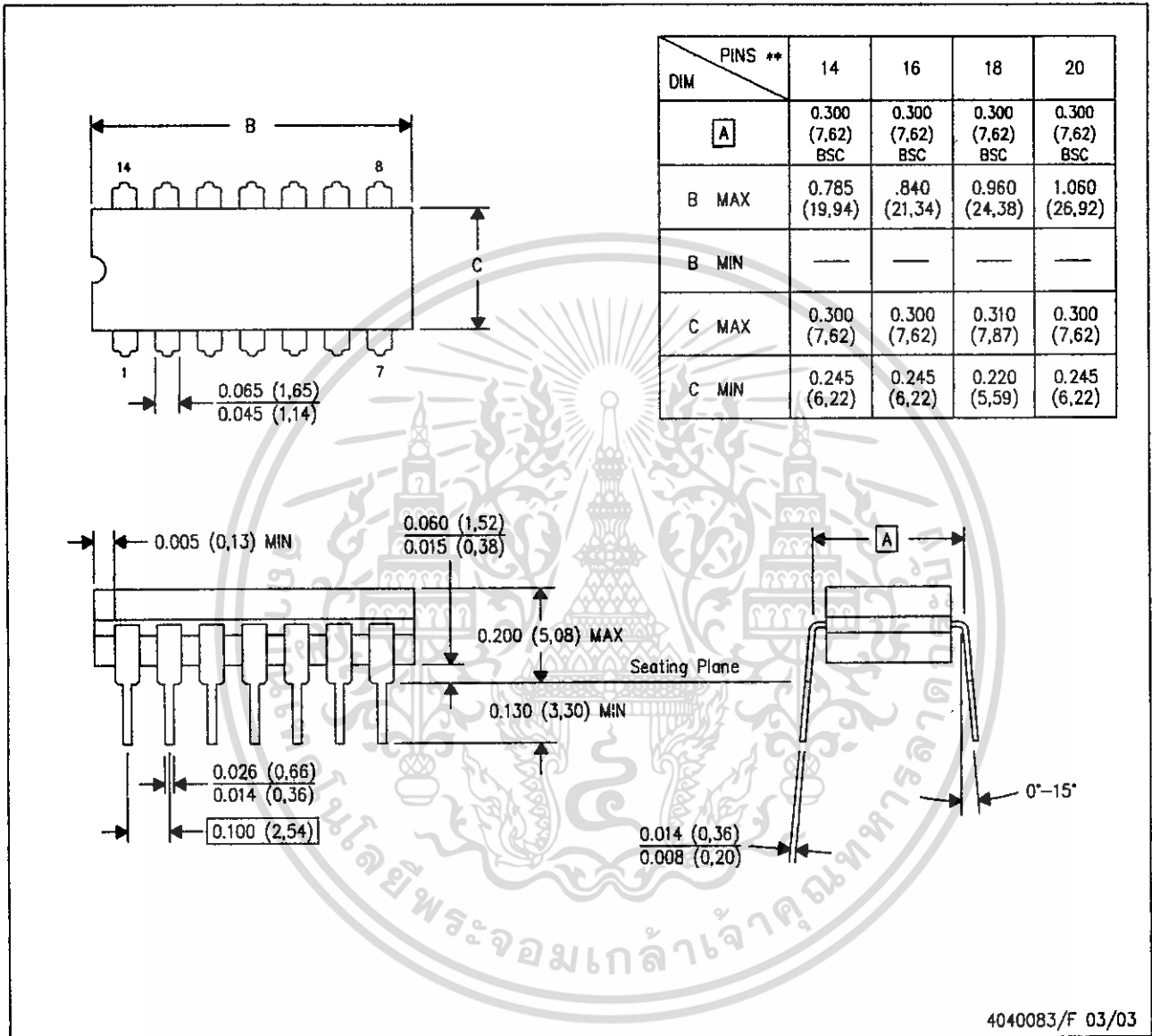
Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.



J (R-GDIP-T**) 14 LEADS SHOWN

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE



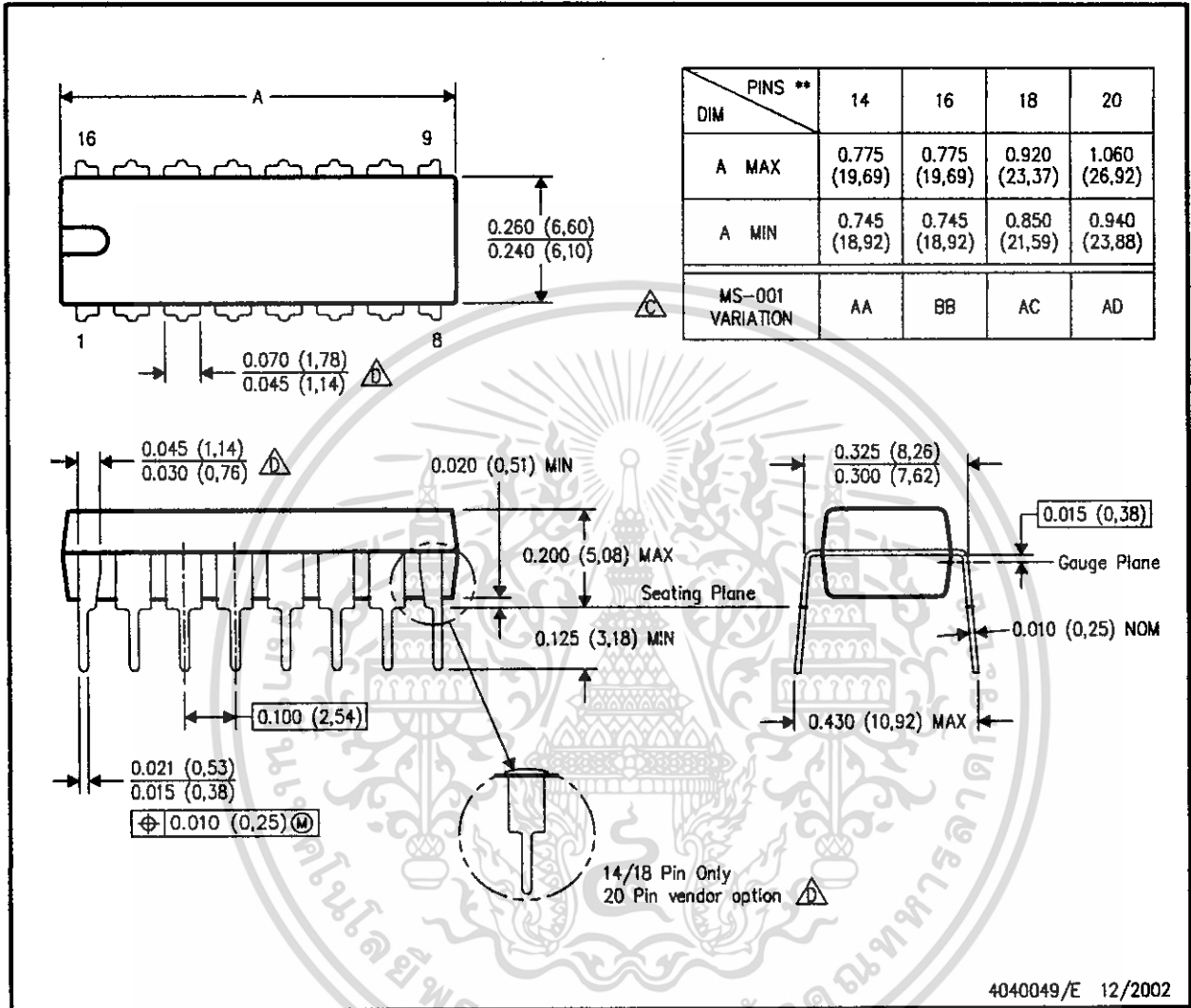
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - D. Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
 - E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T14, GDIP1-T16, GDIP1-T18 and GDIP1-T20.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N (R-PDIP-T**)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE

16 PINS SHOWN



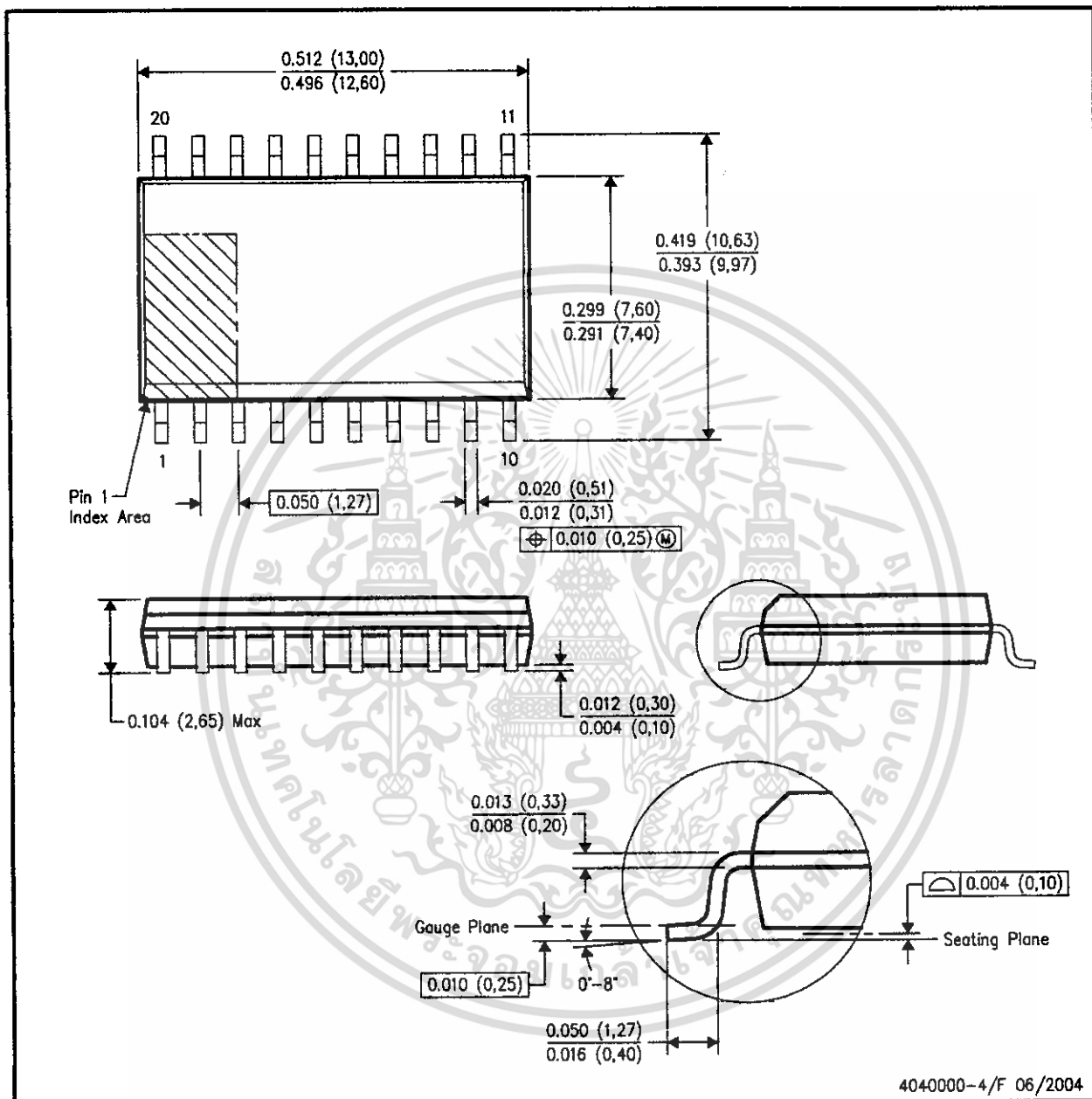
- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - △ Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
 - △ The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DW (R-PDSO-G20)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
 - Falls within JEDEC MS-013 variation AC.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

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

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
Low Power Wireless	www.ti.com/lpw	Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2007, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

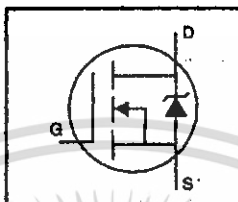
International
IR Rectifier

PD-9325Q

IRF510

HEXFET® Power MOSFET

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



$V_{DSS} = 100V$

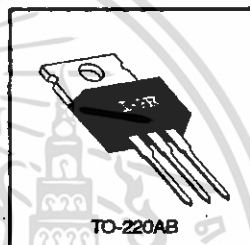
$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$

$I_D = 5.6A$

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 SHEETS

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 $\text{\textcircled{D}}$	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 $\text{\textcircled{D}}$	100	mJ
I_{AR}	Avalanche Current $\text{\textcircled{D}}$	5.6	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy $\text{\textcircled{D}}$	4.3	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt $\text{\textcircled{D}}$	5.5	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	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	—	—	3.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

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

Parameter	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	$V_{GS}=10V, I_D=3.4A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	1.3	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=3.4A$ ①
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=20V$
Q_{g1}	Total Gate Charge	—	—	8.3	nC	$I_D=5.6A$
Q_{g2}	Gate-to-Source Charge	—	—	2.3	nC	$V_{DS}=80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	3.8	nC	$V_{DS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ①
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	6.9	—	ns	$V_{DD}=50V$
t_r	Rise Time	—	16	—	ns	$I_D=5.6A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	15	—	ns	$R_G=24\Omega$
t_f	Fall Time	—	9.4	—	ns	$R_D=8.4\Omega$ See Figure 10 ①
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	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	180	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	81	—	pF	$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	15	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	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	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=5.6A, V_{GS}=0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	100	200	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=5.6A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.44	0.88	μC	$dI/dt=100A/\mu s$ ③
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 $I_{SD}=5.6A$, $dI/dt=75A/\mu s$, $V_{DD}=V_{(BR)DSS}$, $T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

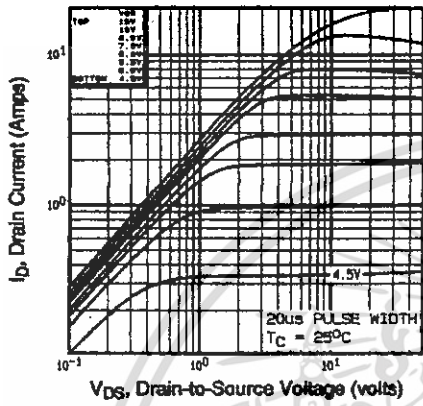


Fig 1. Typical Output Characteristics, Tc=25°C

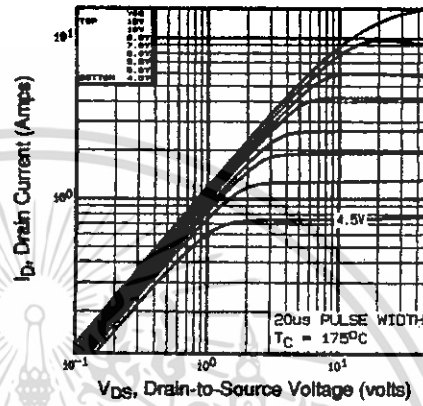


Fig 2. Typical Output Characteristics, Tc=175°C

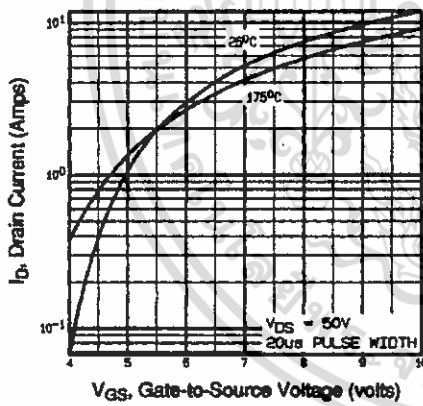


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

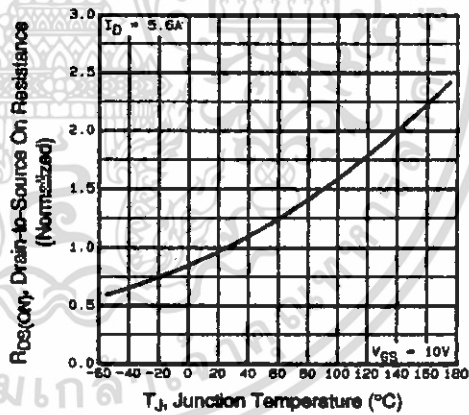


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

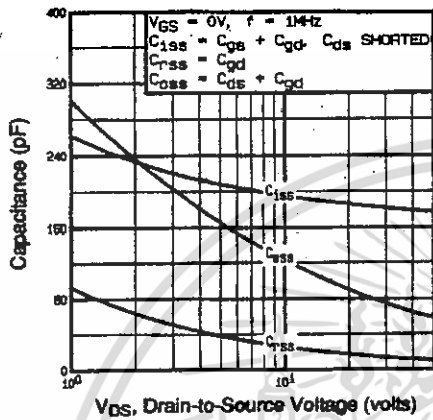


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

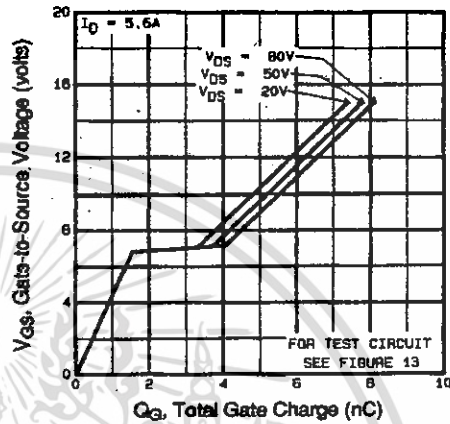


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

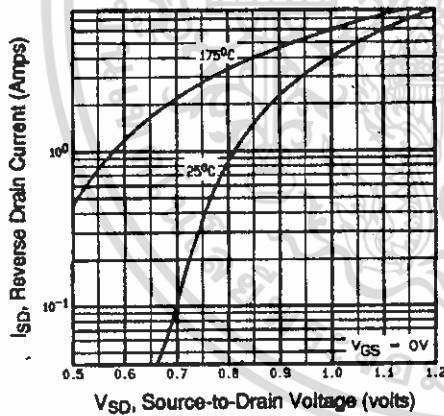


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

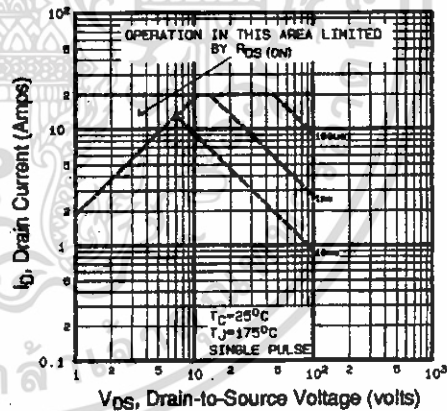


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF510

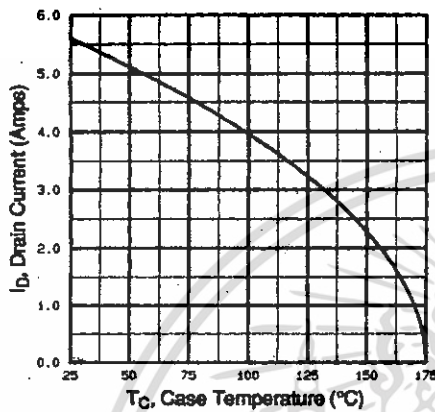


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

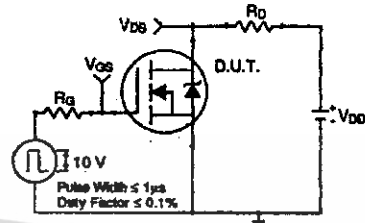


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

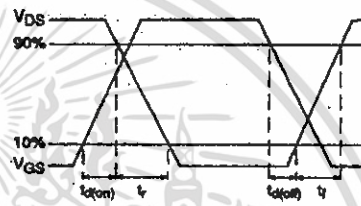


Fig 10b. Switching Time Waveforms

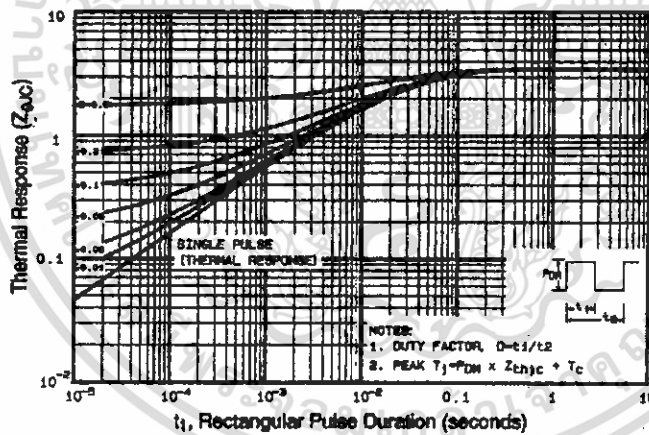


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

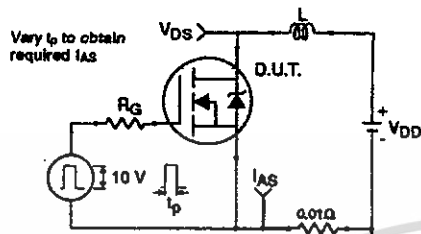


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

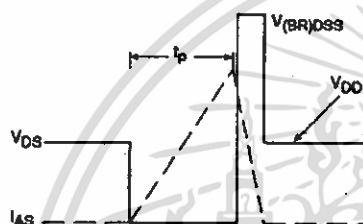


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

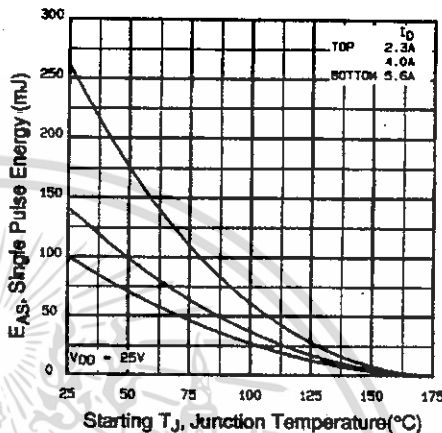


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

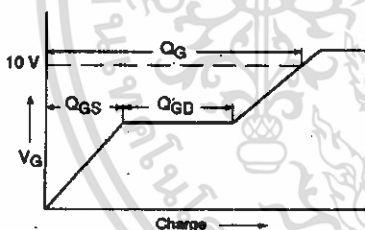


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

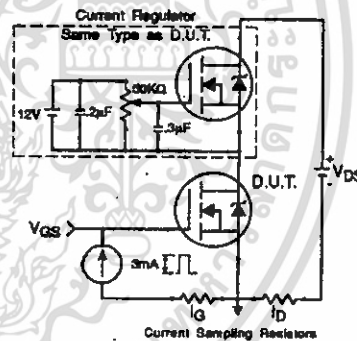


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

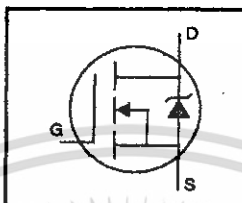
International IR Rectifier

PD-9.512B

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

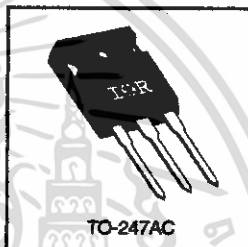
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

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.

DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} \text{ @ } 10 V$	20	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} \text{ @ } 10 V$	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 ③	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	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	

1025

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

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

Parameter	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	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ①
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	$V_{GS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ①
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—	ns	$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—	ns	$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—	ns	$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ①
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	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—	pF	$V_{DS}=25V$
C_{rso}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	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	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ①
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu\text{s}$ ①
t_{on}	Forward Turn-On Time	intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

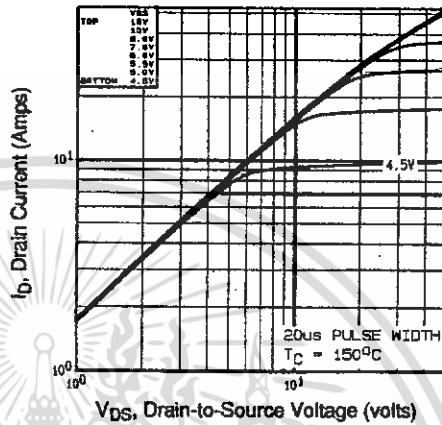
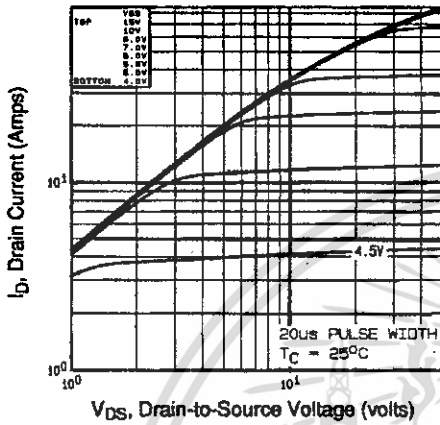
Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11) ③ $I_{SD} \leq 20A, di/dt \leq 160A/\mu\text{s}, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ\text{C}$
- 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 $\leq 2\%$.

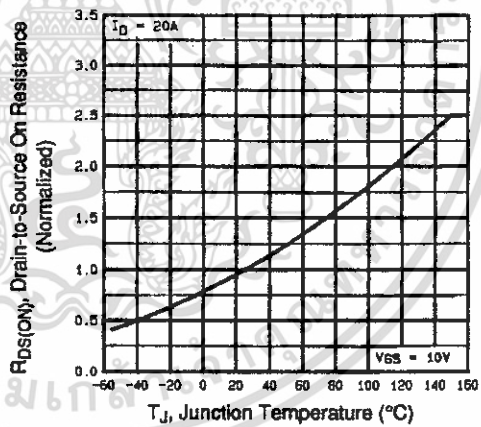
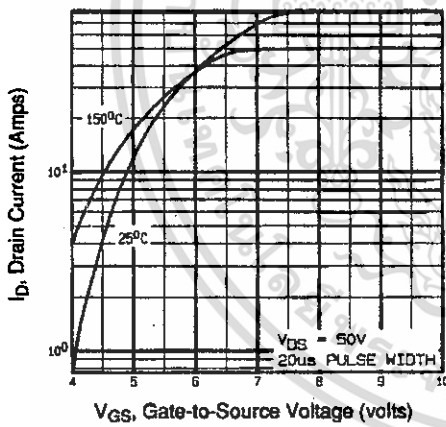
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460



DATA SHEETS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

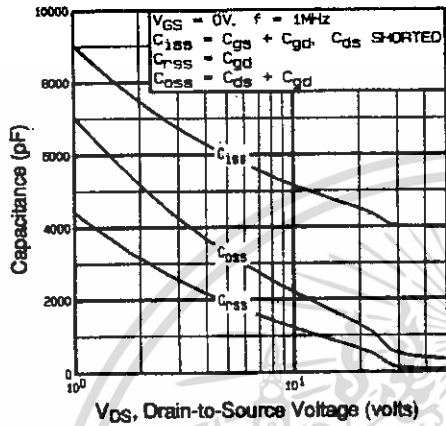


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

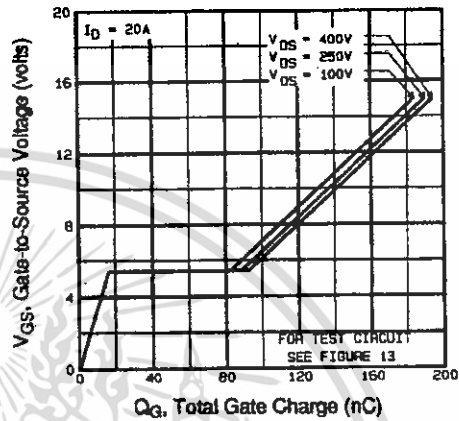


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

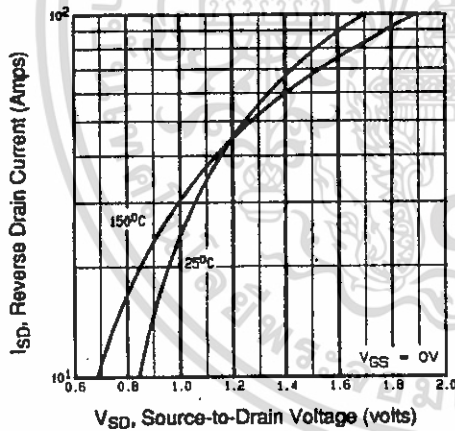


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

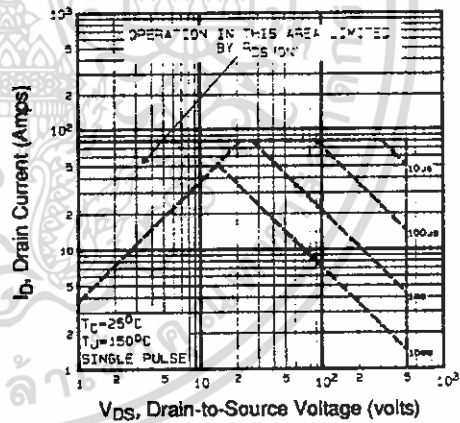


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

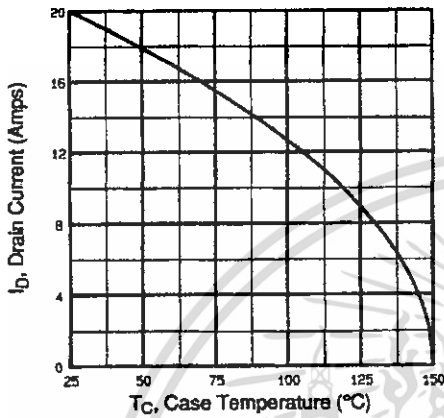


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

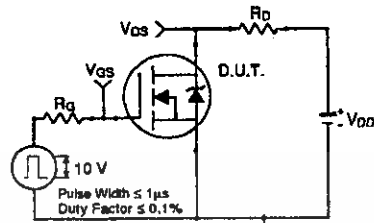


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

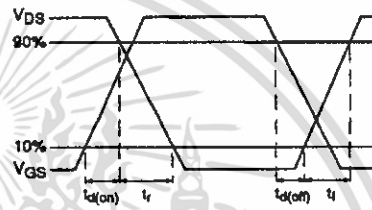


Fig 10b. Switching Time Waveforms

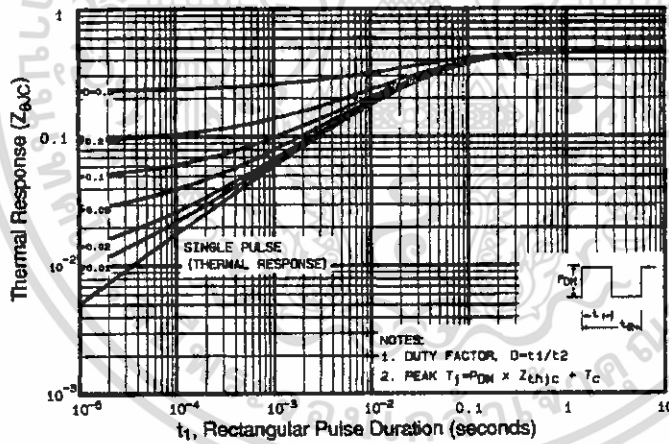


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

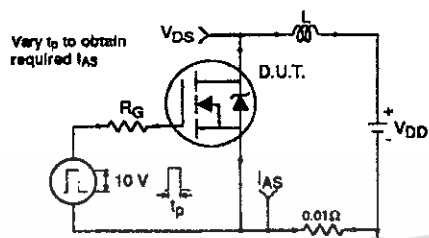


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

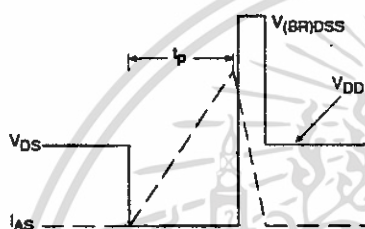


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

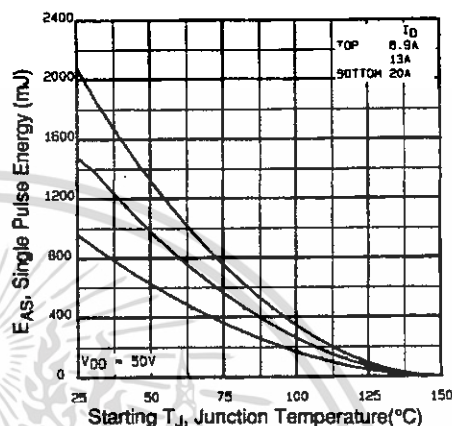


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

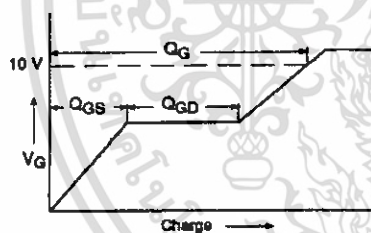


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

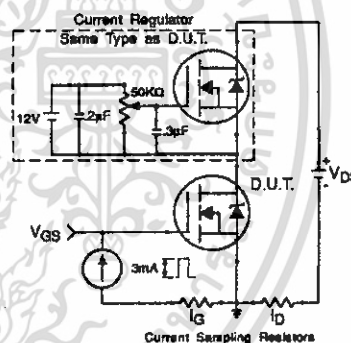


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

International
IR Rectifier