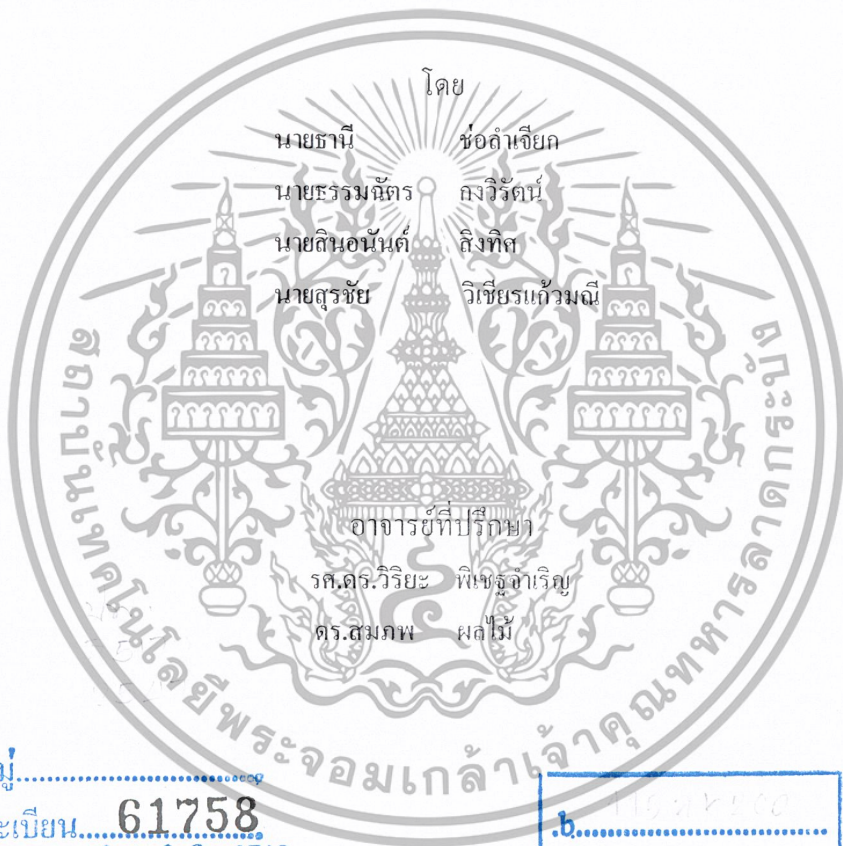


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับของเครื่องหีบแข็งผิวโลหะ
Induction Heating with AC line Input Power Factor Correction



โดย
นายธานี ช่อคำเจียก
นายธรรมศัตร กงวิรัตน์
นายสันอนันต์ ลิ่งทิส
นายสุรชัย วิเชียรแก้วมณี
อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐอำริญ
ดร.สมภพ ผลไม้

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 61758
วัน,เดือน,ปี..... 21 ก.ค. 2549

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับของเครื่องชุบแข็งผิวโลหะ

INDUCTION HEATING WITH AC LINE INPUT POWER FACTOR CORRECTION

ผู้จัดทำ

1. นายธานี ช่อลำเจียก รหัสประจำตัว 45015102
2. นายธรรมจักร กงวิรัตน์ รหัสประจำตัว 45015152
3. นายสินอนันต์ สิงทิส รหัสประจำตัว 45015173
4. นายสุรชัย วิเชียรแก้วมณี รหัสประจำตัว 45015175



(Handwritten signature)

(รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(Handwritten signature)

(ดร. สมภพ ผลไม้)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับของเครื่องชั่งผิวโลหะ

นายธานี	ช่อลำเจียก	45015102
นายธรรมจักร	กงวิรัตน์	45015152
นายสินอนันต์	สิงทิส	45015173
นายสุรชัย	วิเชียรแก้วมณี	45015175
รศ.ดร.วิริยะ	พิเชษฐจำริญ	อาจารย์ที่ปรึกษา
ดร.สมภพ	ผลไม้	อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2547		

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังแหล่งจ่ายการไฟฟ้าของเครื่องชั่งผิวโลหะที่มีค่าประมาณ 0.722 ให้มีค่าสูงขึ้น โดยใช้หลักการป้อนแรงดันไซน์เต็มคลื่นให้กับวงจรถินเวอร์เตอร์ พร้อมทั้งใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุรองความถี่สูงทางด้านแหล่งจ่ายไฟสลับ จากหลักการดังกล่าวผลปรากฏว่าค่าตัวประกอบกำลังที่ได้จะมีค่าสูงขึ้นคือประมาณ 0.992 ซึ่งเป็นค่าตัวประกอบกำลังที่ความถี่สวิตซ์อินเวอร์เตอร์ต่ำสุดประมาณ 54 kHz และในปริญญานิพนธ์นี้ยังได้ทำการเปรียบเทียบผลการทดลองทั้งกรณีที่มีป้อนแรงดันไซน์เต็มคลื่นให้กับวงจรถินเวอร์เตอร์ กับกรณีที่มีป้อนแรงดันไฟตรงเรียบให้กับวงจรถินเวอร์เตอร์ โดยใช้ชุดโหลดที่มีข้อกำหนดที่เหมือนกันคือ ค่าตัวเก็บประจุ เรโซแนนท์ 6.6 μF ส่วนคำนวณรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ทำความร้อนมีจำนวน 3.5 รอบ และอัตราส่วนของหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้คือ 33:2.68 พร้อมทั้งความถี่สวิตซ์อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการปรับค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อยู่ในช่วงประมาณ 54 - 58 kHz โดยที่ความถี่เรโซแนนท์ประมาณ 54 kHz ซึ่งผลที่ได้จะมีค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 2225 - 1151 วัตต์ ที่ความถี่สวิตซ์อินเวอร์เตอร์ในช่วงประมาณ 54 - 58 kHz และในช่วงความถี่สวิตซ์อินเวอร์เตอร์เดียวกัน ในกรณีที่มีอินเวอร์เตอร์ได้รับแรงดันไฟตรงเรียบจะมีค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าอยู่ในช่วง 3829 - 2059 วัตต์

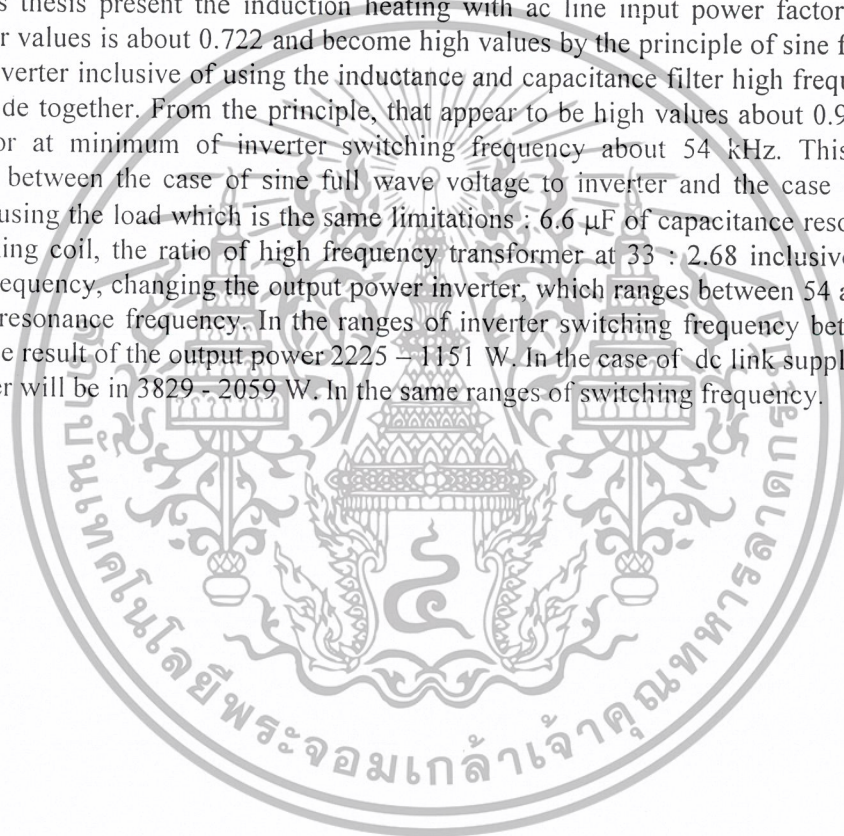
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Induction Heating with AC Line Input Power Factor Correction.

Tanee Cholumjiek
Phammachat Kongwirat
Sin-Anan Singtid
Surachai Wichienkaewmanee
Assoc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumrun Advisor
Dr.Sompob Polmai Advisor

ABSTRACT

This thesis present the induction heating with ac line input power factor correction. The power factor values is about 0.722 and become high values by the principle of sine full wave voltage supply to inverter inclusive of using the inductance and capacitance filter high frequency connect to ac supply side together. From the principle, that appear to be high values about 0.922, which is the power factor at minimum of inverter switching frequency about 54 kHz. This thesis make a comparison between the case of sine full wave voltage to inverter and the case of dc voltage to inverter by using the load which is the same limitations : 6.6 μF of capacitance resonance, 3.5 turns of the working coil, the ratio of high frequency transformer at 33 : 2.68 inclusive of the inverter switching frequency, changing the output power inverter, which ranges between 54 and 58 kHz at 54 kHz of the resonance frequency. In the ranges of inverter switching frequency between 54 and 58 kHz give the result of the output power 2225 – 1151 W. In the case of dc link supply to inverter, the output power will be in 3829 - 2059 W. In the same ranges of switching frequency.



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินงานต่าง ๆ จาก รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ และ ดร.สมภพ ผลไม้ ที่ให้คำปรึกษาเรื่องการหาค่ากำลังไฟฟ้าและข้อมูลเกี่ยวกับ Power Factor Correction ในแบบต่าง ๆ ซึ่งทั้งสองท่านเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา คณะผู้จัดทำ ซึ่งในในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณอาจารย์ยงยุทธ นาราชภูรี อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม พี่ศักดิ์ดา พรหมเหมือน พี่โรมัส ธรรมธิษฐาน ที่ให้คำปรึกษาและแนะนำทุก ๆ อย่าง ไม่ว่าจะ เป็น ความรู้เกี่ยวกับวงจรขับ แหล่งข้อมูล โปรแกรม MATLAB รวมถึงการสร้างเครื่องทดสอบ ขอขอบคุณ เพื่อน ๆ และ พี่ ๆ ทุกคนที่ช่วยเหลือทั้งแรงกาย แรงใจ จนชิ้นงานนี้ได้สำเร็จลงด้วยดี

สุดท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณ คณะอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ทุกท่านที่ได้ให้ความรู้และ แนวความคิดต่าง ๆ จนคณะผู้จัดทำ ได้เป็นวิศวกรที่ดี มีคุณภาพ ขอขอบคุณ บิศม มารดา ที่ให้กำเนิด

ความรู้และประโยชน์ที่มีในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คณะผู้จัดทำขอมอบแด่ท่านผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำโครงการ	1
1.4 ขอบเขตโครงการ	3
1.5 ขั้นตอนการศึกษา	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
บทที่ 2 หลักการพื้นฐานการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ในชุดแข็งผิวโลหะ	5
2.1 บทนำ	5
2.2 พื้นฐานทางโครงสร้างของเหล็กในงานด้านการให้ความร้อน	5
2.3 หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	6
2.4 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน	8
2.5 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ	11
บทที่ 3 หลักการพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์	13
3.1 บทนำ	13
3.2 หลักการเรโซแนนซ์	13
3.3 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน	14
3.4 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม	15
3.5 การวิเคราะห์แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม	18
3.6 การคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.7 สรุป	24
บทที่ 4 ฮาร์มอนิก และตัวประกอบกำลังไฟฟ้า	25
4.1 บทนำ	25
4.2 ความหมายของค่าตัวประกอบกำลัง	26
4.2.1 ผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดเชิงเส้น	26
4.2.2 ผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น	27
4.3 ผลกระทบที่เกิดจากฮาร์มอนิกต่อระบบจ่ายไฟฟ้าหรือการไฟฟ้า	31
บทที่ 5 หลักการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ขณะขับโหลดเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีการควบคุมด้วยหลักการปรับความถี่	—
5.1 บทนำ	33
5.2 หลักการทำงาน	33
5.3 สรุป	36
บทที่ 6 โครงสร้างของเครื่องซบแข็งผิว โลหะแบบเหนียวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรองค่าตัวประกอบกำลัง	37
6.1 บทนำ	37
6.2 ชุดกรองความถี่สูง (Low Pass Filter)	37
6.3 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Inverter)	38
6.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)	38
6.4.1 ชุดสร้างสัญญาณควบคุม	38
6.4.2 วงจรขยายสัญญาณ หรือ วงจรขับ	39
6.5 ภาคหม้อแปลงความถี่สูง	40
6.6 ชุดโหลดแท่งซบแข็ง	41
บทที่ 7 ผลการทดลองเครื่องซบแข็งผิว โลหะ	42
7.1 บทนำ	42
7.2 การทดลองเครื่องซบแข็งผิว โลหะแบบไฟตรงเรียบเปรียบเทียบกับแบบไซน์เต็มคลื่น	42
7.2.1 ด้านอินพุทของเครื่องซบแข็งผิว โลหะ	43
7.2.2 ด้านเอาต์พุทของชุดอินเวอร์เตอร์	45
7.3 การเพิ่มกำลังไฟฟ้า	48
7.3.1 การเปลี่ยนรอบของ Working coil	48
7.3.2 การลดความถี่เรโซแนนซ์	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

บทที่ 8 วิจัยและสรุป	หน้า
ภาคผนวก	56
บรรณานุกรม	57
	83



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2-1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่างๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะ	10
3-1 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน	14
7-1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง	43
7-2 เปรียบเทียบค่าต่างๆ โดยให้แรงดันอินพุต เท่ากับ 220V อุณหภูมิเหล็ก 400°C	44
7-3 เปรียบเทียบค่าต่างๆ ทางด้านเอาต์พุต	47
7-4 แสดงผลการทดลองเมื่อเปลี่ยนจำนวนรอบของ working coil แบบแรงดันไซน์เต็มคลื่น	49
7-5 แสดงผลการทดลองเมื่อเปลี่ยนจำนวนรอบของ working coil แบบแรงดันไฟตรงเรียบ	52
7-6 ค่าทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์	55
7-7 ค่าทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์	55



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
1-1 การเปรียบเทียบเครื่องชုပ်แข็งผิวโลหะทั้งสองกรณี	2
(ก) เครื่องชုပ်แข็งผิวโลหะที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ต่ออยู่	2
(ข) เครื่องชုပ်แข็งผิวโลหะที่ถอดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ออก	2
2-1 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์คาร์บอนของเหล็กกับอุณหภูมิ	5
2-2 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน	6
2-3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแสกับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน	7
2-4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่ชิ้นงานเมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า	8
2-5 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะที่บรรจุชิ้นงานโดยพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ	8
2-6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิด	11
2-7 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิกัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อน	12
3-1 โครงสร้างของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม	15
3-2 ความสัมพันธ์ระหว่าง Normalized อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ	17
3-3 ความสัมพันธ์ของอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ (Phase Angle ค่าบวกแสดงกระแสเอาต์พุต I_o ล้าหลังแรงดันเอาต์พุต V_o)	18
3-4 วงจรสมมูลของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม	19
3-5 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์	19
3-6 Normalized กระแสไหลของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ	22
3-7 Normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ	22
3-8 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของเรโซแนนซ์อนุกรม	23
4-1 รูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนไปจากไซน์ซึ่งประกอบด้วยส่วนประกอบความถี่หลักมูล โดยมีฮาร์โมนิกที่ 3 และค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (THD) เท่ากับ 30%	25
4-2 จำลองสถานะที่การไฟฟ้าจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดแบบเชิงเส้น	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4-3 จำลองสถานะที่การไฟฟ้าจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น	27
4-4 ค่าตัวประกอบกำลังต่อค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสไฟฟ้า กรณี โหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น	30
4-5 (ก) สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของสัญญาณไซน์ (ข) สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของสัญญาณไซน์ที่มีส่วนประกอบฮาร์มอนิก	31
4-6 ผลกระทบของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่โหลดแบบต่างๆ	31
5-1 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมของเครื่องชุปแข็งผิวโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง	33
5-2 โหมคการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยการปรับความถี่	34
5-3 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ใน 2 ไซเคิลของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มี การควบคุมด้วยการปรับความถี่	35
6-1 แสดงชุดกรองความถี่สูงทางด้านอินพุต	37
6-2 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และดีซีฟิลเตอร์	38
6-3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์	38
6-4 แสดงการต่อใช้งานไอซีเบอร์ UC 3879N	39
6-5 วงจรขยายสัญญาณหรือวงจรขับ	39
6-6 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงใช้แกนเหล็กเฟอร์ไรต์	40
6-7 แสดงชุดแท่งโหลดชุปแข็งผิวโลหะ	41
7-1 การวัดสัญญาณ Input และ Output แบบแรงดันไฟตรงเรียบ	42
7-2 การวัดสัญญาณ Input และ Output แบบจ่ายแรงดันไซน์เต็มคลื่น	42
7-3 แรงดันและกระแสด้านอินพุตของวงจร (ก) แบบไฟตรงเรียบ (ข) แบบไซน์ เต็มคลื่น	43
7-4 เปรียบเทียบค่า (ก) กำลังไฟฟ้า (ข) ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (ค) ฮาร์มอนิกกระแส (ง) ฮาร์มอนิกแรงดัน	45
7-5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ $T/DIV = 50\mu S/div$ (ก) แบบไฟตรงเรียบ (ข) แบบไซน์เต็มคลื่น	47
7-6 เปรียบเทียบค่า (ก) กำลังไฟฟ้า (ข) ความต้านทานไฟฟ้า เมื่อมองที่เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์	48
7-7 เปรียบเทียบที่กระแสไอส์เดียวกัน โดยมีจำนวนรอบ 1.5, 2.5, 3.5 รอบ กรณีแรงดัน ไซน์เต็มคลื่น	50
7-8 กราฟเปรียบเทียบที่ความถี่เรโซแนนซ์ของ working coil 1.5, 2.5, 3.5 รอบ กรณีแรงดัน ไซน์เต็มคลื่น	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7-9 แสดงแรงดันและกระแสของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่กระแสใกล้เคียงกัน กรณีแรงดันไฟตรงเรียบ	53
7-10 กราฟเปรียบเทียบที่เรโซแนนซ์ของ working coil 1.5, 2.5, 3.5 รอบ กรณีแรงดันไฟตรงเรียบ	54



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เครื่องชุบแข็งผิวโลหะโดยใช้หลักการของการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ได้มีการใช้มาเป็นเวลานาน แต่หลักการที่ใช้ คือการเปลี่ยนแรงดันไฟสลับที่ได้จากการไฟฟ้าเปลี่ยนมาเป็นไฟตรงโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ทำให้ได้แรงดันไฟตรงที่มีค่าระลอกแรงดันน้อยที่สุดซึ่งจะเรียกต่อไปว่าแบบไฟตรงเรียบ แล้วใช้วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เปลี่ยนไฟตรงที่ได้เป็นไฟสลับซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่สวิตซ์ซิ่ง เมื่อต้องการให้โลหะมีกระแสสูงขึ้นจึงได้ใช้หม้อแปลงความถี่สูงแปลงจากแรงดันประมาณ 311 โวลต์ เหลือแรงดันประมาณ 25 โวลต์ (ในกรณีที่อินพุตของวงจรถืออินเวอร์เตอร์เป็นแบบไฟตรงเรียบ)

แต่การใช้ขนาดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ทำให้กระแสทางด้านไฟเข้าไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งส่งผลกระทบต่อระบบไฟฟ้าของการไฟฟ้าคือ เกิดฮาร์โมนิกของกระแสซึ่งมีค่าสูงมาก ทำให้ความน่าเชื่อถือของระบบไฟฟ้าลดลง

ดังนั้นโครงการนี้จึงได้ถอดเอาตัวเก็บประจุซึ่งมีขนาดใหญ่ออก ส่งผลให้แรงดันไฟตรงเรียบเป็นคลื่นแรงดันไซน์เต็มคลื่นซึ่งจะเรียกต่อไปว่าแบบไซน์เต็มคลื่นใส่ตัวเก็บประจุขนาดเล็กลงไปแทนเพื่อทำหน้าที่เก็บกระแสไหลย้อนกลับ ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าด้านเข้าที่ได้จากการไฟฟ้าเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์มากขึ้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง

1.2.2 เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าให้มีค่าเข้าใกล้ 1

1.2.3 สามารถวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม เช่น มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับกระแสเอาต์พุต และกำลังไฟฟ้า ซึ่งตัวแปรเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่ที่ปรับเปลี่ยนไป

1.2.4 เพื่อวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าเมื่อจำนวนรอบของ working coil เปลี่ยนไป

1.2.5 เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าในกรณีแรงดันอินพุตของวงจรถืออินเวอร์เตอร์เป็นแรงดันไซน์เต็มคลื่น

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำโครงการ

เครื่องชุบแข็งผิวโลหะที่ใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่จะมีหลักการทำงานดังรูปที่ 1-1(ก) จะเห็นว่ามีการใส่ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อทำให้ระลอกแรงดันมีค่าน้อยจะได้แรงดันไฟตรงเรียบซึ่งมี

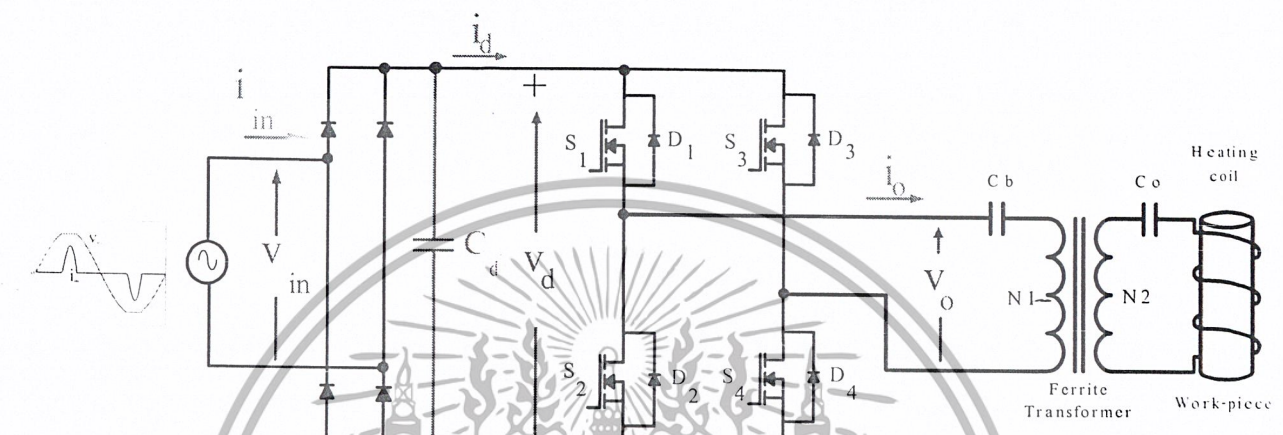
แรงดันไฟฟ้าประมาณ 311 โวลต์ ซึ่งส่งผลให้มีกระแสทางด้านไฟเข้าไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ ทำให้เกิดฮาร์

โมนิกเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

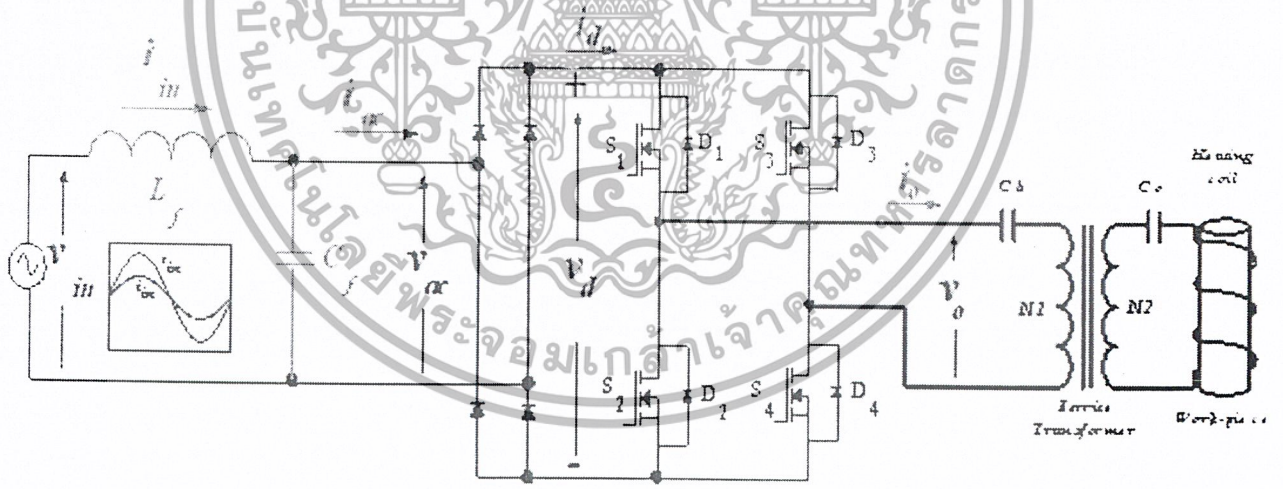
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอติกของกระแสมีค่าสูงมาก ยอดคลื่นของกระแสก็มีค่าสูงเช่นเดียวกัน ซึ่งทำให้ระบบไฟฟ้าของการไฟฟ้าไม่มีเสถียรภาพ เมื่อเราถอดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ออกดังรูปที่ 1-1 (ข) จะทำให้กระแสทางด้านเข้าเป็นรูปไซน์โดยเราจะทำการกรองความถี่สูงด้วยวงจร Low pass filter ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งวิธีนี้จะสามารถกรองความถี่ที่เกิดจากการสวิตซ์ซิ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้

ซึ่งวิธีดังกล่าวจะช่วยให้รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าด้านเข้ามีรูปเข้าใกล้ไซน์มากขึ้น ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าเข้าใกล้ 1 และลดฮาร์มอนิกของระบบลง



(ก) เครื่องซบแข็งฟิวโหละที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ต่ออยู่



(ข) เครื่องซบแข็งฟิวโหละที่ถอดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ออก

รูปที่ 1-1 การเปรียบเทียบเครื่องซบแข็งฟิวโหละทั้งสองกรณี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขอบเขตโครงการ

การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของเครื่องชুবแข็งผิวโลหะในโครงการนี้สามารถแบ่งออกได้ดังนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการทำโครงการ ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนการศึกษา และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงและหลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งพิจารณาในส่วนของโครงสร้างของเครื่องชুবแข็งผิวโลหะ

บทที่ 3 หลักการเรโซแนนซ์อนุกรมที่ใช้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ อธิบายหลักการเกิดเรโซแนนซ์ และการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

บทที่ 4 ฮาร์โมนิก และ ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า จะกล่าวถึงความหมายของฮาร์โมนิก และ ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า รวมถึงผลกระทบของฮาร์โมนิกกับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่อระบบไฟฟ้า

บทที่ 5 จะนำเสนอถึงการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ขณะขับโหลดเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีการควบคุมด้วยการปรับความถี่ ลักษณะคลื่นของแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆของวงจร ลักษณะใหม่การทำงานของวงจรในช่วง 1 พีเพียค และลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตตลอดจนการหาค่าสัมประสิทธิ์ของแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

บทที่ 6 ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนประกอบต่างๆที่ประกอบกันขึ้นเป็นเครื่องชুবแข็งผิวโลหะแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีการควบคุมโดยอาศัยการปรับความถี่ โดยจะแสดงให้เห็นถึงหลักการทำงานของอุปกรณ์แต่ละส่วนว่ามีลักษณะการทำงานเป็นอย่างไร แต่ละส่วนแยกย่อยเป็นอย่างไร มีกี่แบบ ความเหมาะสมที่นำมาใช้กับโครงการนี้เป็นอย่างไร

บทที่ 7 ผลการทดสอบเครื่องชুবแข็งผิวโลหะ มีการทดสอบเครื่องชুবแข็งผิวโลหะแบบไฟตรง เปรียบเทียบกับแบบ ไซน์เต็มคลื่น การทดสอบเพื่อนำผลการเพิ่มกำลังไฟฟ้าในแบบต่างๆ และการทดลองการใส่ตัวเก็บประจุ

บทที่ 8 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง เป็นการกล่าวถึงข้อแนะนำ ปัญหา และแนวทางการแก้ไขผลการทดลอง

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.5.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับเครื่องชুবแข็งผิวโลหะ และเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
- 1.5.2 ศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมซึ่งนำมาใช้กับเครื่องชুবแข็งผิวโลหะ
- 1.5.3 สร้างเครื่องชুবแข็งผิวโลหะเพื่อทำการทดสอบ
- 1.5.4 ทดสอบพร้อมทั้งเก็บข้อมูลและทำการวิเคราะห์ เพื่อพัฒนาให้ดีขึ้น
- 1.5.5 เขียนและพิมพ์ปฏิญานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของเครื่องสูบแข็งผิวโลหะให้มีค่าเข้าใกล้ 1 และวิเคราะห์วิธีการเพิ่มกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้น ที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ต่ออยู่เพื่อให้สามารถใช้เครื่องได้โดยไม่เกิดการรบกวนต่อระบบไฟฟ้าของการไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

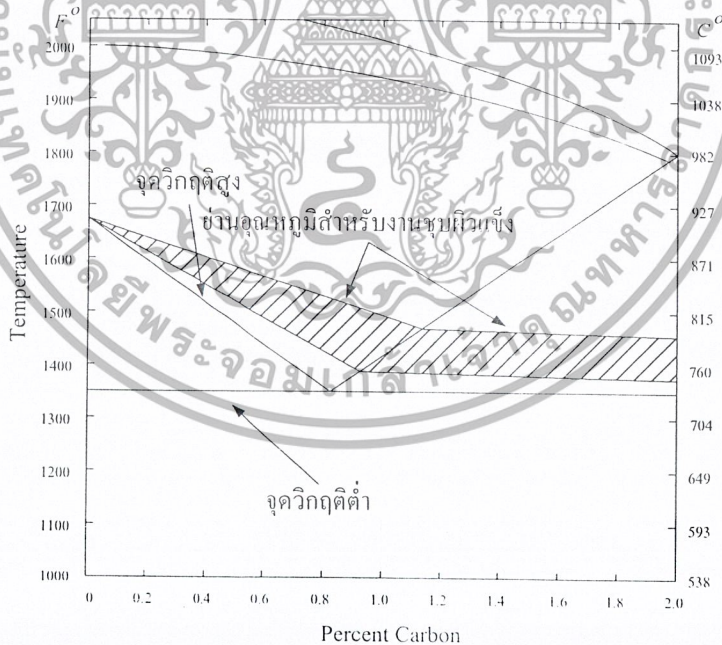
หลักการพื้นฐานการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ในชุบแข็งผิวโลหะ

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานที่จำเป็นต้องทำความเข้าใจในขั้นแรกสุดเกี่ยวกับการทำให้เกิดความร้อนที่ตัวชิ้นงานชนิดโลหะที่ต้องการทำให้เกิดการชุบแข็ง โดยอาศัยหลักการการเหนี่ยวนำทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยความถี่ที่สูงในระดับ 54 kHz กระแสและแรงดันที่ใช้ในการชุบแข็งชิ้นงานมีค่าประมาณ 300 A 25 V โดยเนื้อหาสำคัญในบทนี้จะเกี่ยวกับการวิเคราะห์ข้อมูลพื้นฐานในการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง และวงจรมุมล เพื่อใช้ในการวิเคราะห์การเหนี่ยวนำทำให้เกิดความร้อนที่ตัวชิ้นงานขณะอยู่ในกระบวนการชุบแข็งผิวโลหะซึ่งรายละเอียดต่างๆจะได้นำเสนอในลำดับต่อไปดังนี้

2.2 พื้นฐานทางโครงสร้างของเหล็กในงานด้านการให้ความร้อน

พื้นฐานการชุบแข็งเหล็กด้วยวิธีการให้ความร้อนจนเหล็กเปลี่ยนโครงสร้างและลดความร้อนอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2-1 ความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์คาร์บอนของเหล็กกับอุณหภูมิ

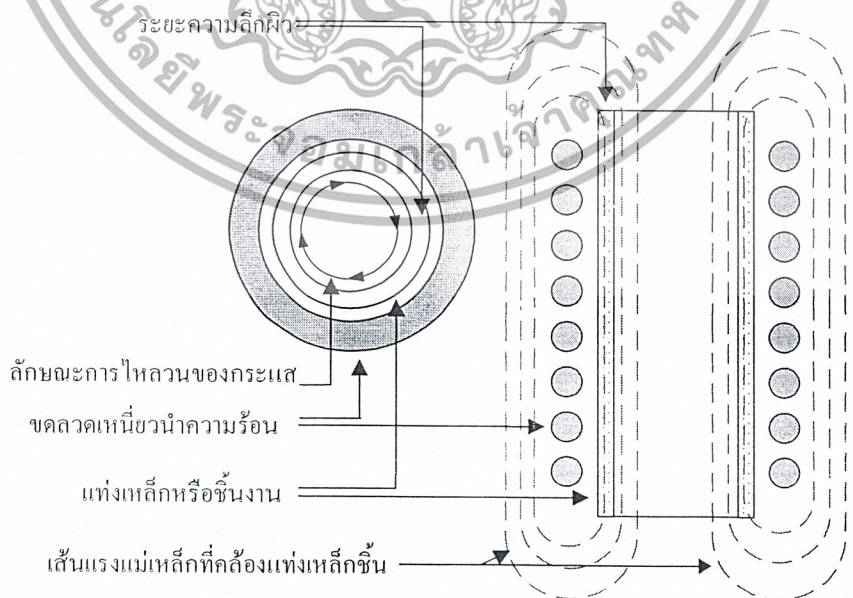
กรรมวิธีในการชุบแข็งเหล็กนั้นในทางอุตสาหกรรมสามารถทำได้โดยการให้ความร้อนแก่เหล็กจนมีอุณหภูมิสูงถึงจุดวิกฤตต่ำหรือประมาณ Curie temperature ($720-840^{\circ}\text{C}$) [1], ซึ่งที่จุดนี้เมื่อนำเหล็กไปลดอุณหภูมิอย่างรวดเร็วจะทำให้เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างภายในซึ่งจะทำให้บริเวณที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิอย่างรวดเร็วมีความแข็งเพิ่มขึ้นซึ่งอุณหภูมิที่ใช้ในกรรมวิธีการชุบแข็งเหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในเชิงพาณิชย์เท่านั้นเพื่อไม่ให้เสียชื่อเสียงของผู้จัดทำเอกสารนี้ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการคัดค้านั้นถือว่าผิดกฎหมายและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถแสดงได้ในรูปที่ 2-1 ซึ่งแสดงให้เห็นย่านของอุณหภูมิที่ใช้ในการให้ความร้อนแก่เหล็กก่อนเข้าสู่กระบวนการทำให้เกิดความแข็งโดยการลดความร้อน (Quenching) โดยในการให้ความร้อนจะต้องให้แก่เหล็กในช่วงอุณหภูมิที่สูงกว่าจุดวิกฤติต่ำ (Lower Critical Point) ซึ่งคือจุดที่เหล็กเริ่มเปลี่ยนโครงสร้างเช่นเดียวกับน้ำที่จะมีการเปลี่ยนโครงสร้างเป็นไอเมื่ออุณหภูมิถึงจุดเดือดที่ 100°C ส่วนจุดวิกฤติสูง (Upper Critical Point) ของเหล็กจะมีระดับที่แตกต่างกันตามชนิดของเหล็กดังรูป

2.3 หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำเพื่อใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะ คือกระบวนการให้ความร้อนในวัสดุตัวนำไฟฟ้าโดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดมาจากการเหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงให้ไหลกลับไปกลับมาภายในตัวชิ้นงานโลหะดังรูป 2-2 ซึ่งมีค่าความต้านทานภายใน ตัวชิ้นงานทำให้เกิดความร้อนขึ้นในบริเวณที่มีกระแสไหล โดยจะมีหลักการพิจารณาเช่นเดียวกับหม้อแปลง นั่นคือเมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบที่ชิ้นงานโลหะ ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กที่เคลื่อนที่ (Magnetic Flux) กับ ชิ้นงานโลหะ ซึ่งสนามแม่เหล็กที่เคลื่อนที่กับชิ้นงานโลหะจะทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) โดยกระแสดังกล่าวจะไหลในลักษณะเป็นเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนเป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่ตัวชิ้นงานโลหะ และเนื่องจากเป็นการไหลของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงดังนั้นจึงเกิดผลของ Skin Effect ซึ่งจะทำให้กระแสไหลเฉพาะบริเวณผิวด้านนอกของชิ้นงานโลหะ โดยความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลภายในตัวชิ้นงานนี้จะขึ้นกับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหล ซึ่งจะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ที่ป้อนเข้าไปในขดลวดที่พันรอบชิ้นงาน ดังนั้นปริมาณกระแสที่ไหลในแท่งเหล็กจะเท่ากับปริมาณกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำคูณกับจำนวนรอบของขดลวดเดียวกัน [5]



รูปที่ 2-2 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับและเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดและชิ้นงาน

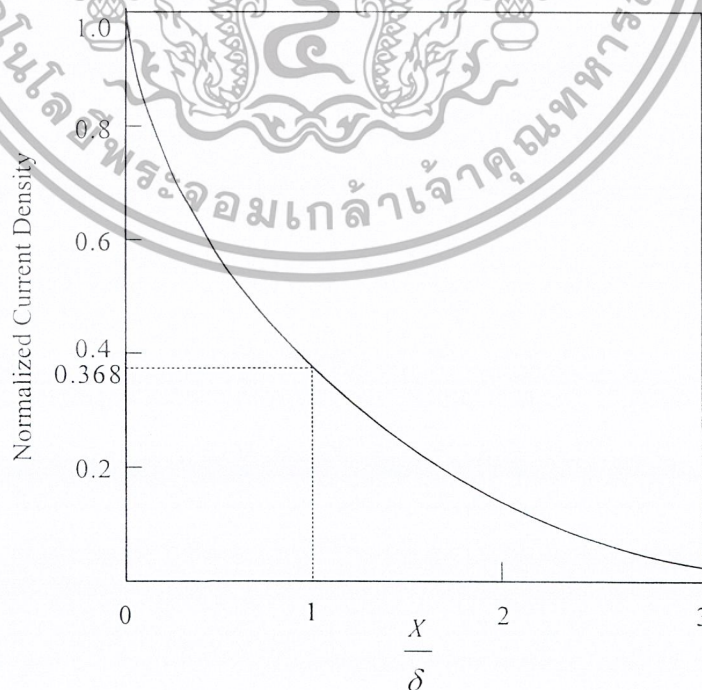
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับองค์ประกอบของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงนี้จะประกอบไปด้วย ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ คือ ความถี่ (Frequency : f) สภาพความต้านทานไฟฟ้า (Resistivity : ρ) และ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability : μ) ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์กับค่าความลึกผิวของการไหลวนของกระแส (Skin depth : δ) ได้โดยสมการ (2.1) ดังนี้

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

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

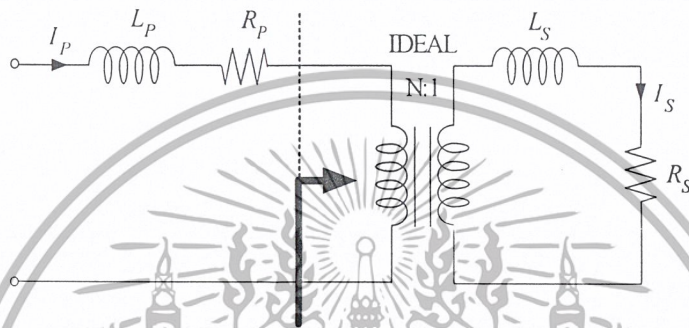
จากสมการ (2.1) จะเห็นว่าเมื่อความถี่สูงขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลวนไหลลึกลงไปจากบริเวณผิวชิ้นงานได้น้อยลงทั้งนี้เนื่องมาจากค่าความลึกของการไหลของกระแสไหลวน (Current depth : δ) มีค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความถี่ จากรูปที่ 2-3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแสที่แปรเปลี่ยนตามระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสมีความหนาแน่นสูงสุดที่บริเวณผิวด้านนอกของตัวชิ้นงานและจะมีค่าลดลงเมื่อระยะความลึกจากผิว X , มีค่าเพิ่มมากขึ้น [1]



รูปที่ 2-3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของกระแสกับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน

2.4 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนมีหลักการใกล้เคียงกับหลักการในหม้อแปลงไฟฟ้าโดยมีขดลวดเหนี่ยวนำเป็นขดปฐมภูมิและชิ้นงานซึ่งถูกเกี่ยวคล้องด้วยเส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดปฐมภูมิจะมีลักษณะเหมือนเป็นขดทุติยภูมิที่มีจำนวนรอบเพียง 1 รอบ โดยมีค่าอินดักแตนซ์ L_S และค่าความต้านทาน R_S เป็นค่าความเหนี่ยวนำและความต้านทานของชิ้นงาน และมีค่าอินดักแตนซ์ L_P และค่าความต้านทาน R_P เป็นค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิซึ่งเมื่อเขียนแสดงด้วยวงจรจะได้ดังรูปที่ 2-4 โดยที่วงจรสมมูลที่ได้นี้อยู่ภายใต้เงื่อนไขว่า กระแสแมกนีโตซึ่ง I_M ซึ่งไหลผ่านแมกนีโตซึ่งอินดักแตนซ์ L_M มีค่าน้อยมากจนไม่นำมาพิจารณาในวงจร [5]



รูปที่ 2-4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งพันรอบแท่งโลหะที่ชิ้นงานเมื่อนำมาพิจารณาในลักษณะเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า

จากรูปที่ 2-4 เมื่อย้ายค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางด้านทุติยภูมิไปรวมกับทางด้านปฐมภูมิสามารถเขียนวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะที่บรรจุชิ้นงานได้ใหม่ดังรูปที่ 2-5



รูปที่ 2-5 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะที่บรรจุชิ้นงานโดยพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2-5 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะซึ่งบรรจุชิ้นงานซึ่งประกอบด้วยค่าอินดักแตนซ์สมมูล L_{eq} และค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} สามารถหาค่าได้ดังดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งโลหะ

R_p, R_s คือ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำและของโพลชิ้นงานตามลำดับ

L_p, L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำรีวโพลขดลวดเหนี่ยวนำและของโพลชิ้นงานตามลำดับ

R'_p คือ ความต้านทานของโพลชิ้นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

L'_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของโพลชิ้นงานซึ่งพิจารณาจากด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2-4 จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำได้ดังสมการ

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

ในทำนองเดียวกันก็จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นที่โพลชิ้นงานได้ดังสมการ

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

และเมื่อพิจารณาจากด้านปฐมภูมิโดยที่ $I_s = NI_p$ จะได้

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

เมื่อ I_p คือ กระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ

I_s คือ กระแสในโพลชิ้นงาน

จากสมการ (2.6) – (2.8) สามารถหาค่าประสิทธิภาพของโพลชิ้นงานได้ดังนี้

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

เนื่องจากผลของ Skin Depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณผิวของขดลวดเหนี่ยวนำและที่บริเวณผิวของชิ้นงานคั้งที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับ δ ดังนั้นในการหาค่าความต้านทาน R_p และ R_s ที่บริเวณผิวสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

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

และ

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

เมื่อ

δ_p คือ ความลึกผิวของขดลวดเหนี่ยวนำ

δ_s คือ ความลึกผิวของชิ้นงาน

ρ_p คือ สภาพต้านทานไฟฟ้าของขดลวดเหนี่ยวนำ

ρ_s คือ สภาพต้านทานไฟฟ้าของชิ้นงาน

ดังนั้นจากสมการ (2.14) จะเห็นได้ว่าความต้านทานของชิ้นงาน R_s จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ_s ของชิ้นงาน ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ μ_{rs} และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ f ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ จากสมการ (2.1) และ (2.14) สามารถนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่างๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะได้ดังตารางที่ 2-1[4]

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

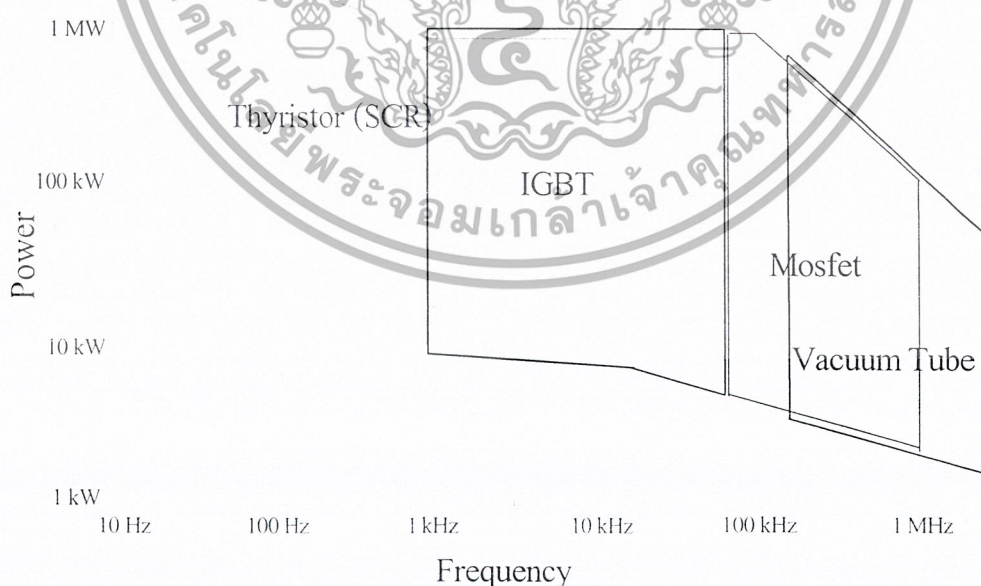
*ชนิดโลหะที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะในโครงการนี้

ตารางที่ 2-1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆทางไฟฟ้าของวัสดุชิ้นงานชนิดต่างๆ ที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 พื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

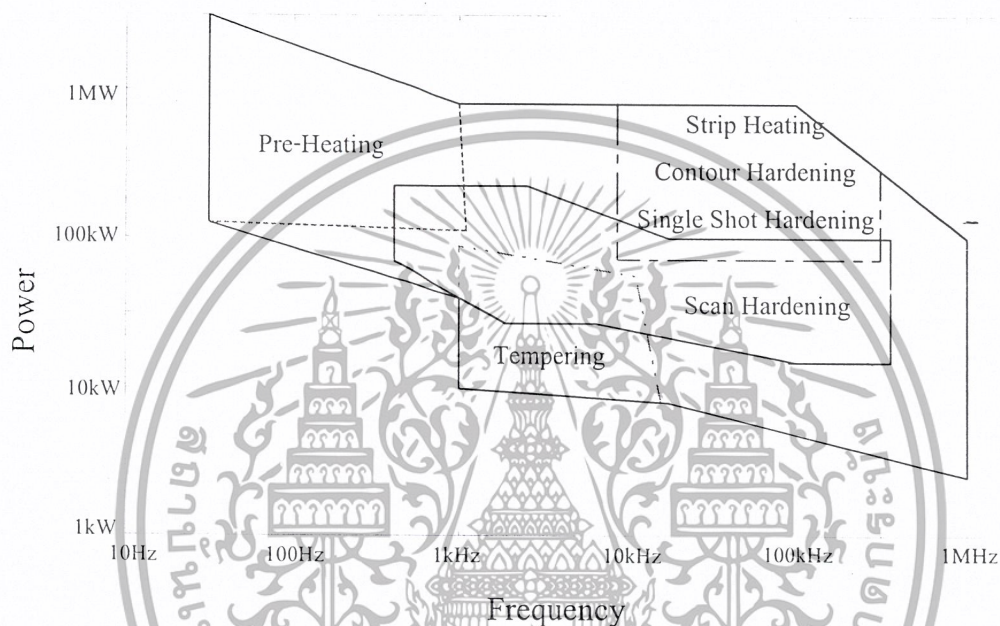
แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกันและมีการพัฒนามาตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันทั้งทางด้านรูปแบบระบบและชนิด อุปกรณ์ที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของเครื่องให้ความร้อนนี้จะเป็นส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งในอดีตจะสามารถใช้งานได้ถึง 10kHzในงานอุตสาหกรรมทั่วไป โดยอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงนี้จะใช้ร่วมกับหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่มี Loss ที่ความถี่สูงต่ำมากทำให้แกนหม้อแปลงมีขนาดเล็กลงมาก ดังนั้นในปัจจุบันจึงนิยมใช้ semi-conductor Inverter เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในงานด้านการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าตั้งแต่การใช้งานในย่านความถี่ต่ำ จนถึงย่านความถี่สูง โดยที่ความถี่ต่ำกว่า 1KHz จนถึงย่านความถี่ปานกลาง 10kHz จะใช้ SCR Inverter และย่านความถี่ปานกลาง 10KHz ถึงย่านความถี่สูง 50KHz ใช้ IGBT เป็นสวิตช์ของInverter ส่วนย่านความถี่สูง 50KHz-450KHz ใช้ Mosfet Inverter และในย่านความถี่สูงกว่า 450KHz ยังคงจำเป็นต้องใช้หลอดสุญญากาศ (Vacuum tube) อยู่เช่นเดิม จะเห็นว่าสามารถใช้อินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำได้ตั้งแต่ในย่านความถี่ต่ำ 50Hzจนถึงย่านความถี่สูง 450kHz ดังในรูปที่ 2-6 ซึ่งอธิบายความแตกต่างระหว่างกำลังไฟฟ้าและพิกัดความถี่ของอุปกรณ์แต่ละชนิดที่ยังคงมีใช้ในปัจจุบันคือ Thyristor ,IGBT,Mosfet ,Vacuum Tube และยังสังเกตได้ว่าอุปกรณ์ที่สามารถจ่ายกำลังที่สูงได้จะถูกใช้งานในย่านความถี่ต่ำส่วนอุปกรณ์ที่สามารถทำงานในย่านความถี่สูงจะสามารถจ่ายกำลังได้ต่ำกว่า [5]



รูปที่ 2-6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิกัดกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตช์แต่ละชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่กับพิสัยการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อนในแบบต่าง [2] อธิบายได้ในรูปที่ 2-7 ซึ่งย่านการให้ความร้อนนี้จะมีลักษณะคล้ายกับความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ใช้งานกับพิสัยกำลังไฟฟ้าสำหรับอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละชนิด โดยจะเห็นว่าสามารถประมาณได้ว่าลักษณะการใช้งานบางอย่างจะเหมาะสมกับอุปกรณ์บางชนิดได้ เช่นในงาน Scan Hardening ซึ่งใช้ความถี่ย่านประมาณ 1 kHz ถึงประมาณ 500kHz ก็จะเป็นย่านที่ใช้ IGBT และมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ โดย IGBT จะแบ่งใช้งานย่านที่ความถี่ต่ำและมอสเฟตจะแบ่งใช้งานย่านความถี่สูงในงานการชุบผิวแข็งนี้



รูปที่ 2-7 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านความถี่ใช้งานกับพิสัยการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับงานให้ความร้อน

บทที่ 3

หลักการพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้กับ วงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบรีดจ์ซึ่งมีโหลดเอาต์พุทประกอบด้วยชุดหม้อแปลงความถี่สูงและชุดแท่งโหลดซึ่งเป็นชิ้นงานประเภทโลหะ ที่ต้องการให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำจากคลื่นกระแสความถี่สูงจากเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ผ่านชุดหม้อแปลงไปยังขดลวดที่พันรอบแท่งเหล็กเพื่อให้เกิดการเหนี่ยวนำกระแสไหลวนความถี่สูงที่ตัวชิ้นงานภายในแท่งเหล็ก โดยเนื้อหาที่น่าสนใจจะเกี่ยวกับการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ เช่น Normalized อินพีแดนซ์ มุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสในวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในย่านใกล้เคียงจุดเรโซแนนซ์ตลอดจนยังได้กล่าวถึง การวิเคราะห์แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม รวมถึงหลักการคำนวณหาค่าความต้านทานสมมูลและค่าความเหนี่ยวนำสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมขณะขับกระแสความถี่สูงเพื่อจ่ายผ่านหม้อแปลงความถี่สูงไปยังชิ้นงานภายในแท่งเหล็ก

3.2 หลักการเรโซแนนซ์

เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุด นั่นคือ $Z=R$ ในสถานะเช่นนี้เราเรียกว่าอยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำที่สุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุด และเป็นผลให้แรงดันตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้น

ในวงจรขนาน LC ก็สามารถทำให้อยู่ในสถานะเรโซแนนซ์ได้เช่นกัน และ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุด และส่งผลให้ค่ากระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนในลูป (LOOP) ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้น วงจรสามารถปรับให้เรโซแนนซ์ได้โดยการปรับค่า L และ C

3.3 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน

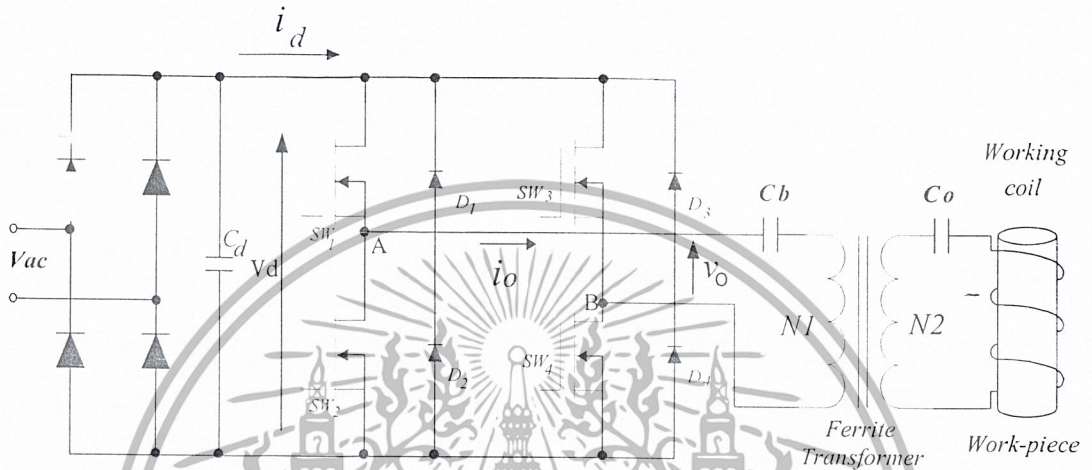
วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
เรโซแนนซ์อนุกรม	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างง่ายและราคาถูก - สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าดีซีได้โดยตรงจากวงจรไคโอดเรกติฟายเออร์โดยไม่ต้องมีการปรับแรงดัน - กำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่วงจรอินเวอร์เตอร์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโหลดจะเปิดวงจรไม่ได้ - ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่โหลดได้ - ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิทซ์ให้เลื่อนห่างออกจากความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสไม่ค่อยเป็นไซน์ ซึ่งเป็นผลให้มีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นตามมา
เรโซแนนซ์ขนาน	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโหลดสามารถเปิดวงจรออกได้ - สามารถทนการลัดวงจรที่โหลดได้ - อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ไม่จำเป็นต้องมีพิคคแรงดันสูง เนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่นสแควร์ จึงมีค่า Peak คงที่ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าดีซีได้โดยตรงจากวงจรไคโอดเรกติฟายเออร์ แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้สวิทซ์ควบคุม - จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current - มีขนาดใหญ่ เนื่องจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันดีซีอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 3-1 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

ในเครื่องทดลองการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ในปริญญานิพนธ์นี้ ได้เลือกใช่วงจรฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงโดยมีลักษณะวงจрдังรูปที่ 3-1 โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำกับโลหะชิ้นงานสามารถแทนด้วยความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูล โดยที่พิจารณาอยู่ในรูปของวงจร RLC อนุกรม ซึ่งสามารถวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในการอนุกรม ได้ดังนี้[3]



รูปที่ 3-1 โครงสร้างของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}} \tag{3.1}$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} = \omega_r L_{eq} = \frac{1}{\omega_r C_{eq}} \tag{3.2}$$

$$Q_L = \frac{\omega_r L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega_r R_{eq} C_{eq}} = \frac{Z_o}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{eq}} \cdot \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} \tag{3.3}$$

โดยที่ ω_r : Resonant Frequency
 Z_o : Characteristic Impedance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมคือ

$$Z = R_{eq} + j \left[\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} \right]$$

$$= R_{eq} \left[1 + jQ_L \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right]$$

ซึ่งจะได้

$$= Z_o \left[\frac{R_{eq}}{Z_o} + j \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] = Z \angle \theta^\circ = R_{eq} + jX_{eq} \quad (3.4)$$

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

$$= Z_o \sqrt{Q_L^2 + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2} \quad (3.5)$$

$$\theta = \arctan \left[Q_L \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right] \right] \quad (3.6)$$

$$R_{eq} = Z \cos \theta \quad (3.7)$$

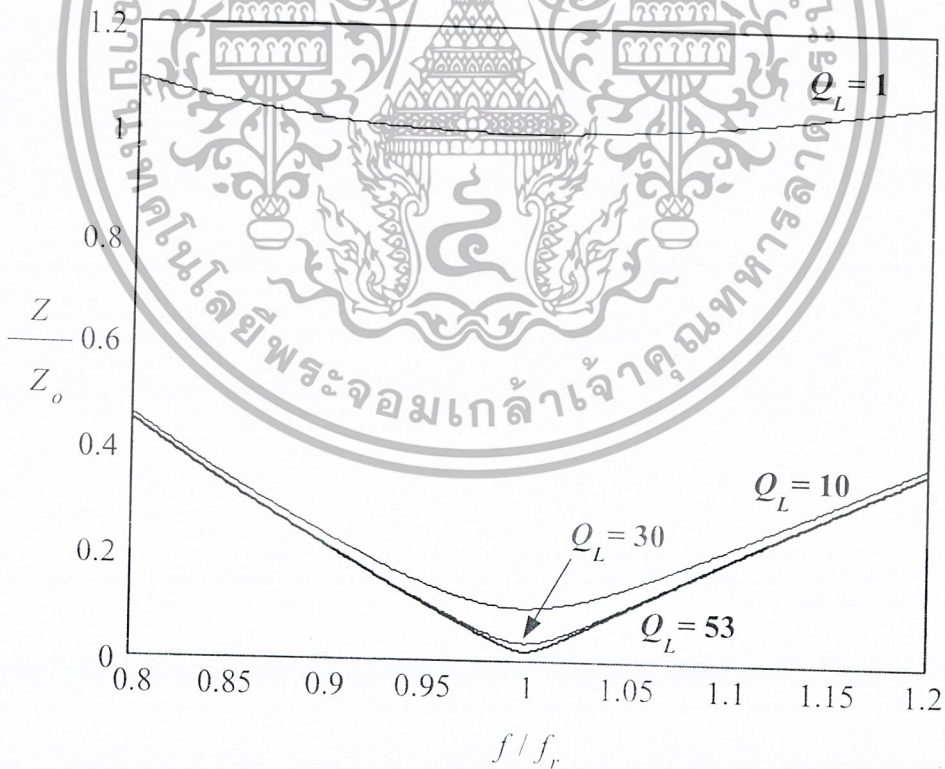
$$X_{eq} = Z \sin \theta \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

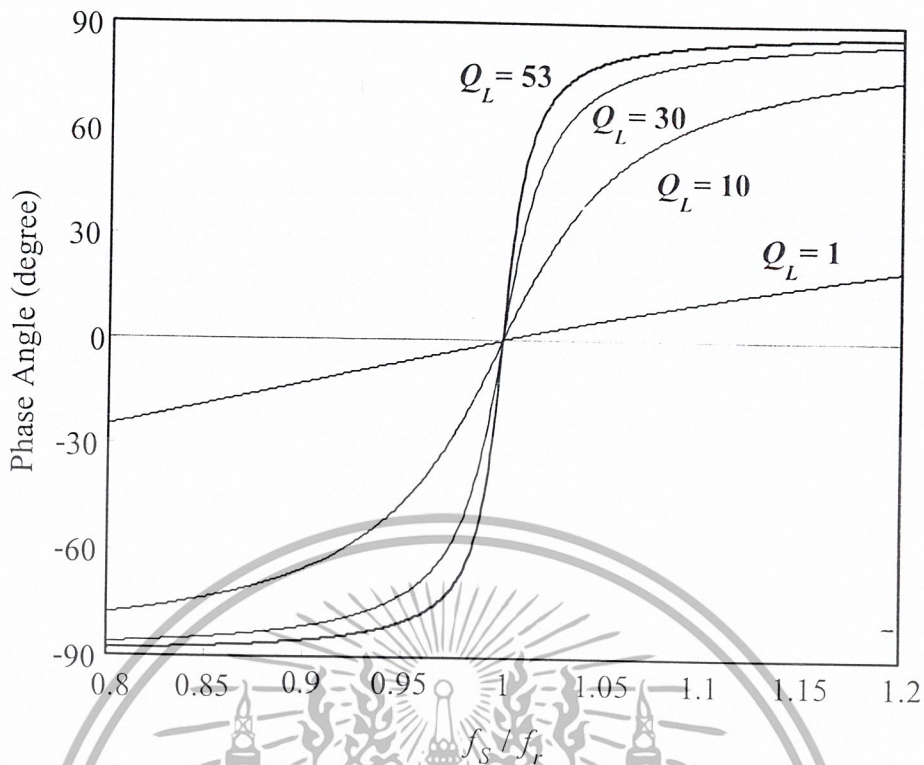
$$\cos \theta = \frac{R_{eq}}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}} \quad (3.9)$$

- โดยที่
- R_{eq} คือค่าความต้านทานสมมูล
 - L_{eq} คืออินดักแตนซ์เรโซแนนท์สมมูล
 - C_{eq} คือคาปาซิเตอร์เรโซแนนท์สมมูล
 - θ คือมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส

จากสมการ (3.5) เมื่อนำมาเขียนกราฟในรูป Normalized อินพุทอิมพีแดนซ์ Z/Z_o เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆจะได้ดังรูปที่ 3-2 จากรูปจะเห็นว่าที่ความถี่เรโซแนนท์ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำสุดและค่าอินพุทอิมพีแดนซ์นี้ยังมีความสัมพันธ์กับค่า Q_L ด้วย นั่นคือเมื่อค่า Q_L มีค่ามากขึ้นค่าอินพุทอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำลงด้วย สำหรับเครื่องเหี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ในการทดลองนี้จะมีค่าประมาณ 54 kHz ซึ่งได้แสดงคุณสมบัติเช่นกันเป็นเส้นกราฟในรูปที่ 3-2 นี้



รูปที่ 3-2 ความสัมพันธ์ระหว่าง Normalized อินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ

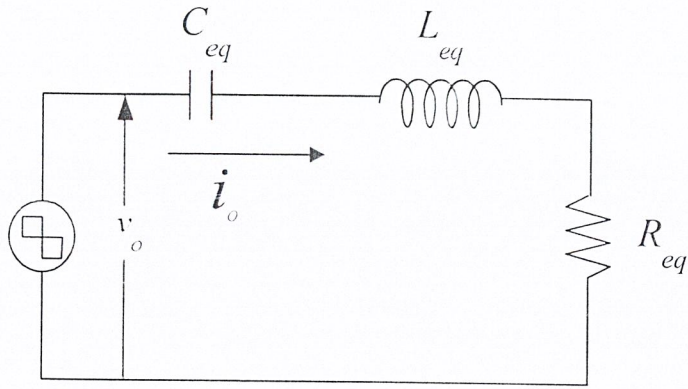


รูปที่ 3-3 ค่ามุมเฟสของอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ (Phase Angle ค่าบวกแสดงกระแสเอาต์พุต i_o ล้าหลังแรงดันเอาต์พุต v_o)

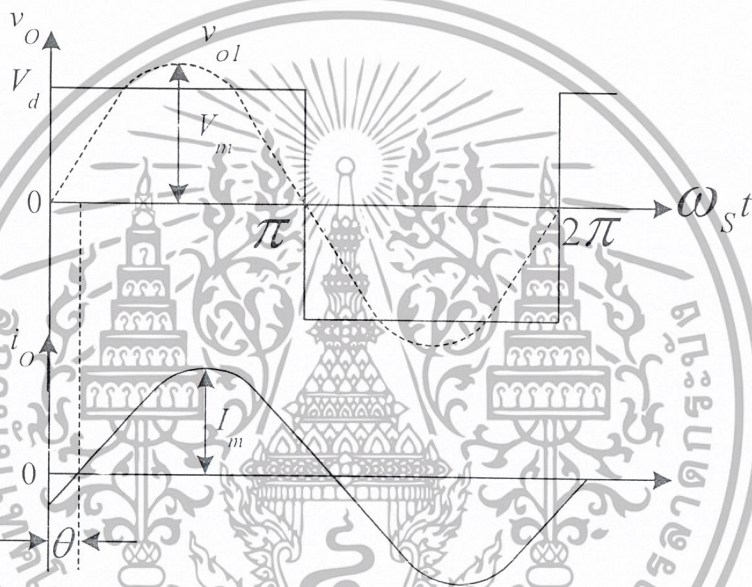
ในรูปที่ 3-3 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟสของอินพุตแดนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ ซึ่งได้มาจากสมการ (3.6) จากรูปกราฟจะเห็นว่าที่จุดเรโซแนนซ์ค่ามุมเฟสจะมีค่าเท่ากับศูนย์เสมอไม่ว่าจะเป็นที่ค่า Q_L ใดๆก็ตาม และเมื่อมีการปรับความถี่ค่ามุมเฟสจะมีการเปลี่ยนแปลงซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสจะขึ้นอยู่กับค่า Q_L นั่นคือเมื่อ Q_L มีค่ายิ่งสูงอัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสก็จะยิ่งมากขึ้นตามดังแสดงในรูป [4]

3.5 การวิเคราะห์แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

จากรูปที่ 3-1 เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ห้วงจรได้ง่ายขึ้น สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3-4 โดยมีลักษณะคลื่นแรงดันและกระแส v_o และ i_o ดังรูปที่ 3-5



รูปที่ 3-4 วงจรสมมูลของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรม



รูปที่ 3-5 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์โซแนนท์อนุกรม

จากรูปที่ 3-4 และ 3-5 จะได้แรงดันอินพุตของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมดังนี้[3]

$$v_o = \begin{cases} +V_d & \text{เมื่อ } 0 < \omega t \leq \pi \\ -V_d & \text{เมื่อ } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.10)$$

เมื่อนำมาทำการหาอนุกรมฟูเรียร์ในสมการ (3.12) จะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = V_d \left[\frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{4}{5\pi} \sin 5\omega t \dots \right] \quad (3.11)$$

โดยมีค่าแรงดัน Fundamental ของแรงดัน v_o คือ

$$v_{o,1} = V_{\max} \sin \omega t \quad (3.12)$$

โดยจะได้ขนาด Peak มีค่าเป็น

$$V_{\max} = \frac{4V_d}{\pi} \approx 1.273V_d \quad (3.13)$$

และค่า RMS. ของแรงดัน v_o คือ

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}V_d}{\pi} \approx 0.9V_d \quad (3.14)$$

โดยมีสมการกระแสไหล i_o คือ

$$i_o = I_m \sin(\omega t - \theta) \quad (3.15)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{V_m}{Z} = \frac{4V_d}{\pi Z} = \frac{4V_d \cos \theta}{\pi R} = \frac{4V_d}{\pi R_{eq} \sqrt{1 + Q_L^2 \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}} \\ &= \frac{4V_d}{\pi Z_o \sqrt{\left[\frac{R_{eq}}{Z_o} \right]^2 + \left[\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right]^2}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.16) สามารถหาแรงดันตกคร่อมความต้านทาน R_{eq} อินดักแตนซ์ L_{eq} และ คาปาซิแตนซ์ C_{eq} ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_R = I_m R_{eq} \quad (3.17)$$

$$V_{C_{eq}} = \frac{I_m}{\omega C_{eq}} = \frac{4V_d}{\pi \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} \right) \sqrt{\left(\frac{1}{Q_L} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right)^2}} \quad (3.18)$$

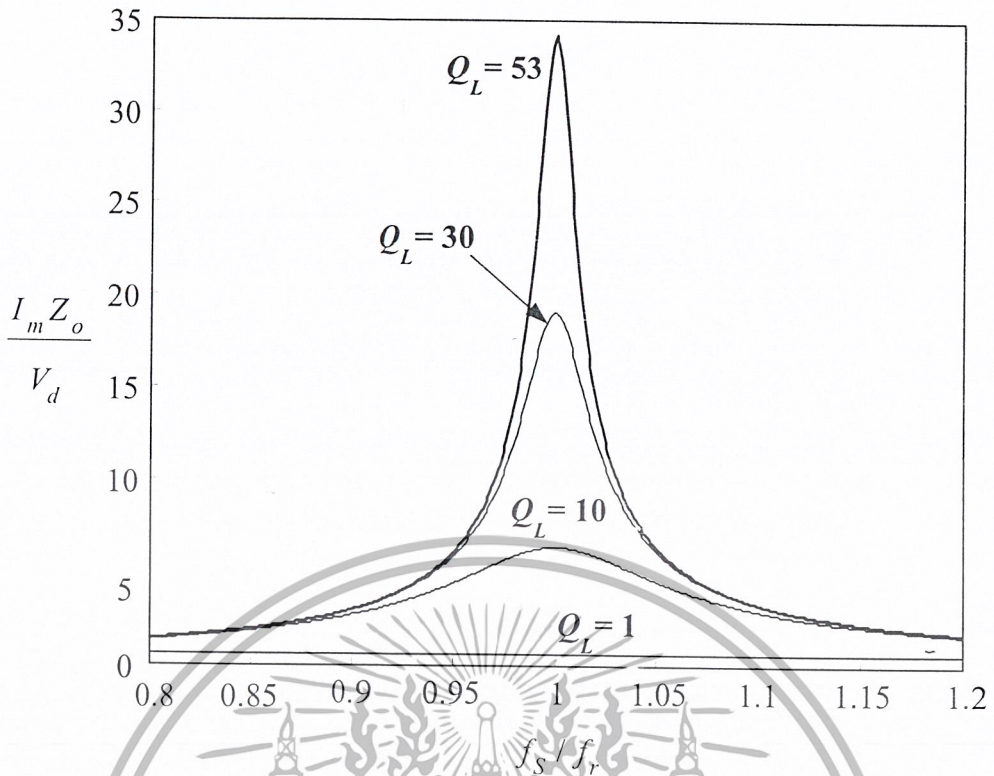
$$V_{L_{eq}} = I_m \omega L_{eq} = \frac{4V_d \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} \right)}{\pi \sqrt{\left(\frac{1}{Q_L} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right)^2}} \quad (3.19)$$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ได้คือ

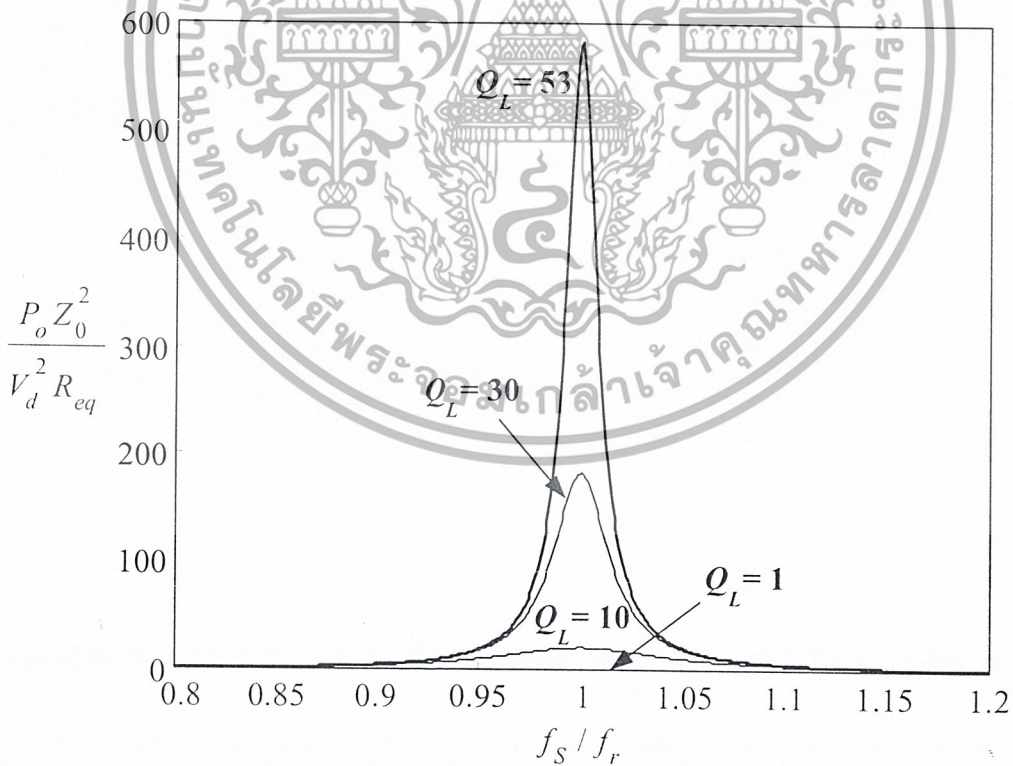
$$P_o = \frac{I_m^2 R_{eq}}{2} = \frac{8V_d^2 R_{eq} \cos^2 \theta}{\pi^2 R_{eq}^2 \left[1 + Q_L^2 \left[\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right]^2 \right]} = \frac{8V_d^2 R_{eq}}{\pi^2 Z_o^2 \left[\left[\frac{R_{eq}}{Z_o} \right]^2 + \left[\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right]^2 \right]} \quad (3.20)$$

และจากสมการ (3.18) สามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 3-6 ซึ่งแสดงค่ากระแสไหลคดในรูปแบบ Normalized ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ จะเห็นได้ว่าที่จุดเรโซแนนท์จะให้ค่ากระแสไหลคดสูงสุดและจะขึ้นอยู่กับค่า Q_L นั่นคือเมื่อ Q_L มีค่าสูงขึ้นกระแสไหลคดก็จะมีค่าสูงตาม เมื่อเทียบกับกระแสไหลคดที่มีค่าต่ำลงเมื่อที่ค่า Q_L ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-6 Normalized กระแสไหลของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ



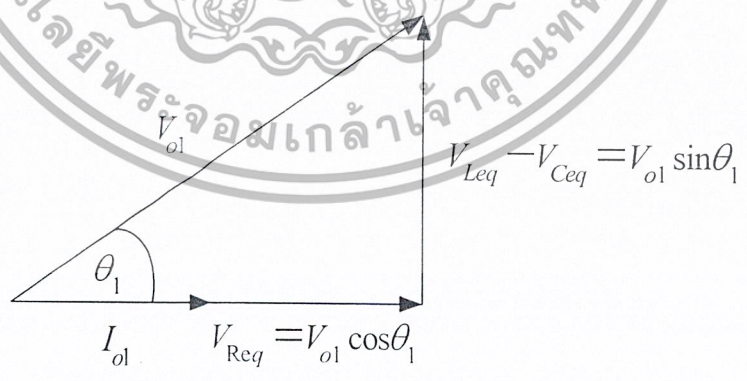
รูปที่ 3-7 Normalized กำลังไฟฟ้เอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการ (3.20) เมื่อนำมาเขียนกราฟในรูป Normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ จะเห็นได้ว่าที่จุดเรโซแนนท์จะได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดและเมื่อความถี่เปลี่ยนไปจากจุดเรโซแนนท์กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจะมีค่าลดลงและจะลดลงมากกว่า Q_L ต่ำๆ

3.6 การคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์สมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์

ในการวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมที่ใช้ในเครื่องเหนี่ยวนำความถี่สูงนั้น จำเป็นต้องหาค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} ซึ่งเป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากความต้านทานขดลวดตัวนำของหม้อแปลงและความต้านทานที่ขดลวดเหนี่ยวนำที่พันรอบแท่งเหล็กชิ้นงาน และค่าอินดักแตนซ์สมมูล L_{eq} ซึ่งเป็นค่าอินดักแตนซ์ของหม้อแปลงความถี่สูงกับค่าอินดักแตนซ์ที่ขดลวดเหนี่ยวนำ ในวงจรเดียวกัน ในโครงงานนี้ได้มองโพลของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3-1 ซึ่งประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่สูง ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_o และขดลวดเหนี่ยวนำพร้อมทั้งชิ้นงานในรูปของวงจรสมมูล RLC อนุกรม ประกอบด้วยค่า R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ดังรูปที่ 3-4 ซึ่งเป็นค่าตัวแปรที่โอนย้ายจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงมายังด้านปฐมภูมิที่ต่ออยู่กับคานเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ เมื่อป้อนแรงดันสแควร์ให้กับวงจร RLC อนุกรม ในรูปที่ 3-4 พร้อมกับควบคุมให้อินเวอร์เตอร์ทำงานโดยกระแสค่าหลังแรงดันอยู่ดังในรูปที่ 3-5 จะได้ความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าของแรงดันและกระแสมูลฐานด้วยมุม θ_1 ในรูปของ $\cos\theta_1$ ซึ่งจะสามารถนำไปวิเคราะห์หาค่าตัวแปร R_{eq} , L_{eq} และ C_{eq} ของวงจรสมมูลได้โดยใช้เวกเตอร์โตะแกรมในรูปที่ 3-8 ซึ่งสามารถวิเคราะห์สมการของ R_{eq} และ L_{eq} ได้ในสมการ (3.22) และ (3.25)



รูปที่ 3-8 เฟสเซอร์โตะแกรมของเรโซแนนท์อนุกรม

โดยที่
$$R_{eq} = \frac{V_{Req}}{I_{ol}} \tag{3.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ดังนั้น} \quad R_{eq} = \frac{V_{o1} \cos \theta_1}{I_{o1}} \quad (3.22)$$

$$\text{โดยที่} \quad \omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} = \frac{V_{Leq} - V_{Ceq}}{I_{o1}} \quad (3.23)$$

$$\omega_s L_{eq} - \frac{1}{\omega_s C_{eq}} = \frac{V_{o1} \sin \theta_1}{I_{o1}} \quad (3.24)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad L_{eq} = \frac{1}{2\pi f_s} \left[\frac{V_{o1} \sin \theta_1}{I_{o1}} + \frac{1}{2\pi f_s C_{eq}} \right] \quad (3.25)$$

3.7 สรุป

จากหลักการพื้นฐานของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ใช้กับวงจรฟูลิปรีคัจอินเวอร์เตอร์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถทำการสรุปเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1) จากการวิเคราะห์ห้วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมจะเห็นได้ว่า ความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าต่างๆ เช่น ค่าอิมพีแดนซ์ (Z) ค่า Quality Factor (Q) มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส (θ) กระแสโพลาร์เรโซแนนซ์ (I_o) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) นั่นคือ เมื่อความถี่สวิตช์มีค่าสูงกว่าหรือต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ค่าอิมพีแดนซ์ (Z) และมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส (θ) จะมีค่าเพิ่มมากขึ้น ในขณะที่กระแสโพลาร์เรโซแนนซ์ (I_o) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_o) จะมีค่าลดลง

2) ค่าความต้านทานสมมูล R_{eq} และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล L_{eq} สามารถคำนวณในทางคณิตศาสตร์โดยวิธีการตามที่ได้นำเสนอไว้ในสมการ (3.21) - (3.25) ได้อย่างถูกต้อง

บทที่ 4

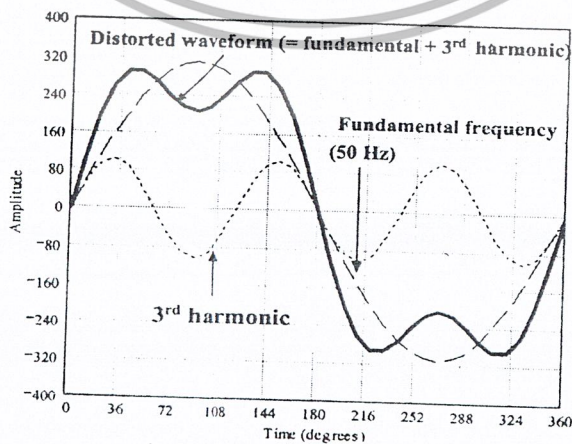
ฮาร์มอนิก และ ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

4.1 บทนำ

ระบบจ่ายไฟฟ้ากำลังหรือการไฟฟ้า ได้ออกแบบให้ผลิตแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ 50Hz แต่ผลจากการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลดบางชนิดได้ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่หลักมูล ซึ่งความถี่ที่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่หลักมูลเหล่านี้จะก่อให้เกิดภาวะมลพิษทางไฟฟ้าขึ้น (Electrical pollution) โดยที่จะเรียกว่า “ฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้ากำลัง” (Power System Harmonics) และด้วยผลของฮาร์มอนิกเหล่านี้ที่ทำให้รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าและรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าจากระบบจ่ายไฟฟ้ากำลังหรือการไฟฟ้า จะไม่ได้เป็นรูปไซน์โดยสมบูรณ์แต่จะได้รูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนไปจากไซน์แทน (Distorted waveform) ดังแสดงในรูปที่ 4-1 [6]

ฮาร์มอนิก (Hormonics) จะหมายถึงส่วนประกอบในรูปสัญญาณคลื่นไซน์ (Sine wave) ของสัญญาณหรือปริมาณเป็นคาบใดๆ ซึ่งมีความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) ตัวอย่างเช่น ส่วนประกอบที่มีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่หลักมูลจะเรียกว่า ฮาร์มอนิกที่ 2 (Second Harmonic) ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่ารูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าที่เป็นรูปไซน์โดยสมบูรณ์จะไม่มีฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วย ในขณะที่รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าหรือแรงดันไฟฟ้าที่ผิดเพี้ยนไปจากไซน์จะมีฮาร์มอนิกรวมอยู่ด้วย แต่ในการที่จะบอกว่ารูปคลื่นนั้นๆ ผิดเพี้ยนมากหรือน้อยไปจากรูปคลื่นไซน์ จะต้องพิจารณาจากค่า “ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม” (Total Harmonic Distortion : THD)

ความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion : THD) หมายถึงอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลบวกกำลังสอง (Root-Sum-Square) ของค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ของส่วนประกอบฮาร์มอนิก (Harmonic Component) กับค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ของส่วนประกอบความถี่หลักมูล (Fundamental Component) เทียบเป็นร้อยละ ดังแสดงในสมการที่ (10) และ (11)



รูปที่ 4-1 รูปคลื่นที่ผิดเพี้ยนไปจากไซน์ซึ่งประกอบด้วยส่วนประกอบความถี่หลักมูลโดยมีฮาร์มอนิกที่ 3

และค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (THD) เท่ากับ 30%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ความหมายของค่าตัวประกอบกำลัง

ค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor ; pf) เกิดขึ้นมาจากความคิดที่อยากทราบถึงประสิทธิภาพในการใช้กระแสไฟฟ้าของโหลดที่ดึงมาจากการไฟฟ้า (AC power system) ซึ่งสามารถนิยามได้ดังนี้ “ค่าตัวประกอบกำลังจะเท่ากับค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยหารด้วยค่ากำลังไฟฟ้าปรากฏ” หรือเขียนในรูปของสมการได้ดังสมการที่ (4.1)

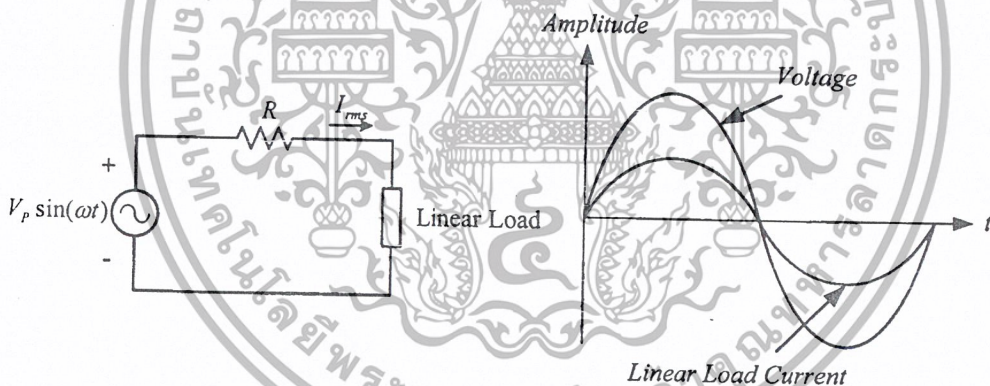
$$PF = \frac{P_{avg}}{S} = \frac{P_{avg}}{V_{rms} I_{rms}} \quad (4.1)$$

โดย P_{avg} = กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย (Average Power)

S = กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent Power)

ในทางปฏิบัติแล้วภาระทางไฟฟ้าหรือโหลดทางไฟฟ้าจะสามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบด้วยกันคือแบบเชิงเส้น (Linear load) และแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear load) ซึ่งโหลดทั้งสองแบบนี้จะให้ค่าตัวประกอบกำลังที่แตกต่างกัน ในหัวข้อต่อไปนี้เป็นกรกล่าวถึงผลกระทบของโหลดทั้งสองแบบที่มีผลต่อค่าตัวประกอบกำลังตามลำดับ

4.2.1 ผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดแบบเชิงเส้น



รูปที่ 4-2 จำลองสถานะที่การไฟฟ้าจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดแบบเชิงเส้น

เนื่องจากเป็นโหลดแบบเชิงเส้น (Linear Load) ดังนั้นค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่โหลดจะเท่ากับ

$$v(t) = V_1 \sin(\omega_0 t + \delta_1) \quad (4.2)$$

$$i(t) = I_1 \sin(\omega_0 t + \theta_1) \quad (4.3)$$

โดย V_1 = แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดสูงสุด (peak value) ที่ความถี่ 50 Hz

I_1 = กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดสูงสุด (peak value) ที่ความถี่ 50 Hz

δ_1 = ค่ามุมเฟสที่เปลี่ยนไปของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลด

θ_1 = ค่ามุมเฟสที่เปลี่ยนไปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

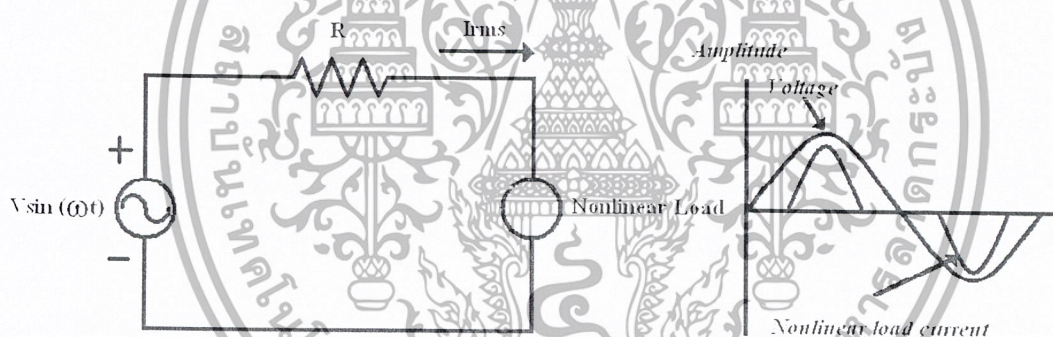
แทนค่าหาค่าตัวประกอบกำลังจากสมการที่ (4.1) จะได้

$$pf = pf_{disp} = \frac{P_{avg}}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{\frac{V_{p,1} I_{p,1}}{\sqrt{2} \sqrt{2}} \cos(\delta_1 - \theta_1)}{\frac{V_{p,1} I_{p,1}}{\sqrt{2} \sqrt{2}}} = \cos(\delta_1 - \theta_1) \quad (4.4)$$

โดย pf_{disp} = ค่าตัวประกอบกำลัง displacement (Displacement power factor)

ในกรณีโหลดที่เป็นเชิงเส้น ค่าตัวประกอบกำลังจะหาได้จากค่า Cosine ของมุมที่แตกต่างระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า ดังแสดงในสมการที่ (4.4) นอกจากนั้นจะเห็นได้ว่าในกรณีที่โหลดเป็นแบบเชิงเส้น: การแก้ค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นจนกระทั่งเข้าใกล้หนึ่งนั้น (Unity power factor) สามารถทำได้โดยการลดค่ากำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power : Q) ให้เท่ากับศูนย์ ในทำนองกลับกัน ถ้าค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของระบบมีค่าสูง ก็จะทำให้ระบบมีค่าตัวประกอบกำลังต่ำนั่นเอง ดังนั้นโดยทั่วไปโหลดแบบรีแอคทีฟ (reactive load) จะถูกชดเชยด้วยการต่อตัวเก็บประจุไฟฟ้าขนานเข้าไปในระบบซึ่งสำหรับกรณีโหลดแบบเชิงเส้นแล้วก็จะสามารถทำให้ค่าตัวประกอบกำลังของระบบสูงขึ้นได้

4.2.2 ผลกระทบต่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4-3 จำลองสถานะที่การไฟฟ้าจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น

โหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Load) จะเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์มอนิกโดยตรงและสามารถแบ่งออกได้เป็นสองกลุ่มด้วยกันคือ เกิดจากการอิ่มตัวของอุปกรณ์ (Saturable device) และเกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power electronic devices) การเกิดฮาร์มอนิกจากการอิ่มตัวของอุปกรณ์โดยมากจะเกิดจากการอิ่มตัวของแกนเหล็ก (Iron saturation) ในหม้อแปลงไฟฟ้าเครื่องจักรกลไฟฟ้าและหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้บัลลาสต์แบบแกนเหล็ก สาเหตุโดยส่วนใหญ่มักเกิดจากการที่ต้องการลดต้นทุนในการผลิต จึงนิยมที่จะออกแบบให้จุดทำงานของอุปกรณ์เหล่านี้เลยจุดอิ่มตัวของแกนเหล็กมาเล็กน้อย (Knee of the iron core saturation curve) เป็นผลทำให้กระแสกระตุ้นแม่เหล็ก (Magnetizing current) จะมีค่าสูงและมีฮาร์มอนิกที่ 3 ปนอยู่ด้วยมากยกตัวอย่างเช่นในกรณีของเครื่องกลไฟฟ้าแบบซิงโครนัสเมื่อเกิดการอิ่มตัวจะทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกที่ 3 ที่มีขนาดประมาณ 30% ของส่วนประกอบความถี่หลักมูล เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนในกรณีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งจะควบคุมการไหลของกำลังไฟฟ้าด้วยการตั้งกระแสไฟฟ้าเฉพาะเป็นบางช่วงของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ 50 Hz ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ดึงโดยโหลดแบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะไม่ใช่รูปคลื่นไซน์โดยสมบูรณ์แต่จะมีลักษณะขาดเป็นช่วงๆ (chopped) หรือ แบบราบ (flattened) ตัวอย่างของโหลดประเภทนี้ได้แก่ สวิตซ์ซึ่งเพนเวอร์ซัพพลาย (Switching power supply) หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้อิเล็กทรอนิกส์เป็นบัลลาสต์ ที่ดับเบิลวิเดียมคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ (Pulse-Width-Modulated (PWM) Converter) เป็นต้น

ดังนั้นเมื่อพิจารณากรณีโหลดไม่เป็นเชิงเส้นจะได้รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่ไม่เป็นไซน์โดยสมบูรณ์แต่จะมีฮาร์มอนิกปนอยู่ด้วยและฮาร์มอนิกที่มีผลกระทบต่อระบบไฟฟ้ากำลังเป็นอย่างมากจะได้แก่ฮาร์มอนิกอันดับที่ 3rd 5th 7th และเป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล(50 Hz) ไปจนกระทั่งถึงความถี่ในย่านที่หูคนได้ยิน (low-audible range) อนุกรมฟูริเยร์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่มีส่วนประกอบฮาร์มอนิกในสภาวะคงตัว (Steady-state) ได้แสดงไว้ในสมการที่ (5) และ (6) ตามลำดับ [6]

$$v(t) = \sum_{k=1}^{\infty} V_k \sin(k\omega_0 t + \delta_k) \quad (4.5)$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega_0 t + \delta_k) \quad (4.6)$$

เขียนให้อยู่ในรูปของค่า RMS จะได้

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_k^2}{2}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} V_{krms}^2} \quad (4.7)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_k^2}{2}} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{krms}^2} \quad (4.8)$$

ถ้ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยจะได้

$$P_{avg} = \sum_{k=1}^{\infty} V_{rms} I_{rms} \cos(\delta_k - \theta_k) = P_{1avg} \pm P_{2avg} \pm P_{3avg} \pm \dots \quad (4.9)$$

สมการที่ (4.9) เครื่องหมายที่นำหน้ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยของฮาร์มอนิกที่แต่ละความถี่อาจจะมีความเป็นบวกหรือลบก็ได้

ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมสำหรับแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าสามารถนิยามได้ดังสมการที่ (4.10) และ (4.11) ตามลำดับ

$$\%THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{krms}^2}}{V_{rms}} \times 100\% \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\%THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{krms}^2}}{I_{1rms}} \times 100\% \quad (4.11)$$

ในกรณีที่ไม่มีฮาร์มอนิก จากสมการที่ (4.10) – (4.11) จะได้ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมเท่ากับ ศูนย์ซึ่งจะหมายถึงรูปคลื่นดังกล่าวคือสัญญาณไซน์ (sinusoidal waveform) นั่นเอง ถ้าทำการแทนสมการ (4.10) ลงใน (4.7) และ (4.11) ลงใน (4.8) จะได้

$$V_{rms} = V_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \quad (4.12)$$

$$I_{rms} = I_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2} \quad (4.13)$$

จากนั้นแทนสมการที่ (4.12) และ (4.13) ลงในสมการ (4.1) จะได้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าซึ่งสามารถใช้ได้ทั้งในกรณีที่โหลดเป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

$$pf = \frac{P_{avg}}{V_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} I_{1rms} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (4.14)$$

$$pf = \frac{P_{avg}}{V_{1rms} I_{1rms}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (4.15)$$

ในทางปฏิบัติสามารถกำหนดได้ดังนี้

- โดยทั่วไป ค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่เกิดจากฮาร์มอนิกอันดับสูงกว่าหลักมูลจะมีค่าน้อยมากดังนั้น
ค่า $P_{avg} \cong P_{1avg}$
- เนื่องจากค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้า (THD_v) โดยปกติจะมีค่าน้อยกว่า 10% ดังนั้นจากสมการที่ (4.12) จะได้ $V_{rms} \cong V_{1rms}$

และด้วยข้อสมมุติฐานทั้งสองข้อดังกล่าวข้างต้น สมการที่(4.15) จะกลายเป็น

$$pf \approx \frac{P_{1avg}}{V_{1rms} I_{1rms}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \approx pf_{disp} \cdot pf_{dist} \quad (4.16)$$

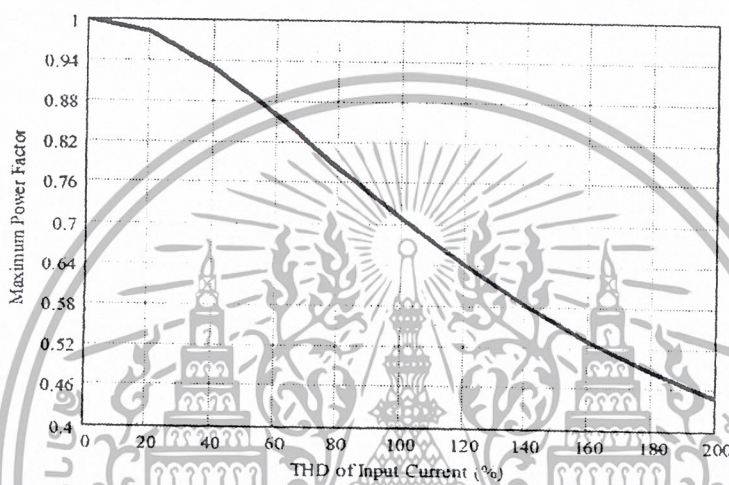
โดยที่ pf_{dist} = ค่าตัวประกอบกำลัง distortion (Distortion power factor)

เนื่องจากค่าตัวประกอบกำลัง displacement (pf_{dist}) จะมีค่าน้อยกว่าหนึ่งเสมอ ดังนั้นจากสมการที่ (4.16) ค่าตัวประกอบกำลังสำหรับกรณีโหลดแบบไม่เชิงเส้นจะมีค่าสูงสุดได้เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

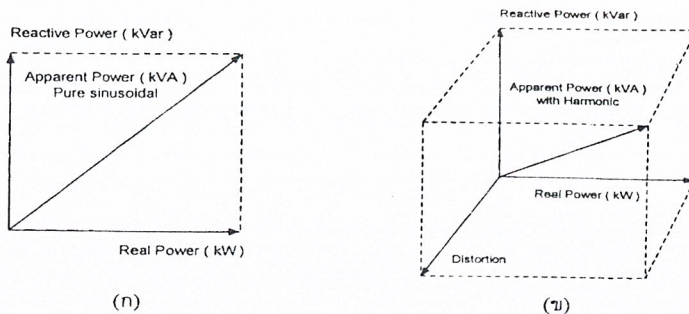
$$pf \leq pf_{dist} \leq \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \quad (4.17)$$

จากสมการที่ (4.17) สามารถนำมาพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 4-4 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ในกรณีโหลดอิล็กทรอนิกส์ เช่น คอมพิวเตอร์ซึ่งจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสไฟฟ้าสูงมากประมาณ 100 % ดังนั้นถึงแม้ว่าค่าตัวประกอบกำลัง displacement จะเท่ากับหนึ่งก็ตามแต่ค่าตัวประกอบกำลังที่ได้โดยทั่วไปจะมีค่าน้อยกว่า 0.707 เสมอ



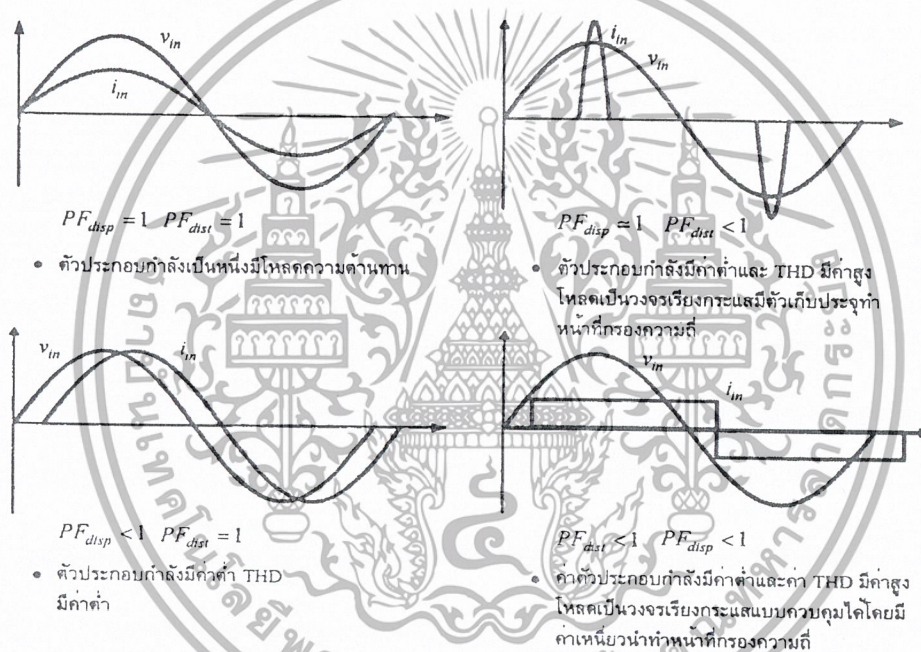
รูปที่ 4-4 ค่าตัวประกอบกำลังต่อค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสไฟฟ้ากรณีโหลดแบบไม่เชิงเส้น

ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสำหรับกรณีโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะมีค่าตัวประกอบกำลัง distortion ต่ำนั้น จะไม่สามารถชดเชยได้ด้วยการต่อตัวเก็บประจุขนานเข้าไปในระบบ เพราะนั่นจะเป็นเพียงแค่การชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง displacement เท่านั้น แต่ในความเป็นจริงแล้ว โหลดอิล็กทรอนิกส์กำลังโดยทั่วไปจะมีค่าตัวประกอบกำลัง displacement สูงแต่ค่าตัวประกอบ distortion ต่ำ ดังนั้นในการที่ทำการต่อตัวเก็บประจุขนานเข้าไปในระบบเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังอีกนั้น กลับจะเป็นการเพิ่มปัญหาเรโซแนนซ์และเพิ่มค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแสไฟฟ้าให้สูงขึ้น ดังนั้นแนวทางในการแก้ปัญหาที่ถูกต้อง ควรที่จะทำการชดเชยโดยวงจรกรองแบบพาสซีฟ (passive filter) หรือวงจรกรองแบบแอ็กทีฟ (active filter) ของสัญญาณรูปคลื่นที่มีเพียงส่วนประกอบไซน์ (pure sinusoidal waveform) ซึ่งจะเกิดจากโหลดแบบเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 4-5 (ก) กับสัญญาณรูปคลื่นมีทั้งส่วนประกอบไซน์และส่วนประกอบฮาร์มอนิก (sinusoidal waveform with harmonics) ซึ่งจะเกิดจากโหลดแบบไม่เชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 4-5 (ข) [6]



รูปที่ 4-5 (ก) สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของสัญญาณไซน์
(ข) สามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของสัญญาณไซน์ที่มีส่วนประกอบฮาร์มอนิก

รูปที่ 4-6 เป็นการสรุปผลกระทบของตัวประกอบกำลัง PF_{disp} และ PF_{dist} ที่เกิดจากโหลดแบบต่างๆ ต่อรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าอินพุตในทางอุดมคติ (Ideal case)



รูปที่ 4-6 ผลกระทบของรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่โหลดแบบต่างๆ

4.3 ผลกระทบที่เกิดจากฮาร์มอนิกต่อระบบจ่ายไฟฟ้ากำลังหรือการไฟฟ้า

ผลกระทบที่เกิดจากฮาร์มอนิกต่อการไฟฟ้า สามารถแบ่งออกได้สองแบบด้วยกันคือแบบระยะสั้น (short term) และแบบระยะยาว (long term) โดยแบบระยะสั้น ผลกระทบจะสามารรถเห็นได้ชัดและโดยมากมักจะอยู่ในรูปของ ความเพี้ยนของแรงดันไฟฟ้า (voltage distortion) ที่เพิ่มขึ้น ส่วนแบบระยะยาวจะตรวจสอบไม่ค่อยพบและมักจะไม่มีอยู่ในรูปของ ความสูญเสียตัวต้านทาน (resistive losses) หรือแรงดันเกิน (voltage stress)

ผลกระทบแบบระยะสั้นสามารถทำให้โหลดที่มีความไวสูง (sensitive load) เกิดการทริป (tripping) ขึ้นได้ เช่น โหลดที่ควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์จะไวต่อค่าความเพี้ยนของแรงดันไฟฟ้า เป็นต้น

ในขณะที่ผลของฮาร์มอนิกจะทำให้ความเที่ยงตรงของเครื่องวัดไฟฟ้า (meter) ลดลงและนอกจากนั้นยังทำให้ฟิวส์ขาด และอาจจะทำให้ตัวเก็บประจุทำงานผิดพลาดเพราะแรงดันไฟฟ้าฮาร์มอนิกจะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าฮาร์มอนิกที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งค่าความเพี้ยนของแรงดันไฟฟ้าประมาณ 5%-10% อาจจะมีผลทำให้ค่ากระแสอาร์เอ็มเอส เพิ่มขึ้น 10%-50% และนอกจากนั้นยังอาจจะเกิดค่าแรงดันเกินที่ไดอิเล็กทริก (dielectrics) ของตัวเก็บประจุอีกด้วย

ฮาร์มอนิกยังอาจจะทำให้เกิดความร้อน (Overheating) ที่หม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งพบบ่อยในกรณีที่หม้อแปลงจ่ายโหลดแบบไม่เชิงเส้นเป็นจำนวนมาก โดยที่กรณีดังกล่าว การคิดพิคคของหม้อแปลงไฟฟ้าโดยทั่วไปจะนิยมคิดที่ค่าเท่ากับ 0.8 ของค่าที่พิคค (kVA) และยังทำให้เกิดกระแสเกินที่สายนิวตรอน (neutrals) อีกด้วย [6]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

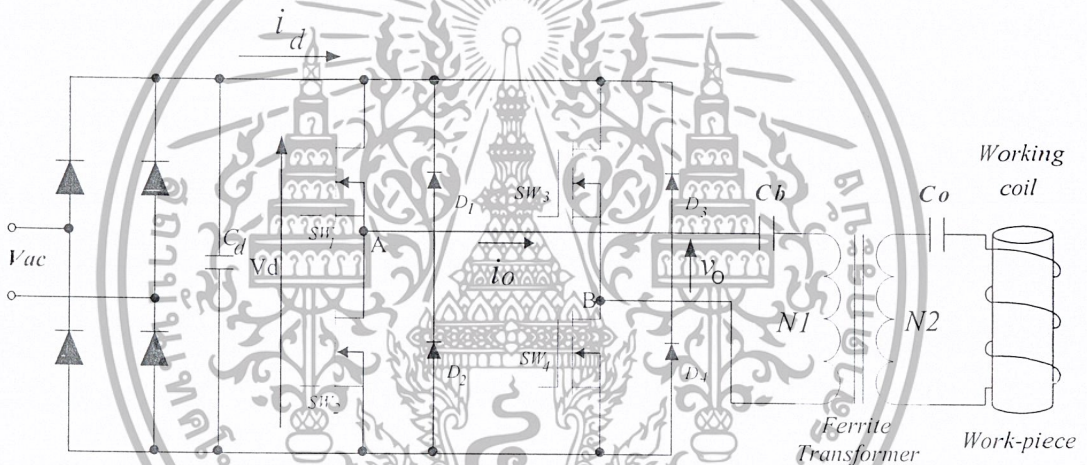
บทที่ 5

หลักการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ขณะขับโหลด เรโซแนนซ์อนุกรมที่มีการควบคุมด้วยหลักการปรับความถี่

5.1 บทนำ

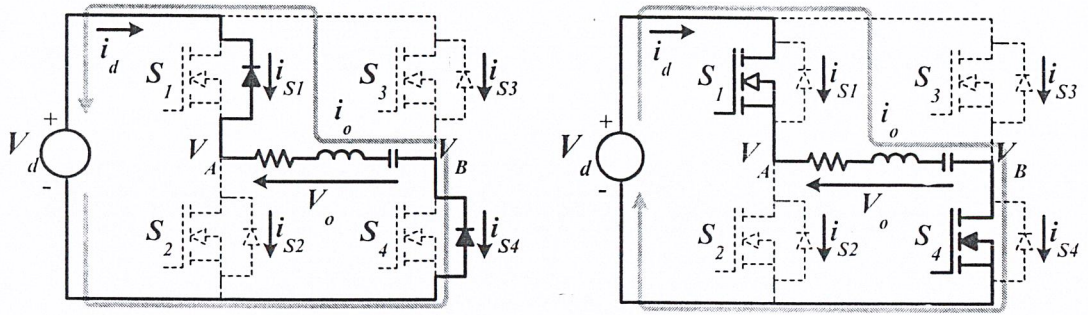
ในบทนี้จะนำเสนอถึงการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ขณะขับโหลดเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีการควบคุมด้วยการปรับความถี่ ลักษณะคลื่นของแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆของวงจร ลักษณะโหมคการทำงานของวงจรในช่วง 1 คาบเวลา และลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตตลอดจนการหาสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

5.2 หลักการทำงาน



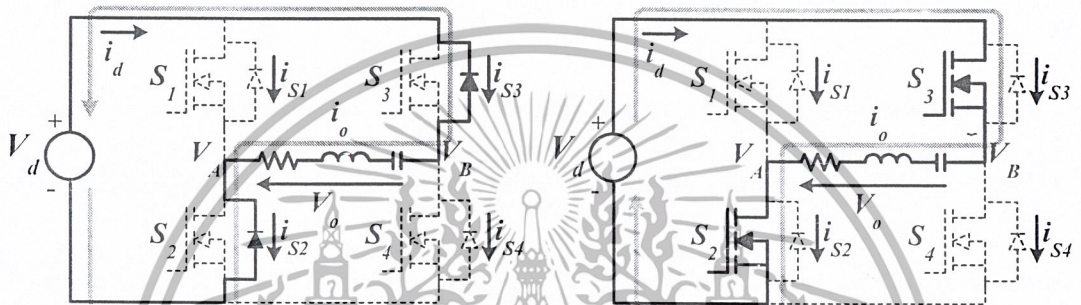
รูปที่ 5-1 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมของเครื่องชุบแข็งผิวโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง

สำหรับโครงสร้างของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมของเครื่องชุบแข็งผิวโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการควบคุมด้วยการปรับความถี่ ได้นำเสนอดังรูปที่ 5-1 ในกรณีของการปรับความถี่จะให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เพียง 2 สถานะคือ $+V_d$ และ $-V_d$ เท่านั้น เมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ จะสามารถแบ่งการทำงานของวงจรออกได้เป็น 4 โหมค ดังแสดงในรูปที่ 5-2 โดยมีลักษณะการทำงานที่โหมคต่างๆ ดังนี้



(a) Mode 1

(b) Mode 2

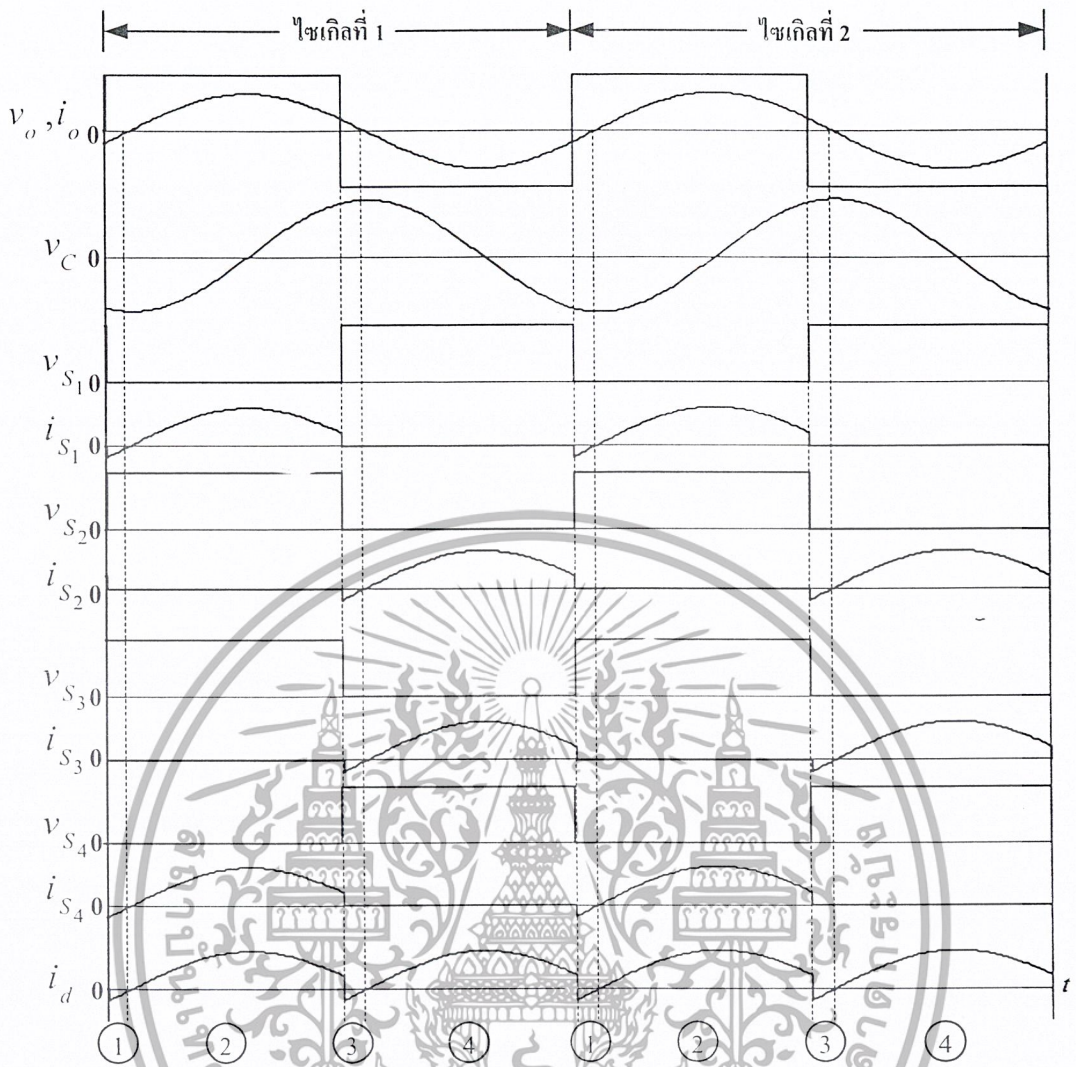


(c) Mode 3

(d) Mode 4

รูปที่ 5-2 โหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยการปรับความถี่

โหมด 1, 2 ในโหมดนี้จะให้แรงดันเอาต์พุตเป็น $+V_d$ โดยจะมีการทำงานดังแสดงในรูปที่ 5-2 (a) และ 5-2 (b) โดยในโหมด 1 และ 2 นี้ สวิตช์ S_1 และ S_4 ON ในขณะที่สวิตช์ S_2 และ S_3 OFF โดยจะได้แรงดันเอาต์พุตเป็น $+V_d$ สำหรับทิศทางการไหลของกระแส เนื่องจากในโหมด 1 กระแสมีค่าเป็นลบดังนั้นกระแสจะไหลผ่านไดโอดของ S_1 และ S_4 ดังรูปที่ 5-2 (a) และเมื่อเข้าสู่โหมด 2 สวิตช์ S_1 และ S_4 จะยังคง ON อยู่แต่กระแสเริ่มมีค่าเป็นบวกทำให้ทิศทางการไหลของกระแสจะเปลี่ยนมาไหลผ่านสวิตช์ของ S_1 และ S_4 แทนดังรูปที่ 5-2 (b)



รูปที่ 5-3 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆใน 2 ไซเกิลของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมด้วย การปรับความถี่

โหมด 3, 4 ในโหมดนี้แรงดันเอาต์พุตจะเป็น $-V_d$ โดยจะมีการทำงานดังแสดงในรูปที่ 5-2 (c) และ 5-2 (d) โดยในโหมด 2 และ 3 นี้ สวิตช์ S_2 และ S_3 ON ในขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_4 จะ OFF โดยมีทิศทางการไหลของกระแสดังนี้คือ ในโหมด 3 เนื่องจากกระแสวิกตังค์ยังเป็นบวกต่อเนื่องจากโหมด 2 ดังนั้นส่งผลให้กระแสไหลผ่านไดโอดของ S_2 และ S_3 ดังรูปที่ 5-2 (c) และเมื่อเข้าสู่โหมด 4 กระแสจะกลับไปมีค่าเป็นลบอีกครั้งทำให้จากเดิมที่กระแสไหลผ่านไดโอดของ S_2 และ S_3 จะเปลี่ยนทิศทาง มาไหลผ่านที่สวิตช์ S_2 และ S_3 แทน ดังรูปที่ 5-2 (d) โดยสามารถแสดงลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั้ง 4 โหมดได้ดังรูปที่ 5-3

5.3 สรุป

ในกาวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมโดยวิธีการปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ ที่ใช้ในเครื่องชุบแข็งผิวโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยเมื่อปรับความถี่สวิตซ์ให้มีค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์มากขึ้น กำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการชุบแข็งผิวโลหะจะลดต่ำลง เช่นที่ ความถี่ 55 KHz จะได้กำลังไฟฟ้าประมาณ 2225 วัตต์ ขณะที่ความถี่ 58 kHz จะได้กำลังไฟฟ้าประมาณ 1151 วัตต์



บทที่ 6

โครงสร้างของเครื่องซูปแรงค์ฟิวโโลหะแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลัง

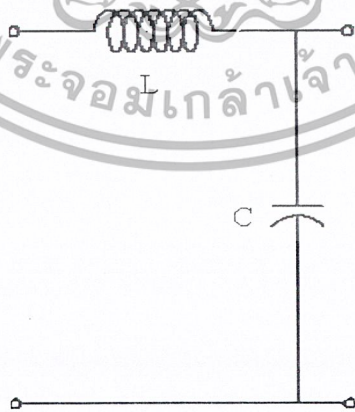
6.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนประกอบต่างๆ ที่ประกอบกันขึ้นเป็นเครื่องซูปแรงค์ฟิวโโลหะแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีการควบคุมโดยอาศัยการปรับความถี่ โดยจะแสดงให้เห็นถึงหลักการทำงานของอุปกรณ์แต่ละส่วนว่ามีลักษณะการทำงานเป็นอย่างไร แต่ละส่วนแยกย่อยเป็นอย่างไร มีกี่แบบ ความเหมาะสมที่นำมาใช้กับโครงการนี้เป็นอย่างไร โครงสร้างพื้นฐานของเครื่องซูปแรงค์ฟิวโโลหะแบบเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุ่ค่าตัวประกอบกำลังประกอบไปด้วย

1. ชุดกรองความถี่สูง (Low Pass Filter)
2. วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Rectifier)
3. วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)
4. หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency Transformer)
5. ชุดโหลดเรโซแนนท์ (Load Resonant)

6.2 ชุดกรองความถี่สูง (Low Pass Filter)

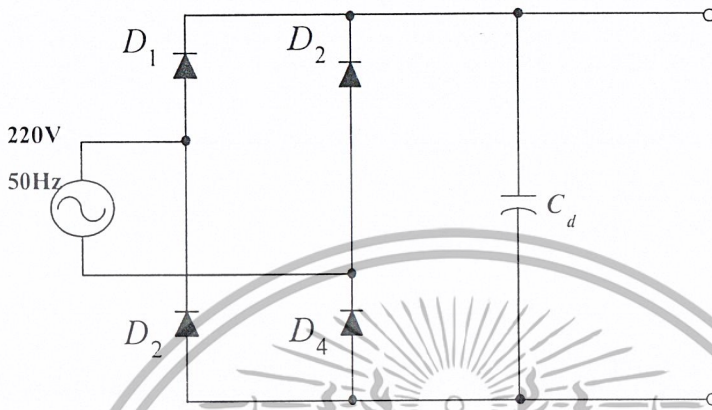
ในเครื่องซูปแรงค์ฟิวโโลหะแบบเหนี่ยวนำความถี่สูงนี้ จะใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำและ ตัวเก็บประจุ เข้าไปทางด้านอินพุทของเครื่องดังรูปที่ 6-1 เพื่อทำหน้าที่กรองความถี่สูงที่เป็นความถี่หลักมูล และความถี่ฮาร์โมนิกอื่นๆ เพื่อให้สัญญาณการ ไฟฟ้าที่ 50 Hz เพียงความถี่เดียว



รูปที่ 6-1 แสดงชุดกรองความถี่สูงทางด้านอินพุท

6.3 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Inverter)

วงจรเรียงกระแสหรือวงจรเรกติไฟเออร์ คือวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 50Hz ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อนให้กับชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีวงจรดังรูปที่ 6-2

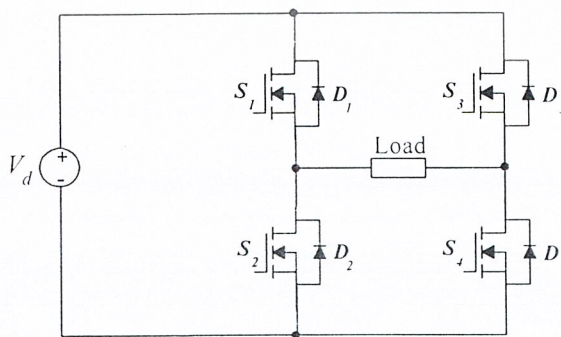


รูปที่ 6-2 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และตัวซีฟิเคเตอร์

6.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมและจะส่งสัญญาณที่สร้างนั้นไปควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตในส่วนของวงจรกำลังฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ สัญญาณที่สร้างขึ้นนั้นจะมีขนาดที่ต่ำอยู่จำเป็นที่จะต้องทำการขยายสัญญาณ โดยวงจรขยายสัญญาณหรือวงจรขับที่มีขนาดแรงดันสูงขนาด 12 โวลต์ ส่งเข้าที่ขาเกทของเพาเวอร์มอสเฟต โดยการควบคุมแบบนี้จะทำให้สามารถควบคุมความถี่ของสัญญาณที่ส่งไปยังฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ได้ สามารถแบ่งการทำงานของวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ส่วนดังนี้

1. ชุดสร้างสัญญาณควบคุม
2. ชุดวงจรขยายสัญญาณ

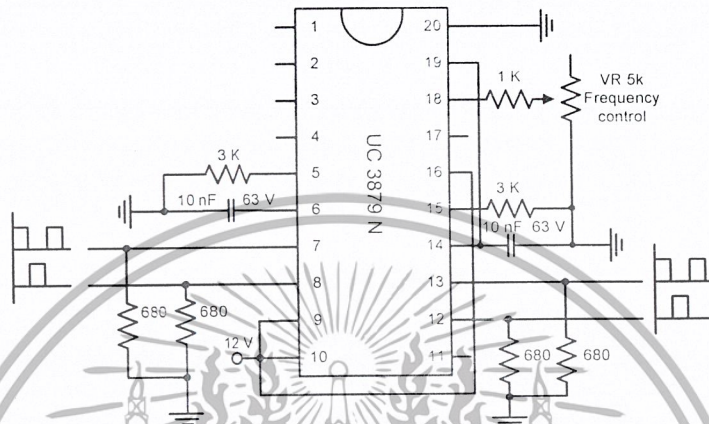


รูปที่ 6-3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4.1 ชุดสร้างสัญญาณควบคุม

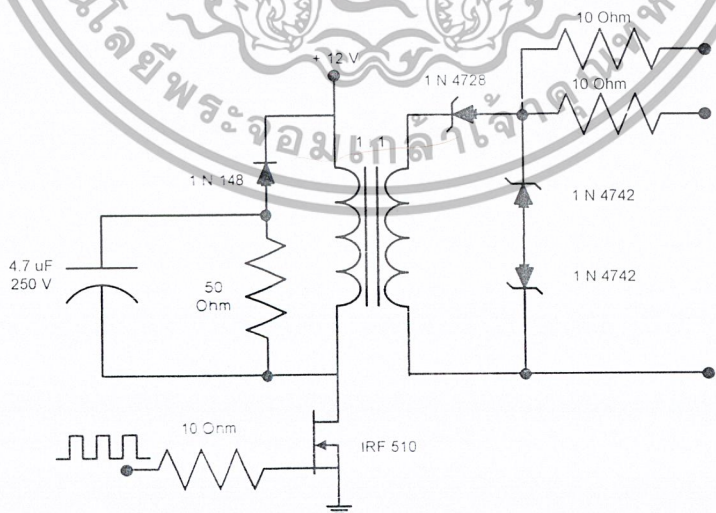
วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการให้กำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมซึ่งสัญญาณนี้จะนำมาใช้ในการขับขาคาทของวงจรถินเวอร์เตอร์ โดยในงานวิจัยนี้ใช้ ไอซีเบอร์ UC 3879N เป็นไอซี 20 ขาในการสร้างสัญญาณ ไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และเฟสชิฟ การควบคุมความถี่นั้นสามารถทำการปรับได้โดยปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 18 ของไอซีการต่อใช้งานแสดงได้รูปที่ 6-4



รูปที่ 6-4 แสดงการต่อใช้งานไอซีเบอร์ UC3879N

6.4.2 วงจรขยายสัญญาณ หรือ วงจรขับ

สัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณจะถูกนำมาต่อเข้ากับวงจรขับนี้ และเราจะใช้หม้อแปลงแยกกราวด์ เพื่อแยกกราวด์ของสัญญาณทั้งสี่สัญญาณจากชุดสร้างสัญญาณให้เป็นอิสระต่อกันและมีชุดสแน็บเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันสไปล์ของแรงดัน



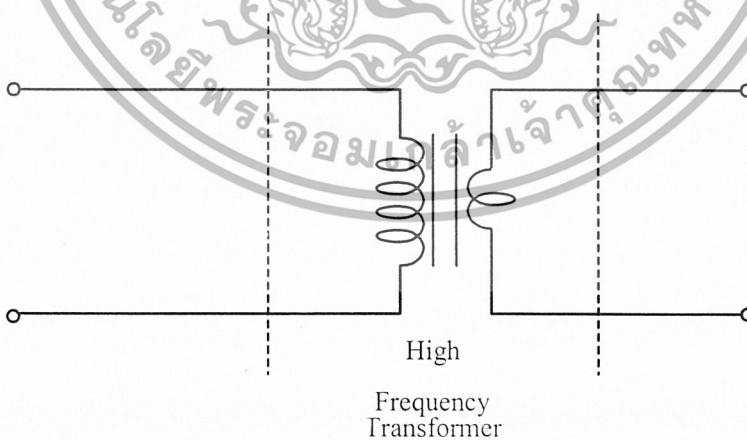
รูปที่ 6-5 วงจรขยายสัญญาณหรือวงจรขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6-5 จะเห็นว่าวงจรมีการการต่อสับเบอรรู้อยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง ทั้งนี้เพื่อป้องกันแรงดันเกินหรือแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะที่สวิตซ์ที่ตัดตัวหยุดทำงาน ไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของตัวสวิตซ์ โดยมีหลักการทำงานดังนี้ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสใน ตัวเก็บประจุ จะถูกชาร์จประจุด้วยค่าแรงดันสูงสุด ซึ่งเป็นผลรวมของแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงกับพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงขณะนำกระแสรวมกัน โดยที่ตัวต้านทาน ที่ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ ซึ่งจะทำให้ค่าแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต ขณะหยุดนำกระแสถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ และเมื่อแรงดันสไปค์มีค่าลดลงตัวเก็บประจุก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน เพราะฉะนั้นแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเริ่มหยุดนำกระแสจึงมีค่าลดลงจนเกือบเท่าแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลง

6.5 ภาคหม้อแปลงความถี่สูง

ในส่วนนี้จะเป็นส่วนของวงจรหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงซึ่งประกอบด้วยจำนวนขดลวดทองแดงที่เกลียวทางด้านปฐมภูมิ และขดลวดในลักษณะของท่อทองแดงทางด้านทุติยภูมิ เพื่อให้สามารถระบายความร้อนด้วยน้ำผ่านภายในท่อทองแดง โดยในกรณีไซน์เต็มคลื่นที่ด้านปฐมภูมิจะมีจำนวนรอบของขดลวดสูงกว่าทางด้านทุติยภูมิในอัตราส่วน 33:2.68 ซึ่งจะทำให้ได้กระแสทางด้านทุติยภูมิประมาณ 168 แอมป์ ในขณะที่กระแสทางด้านปฐมภูมิหรือนั่นก็คือกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์จะมีขนาดประมาณ 13.8 แอมป์ หรือที่แรงดันทางด้านทุติยภูมิจะมีค่าประมาณ 15.6 โวลต์ ในขณะที่แรงดันทางด้านปฐมภูมิประมาณ 190 โวลต์ นั่นก็คือจะได้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ประมาณ 2100 วัตต์ โดยที่กระแสที่ไหลเข้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะมีลักษณะรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ความถี่ประมาณ 55 kHz



รูปที่ 6-6 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงใช้แกนเหล็กเฟอร์ไรต์

หม้อแปลงความถี่สูงจะใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะมีจุดของอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กสูงและเกิด

การสูญเสียค่าที่ความถี่สูงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจากชุดอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ซึ่งในการเลือกต้องให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม ถ้าขนาดแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าขนาดแกนมีขนาดเล็กเกินไปจะทำให้ฟลักซ์อิ่มตัวส่งผลให้ลวดร้อนและแกนร้อน ซึ่งในการทดลองไม่สามารถหาซื้อแกนที่มีกำลังวัตต์ที่ต้องการได้ในท้องตลาดดังนั้น จึงหาซื้อขนาดแกนที่หาซื้อได้ คือ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 80 สองคู่แล้วนำมาประกบกันเพื่อเพิ่มกำลังวัตต์ให้สูงขึ้น

6.6 ชุดโหลดแห่งชุมชน

อุปกรณ์ในส่วนนี้จะประกอบด้วยขดลวดในลักษณะท่อทองแดงพันรอบแท่งโลหะ ภายในท่อทองแดงจะใช้เป็นบริเวณที่มีน้ำไหลวนผ่าน เพื่อเป็นการระบายความร้อนออกจากขดลวดท่อทองแดงอันเนื่องมาจากความร้อนที่แผ่กระจายมาจากแท่งโลหะ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

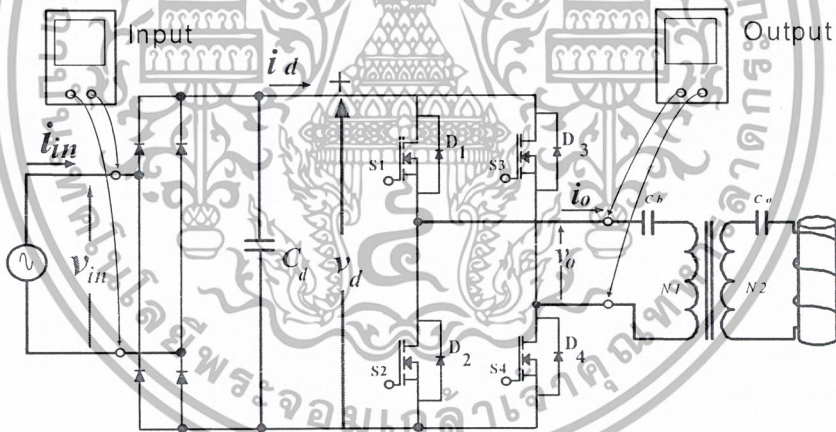
ผลการทดลองเครื่องซบแข็งผิวโลหะ

7.1 บทนำ

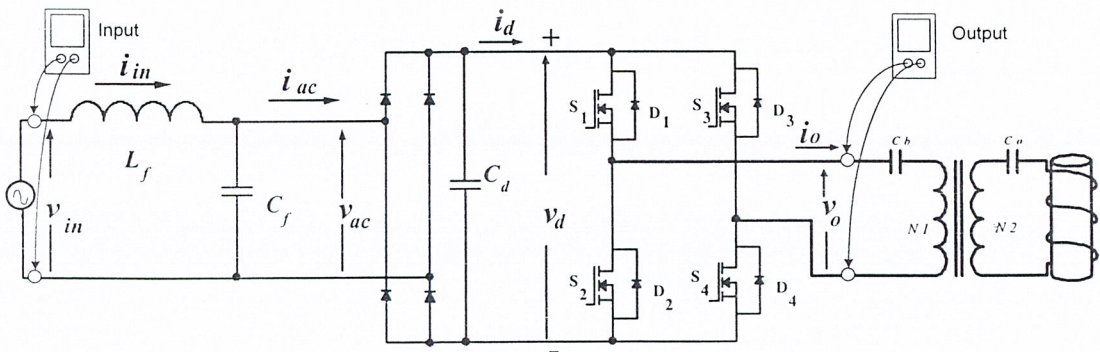
ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบเครื่องซบแข็งผิวโลหะ ซึ่งแบ่งการทดลองเป็น 2 ส่วน คือ การทดสอบเครื่องซบแข็งผิวโลหะแบบไฟตรงเรียบเปรียบเทียบกับแบบไซน์เต็มคลื่น และการทดลองเพื่อทำการเพิ่มกำลังไฟฟ้าในแบบต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นการเพิ่มรอบของ working coil การเพิ่มค่าตัวเก็บประจุทางค่านเอาต์พุตเพื่อเปลี่ยนความถี่เรโซแนนซ์ โดยการเก็บค่าข้อมูลจะทำโดยใช้ Oscilloscope รุ่น DL 1520 YOKOGAWA เก็บข้อมูลเป็นค่าแอสกี(ASCII) แล้วใช้โปรแกรม MATLAB ทำการ Fast Furrier Transform หาค่าต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็น ค่าฮาร์โมนิก ค่ากำลังไฟฟ้า ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

7.2 การทดลองเครื่องซบแข็งผิวโลหะแบบไฟตรงเรียบเปรียบเทียบกับแบบไซน์เต็มคลื่น

การทดลองนี้จะวัด สองจุดคือ ที่ด้านอินพุตของเครื่องซบแข็งผิวโลหะ และด้านเอาต์พุตของชุดฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 7-1 ซึ่งเป็นการวัดในวงจรไฟตรงเรียบ แต่ในการวัดวงจรไซน์เต็มคลื่นจะใช้การวัดในรูปที่ 7-2



รูปที่ 7-1 การวัดสัญญาณ Input และ Output แบบแรงดันไฟตรงเรียบ



รูปที่ 7-2 การวัดสัญญาณ Input และ Output แบบจ่ายแรงดันไซน์เต็มคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

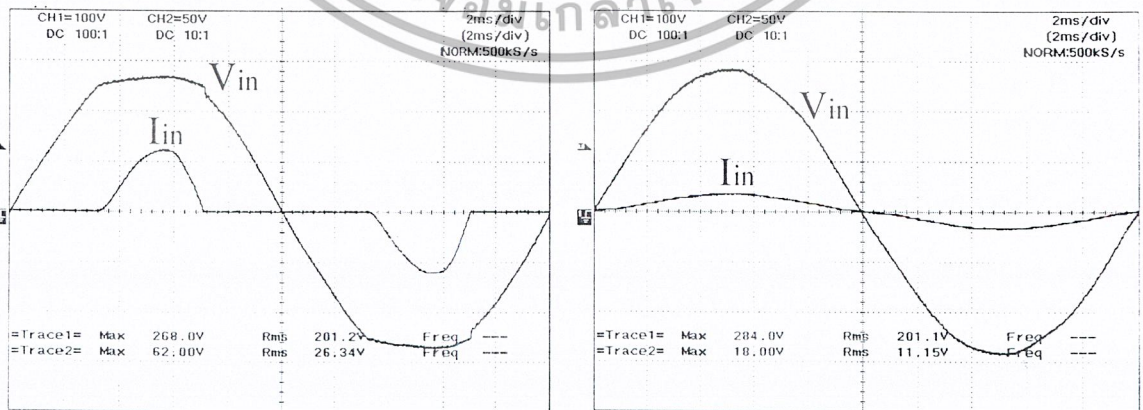
จากรูปจะเห็นว่าวงจรทั้งสองแบบจะไม่ต่างกัน เพียงแต่แบบแรงดันไซน์เต็มคลื่นมีชุด LC filter เพิ่มเข้ามา แต่แท้จริงแล้ว ค่าของตัวเก็บประจุที่อยู่ด้านหลังบริดจ์ไดโอดของทั้งสองวงจรมีค่าต่างกันมาก คือ แบบไฟตรงเรียบมีค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 20 mF ส่วนแบบวงจรไซน์เต็มคลื่นมีค่าตัวเก็บประจุเพียง 2.8 μ F

รายการ	รายละเอียด
อุปกรณ์สวิตช์อินเวอร์เตอร์	IRFP 460, $R_{DS(on)} = 0.27 \Omega$
ความถี่ของอินเวอร์เตอร์	54.23 – 58.14 kHz
ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์	6.6 μ F
ขนาดเส้นลวดขดลวดค้ำานปฐมภูมิ ของหม้อแปลงความถี่สูง	ลวดทองแดงเบอร์ 30 S.W.G.
จำนวนเส้นลวดตีเกลียวขดลวดค้ำานปฐมภูมิ ของหม้อแปลงความถี่สูง	40 เส้น
จำนวนรอบของขดลวดค้ำานปฐมภูมิ	33 รอบ
จำนวนรอบทุติยภูมิ	2.68 รอบ
จำนวนรอบของ working coil	3.5 รอบ
ชนิดแท่งโลหะ	เหล็กหล่อ (Iron)
เส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งโลหะ	27 มิลลิเมตร
เส้นผ่าศูนย์กลางของ working coil	40 มิลลิเมตร

ตารางที่ 7-1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

7.2.1 ด้านอินพุทของเครื่องขับเชิงผิวโลหะ

ทางด้านอินพุทของวงจร ไฟตรงเรียบ กับวงจร ไซน์เต็มคลื่น โดย เปรียบเทียบที่แรงดันอินพุท 200 Vac 50 Hz และ ความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าประมาณ 54,23 kHz



รูปที่ 7-3 แรงดันและกระแสด้านอินพุทของวงจร (ก) แบบไฟตรงเรียบ (ข) แบบไซน์เต็มคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

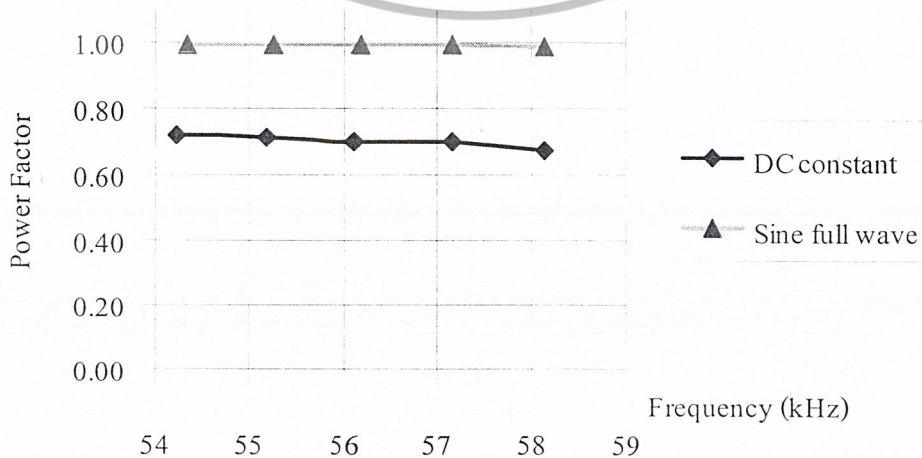
แบบไฟตรงเรียบ

f	V	I	Power	PF	%THDi	%THDv
54.23	201.08	26.37	3829.102	0.722	88.495	4.501
55.19	200.73	23.48	3353.028	0.711	91.810	4.187
56.09	200.98	20.26	2849.186	0.700	95.341	4.023
57.14	200.96	16.59	2305.990	0.698	96.013	4.028
58.14	201.22	15.24	2059.732	0.672	104.078	3.468

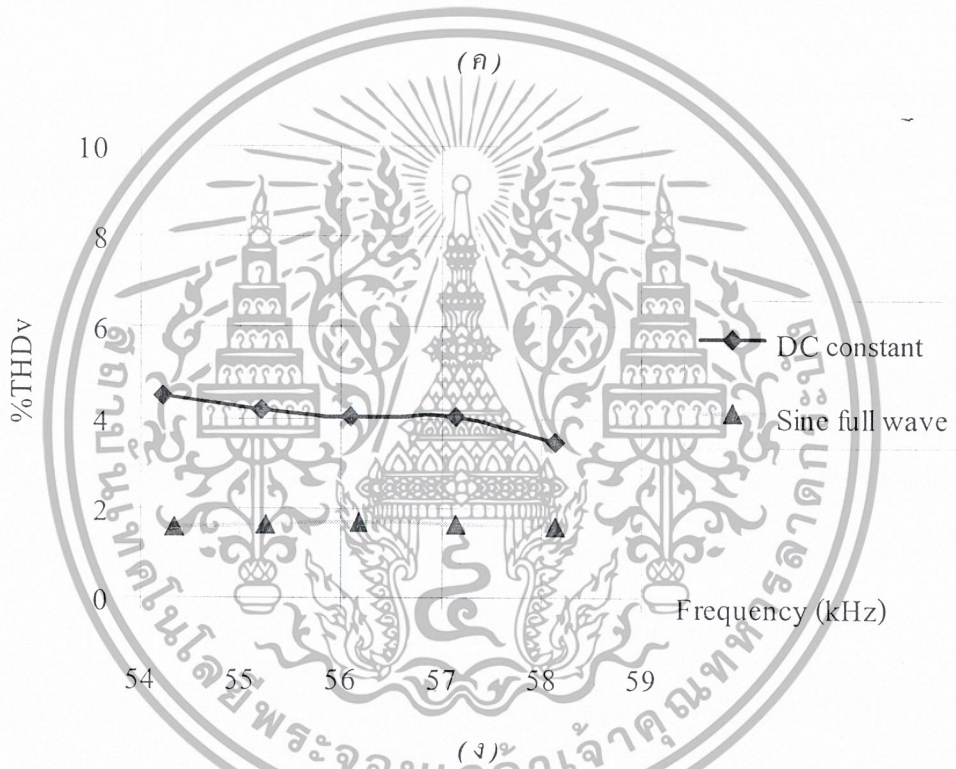
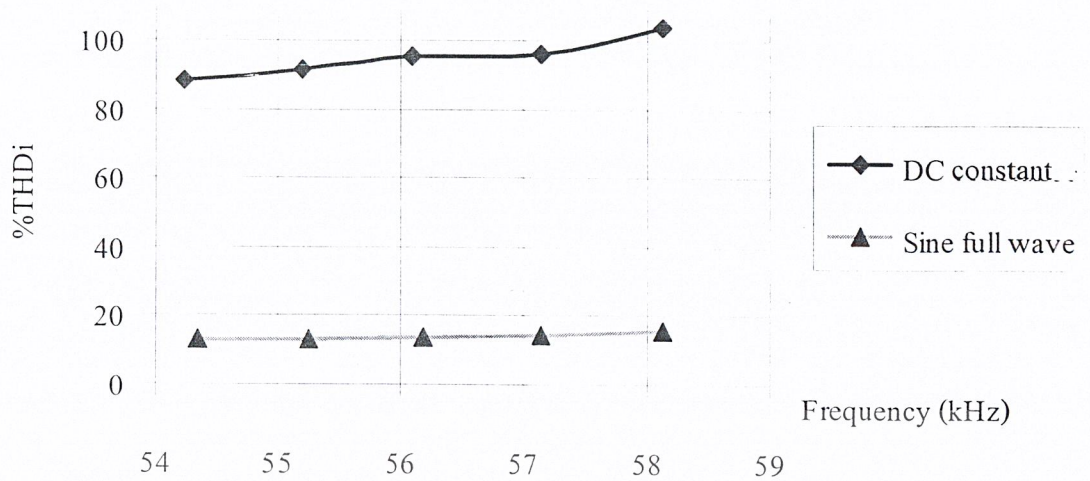
แบบไซน์เต็มคลื่น

f	V	I	Power	PF	%THDi	%THDv
54.35	200.93	11.18	2225.077	0.992	12.894	1.565
55.25	202.55	9.78	1962.163	0.992	13.132	1.612
56.18	200.75	7.78	1543.951	0.992	13.750	1.676
57.14	201.70	6.62	1319.870	0.991	14.563	1.625
58.14	200.56	5.82	1151.522	0.989	15.626	1.571

ตารางที่ 7-2 เปรียบเทียบค่าต่างๆ โดยให้แรงดันอินพุต เท่ากับ 220 V อุณหภูมิเหล็ก 400° C



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

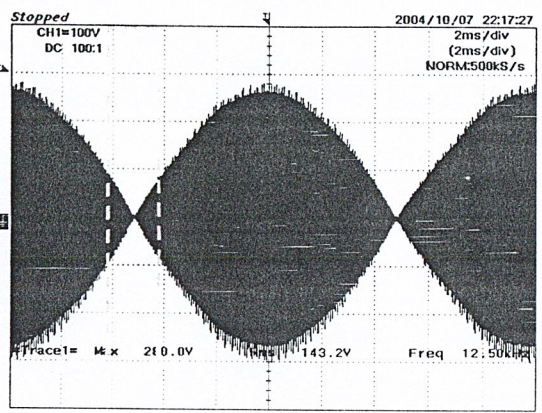
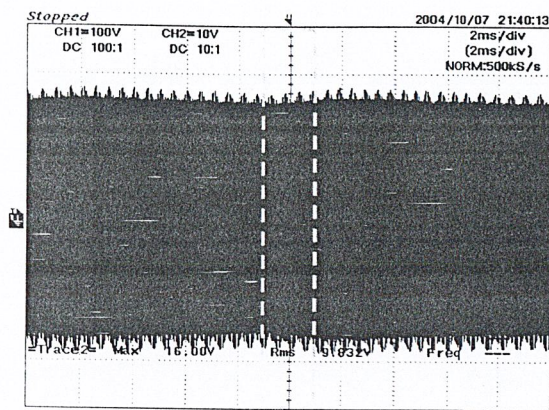


รูปที่ 7-4 เปรียบเทียบค่า (ก) กำลังไฟฟ้า (ข) ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า
(ค) ฮาร์มอนิกกระแส (ง) ฮาร์มอนิกแรงดัน

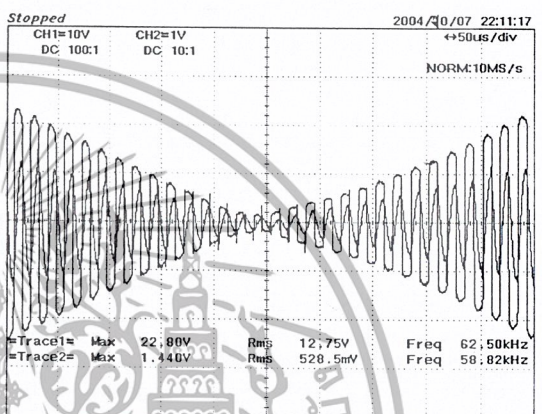
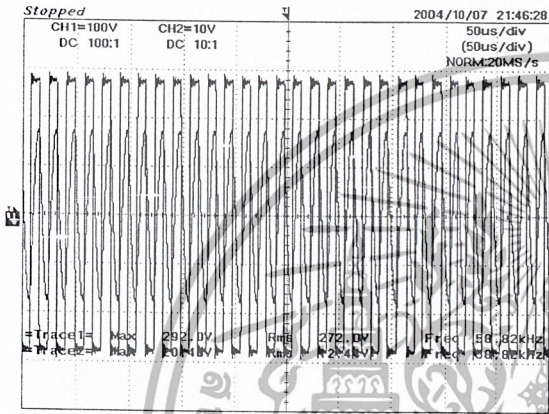
7.2.2 เอาท์พุทของชุดอินเวอร์เตอร์

ทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เมื่อดูรูปคลื่นที่ Time / DIV เดียวกัน ซึ่งจะเปรียบเทียบแรงดันและกระแสที่ขึ้นและลงของรูปคลื่นที่สม่ำเสมอทุกรูปคลื่น ส่วนแบบไซน์เต็มคลื่นจะเห็นว่าแรงดันกับกระแสจะมีแนวโน้มเหมือนกัน คือ เมื่อแรงดันลดลง กระแสก็จะลดลง และเมื่อ แรงดันเพิ่มขึ้น กระแสก็จะเพิ่มขึ้น

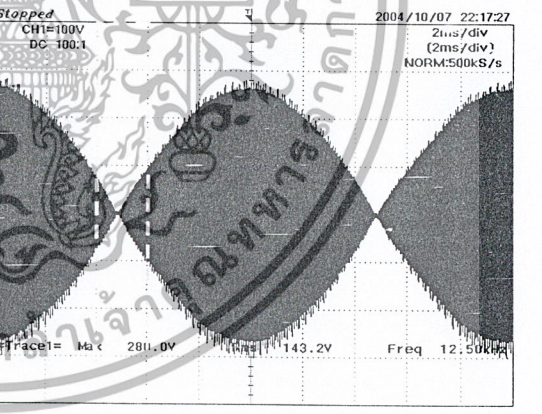
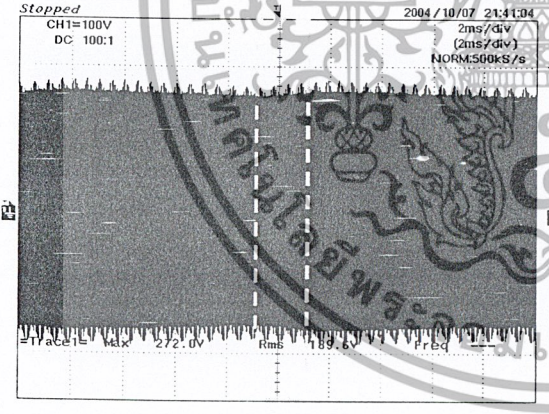
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



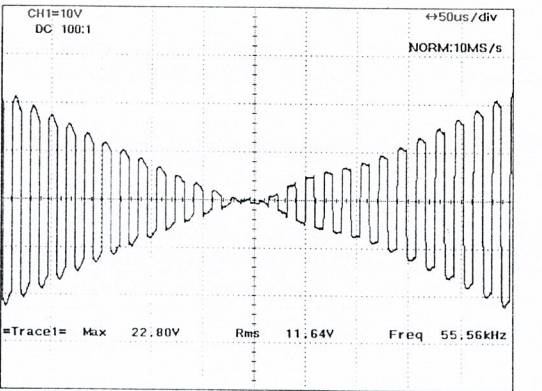
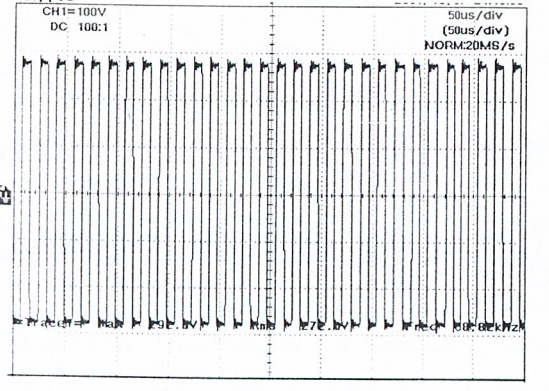
(ก) แรงดัน และ กระแส (ข)



(ก) ภาพขยาย แรงดัน และ กระแส (ข)

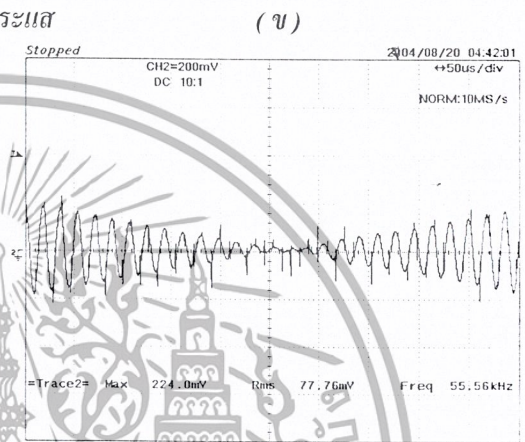
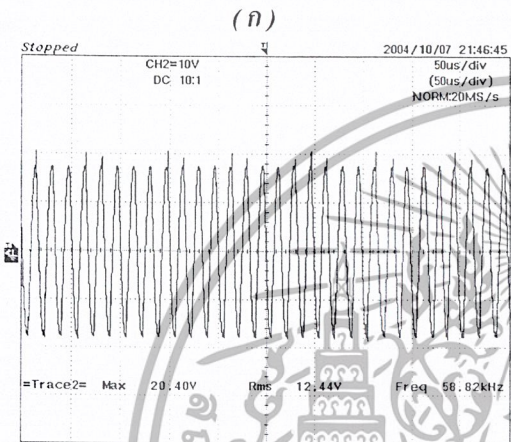
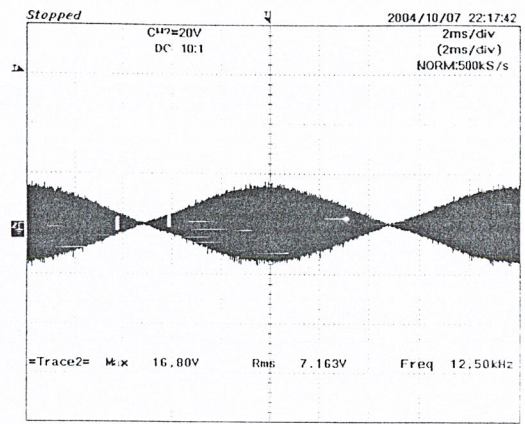
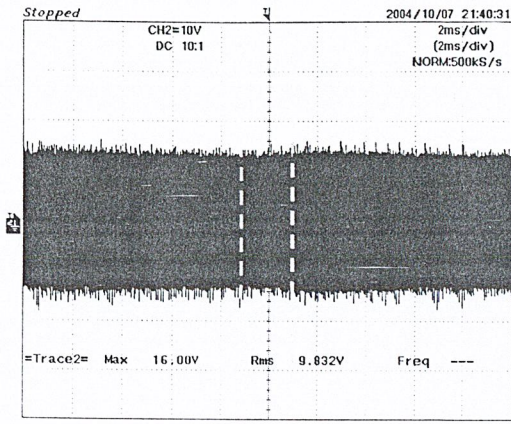


(ก) แรงดัน (ข)



(ก) ภาพขยาย แรงดัน (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

กระแส

(ข)

(ก)

ภาพขยาย กระแส

(ข)

รูปที่ 7-5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ $T/DIV = 50 \mu s/div$ (ก) แบบไฟตรงเรียบ (ข) แบบไซน์เต็มคลื่น

เมื่อทำการเปรียบเทียบค่าต่างๆ ทางด้านเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์จะได้ค่าดังตารางที่ 7-3

แบบไซน์เต็มคลื่น

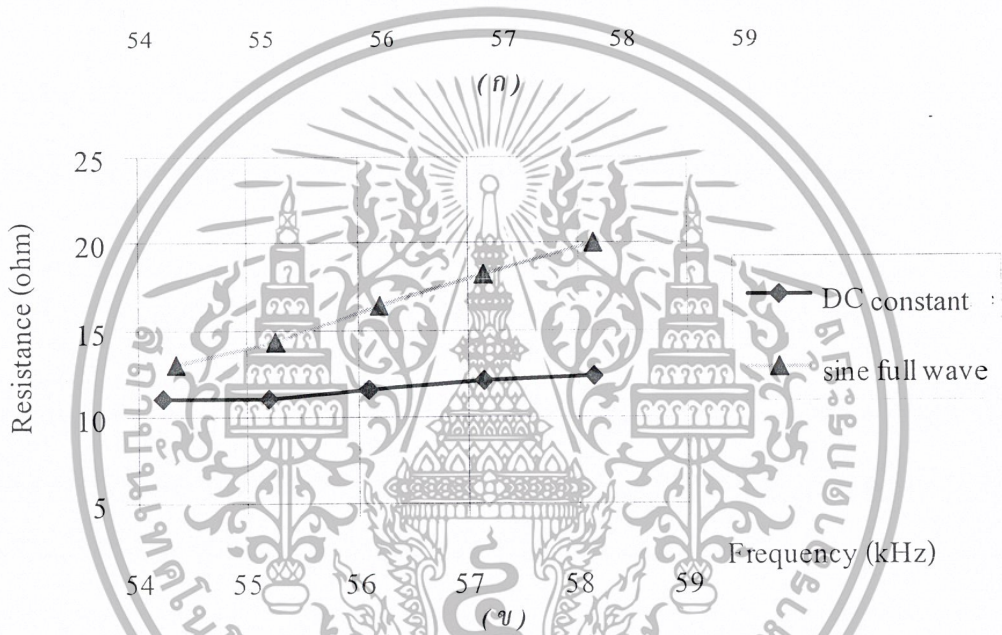
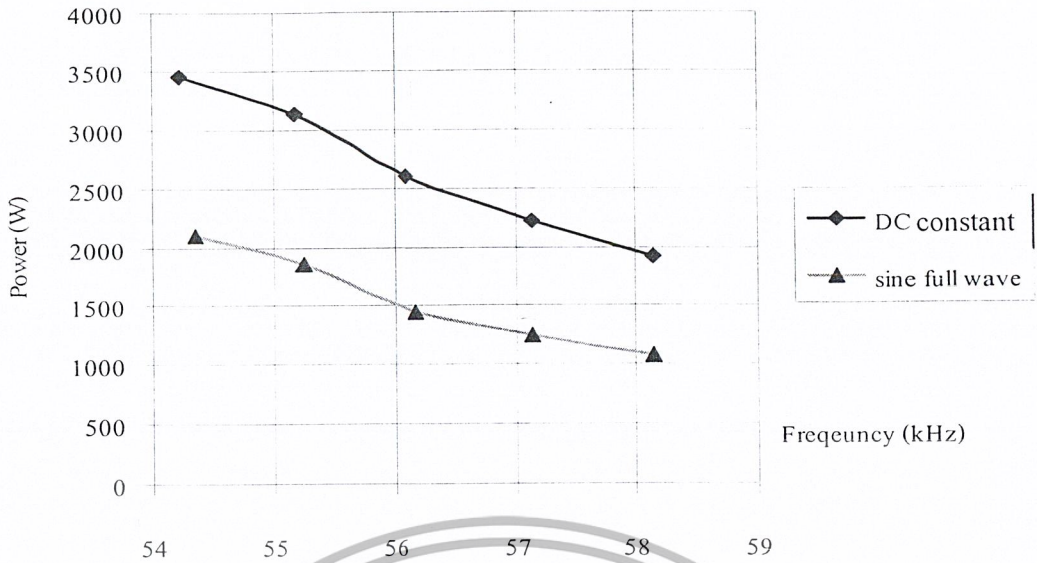
f	V	I	Power	Req	Leq
54.35	190.467	13.794	2100.099	13.032	1.96E-04
55.25	193.032	12.904	1858.022	14.251	1.90E-04
56.18	192.58	11.12	1448.619	16.427	1.82E-04
57.14	195.588	10.122	1251.951	18.144	1.77E-04
58.14	194.011	9.175	1084.255	20.007	1.71E-04

แบบไฟตรงเรียบ

f	V	I	Power	Req	Leq
54.23	243.048	17.731	3453.522	10.957	2.15E-04
55.19	247.395	16.818	3133.361	11.038	2.13E-04
56.09	249.239	14.977	2596.831	11.505	2.13E-04
57.14	253.799	13.517	2221.036	12.075	2.12E-04
58.14	254.24	12.387	1912.029	12.375	2.10E-04

ตารางที่ 7-3 เปรียบเทียบค่าต่างๆทางด้านเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7-6 เปรียบเทียบค่า (ก) กำลังไฟฟ้า (ข) ความต้านทานไฟฟ้า เมื่อมองที่เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

7.3 การเพิ่มกำลังไฟฟ้า

จากข้อมูลที่ได้อีกค่าเราจะเห็นว่า เมื่อเราเปลี่ยนแรงดันแบบไฟตรงเรียบเป็นแบบไซน์เต็มคลื่นจะทำให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้น (เกือบเท่ากับ 1) ค่าฮาร์มอนิก ทั้งแรงดันและกระแส ลดลง เป็นผลดีต่อระบบไฟฟ้าอย่างมาก และในทางกลับกันค่ากำลังไฟฟ้าจะลดลงตามค่าแรงดันที่ลดลง (จากประมาณ 311 V เหลือประมาณ 220 V) ดังนั้น การเพิ่มค่ากำลังไฟฟ้าจึงทำได้โดยการเพิ่มค่ากระแส ซึ่งวิธีการเพิ่มกระแสดังนี้

7.3.1 การเปลี่ยนรอบของ Working coil

การเปลี่ยนรอบของ working coil เป็นการเปลี่ยนค่าตัวแปรของโหลดเช่น ค่า ความต้านทานซึ่งเป็นผลของ skin depth ค่าความเหนี่ยวนำทำให้ความถี่เรโซแนนท์เปลี่ยน และอัตราส่วนรอบของ working coil กับโหลด การทดลองนี้จะใช้แรงดันอินพุต 100 V 50 Hz ข้อมูลต่อไปนี้จะกล่าวถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ให้กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แบบไขว้เต็มคลื่น

ที่ 1.5 รอบ

f	V	I	Power	Req	Leq
61.20	103.45	18.72	1673.988	5.662	1.55E-04
62.50	105.33	15.96	1253.406	6.227	1.47E-04
65.40	107.42	10.18	555.654	9.926	1.35E-04
69.90	105.59	7.58	322.904	13.009	1.18E-04
70.40	106.04	7.23	295.312	13.714	1.16E-04
71.80	106.52	6.44	242.947	15.437	1.12E-04
72.90	106.88	5.84	200.915	17.050	1.08E-04
73.80	105.43	5.42	175.430	18.100	1.06E-04
74.30	105.92	5.20	162.572	18.896	1.04E-04
76.00	105.85	4.74	137.567	20.717	9.97E-05

ที่ 2.5 รอบ

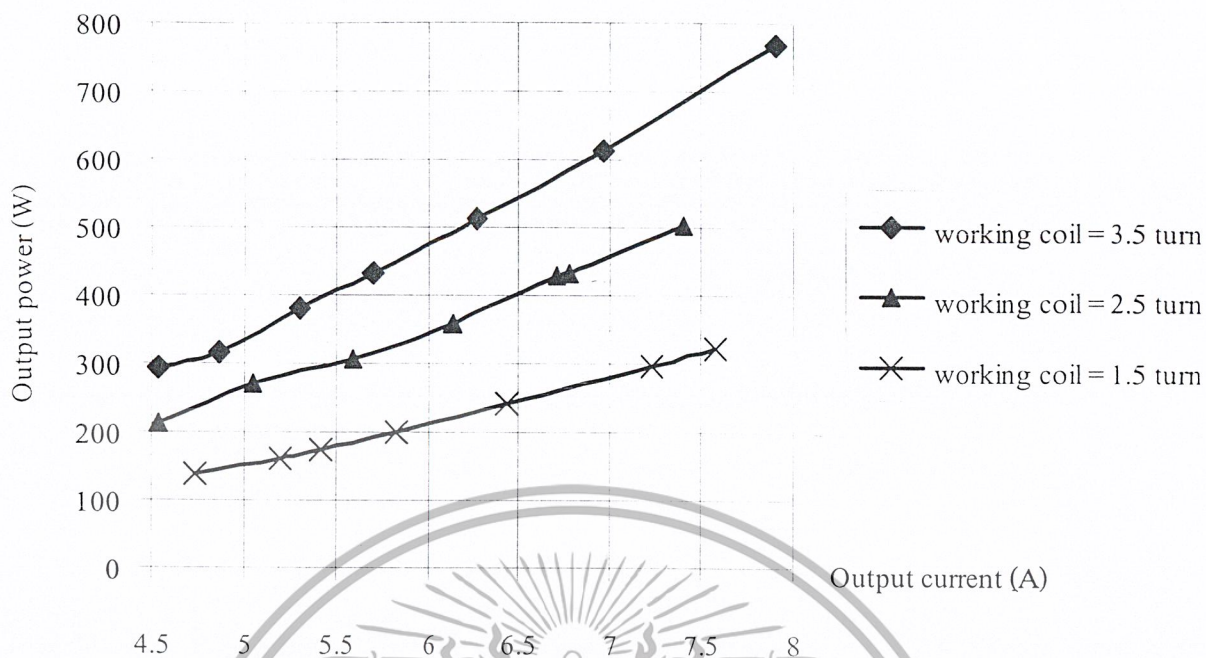
f	V	I	Power	Req	Leq
58.20	102.76	10.73	949.65	8.896	1.72E-04
61.40	107.97	7.40	502.969	13.630	1.54E-04
62.10	108.11	6.78	430.893	14.973	1.51E-04
62.30	108.77	6.71	430.324	15.135	1.50E-04
63.20	108.25	6.13	356.888	16.597	1.46E-04
64.00	107.57	5.60	305.239	17.802	1.42E-04
64.70	108.25	5.05	271.904	20.198	1.39E-04
66.90	108.52	4.53	213.495	22.357	1.30E-04

ที่ 3.5 รอบ

f	V	I	Power	Req	Leq
51.30	108.35	7.91	768.035	12.521	2.18E-04
54.50	106.43	6.97	612.129	14.346	1.94E-04
55.60	106.78	6.28	512.485	15.997	1.86E-04
56.60	106.68	5.70	431.703	17.433	1.80E-04
57.50	107.22	5.30	381.965	19.803	1.74E-04
58.60	106.71	4.86	315.217	20.632	1.68E-04
59.20	106.87	4.53	292.844	21.925	1.64E-04

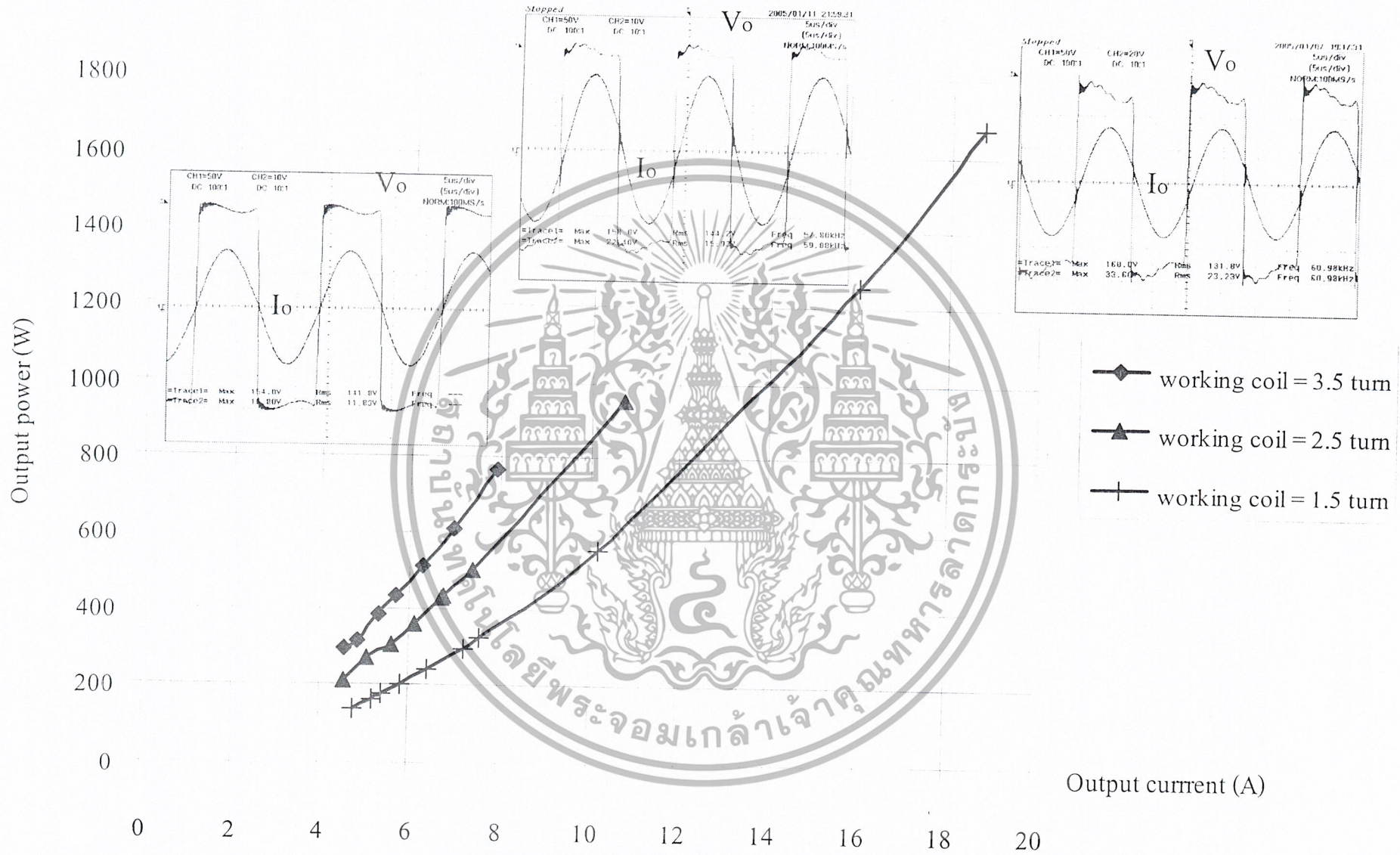
ตารางที่ 7-4 แสดงผลการทดลองเมื่อเปลี่ยนจำนวนรอบของ *working coil* แบบแรงดันไขว้เต็มคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7-7 เปรียบเทียบที่กระแสใกล้เคียงกัน โดยมีจำนวนรอบ 1.5, 2.5, 3.5 รอบ

จากรูปที่ 7-7 จะเห็นว่า ที่กระแสเท่ากัน จำนวนรอบของ working coil ที่มากกว่าจะให้กำลังไฟฟ้าที่มากกว่า working coil ที่มีรอบน้อย ๆ แต่เมื่อพิจารณาที่จุดเรโซแนนซ์เดียวกัน การลดจำนวนรอบลงจะทำให้มีกำลังไฟฟ้ามักขึ้นตามสมการที่ (2.2)



รูปที่ 7-8 กราฟเปรียบเทียบที่ความถี่เรโซแนนซ์ของ working coil 1.5, 2.5, 3.5 รอบ กรณีแรงดันไซน์เต็มคลื่น

- แบบไฟตรงเรียบ

1.5 รอบ

f	V	I	Power	Req	Leq
61.27	91.782	15.625	1249.475	5.116	1.59E-04
64.94	91.551	9.10	485.299	5.287	1.55E-04
68.97	93.56	6.92	287.556	6.000	1.48E-04
70.42	95.462	5.84	207.379	6.161	1.48E-04
71.43	96.87	5.511	193.102	6.358	1.47E-04
72.46	95.656	5.02	159.380	6.366	1.47E-04
73.53	95.551	4.76	141.317	6.293	1.45E-04
74.07	94.907	4.42	127.738	6.594	1.46E-04
75.76	94.762	4.09	112.685	6.735	1.70E-04

2.5 รอบ

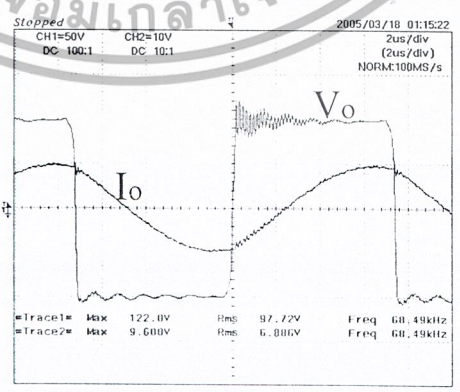
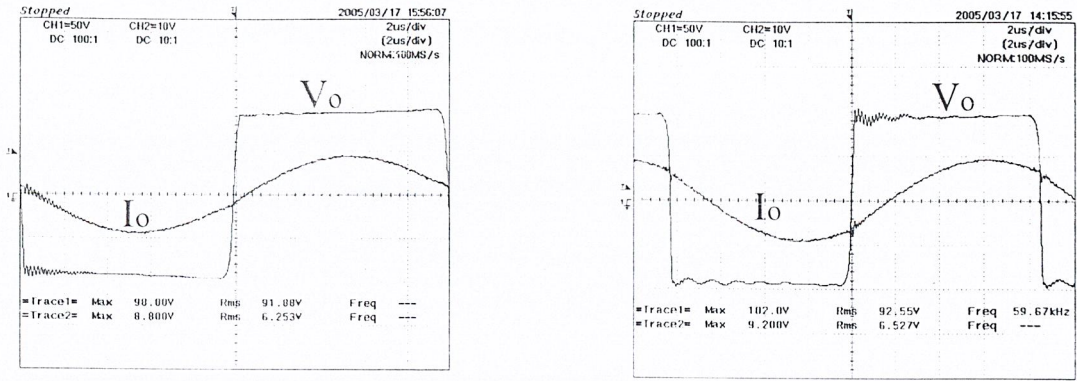
f	V	I	Power	Req	Leq
55.68	91.213	9.679	808.321	8.643	1.88E-04
59.1	93.012	7.249	509.365	9.637	1.84E-04
59.67	92.761	6.595	439.017	10.022	1.85E-04
61.27	91.966	5.816	344.596	10.11	1.82E-04
62.19	92.469	5.234	290.791	10.543	1.82E-04
63.61	93.403	4.764	247.606	10.819	1.80E-04

3.5 รอบ

f	V	I	Power	Req	Leq
50	91.68	6.239	514.699	13.303	2.40E-04
52.91	95.048	6.18	501.653	13.185	2.221E-04
54.05	95.99	5.75	445.890	13.471	2.199E-04
55.25	96.716	5.24	379.414	13.804	2.182E-04
56.18	95.193	4.71	312.891	14.032	2.182E-04
57.14	95.726	4.30	267.385	14.482	2.182E-04
58.14	95.713	3.97	237.695	15.006	2.163E-04

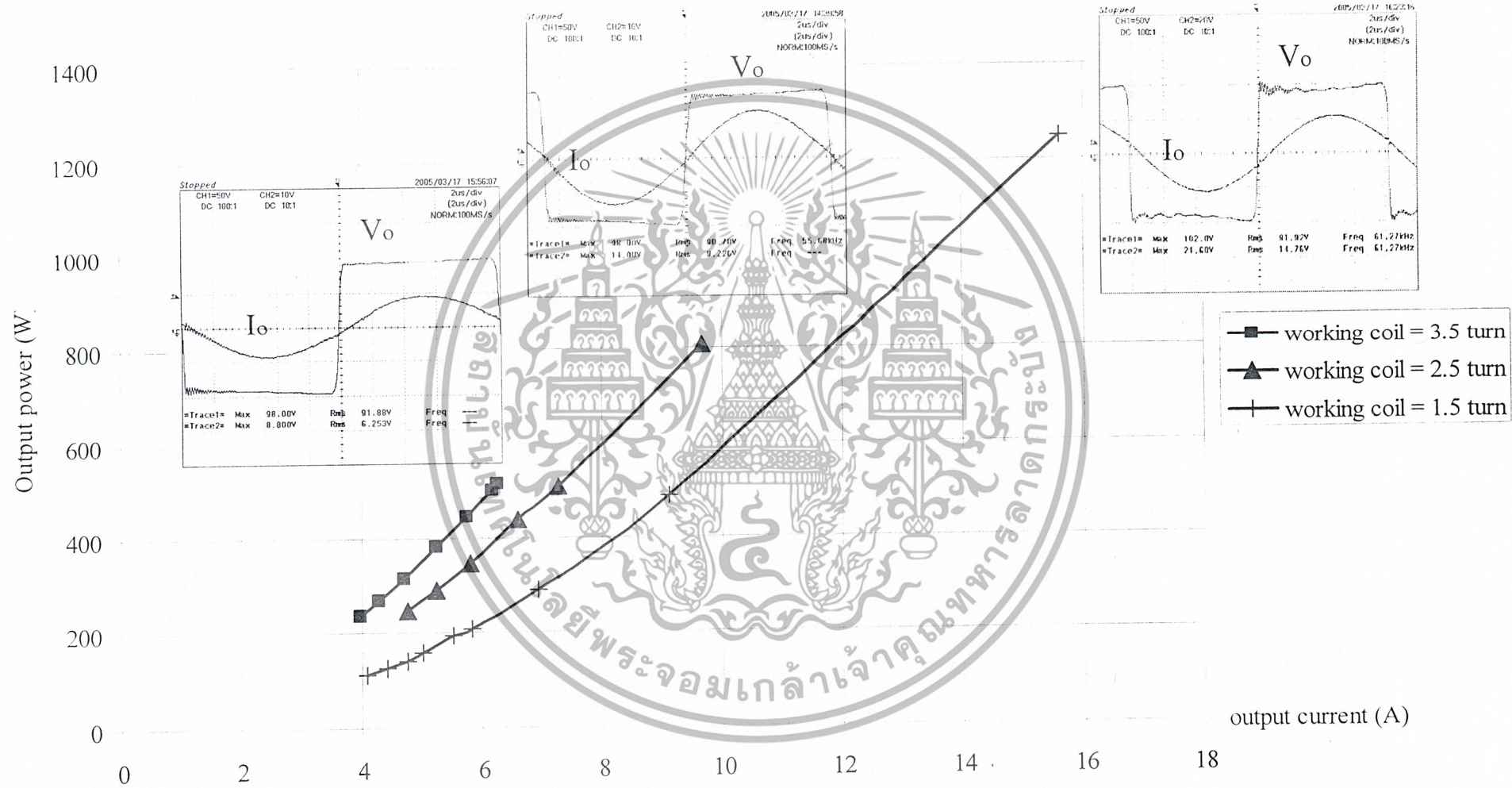
ตารางที่ 7-5 แสดงผลการทดลองเมื่อเปลี่ยนจำนวนรอบของ *working coil* แบบแรงดันไฟตรงเรียบ

แบบไฟตรงเรียบมีแนวโน้มเดียวกับแบบไซน์เต็มคลื่น คือ เมื่อพิจารณาที่จุดเรโซแนนซ์เดียวกัน การลดจำนวนรอบลงจะทำให้มีกำลังไฟฟ้ามากขึ้นตามสมการที่ (2.2)



รูปที่ 7-9 แสดงแรงดันและกระแสของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่กระแสใกล้เคียงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 กรณีนรณรัตน์ไฟฟ้ตรงเรียน
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7-10 กราฟเปรียบเทียบที่ความถี่เรโซแนนซ์ของ working coil 1.5, 2.5, 3.5 รอบ กรณีแรงดันไฟตรงเรียบ

7.3.2 การลดความถี่เรโซแนนซ์

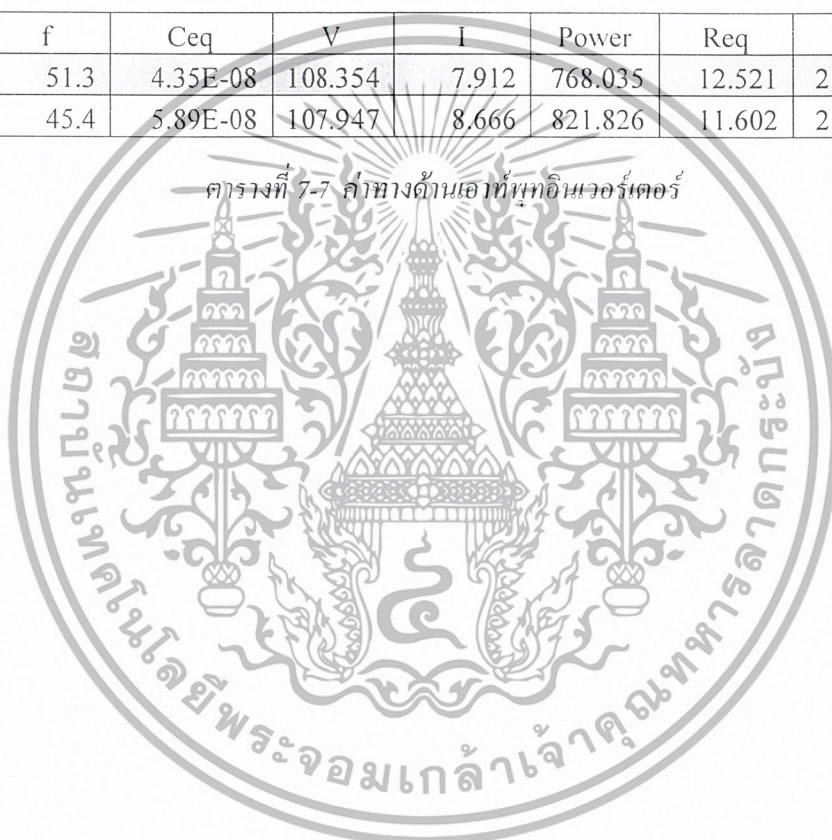
การลดความถี่เรโซแนนซ์จะทำได้โดยการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของหม้อแปลงความถี่สูง การลดความถี่นี้จะทำให้ผลของ skin depth และกระแสไหลที่ผิวลึกลงเข้าไปในชิ้นงานมากขึ้น การทำเช่นนี้ทำให้ความต้านทานต่ำลง กระแสที่ไหลบนผิวชิ้นงานก็จะมากขึ้น

Ceq	V	I	Power	PF	THDi	THDv
4.35E-08	114.954	7.043	806.374	0.997	7.875	1.361
5.89E-08	114.209	7.555	858.679	0.9959	8.7313	1.4686

ตารางที่ 7-6 ค่าทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์

f	Ceq	V	I	Power	Req	Leq
51.3	4.35E-08	108.354	7.912	768.035	12.521	2.179E-04
45.4	5.89E-08	107.947	8.666	821.826	11.602	2.086E-04

ตารางที่ 7-7 ค่าทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์



บทที่ 8

วิจารณ์และสรุป

ในการทดลองครั้งนี้สามารถสรุปผลการทดลองเป็นส่วนต่างๆดังนี้

1. ด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ จะเห็นว่า แบบไฟตรงเรียบแรงดันที่ออกจะแบนเนื่องจากความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำในแหล่งจ่ายของการไฟฟ้า และกระแสจะมียอดแหลมเนื่องจากการชาร์ตประจุของตัวเก็บประจุ เมื่อแรงดันไฟฟ้าตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าทำให้กระแสไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าฮาร์มอนิกสูงและค่าตัวประกอบกำลังมีค่าต่ำ เมื่อทำการลดค่าตัวเก็บประจุลงจนแรงดันที่เข้าสู่อินเวอร์เตอร์เป็นไซน์เต็มคลื่น จะเห็นว่าแรงดันเป็นไซน์และกระแสก็เข้าใกล้รูปไซน์มากที่สุด กระแสก็จะลดลง 2.36 เท่า ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นจาก 0.7 เป็น 0.9

2. ด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ แบบแรงดัน ไฟตรงเรียบจะมีแรงดันที่คงที่สม่ำเสมอตลอดช่วง ส่วนแบบ ไซน์เต็มคลื่นจะเป็นรูปคลื่นแรงดันที่ขึ้นลงตามแรงดันที่เข้าอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 5-4 และที่กระแสเท่ากันจะเห็นว่าจำนวนรอบมากจะมีค่ากำลังไฟฟ้าที่มากกว่า เพราะ ความถี่เรโซแนนซ์ ยิ่งรอบมากๆ ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลง ค่าความเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น กระแสไหลที่ผิวของชิ้นงาน (work piece) มากขึ้น กำลังไฟฟ้าจึงมากขึ้น เมื่อมองที่ working coil กับชิ้นงานเป็นเสมือนหม้อแปลง โดยแกนเหล็กเป็นหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบ n_1 รอบ เมื่อทำการย้ายค่าความต้านทานจากชิ้นงานมายังฝั่งทุติยภูมิของหม้อแปลงอัตราส่วนจะเท่ากับ จำนวนรอบของ working coil การเพิ่มของความต้านทานของชิ้นงานซึ่งเพิ่มตามความถี่เรโซแนนซ์ แต่การเพิ่มความต้านทานมีอัตราส่วนน้อยกว่าการลดลงกำลังสองของจำนวนรอบของ working coil ตามสมการที่ (2.2)

3. การลดความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้ได้โดยการเพิ่มค่าตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุตของหม้อแปลงความถี่สูง การลดความถี่นี้จะทำให้ผลของ skin depth และกระแสไหลที่ผิวลึกเข้าไปในชิ้นงานมากขึ้น การทำเช่นนี้ทำให้ความต้านทานต่ำลง กระแสที่ไหลบนผิวชิ้นงานก็จะมากขึ้น ตามสมการที่ (2.1)

การทดลองนี้สามารถแก้ค่าตัวประกอบกำลัง ไฟฟ้าจาก แบบแรงดันไฟตรงเรียบที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าประมาณ 0.7 ให้มีค่าประมาณ 0.9 โดยการจ่ายแรงดัน ไซน์เต็มคลื่น เพิ่มกำลังไฟฟ้าโดยการลดจำนวนรอบของ working coil ลดความถี่เรโซแนนซ์แต่การลดรอบของ working coil จะทำให้ขดลวดหม้อแปลงความถี่สูงร้อนมาก และเนื่องจากความร้อนของขดลวดนี้ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องชุบแข็งผิวโลหะไม่แน่นอน (ไม่เป็นเชิงเส้น)



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมความถี่สูงแบบฟูลบริดจ์ ที่มีการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านอินพุทให้มีค่าสูงมาก

Analysis of Full-Bridge High-Frequency Series Resonant Inverter with Very High Input Power Factor Improvement

ยงยุทธ นาราษฎร์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม อ.เพชรเกษม ภาณีเจริญ กรุงเทพฯ 10160

โทร. 02-4570068 ต่อ 123 โทรสาร. 02-4573982 Email : yongyuth_n@siamu.com

วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ถ.ฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 02-7373000 ต่อ 3516 Email : kpviyria@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

ในบทความวิจัยนี้ได้นำเสนอหลักการวิเคราะห์และการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านอินพุทของเรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์โดยอาศัยวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์อนุกรมความถี่สูงแบบฟูลบริดจ์ในการวิเคราะห์ โดยจะเริ่มทำการวิเคราะห์สมการคลื่นแรงดันและกระแสต่างๆ ในวงจรอินเวอร์เตอร์และจากนั้นจะนำกระแสด้านเอาต์พุทที่ได้จากการคำนวณวิเคราะห์ที่ได้แล้วนี้ไปเชื่อมโยงต่อเพื่อคำนวณหาลักษณะคลื่นกระแสที่จ่ายออกจากแหล่งจ่ายแรงดันการไฟฟ้า 50-Hz ซึ่งจากผลการคำนวณที่ได้ ปรากฏว่าค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านอินพุทมีค่าสูงมากเกือบเท่ากับ 1 ในบทความวิจัยนี้ยังได้แสดงผลการวิเคราะห์และผลการทดลองควบคู่กันเพื่อเป็นการเปรียบเทียบและให้มั่นใจในหลักการที่นำเสนอว่ามีความถูกต้องจริง เครื่องต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบเปรียบเทียบกับกรวิเคราะห์นี้ จะมีช่วงการปรับเปลี่ยนของกำลังไฟฟ้าในระดับ 500 – 900 วัตต์ และมีความถี่ปรับเปลี่ยนค่าได้ในช่วง 70 – 80 kHz และเครื่องต้นแบบนี้ยังสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

คำสำคัญ : ความถี่สูง, อินเวอร์เตอร์, เรโซแนนท์อนุกรม, เพาเวอร์แฟกเตอร์

Abstract

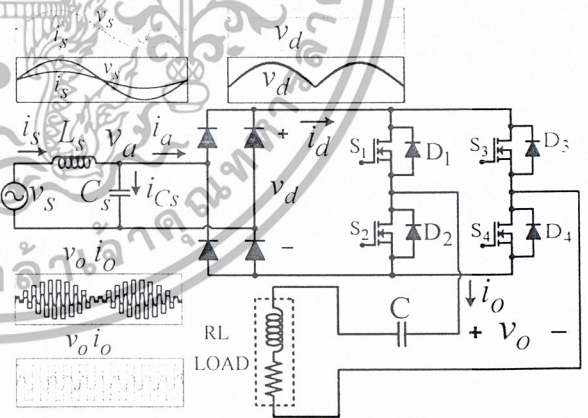
This paper presents the analysis and improvement of rectifier-inverter input power factor, using a full bridge high-frequency series resonant inverter. All voltage and current equations in the high-frequency inverter circuit will be analyzed as a first step. This inverter output current can directly lead to the calculation of the utility current drawn from the 50-Hz utility voltage. As a result, the input power factor is very highly improved and is almost unity. Both theoretical and experimental results are given for comparison purpose to verify the principle presented in the analysis. The test circuit prototype used for the analysis has a variable power level of 500 – 900 Watts with a

variable frequency range of 70-80 kHz and can operate successfully.

Keyword : high-frequency, inverter, series resonant, power factor

1. บทนำ

โดยทั่วไปด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงจะใช้บริดจ์ไดโอดเรกติไฟเออร์และตัวเก็บประจุค่ามากๆ เพื่อกรองแรงดันดีซีให้เรียบ ซึ่งในกรณีเช่นนี้จะก่อให้เกิดปัญหาคือกระแสอินพุทจากไลน์การไฟฟ้าที่จ่ายให้ระบบมีลักษณะคลื่นไม่เป็นไซน์ ทำให้อินพุทเพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าต่ำส่งผลกระทบต่อระบบไฟฟ้าในที่สุด ลักษณะคลื่นของแรงดันและกระแสในกรณีดังกล่าวนี้แสดงได้ด้วยเส้นประในรูปวงจรที่ 1



รูปที่ 1 เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ค่า Input Power Factor

เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอแนวทางแก้ไขเพื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ให้มีค่าเป็น 1 โดยได้นำเอาตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ออกจากด้านเอาต์พุทของบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเออร์ ทำให้ได้คลื่นไซน์ฟูลวอฟ 100 Hz ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์แทนแรงดันดีซีตรงเรียบในแบบเก่า และจากการวิเคราะห์การทำงานของเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ทำให้ได้กระแสอินพุทของเรกติไฟเออร์ (i_d) ประกอบด้วยส่วนประกอบความถี่สูงเป็นสองเท่าของความถี่ในการสวิตช์รวมอยู่กับกระแส 50 Hz ซึ่งส่วนประกอบความถี่สูงนี้สามารถกรองทิ้งได้ง่ายด้วย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกรองขนาดเล็ก ทำให้กระแสจากแหล่งจ่ายโวลต์การไฟฟ้า (i_s) มีลักษณะคลื่นเป็นไซน์และมีเฟสตรงกันกับดัน (v_s) ส่งผลทำให้อินพุทเพาเวอร์ที่เฟคเตอร์มีค่าสูงสุดเท่ากับ 1 ลักษณะวงจรและคลื่นตามจุดต่างๆ สามารถแสดงด้วยเส้นทึบในวงจรรูปที่ 1 และในงานวิจัยนี้ยังได้นำเสนอวิธีการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแบบใหม่ที่ได้มีการปรับปรุงแก้ไขค่าอินพุทเพาเวอร์ที่เฟคเตอร์นี้ โดยใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการวิเคราะห์และคำนวณ หลังจากนั้นจะเป็นการนำผลการวิเคราะห์ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริงเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้อง

2. การวิเคราะห์การทำงานของวงจร

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ

- (1) การวิเคราะห์การทำงานของวงจรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์แบบอนุกรมเพื่อพิจารณาลักษณะคลื่นแรงดันเอาต์พุท (v_o) และกระแสเอาต์พุท (i_o) เพื่อนำไปคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุท (P_o)
- (2) การวิเคราะห์การทำงานจากด้านเอาต์พุทความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์มายังด้านแหล่งจ่ายเอซีอินพุท 50 Hz โดยจะพิจารณาจากลักษณะคลื่นกระแสเอาต์พุท (i_o) ไปสู่กระแส i_d กระแส i_a และกระแส i_s ในที่สุด เพื่อนำไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท (P_m) และค่าอินพุทเพาเวอร์ที่เฟคเตอร์ (PF)

2.1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์

ลักษณะคลื่นแรงดันดีซี (v_d) ที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์เป็นไซน์ฟูลเวฟความถี่เท่ากับ 100 Hz ($2f$) ซึ่งแต่ละไซเคิลจะถูกแบ่งออกเป็นช่วงย่อย ๆ ทั้งหมด $f_s/2f$ ช่วง ซึ่งแต่ละช่วงจะตรงกับ 1 ไซเคิลของความถี่อินเวอร์เตอร์ และเนื่องจากอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับความถี่ของคลื่นไซน์ฟูลเวฟ ดังนั้นจึงสามารถประมาณค่าแรงดันอินพุทในแต่ละไซเคิลของความถี่อินเวอร์เตอร์ให้มีค่าเฉลี่ยคงที่ระดับหนึ่งเท่ากับ V_{av} โดยกำหนดให้ค่าเฉลี่ย V_{av} ที่ k ใดๆ มีค่าเป็น $V_{av,k}$ ซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_{av,k} = V_m \sin\left[\left(\frac{f}{f_s}\right)\pi + (k-1)\left(\frac{2f}{f_s}\right)\pi\right] \quad (1)$$

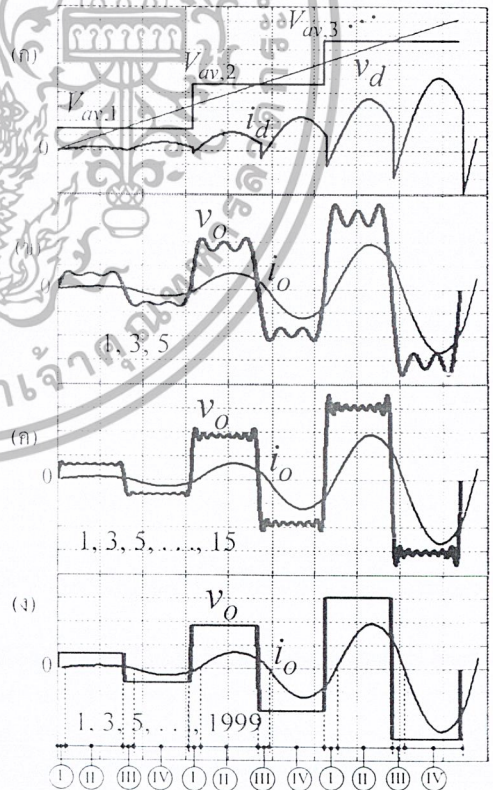
แต่ละค่าเฉลี่ยของแรงดันดีซีในสมการ (1) จะเป็นอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วง 1 ไซเคิลซึ่งสามารถแบ่งการทำงานออกได้เป็นโหมด ① ② ③ ④ รวม 4 โหมด ดังรูปที่ 2 โดยจะได้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ดังสมการ

$$v_{o,k} = \frac{4}{\pi} V_m \sin\left[\left(\frac{f}{f_s}\right)\pi + (k-1)\left(\frac{2f}{f_s}\right)\pi\right] \times \left[\left(\frac{1}{2n-1}\right)\sin[(2n-1)(2\pi f_s)t]\right] \quad (2)$$

และจะได้กระแสเอาต์พุทที่จ่ายให้กับโหลดดังสมการ

$$i_{o,k} = \frac{e^{-\alpha}}{L\omega_d} \left[\begin{aligned} & \left[\frac{4}{\pi} I_m \sin\left[\left(\frac{f}{f_s}\right)\pi + (k-1)\left(\frac{2f}{f_s}\right)\pi\right] \times \right. \\ & \left. \left[\left(\frac{1}{2n-1}\right)\sin[(2n-1)(2\pi f_s)t] \right] \right] \sin \omega_d t \\ & - V_{L,k} - \alpha L I_{L,k} \end{aligned} \right] + e^{-\alpha} I_{L,k} \cos \omega_d t \quad (3)$$

โดยที่ I_m คือแอมพลิจูดของแรงดันไซน์ฟูลเวฟ f คือความถี่ของไฟจากโวลต์การไฟฟ้า f_s คือความถี่ในการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ k คือลำดับของไซเคิลในการสวิตช์ภายใน 1 ไซเคิลของไซน์ฟูลเวฟซึ่ง k จะมีค่าเท่ากับ 1 ถึง $f_s/2f$ $V_{L,k}$ คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $I_{L,k}$ คือค่าเริ่มต้นของกระแสที่ไหลในฉนวนเหนี่ยวนำ n คือลำดับฮาร์โมนิกส์ที่ 1, 2, 3, ... $\alpha = R/2L$ และ $\omega_d = \sqrt{(1/LC) - (R/2L)^2}$ จากสมการ (1) ถึง (3) สามารถนำไปพล็อตแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุท v_o, i_o ด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งได้จากการรวมคลื่นในสเกลเป็นฮอลและฮาร์โมนิกส์ในลำดับต่างๆ กัน ได้ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 คลื่นแรงดันและกระแส v_d, i_d, v_o และ i_o (ก) คลื่น $v_d, V_{av,n}$ และ i_d (ข) คลื่น v_o และ i_o เฉพาะ 2 ฮาร์โมนิก

อันดับแรก เฉพาะ 7 ฮาร์โมนิกส์แรก (ง) เฉพาะ 999 ฮาร์โมนิกส์แรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการวิเคราะห์หาค่า v_o และ i_o สามารถนำไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้ที่พุด P_o ได้จากสมการ

$$P_o = V_{o1} I_{o1} \cos \phi_1 + V_{o2} I_{o2} \cos \phi_2 + V_{o3} I_{o3} \cos \phi_3 + \dots \quad (4)$$

2.2 การวิเคราะห์ห้วงจรจากด้านเอาต์พุตมายังด้านอินพุต

จากผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในกรณีที่มีป้อนแรงดันไบพัสฟูแลว v_d เป็นอินพุตในหัวข้อ 2.1 จนได้กระแสเอาต์พุตความถี่สูง i_o สามารถนำมาเชื่อมโยงเพื่อวิเคราะห์หาค่า i_d ได้โดยคูณ i_o ด้วยคลื่นสี่เหลี่ยมหนึ่งหน่วย (Unit Square) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์ จากนั้นจึงนำมาหาค่าคลื่นกระแสอินพุตของเรกติไฟเออร์ (i_a) โดยการคูณ i_d ด้วยคลื่นสี่เหลี่ยมหนึ่งหน่วยที่มีความถี่เท่ากับ 50 Hz ก็จะได้กระแส i_a ซึ่งประกอบด้วยคลื่นความถี่เป็นสองเท่าของความถี่อินเวอร์เตอร์รวมอยู่กับคลื่นกระแส 50 Hz จากนั้นจะเป็นการหาค่าเฉลี่ยของกระแส i_a ซึ่งค่าเฉลี่ยนี้จะเป็นค่ากระแสที่จ่ายออกจากแหล่งจ่ายไฟฟ้เป็นคลื่น i_s ที่มีลักษณะเป็นไซน์โดยอาศัยหลักการเฉลี่ยดั่งในงานวิจัย [1,2] โดยที่คลื่นกระแส

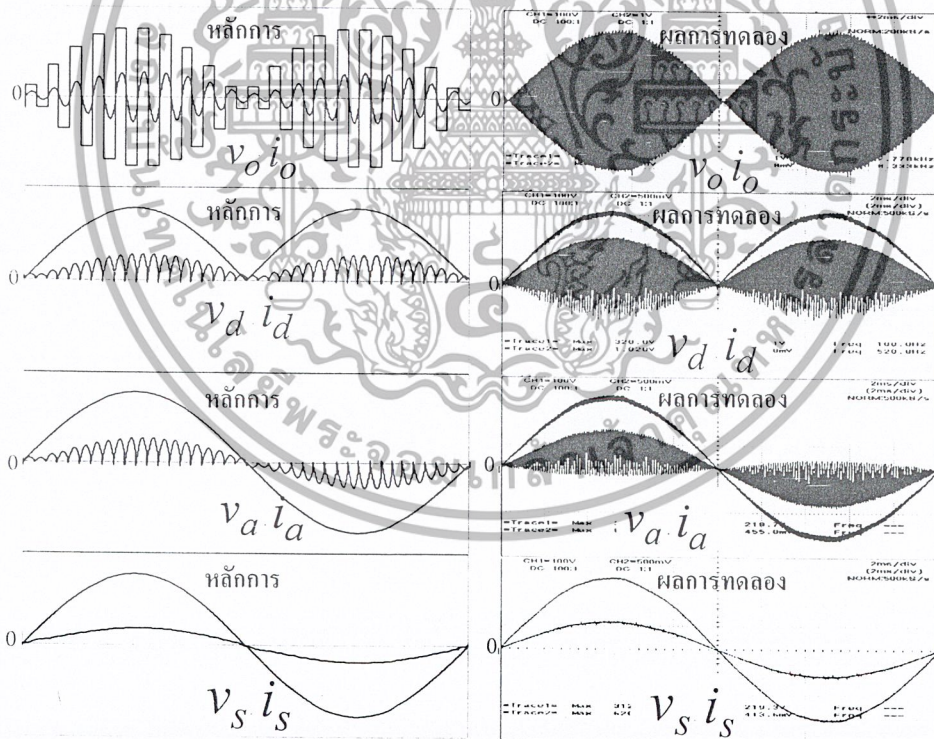
ความถี่สูงจากการสวิตช์จะถูกกรองทิ้งด้วย C_s และ L_s ค่าต่ำๆ ซึ่งผลการวิเคราะห์หาค่าดังกล่าวจะสามารถแสดงเป็นหลักการซึ่งเรียงเป็นลำดับขั้นตอนดั่งรูปที่ 3

จากผลการวิเคราะห์หาค่า i_s และ v_s จากไลนการไฟฟ้สามารถนำไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้อินพุต P_{in} เพาเวอร์แฟคเตอร์ด้านอินพุต PF และประสิทธิภาพ η ได้ดั่งสมการต่อไปนี้

$$P_{in} = V_{s1} I_{s1} \cos \theta_1 + V_{s2} I_{s2} \cos \theta_2 + V_{s3} I_{s3} \cos \theta_3 + \dots \quad (5)$$

$$PF = \frac{V_{s1} I_{s1} \cos \theta_1 + V_{s2} I_{s2} \cos \theta_2 + V_{s3} I_{s3} \cos \theta_3 + \dots}{\left[\sqrt{V_{s1}^2 + V_{s2}^2 + V_{s3}^2 + \dots} \right] \times \left[\sqrt{I_{s1}^2 + I_{s2}^2 + I_{s3}^2 + \dots} \right]} \quad (6)$$

$$\eta = \frac{V_{o1} I_{o1} \cos \phi_1 + V_{o2} I_{o2} \cos \phi_2 + V_{o3} I_{o3} \cos \phi_3 + \dots}{V_{s1} I_{s1} \cos \theta_1 + V_{s2} I_{s2} \cos \theta_2 + V_{s3} I_{s3} \cos \theta_3 + \dots} \quad (7)$$

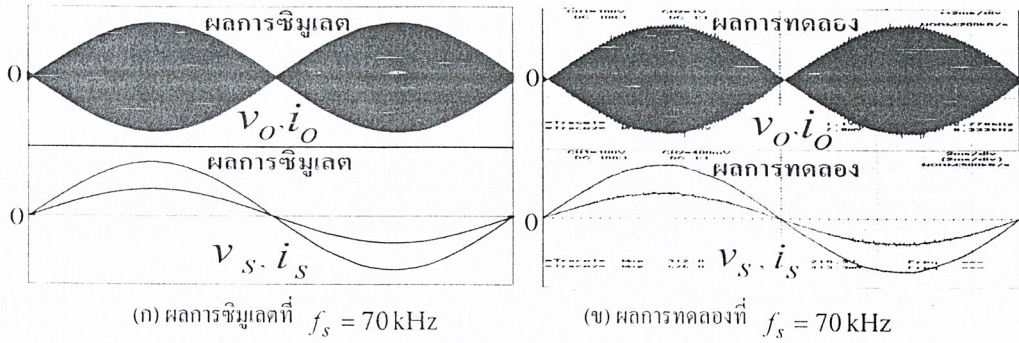


(ก) ขึ้นตอนแสดงหลักการวิเคราะห์หาค่า i_s ทางด้านแหล่งจ่ายโดยเริ่มจากสมการคลื่น i_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ซึ่งพิจารณาที่ f_s ค่าต่ำๆ เท่ากับ 1 kHz เพื่อให้เห็นรายละเอียดของคลื่นได้ชัดเจน

(ข) ลักษณะคลื่นที่ได้จากการทดลองจริงที่ความถี่ $f_s = 70$ kHz

รูปที่ 3 หลักการวิเคราะห์เปรียบเทียบกับคลื่นจริง

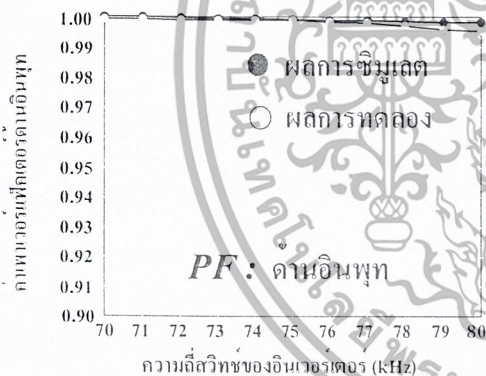
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



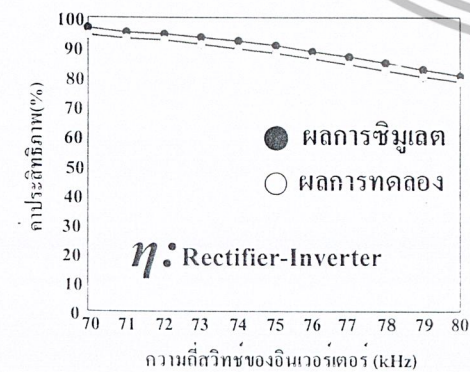
รูปที่ 4 ผลการเปรียบเทียบทางทฤษฎีและการทดลองจริงระหว่างคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุต V_O, i_O และอินพุต V_S, i_S

3. ผลการทดลอง

เมื่อนำการทดสอบเครื่องต้นแบบเพื่อนำผลไปเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ดังสมการ (2) และ (3) และซิมูเลตด้วยโปรแกรม MATLAB แล้วสามารถแสดงลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุต V_O, i_O และอินพุต V_S, i_S ดังคลื่นในรูปที่ 4 คลื่นที่ได้นี้สามารถนำไปคำนวณหาค่า P_o, P_{in}, PF และ η โดยอาศัยสมการ (4), (5), (6) และ (7) ตามลำดับ ซึ่งเมื่อนำไปพล็อตกราฟเทียบกับความถี่ในช่วง 70 – 80 kHz แล้วจะได้ผลการทดลองเปรียบเทียบกับผลการซิมูเลตดังรูปที่ 5 และ 6



รูปที่ 5 พหุคูณกำลังที่ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจาก 900 W ถึง 500 W



รูปที่ 6 ประสิทธิภาพที่ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจาก 900 W ถึง 500 W

4. สรุป

จากผลการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์และซิมูเลตเปรียบเทียบกับ

ทดลองพบว่าวิธีการวิเคราะห์ในเชิงทฤษฎีที่นำเสนอนี้ได้ผลตรงกับการทดลอง ซึ่งวงจรเรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่นำเสนอนี้ได้รับการปรับปรุงให้ค่าพหุคูณกำลังที่ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้นมาเกินเท่ากับ 1 ในขณะที่ประสิทธิภาพมีค่าจาก 80-90 % และกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ในช่วง 500-900 วัตต์ โดยข้อมูลดังกล่าวนี้ได้จากการปรับความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ในช่วง 70-80kHz

เอกสารอ้างอิง

- [1] ชนนวรรค์ ห้าหมอก และ วิริยะ พิเชฐจําเริญ "การวิเคราะห์บุสท์คอนเวอร์เตอร์ที่ค่าความประกอบกำลังเป็นหนึ่ง" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25, 2545, หน้า 26-30.
- [2] ศักดา พรหมนํมือน และ วิริยะ พิเชฐจําเริญ "การวิเคราะห์เตาหุงต้มที่ใช้นํ้าความถี่สูงที่มีการปรับปรุงแก้ไขตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับไน้เป็นหนึ่ง" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26, 2546, หน้า 823-828.

ประวัติผู้เขียนบทความ



ยงยุทธ นาราสิต จบการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตและวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ปัจจุบันทำหน้าที่เป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม ทำงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



วิริยะ พิเชฐจําเริญ จบการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ปรินญาโทจากมหาวิทยาลัยโคคิช และปริญญาเอก

จากมหาวิทยาลัยเมจิ ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ทำงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UC1879
UC2879
UC3879

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

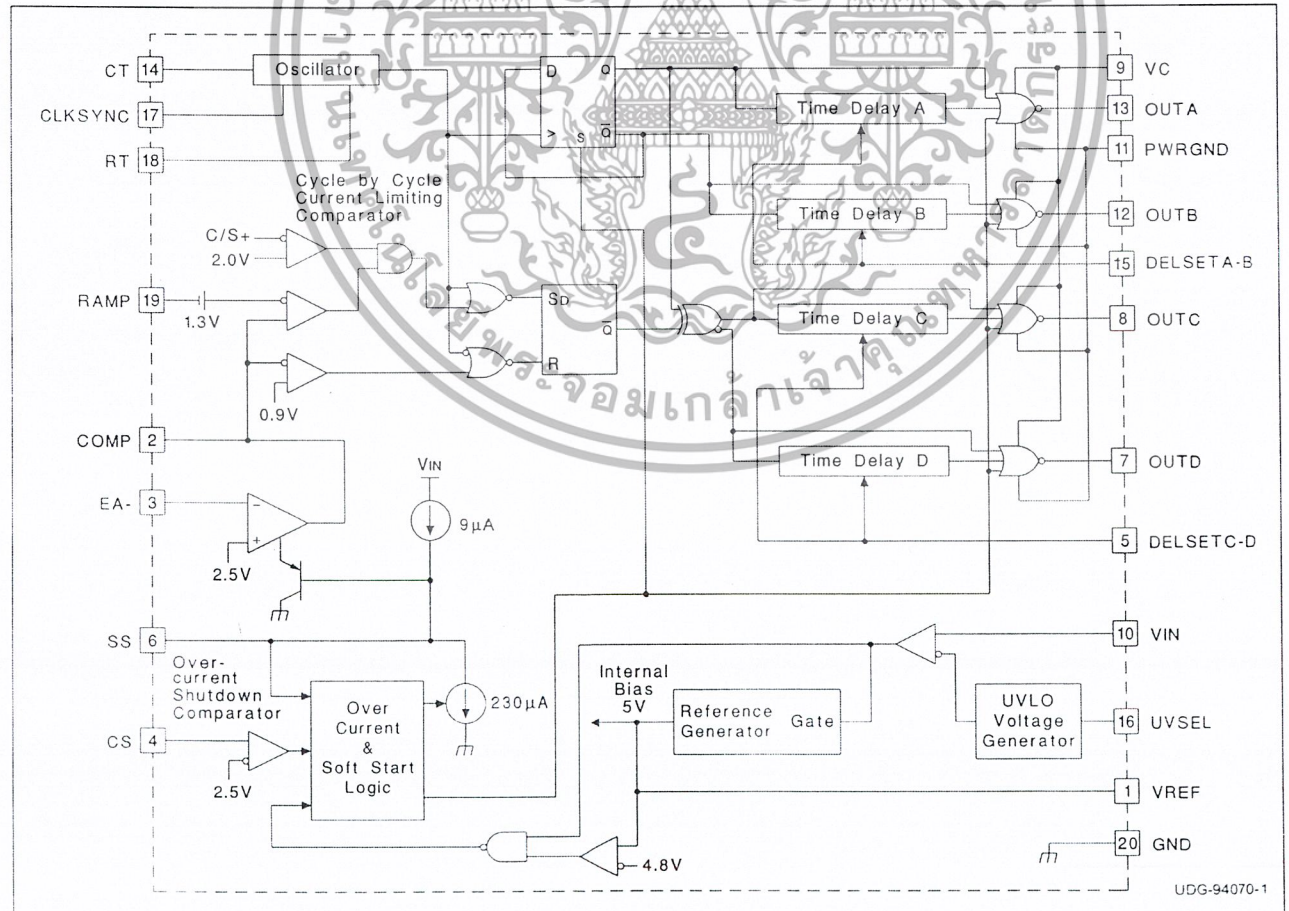
The UC3879 controls a bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. This allows constant frequency pulse width modulation in combination with resonant, zero-voltage switching for high efficiency performance. The UC3879 can be configured to provide control 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 CLKSUNC pin, the user may configure the UC3879 to accept an external clock synchronization signal. Alternatively, up to three units can be locked together with the operational frequency determined by the fastest device.

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

BLOCK DIAGRAM



UDG-94070-1

6/98
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1879
UC2879
UC3879

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

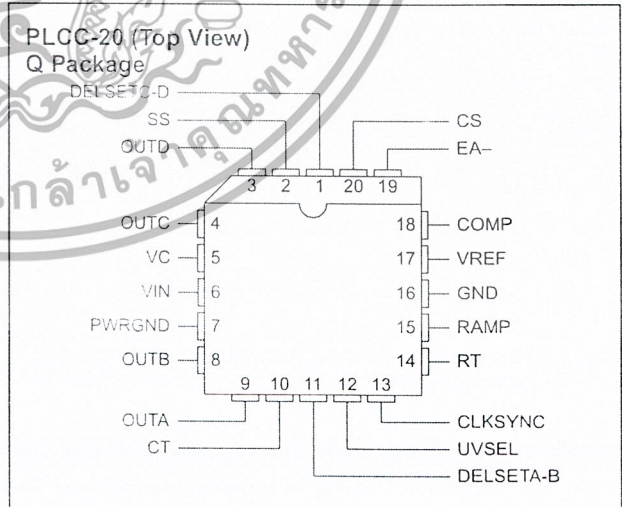
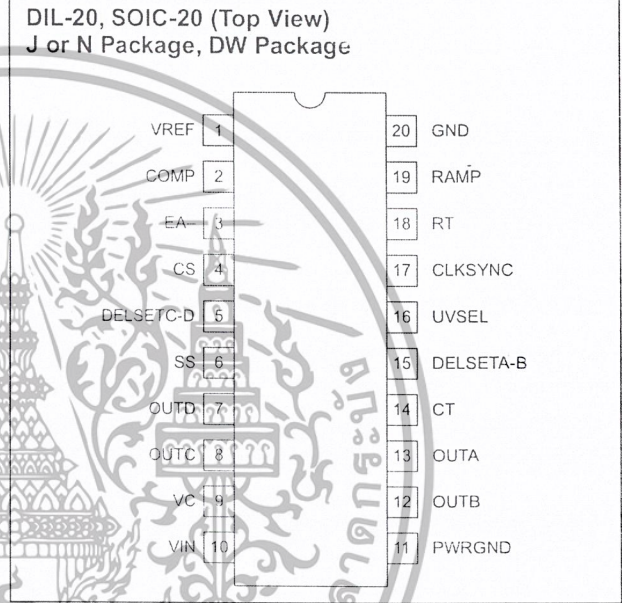
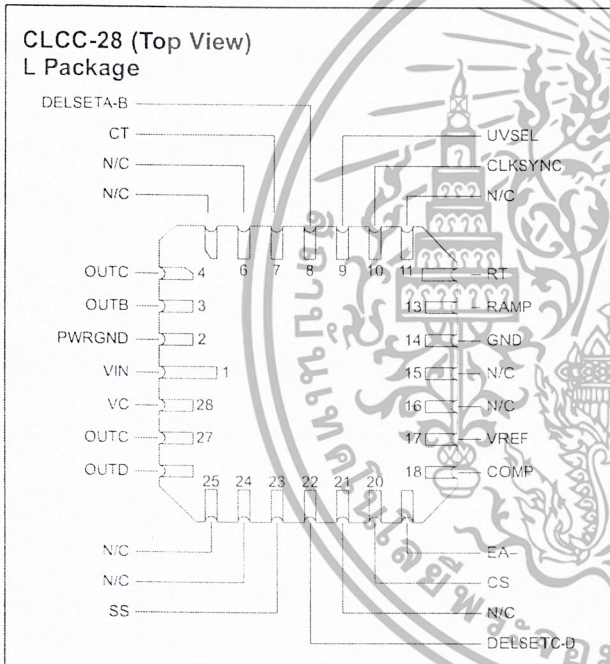
Supply Voltage (VC, VIN) 20V
Output Current, Source or Sink, DC 20mA
Analog I/Os
(Pins 1, 2, 3, 4, 5, 6, 14, 15, 17, 18, 19) -0.3 to 5.3V
(Pin 16) -0.3V to VIN
Storage Temperature Range -65°C to +150°C
Junction Temperature -55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) +300°C

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	33	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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	V _{CS} = 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	V _{CS} = 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	V _{SS} = 0.5V	-20	-9	-3	µA
Discharge Current	V _{SS} = 1V	120	230		µA
Restart Threshold		4.3	4.7		V
Discharge Level			300		mV
Output Drivers					
Output Low Level	I _{OUT} = 10mA		0.3	0.4	V
Output High Level	I _{OUT} = -10mA, Referenced to VC		2.2	3	V
Delay Set (Note 5)					
Delay Time	R _{DELSETA-B} = R _{DELSETC-D} = 4.8k	300	430	600	ns
Delay Time	R _{DELSETA-B} = R _{DELSETC-D} = 1.9k	130	170	250	ns
Zero Delay	V _{DELSETA-B} = V _{DELSETC-D} = 5V		5		ns

Note 1. Phase shift percentage (0% = 0°, 100% = 180°) is defined as $\theta = \frac{200}{T} \Phi$ %

where θ is the phase shift, and Φ and T are defined in Figure 1. At 0% phase shift, Φ is the output skew.

Note 2. Delay time is defined as:

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

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.

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

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

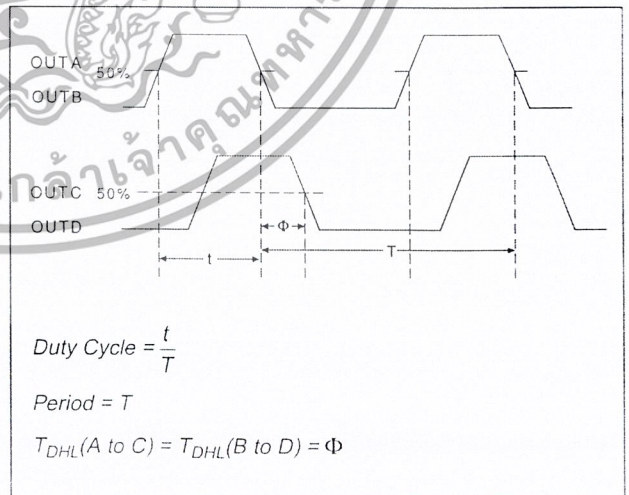


Figure 1. Phase Shift, Output Skew & Delay Time Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIN DESCRIPTIONS

CLKSYNC (Bi-directional Clock and Synchronization): Used as an output, CLKSYNC 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 CLKSYNC 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. CLKSYNC 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 CLKSYNC pin's ability to drive capacitive loads.

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

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

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

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.

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.

ADDITIONAL INFORMATION

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

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

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

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

IMPORTANT NOTICE

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

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

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

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

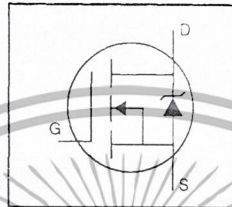
TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination,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

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

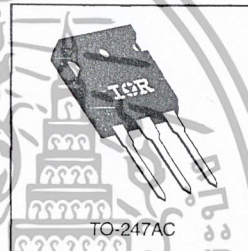
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

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

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



TO-247AC

DATA SHEETS
Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	20	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	13	A
I_{DM}	80	A
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	280	W
	2.2	$W/^\circ C$
V_{GS}	+20	V
E_{AS}	960	mJ
I_{AR}	20	A
E_{AR}	28	mJ
dv/dt	3.5	V/ns
T_J	-55 to +150	$^\circ C$
T_{S1G}	300 (1.6mm from case)	$^\circ C$
	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	—	—	0.45	$^\circ C/W$
R_{JCS}	—	0.24	—	$^\circ C/W$
R_{JA}	—	—	40	$^\circ C/W$

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	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$ $V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	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 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—	pF	$V_{DS}=25V$
C_{rss}	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	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu\text{s}$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

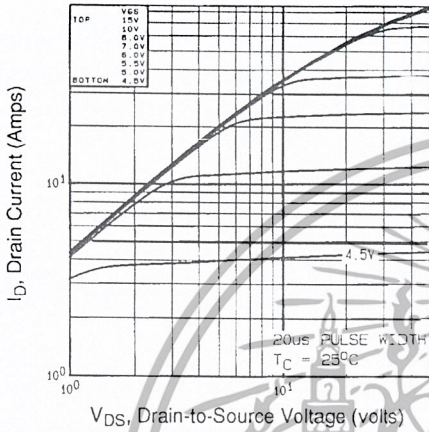


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

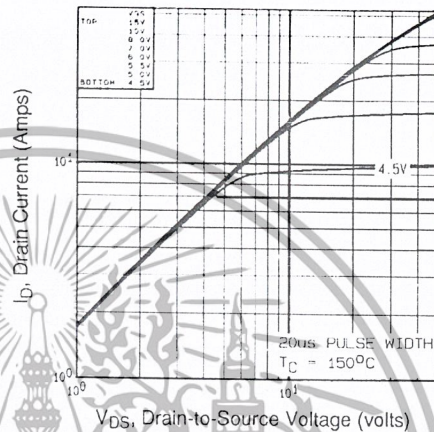


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

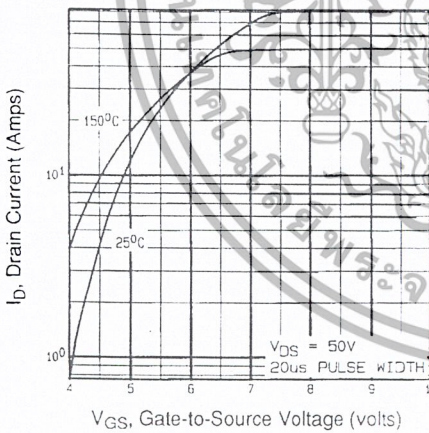


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

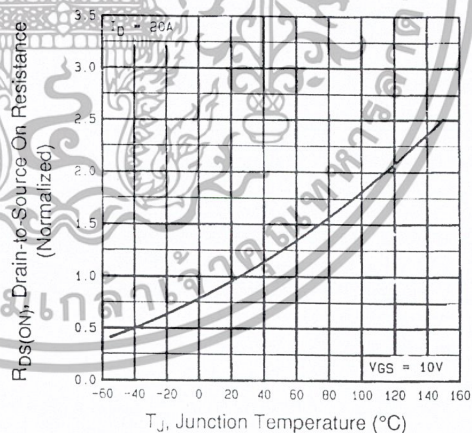


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

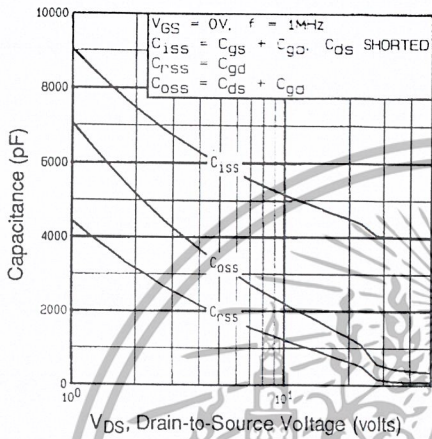


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

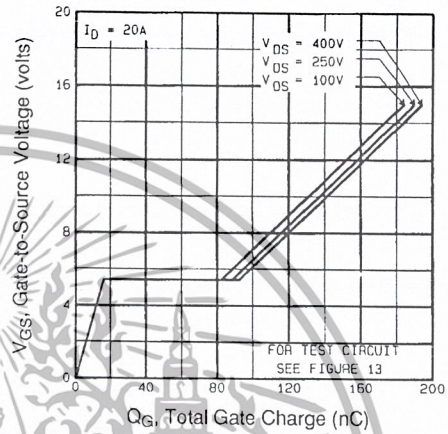


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

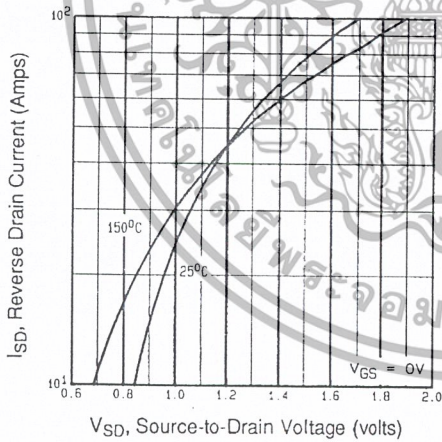


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

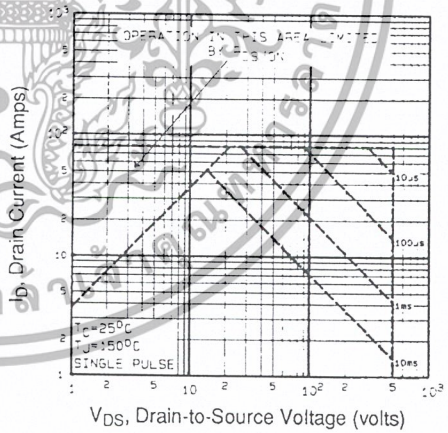


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRFP460

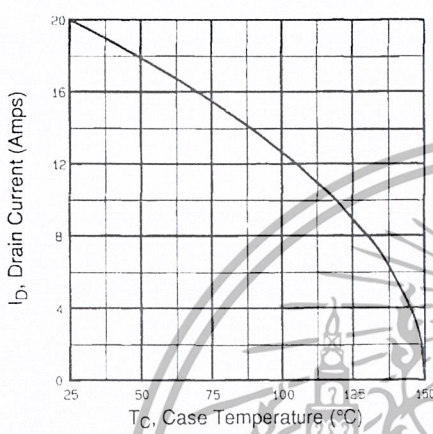


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

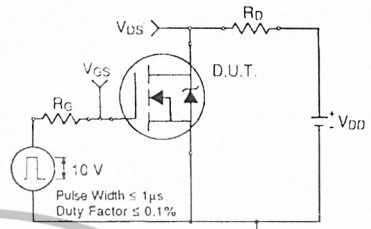


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

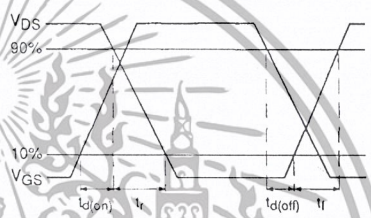


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

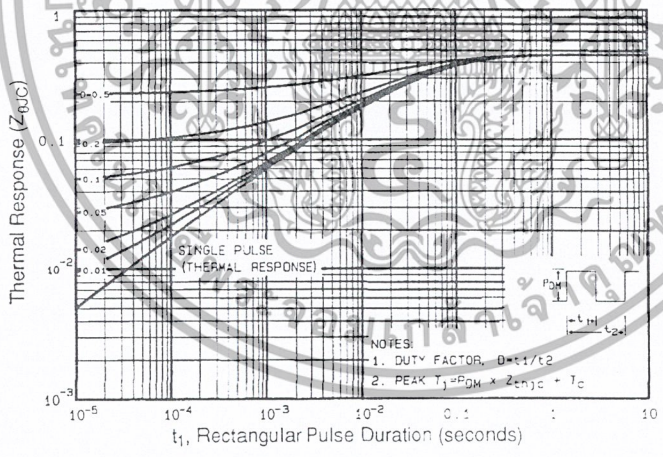


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

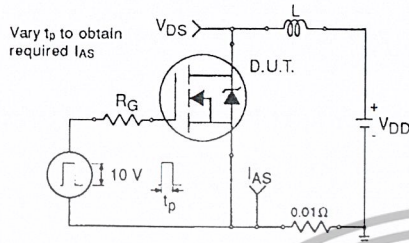


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

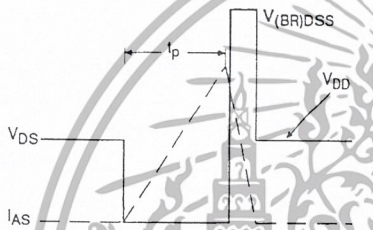


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

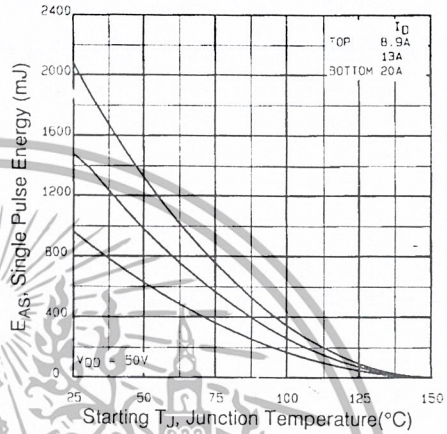


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

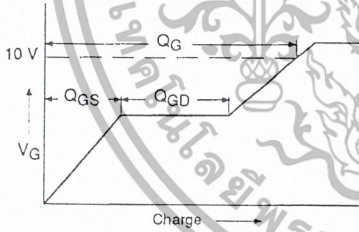


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

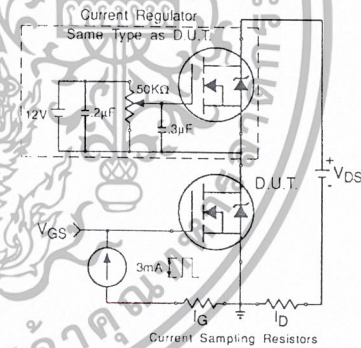


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

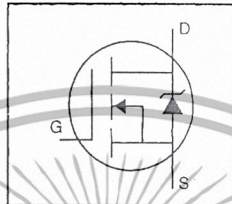
Appendix C: Part Marking Information – See page 1517



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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

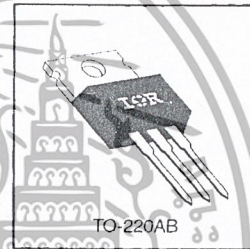


$V_{DS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$
$I_D = 5.6A$

Description

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

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



DATA 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	A
I_{DM} Pulsed Drain Current ①	20	A
$P_D @ T_C = 25^\circ C$ Power Dissipation	43	W
Linear Derating Factor	0.29	W/°C
V_{GS} Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS} Single Pulse Avalanche Energy ②	100	mJ
I_{AR} Avalanche Current ③	5.6	A
E_{AR} Repetitive Avalanche Energy ④	4.3	mJ
dv/dt Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	5.5	V/ns
T_J Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.54	Ω	V _{GS} =10V, I _D =3.4A ③
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	1.3	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =3.4A ③
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{DS} =100V, V _{GS} =0V
		—	—	250	μA	V _{DS} =80V, V _{GS} =0V, T _J =150°C
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	—	—	8.3	nC	I _D =5.6A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	2.3	nC	V _{DS} =80V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	3.8	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	6.9	—	ns	V _{DD} =50V
t _r	Rise Time	—	16	—	ns	I _D =5.6A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	15	—	ns	R _G =24Ω
t _f	Fall Time	—	9.4	—	ns	R _D =8.4Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	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=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	5.6	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	20	A	
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	T _J =25°C, I _S =5.6A, V _{GS} =0V ②
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	100	200	ns	T _J =25°C, I _F =5.6A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.44	0.88	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF510

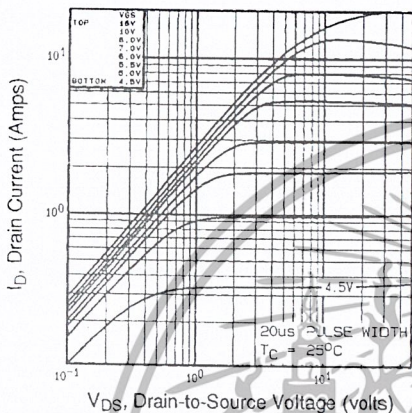


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

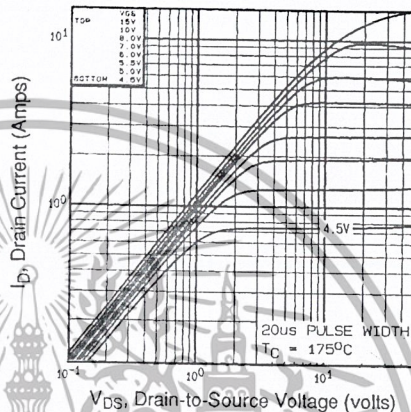


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=175^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

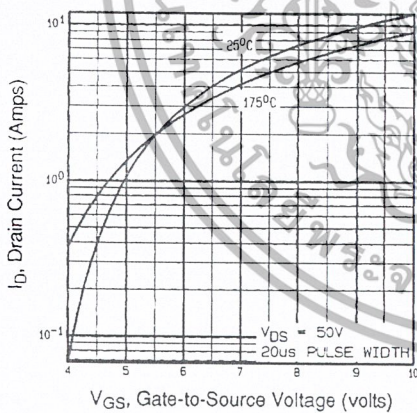


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

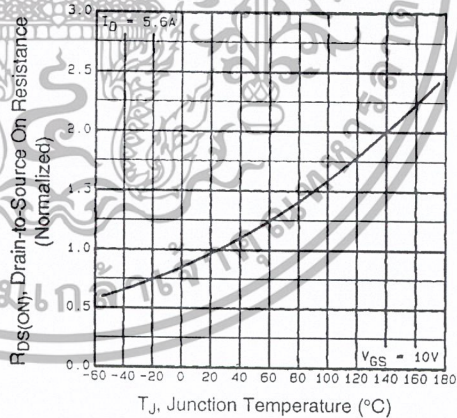


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

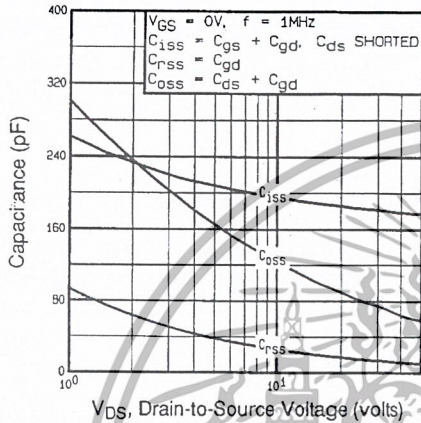


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

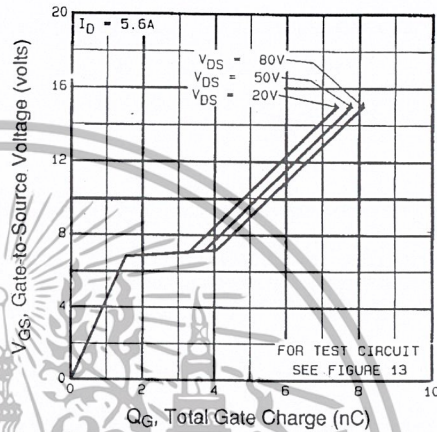


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

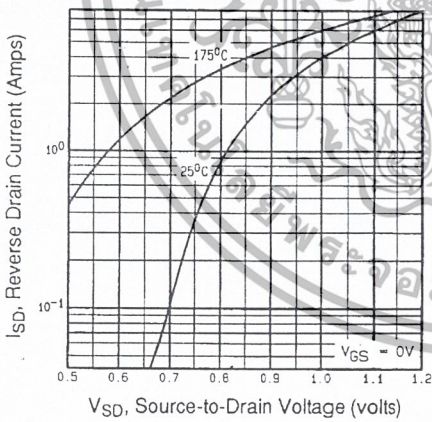


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

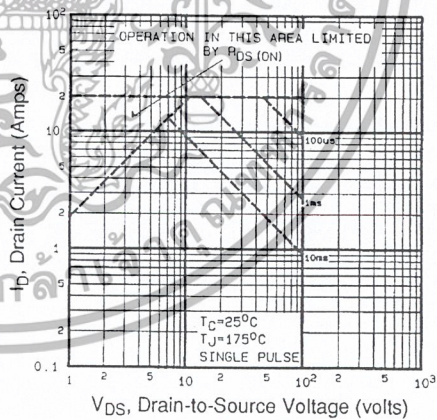


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF510

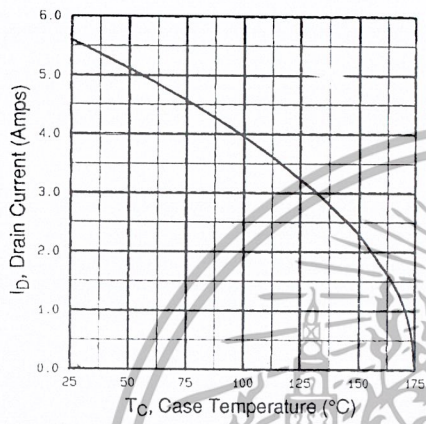


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

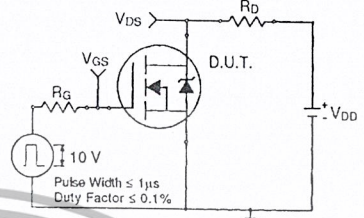


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

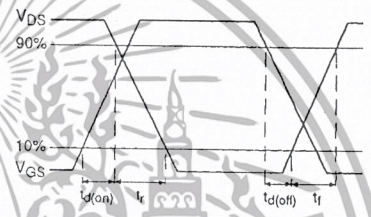


Fig 10b. Switching Time Waveforms

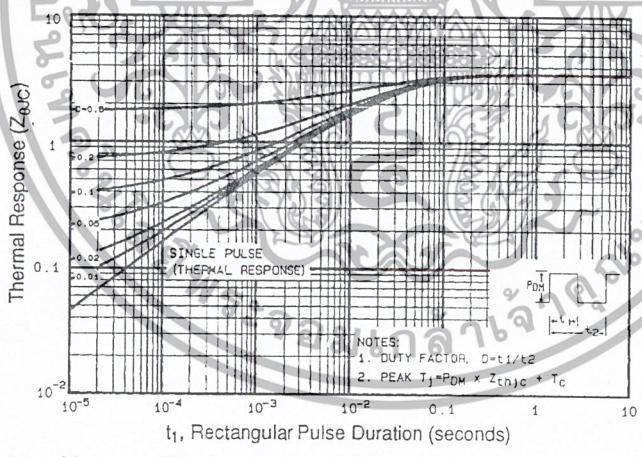


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

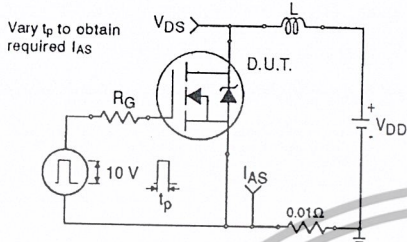


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

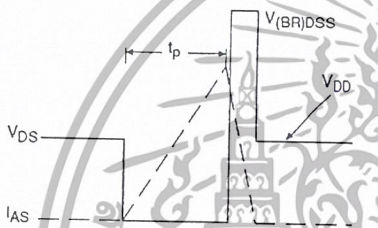


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

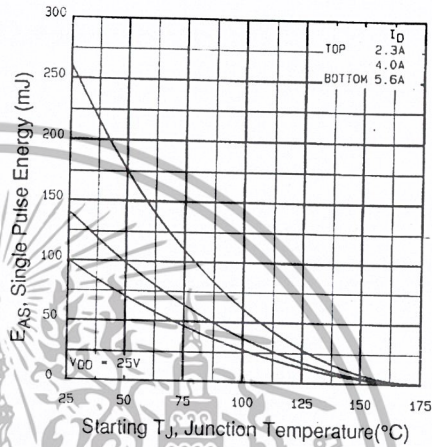


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

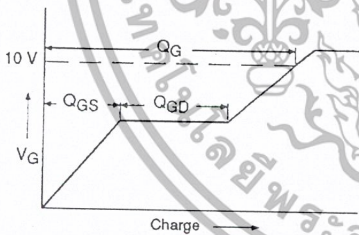


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

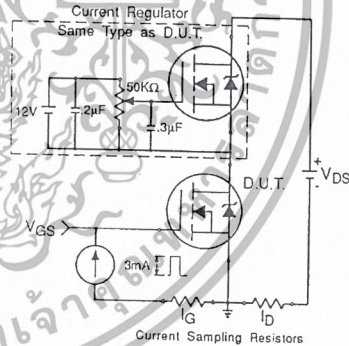


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

International Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

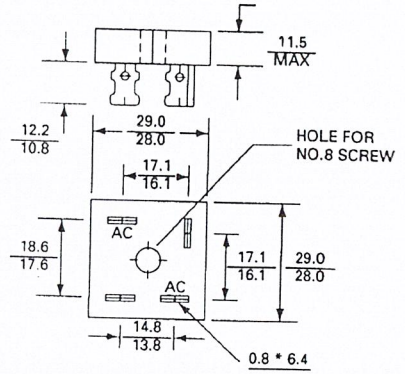
KBPC10, 15, 25, 35 ... 10A / 15A / 25A / 35A SINGLE - PHASE SILICON BRIDGE

Features

- Surge overload 200 - 400 Amperes peak
- Low forward voltage drop
- Mounting Position: Any
- Electrically isolated base-180 Volts
- Solderable .25" FASTON terminals
- Materials used carries U/L recognition

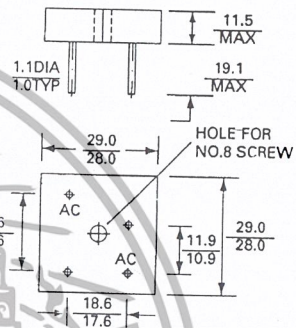
TERMINALS /
METAL

LEAD / METAL



TERMINALS /
PLASTIC

LEAD / PLASTIC

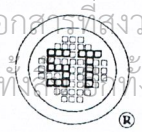


MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Rating at 25 °C ambient temperature unless otherwise specified. Resistive or inductive load 60Hz
For capacitive load current by 20%.

Characteristic	KBPC10005	KBPC1001	KBPC1002	KBPC1004	KBPC1006	KBPC1008	KBPC1010	UNITS	
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V	
Max RMS Bridge Input Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V	
Maximum Average Forward Rectified Output Current at $T_A = 55\text{ }^\circ\text{C}$	KBPC10	10	KBPC15	15	KBPC25	25	KBPC35	35	A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	200	300	300	300	300	400	400	A	
Maximum Forward Voltage Drop per element At 5.0/7.5/12.5/17.5A Peak	1.2							V	
Maximum Reverse Current at Rated DC Blocking Voltage per element $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1.0							μA	
Operating Temperature Range T_C	-55 to + 125							$^\circ\text{C}$	
Storage Temperature Range T_A	-55 to + 150							$^\circ\text{C}$	

NOTE: Also available on KBPC 10W/15W/25W/35W series.



KBPC10, 15, 25, 35 ... 10A / 15A / 25A / 35A SINGLE - PHASE SILICON BRIDGE

RATING AND CHARACTERISTICS CURVES KBPC10/15/25/35 SERIES

FIG. 1-MAXIMUM FORWARD SURGE CURRENT

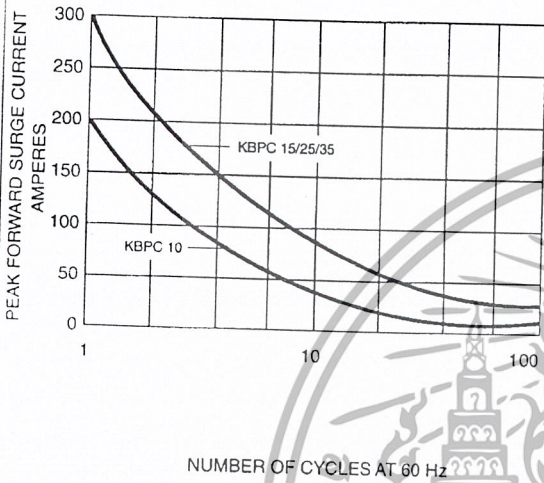


FIG. 2-DERATING CURVE FOR
OUTPUT RECTIFIED CURRENT

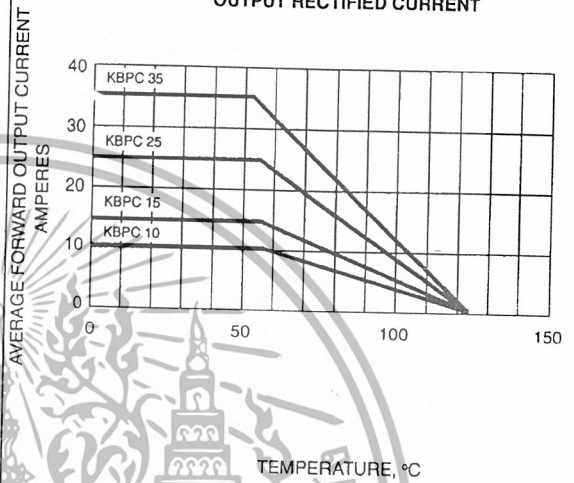


FIG. 3-TYPICAL FORWARD
CHARACTERISTICS

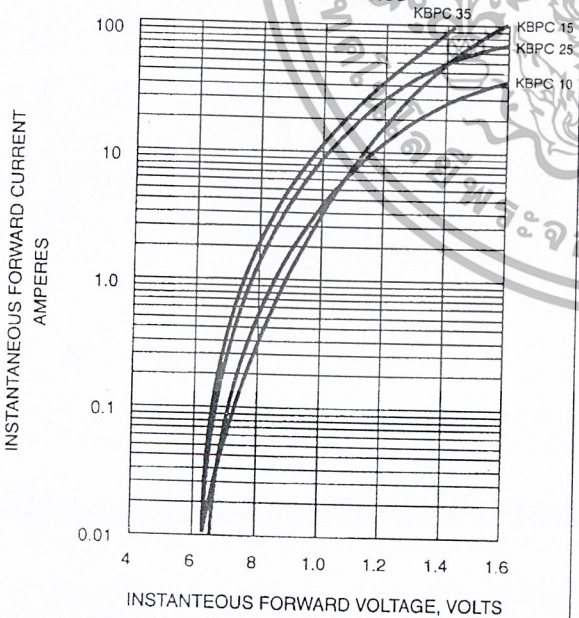
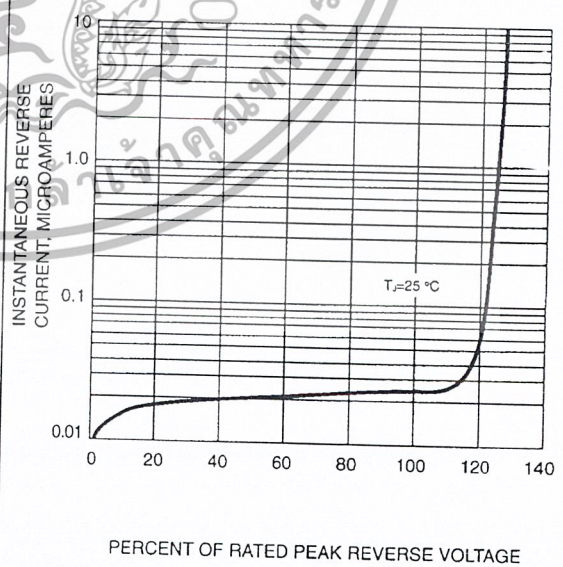


FIG. 4-TYPICAL REVERSE
CHARACTERISTICS



บรรณานุกรม

- [1] J.Davies and P.Simpson. Induction Heating Handbook. Mcgraw-Hill : London,1979.
- [2] D.L. Loverless”Solid State Power Supply for Modern Induction Metal Heat Treating” 17th ASM Heat Treating Society Conference Proceedings Including the 1st International Induction Heat Treating Symposium.
- [3] M.K.Kazimierzuk, D.Czarkowski. Resonant Power Converters. , John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [4] นายอาณัติ ถึงสาร “การเปรียบเทียบวิธีการควบคุมความถี่และการควบคุมจำนวนพัลส์ในเครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2546
- [5] นายโรมัศ ธรรมาธิชฐาน “การประยุกต์ใช้วงจรรีโซแนนซ์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ซีโรโวลต์เดจสวิตซ์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2545
- [6] รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์, อีเล็กทรอนิกส์กำลัง คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2547.