

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง
ที่มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ด้านเข้าไฟสลับเป็น 1

ANALYSIS OF HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING
WITH UNITY AC LINE INPUT POWER FACTOR



ดพ.
ธ 3287
2550

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **74524**
วัน,เดือน,ปี - 2 ต.ค. 2550

b. 118 25200
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ANALYSIS OF HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING
WITH UNITY AC LINE INPUT POWER FACTOR**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ด้านเข้าไฟสลับเป็น 1
นักศึกษา	นาย ธรรมฉัตร กงวิรัตน์
รหัสประจำตัว	48060205
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2550
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอหลักการคำนวณองค์ประกอบพินดามณฑลของกระแสไหลค เรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงภายใต้เงื่อนไขการป้อนแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะคลื่น 50-Hz ที่เร็กติไฟแล้ว องค์ประกอบของกระแสไหลคที่คำนวณได้นี้สามารถนำไปสู่การคำนวณหาคลื่นกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ที่ให้ค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ที่แหล่งจ่ายเป็น 1 โดยการนำกระแสคี่ซึ่งประกอบขึ้นจากองค์ประกอบความถี่สูงซึ่งได้จากกระแสพินดามณฑลของไหลคนี้ผ่านวงจรฟิลเตอร์ เพื่อทำให้กระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz เป็นกระแสไซน์บริสุทธิ์ ที่อินเฟสกับแรงดันการไฟฟ้า 50-Hz คลื่นกระแสทั้ง 3 ที่คำนวณได้ในวงจร ยังสามารถนำไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_{in} ด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังไฟฟ้า P_{out} ด้านคี่อินพุตอินเวอร์เตอร์ ตลอดจนค่ากำลังไฟฟ้า P_{loss} ด้านแหล่งจ่ายอินพุทการไฟฟ้า ผลการคำนวณทางทฤษฎีทั้งหมดยังได้นำมายืนยันความถูกต้องด้วยการเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ซึ่งได้จากเครื่องทดสอบต้นแบบขนาด 1,800 W ซึ่งปรากฏว่าได้ผลที่มีค่าใกล้เคียงกันมาก

Thesis Title Analysis of High-Frequency Induction Heating
with Unity AC Line Input Power Factor

Student Mr. Thammachat Kongwirat

Student ID. 48060205

Degree Master of Engineering

Program Electrical Engineering

Year 2007

Thesis Advisor Assoc. Prof. Dr. Viriya Phichetjamroen

ABSTRACT

This thesis presents a principle for calculation of fundamental component of series resonant load current of induction heating energized with a high-frequency inverter under the inverter input voltage of rectified 50-Hz waveform. This calculated load component current can lead to the calculation of 50-Hz utility supply current waveform which effectively results in a unity ac input power factor by filtering the DC current of high-frequency component waveform which is determined from this load fundamental current to obtain a pure sinusoidal inphase current drawn from 50-Hz utility supply. These three calculated currents can also lead to the calculation of AC output power P_o and DC input power P_d of the inverter and also the input power P_{in} of the 50-Hz utility supply. All these theoretical results are also verified by experimental ones, using the prototype test-set of 1,800 W and the two results are in very good agreement.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติ ตลอดจนคำปรึกษาในด้านต่างๆเกี่ยวกับการดำเนินงาน จากท่านอาจารย์ รัช.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ ซึ่งท่าน ได้ให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดีแก่ข้าพเจ้า ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ยงยุทธ นารายณ์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยสยาม , คุณ โธมัส ธรรมาธิฐาน และ อาจารย์ศักดา พรหมเหมือน อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ซึ่งได้ให้ความช่วยเหลือและแนะนำ ทั้งทางด้านการเขียนโปรแกรม รวมไปถึงการปรับปรุงแก้ไขอุปกรณ์ต่างๆ และขอขอบคุณเพื่อนๆที่ทุกคนที่ได้เสียสละทั้งร่างกาย แรงใจในงานวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อปราโมทย์ และคุณแม่วัฒนา กงวิรัตน์ ซึ่งเป็นที่เคารพยิ่ง อีกทั้งยังเป็นผู้ให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจ ตั้งแต่เริ่มต้นงานวิจัย จนจบจนสำเร็จการศึกษา

สำหรับคุณงามความดีอันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอมอบคุณค่าต่างๆเหล่านี้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน ข้าพเจ้าหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ได้ทำการศึกษา เพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในงานวิจัยในด้านต่างๆ และสามารถพัฒนาประเทศชาติได้ต่อไป

ธรรมฉัตร กงวิรัตน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	3
1.4 ขอบเขตงานวิจัย	4
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา	4
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงานด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	6
2.1 บทนำ	6
2.2 หลักการพื้นฐานการเกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	7
2.3 หลักการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับชิ้นงาน	10
2.3.1 ภาคแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz และวงจรฟิลเตอร์	11
2.3.2 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	12
2.3.3 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง	12
2.3.4 ภาคหม้อแปลงความถี่สูง ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและชิ้นงาน	14
2.3.4.1 หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ความถี่สูง	14
2.3.4.2 ตัวเก็บประจุความถี่สูง กระแสสูง	14
2.3.4.3 ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.4 โหลดเรโซแนนท์	15
2.5 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม.....	22
2.5.1 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift : ϕ	22
2.5.2 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Pulse Density Modulation	24
2.5.3 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Asymmetrical Voltage Controlled	26
2.5.4 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Pulse Frequency Modulation	27
2.6 โหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม.....	30
2.6.1 หลักการทำงานของโหมด 1 Regenerative mode	32
2.6.2 หลักการทำงานของโหมด 2 Powering mode	33
2.6.3 หลักการทำงานของโหมด 3 Regenerative mode	34
2.6.4 หลักการทำงานของโหมด 4 Powering mode	35
2.7 สรุป	36
บทที่ 3 การวิเคราะห์หลักการทำงานของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงจาก ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์มายังด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์	38
3.1 บทนำ	38
3.2 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการ เหนี่ยวนำความถี่สูง	42
3.3 การวิเคราะห์สมการคลื่นแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันดีซี เร็กติไฟาย	43
3.4 การวิเคราะห์เพื่อคำนวณหาสมการแรงดันและกระแสพื้นดาเมนทอลทางด้านเอาต์พุท ของอินเวอร์เตอร์	45
3.5 การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	49
3.6 สรุป	53
บทที่ 4 การวิเคราะห์หลักการทำงานของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง จากด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์มายังด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการศึกษาและเพื่อประโยชน์ในการเผยแพร่เท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.1 บทนำ	54
4.2 การวิเคราะห์วงจรจากด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มายังด้านอินพุต ของอินเวอร์เตอร์	55
4.2.1 การพิจารณาหาค่ากระแสทางด้านดีซีในแต่ละช่วงย่อยเพื่อนำไปคำนวณร่วมกับ แรงดันดีซีเร็กติไฟในแต่ละสแต็ปย่อยทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์	55
4.2.2 การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	58
4.3 การวิเคราะห์สมการคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า	62
4.4 สรุป	66
บทที่ 5 ผลการทดลองและผลการซิมูเลต	67
5.1 บทนำ	67
5.2 ขั้นตอนการดำเนินการ	67
5.2.1 ขั้นตอนการเก็บผลการทดลอง	69
5.2.2 ขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม MATLAB	71
5.3 การเปรียบเทียบผลการซิมูเลต และผลการทดลอง คลื่นแรงดันและกระแส	71
5.4 การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ของระบบรวม	76
5.5 สรุป	78
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	79
บรรณานุกรม	81
ภาคผนวก	83
ภาคผนวก ก. ผลงานเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	84
ภาคผนวก ข. โพลซาร์จขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม MATLAB	90
ภาคผนวก ค. อุปกรณ์	92
ประวัติผู้เขียน	112

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน	16
2.2 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน	17
5.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ที่มีกรปรับปรุ่งค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าสูงสุดเป็น 1 ที่ใช้ในการทดลองจริง	68



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	บล็อกแสดงแนวคิดของระบบโดยรวมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating)3
2.1	ลักษณะชิ้นงานต่างๆ ที่ต้องการทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง6
2.2	ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงที่ชิ้นงาน7
2.3	หม้อแปลง Step-down ความถี่สูง9
2.4	ลักษณะรูปทรงแกนเฟอร์ไรท์ขนาดต่างๆ ที่นำมาใช้ในหม้อแปลง Step-down ความถี่สูง9
2.5	โครงสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงที่ทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง10
2.6	ส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรพูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยมรีกติฟาย 100 Hz11
2.7	ภาคแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz และวงจร LC ฟิลเตอร์11
2.8	ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง12
2.9	วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดพูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์13
2.10	คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ชนิดพูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์13
2.11	ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง14
2.12	ภาคหม้อแปลงความถี่สูง ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน และชิ้นงาน15
2.13	วงจร RLC อนุกรมและวงจรเฟสเซอร์17
2.14	การเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง19
2.15	ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ค่า Quality factor ต่างๆ21
2.16	คลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ22
2.17	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ23
2.18	คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ24
2.19	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ25
2.20	คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์กรณีที่มีการเหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตรที่มุม ϕ ต่างๆ26
2.21	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มีการเหนี่ยวนำแบบไม่สมมาตรที่มุม ϕ ต่างๆ27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์กรณีควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Pulse Frequency Modulation	28
2.23 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิทซ์ต่างๆ	29
2.24 การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำสมมูล (X_L) , ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (X_C) และ ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z) ของโหลดเรโซแนนท์ เมื่อความถี่สวิทซ์อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลง	30
2.25 โหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม	31
2.26 Mode 1 Regenerative mode	32
2.27 คลื่นแรงดันและกระแสทางเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์และคลื่นสัญญาณการทำงานของสวิทซ์ ใน Mode 1 Regenerative mode	32
2.28 Mode 2 Powering mode	33
2.29 คลื่นแรงดันและกระแสทางเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์และคลื่นสัญญาณการทำงานของสวิทซ์ ใน Mode 2 Powering mode	33
2.30 Mode 3 Regenerative mode	34
2.31 คลื่นแรงดันและกระแสทางเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์และคลื่นสัญญาณการทำงานของสวิทซ์ ใน Mode 3 Regenerative mode	34
2.32 Mode 4 Powering mode	35
2.33 คลื่นแรงดันและกระแสทางเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์และคลื่นสัญญาณการทำงานของสวิทซ์ ใน Mode 4 Powering mode	35
3.1 ส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อน ด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง(Induction Heating) กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันดิซีตรงเรียบ	39
3.2 ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (v_s) และคลื่นกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(i_s) ในกรณีที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันดิซีตรงเรียบที่ได้จากการทดลอง ($x : 2ms / div$)	39
3.3 ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ (v_o) และคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ (i_o) ในกรณีที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันดิซีตรงเรียบที่ได้จากการทดลอง ($x : 2ms / div$)	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4	ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (v_o) และคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (i_o) ในกรณีที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซิงตรงเรียบที่ได้จากการทดลอง ($x : 50\mu s / div$)40
3.5	ส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซิงเรกติฟาย 100 Hz40
3.6	ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (v_s) และคลื่นกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (i_s) ในกรณีที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซิงเรกติฟาย 100 Hz ที่ได้จากการทดลอง ($x : 2ms / div$)41
3.7	ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (v_o) และคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (i_o) ในกรณีที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซิงเรกติฟาย 100 Hz ที่ได้จากการทดลอง ($x : 2ms / div$)41
3.8	ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (v_o) และคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (i_o) ในกรณีที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซิงเรกติฟาย 100 Hz ที่ได้จากการทดลอง ($x : 50\mu s / div$)41
3.9	องค์ประกอบต่าง ๆ ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ที่มีการปรับปรุ่งค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าสูงสุดเป็น 143
3.10	ค่าเฉลี่ยแรงดันเรกติฟายในแต่ละช่วงย่อย44
3.11	การพิจารณาแรงดันเอซิสแควร์ $v_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์จากค่าเฉลี่ยในแต่ละช่วงย่อยของแรงดันคี่ซิงเรกติฟาย V_{dk}44
3.12	การพิจารณาแรงดันเอซิสแควร์ $v_{ok,n}$ ด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ $k = 1, 2$ และ 345
3.13	การพิจารณาแรงดันเอซิสแควร์ $v_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ k ใดๆ46
3.14	การป้อนแรงดันเอซิสแควร์ $v_{ok,n}$ ด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ให้กับวงจร RLC เรโซแนนท์แบบอนุกรม46
3.15	อธิบายการวิเคราะห์แรงดันในวงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันขั้นบันได ...47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.16 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และ กระแส i_o ที่ได้จากการซิมมูลต์เปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x : 2ms / div$)	48
3.17 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมมูลต์เปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x : 1ms / div$)	48
3.18 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมมูลต์เปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x : 500\mu s / div$)	48
3.19 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมมูลต์เปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x : 200\mu s / div$)	48
3.20 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมมูลต์เปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x : 100\mu s / div$)	49
3.21 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมมูลต์เปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x : 2\mu s / div$)	49
3.22 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า P_{o1} ทางด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ในสแต็ปช่วงย่อยที่ 1	49
3.23 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า P_{o2} ทางด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ในสแต็ปช่วงย่อยที่ 2	51
3.24 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ในสแต็ปช่วงย่อยใดๆ	52
4.1 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) เมื่อทำการพิจารณาหาค่ากระแสทางด้านดีซีอินพุตอินเวอร์เตอร์จาก ค่ากระแสทางด้านเอซีเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์	55
4.2 ลักษณะที่มาของคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ จากคลื่นแรงดัน v_i และกระแส i_i ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการซิมมูลต์ ($x : 2ms / div$)	57
4.3 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า P_{ik} ทางด้านดีซีอินพุตของอินเวอร์เตอร์ ในแต่ละสแต็ปย่อยของคลื่นแรงดัน v_i ที่ k ใดๆ	57
4.4 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า P_{i1} ทางด้านดีซีอินพุตของอินเวอร์เตอร์ ที่ $k=1$	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า $P_{i,2}$ ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ที่ $k=2$	59
4.6 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า $P_{i,k}$ ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ที่ k ใดๆ	60
4.7 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($x : 2ms / div$)	61
4.8 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($x : 1ms / div$)	61
4.9 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($x : 500\mu s / div$)	61
4.10 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($x : 200\mu s / div$)	62
4.11 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($x : 100\mu s / div$)	62
4.12 อธิบายการหาความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นกระแสดีซี $i_{i,k}$ ทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์กับ กระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz i_i	63
4.13 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน v_{sn} และกระแส i_{sn} ที่ได้จากการทดลองทางด้านอินพุท อินเวอร์เตอร์ กรณีที่ยังไม่ผ่านวงจรฟิลเตอร์	63
4.14 ลักษณะสเปกตรัมแรงดัน v_{sn} ที่ได้จากการทดลองทางด้านอินพุทเรกติฟาย กรณีที่ยังไม่ผ่านวงจรฟิลเตอร์	63
4.15 ลักษณะสเปกตรัมกระแส i_{sn} ที่ได้จากการทดลองทางด้านอินพุทเรกติฟาย กรณีที่ยังไม่ผ่านวงจรฟิลเตอร์	64
4.16 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_{sn} และกระแส i_{sn} ที่ได้จากการทดลองที่ผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว ทำให้ได้คลื่นแรงดัน v_i และกระแส i_i ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz	64
4.17 ลักษณะสเปกตรัมแรงดัน v_i ที่ได้จากการทดลองทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz	64
4.18 ลักษณะสเปกตรัมกระแส i_i ที่ได้จากการทดลองทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz	65
4.19 ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลองทางด้านแหล่งจ่ายการ ไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข $working\ coil = 4\ turns$ ที่อุณหภูมิใช้งาน $400\ ^\circ C$	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสวงนวิชาหการเพิงานเพอการศีกษาเทานน เมอนูยาดเอนาไปเชบประเษชนด้นการศ่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
5.1	วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ที่มีการปรับปรุงค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ให้มีค่าสูงสุดเป็น 1 ที่ใช้ในการทดลองจริง	67
5.2	แสดงลักษณะ working coil ที่ใช้ทดสอบในวงจรอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating)	70
5.3	ตำแหน่งการทดลองเก็บผลทางด้านเอาต์พุทของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลด เป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C	71
5.4	ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับ การทดลอง ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C	72
5.5	ตำแหน่งการทดลองเก็บผลทางด้านอินพุทของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลด เป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C	72
5.6	ลักษณะคลื่นแรงดัน v_i และกระแส i_i ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับ การทดลอง ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C	72
5.7	ตำแหน่งการทดลองเก็บผลทางแหล่งจ่ายการไฟฟ้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มี โหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยการทดสอบภายใต้ เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C	73
5.8	ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับ การทดลอง ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C	73
5.9	ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลง ตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_r ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C	74
5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_{in} ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C	75
5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์เฟคเตอร์ PF ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C	75
5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพ η ของวงจรรวมระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C	76
5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2 , 3 , 4 , 5 , 6 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C	77
5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_r ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2 , 3 , 4 , 5 , 6 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C	77
5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_{in} ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2 , 3 , 4 , 5 , 6 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C	78
6.1 ชุดทดลองอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating)	80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง(Induction Heating) ได้มีการนำมาใช้เป็นเวลานานแล้ว แต่หลักการที่ใช้กันโดยทั่วไปนั้นคือ การเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าสลับที่ได้จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ผ่านวงจรเรกติฟาย และใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ทำให้ได้คลื่นแรงดันดิซีตรงเรียบที่มีค่าระลอกแรงดันน้อยที่สุดซึ่งจะเรียกต่อไปว่า คลื่นแรงดันดิซีตรงเรียบ แล้วใช้วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เพื่อเปลี่ยนคลื่นแรงดันดิซีตรงเรียบที่ได้เป็นคลื่นแรงดันเอซีสแควร์ซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่สวิทซ์ซึ่ง แล้วทำการป้อนให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม RLC ของโหลด ทำให้ได้กระแสฟัดดาเมนทอลที่จ่ายให้กับโหลด ซึ่งการวิเคราะห์สมการกระแสฟัดดาเมนทอลของโหลดเพื่อนำไปสู่การหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอซีสแควร์ของอินเวอร์เตอร์ และกำลังไฟฟ้าทางด้านดิซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ได้ถูกวิเคราะห์ไว้แล้ว[1] แต่การใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่นั้นจะส่งผลทำให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz มีลักษณะคลื่นกระแสไม่เป็นคลื่นไซน์ มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ต่ำประมาณ 0.5 - 0.6 ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อระบบรวมของแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในที่สุด

เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว จึงได้นำเสนอแนวทางแก้ไขเพื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้มีความสูงขึ้น โดยการปลดตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จากด้านเอซีสแควร์ของวงจรเรกติฟายออก ทำให้ได้คลื่นแรงดันดิซีเรกติฟาย 100 Hz ป้อนให้กับอินพุทของอินเวอร์เตอร์ แทนคลื่นแรงดันดิซีตรงเรียบในแบบเก่า เมื่อนำไปผ่านวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เพื่อเปลี่ยนคลื่นแรงดันดิซีเรกติฟาย 100 Hz ที่ได้ เป็นคลื่นแรงดันเอซีสแควร์ทางด้านเอซีสแควร์ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันดิซีเรกติฟายทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ แล้วนำแรงดันที่ได้ป้อนเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม RLC ของโหลด เพื่อคำนวณหาค่ากระแสฟัดดาเมนทอลของโหลด นำไปสู่การหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอซีสแควร์ของอินเวอร์เตอร์ และยังสามารถนำสมการคลื่นกระแสฟัดดาเมนทอลทางด้านเอซีสแควร์ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถคำนวณได้แล้วนี้ ย้อนกลับไปหาสมการคลื่นกระแสทางด้านดิซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์และนำไปเชื่อมโยงเข้ากับกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ซึ่งสามารถทำให้คำนวณหาค่ากระแสนี้ได้ นำไปสู่การหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านดิซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังไฟฟ้าด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและค่าประสิทธิภาพของวงจรรวมระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ ในกรณีแรงดันด้านดิซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันดิซีเรกติฟาย 100 Hz ได้ในที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการ การทำงานของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยมีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ผ่านวงจรเรกติฟายไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อส่งผ่านหม้อแปลงความถี่สูงไปยังชุดขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและตัวชิ้นงานที่ต้องการทำให้เกิดความร้อน

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์ และคำนวณหาคลื่นแรงดันและกระแสในคาเมนบอลทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละช่วงย่อยของแรงดันดิซีเรกติฟายที่มีการป้อนเข้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์

1.2.3 เพื่อวิเคราะห์ คำนวณ และวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ในกรณีที่เกิดคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทมีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันดิซีเรกติฟายทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์

1.2.4 เพื่อวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นกระแสฟลักคาเมนบอลทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์กับคลื่นกระแสดิซีทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์ คำนวณ และวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ในกรณีที่ป้อนคลื่นแรงดันดิซีเรกติฟายทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์

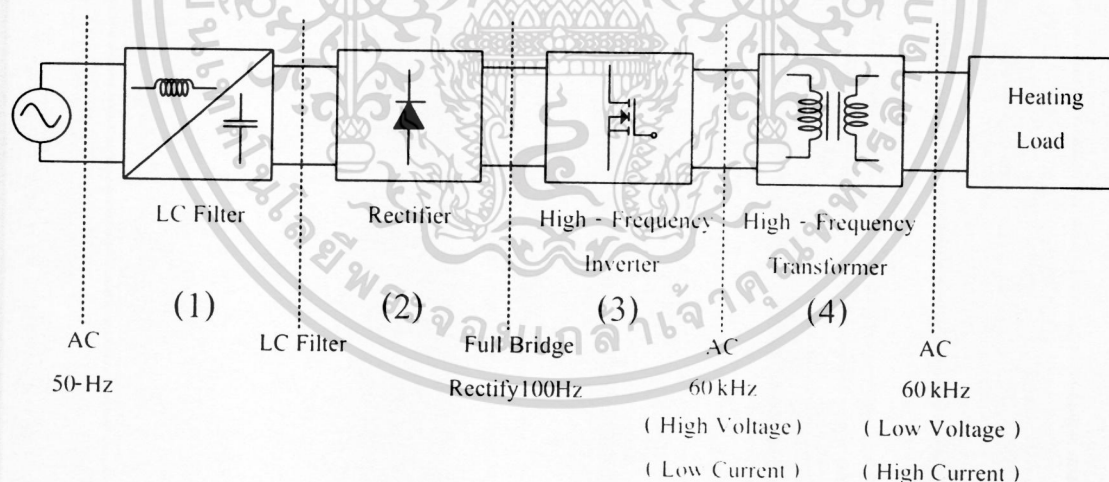
1.2.5 เพื่อวิเคราะห์หาวิธีการเชื่อมโยงกระแสดิซีทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์เข้ากับกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ซึ่งจะสามารถคำนวณหาค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ค่าประสิทธิภาพของวงจรรวมระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ และค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้ในที่สุด

1.2.6 เพื่อเปรียบเทียบผลการคำนวณทางทฤษฎีกับผลที่ได้จากการทดลองของคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุทและอินพุทของอินเวอร์เตอร์ รวมทั้งแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย

1.2.7 เพื่อเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ของระบบรวม ซึ่งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์ และค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2 . 3 . 4 . 5 . 6 turns ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ที่ได้ทำการแก้ไขเพื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ให้มีค่าเป็น 1 ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ซึ่งจะต้องอาศัยหลักการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สูงในระดับ kHz เพื่อให้เกิดกระแสไหลวนที่ตัวชิ้นงานด้วยระดับความถี่ระดับหนึ่ง (Skin Depth) เนื่องจากความต้องการในการให้ความร้อนกับชิ้นงานนั้นจะให้ความร้อนกับชิ้นงานเฉพาะบริเวณที่ต้องการจึงทำให้ขดลวดให้ความร้อนเหนี่ยวนำมีจำนวนรอบต่ำทำให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตหม้อแปลงความถี่สูงมีปริมาณแรงดันที่ต่ำ ในขณะที่ปริมาณกระแสและความถี่นั้นจะต้องมีค่าที่สูงมาก ดังนั้นในการสร้างชุดอุปกรณ์ไฟฟ้าที่สามารถกำเนิดกระแสความถี่สูง แรงดันต่ำเพื่อเป็นแหล่งจ่ายป้อนให้กับชุดขดลวดที่พันรอบชิ้นงานที่ต้องการทำให้เกิดความร้อนนั้น อุปกรณ์ไฟฟ้างกล่าวนี้จะประกอบไปด้วย วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ความถี่สูงในระดับ kHz รวมเข้ากับชุดหม้อแปลงแกนเหล็กเฟอร์ไรท์ชนิด Step-down เพื่อจ่ายเอาต์พุตที่มีแรงดัน กระแส และความถี่ในระดับที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น โดยที่แหล่งจ่ายดีซีทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์นี้จะมีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันดีซีเรกติไฟาย 100 Hz ที่ได้มาจากวงจรเรกติไฟาย ซึ่งได้รับแรงดันมาจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz แนวคิดของระบบโดยรวมทั้งหมดสามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมคร่าวๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 1.1 บล็อกแสดงแนวคิดของระบบโดยรวมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating)

1.4 ขอบเขตงานวิจัย

วิทยานิพนธ์ในหัวข้อเรื่อง การวิเคราะห์อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ด้านเข้าไฟสลับเป็น 1 เล่มนี้ ได้แบ่งรายละเอียดการศึกษาและค้นคว้าออกเป็นบทต่างๆทั้งหมด 6 บทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎี หรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตงานวิจัย ขั้นตอนการศึกษา และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ใช้กับ วงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงานด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

บทที่ 3 การวิเคราะห์หลักการทำงานของอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ ความถี่สูง จากด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์มายังด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

บทที่ 4 การวิเคราะห์หลักการทำงานของอุปกรณ์ให้ความร้อน โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ ความถี่สูง จากด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์มายังด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

บทที่ 5 ผลการทดลองและผลการซิมูเลต

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

สำหรับเครื่องต้นแบบของวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดอุปกรณ์ให้ความร้อน ด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ใช้ในการทดสอบของงานวิจัยมีพิกัดดังต่อไปนี้

- 1) กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ สามารถปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าได้ในช่วงระหว่าง 200 – 1.800 W
- 2) แรงดันทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ตั้งแต่ 0 - 220 V
- 3) ค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz มีค่าเท่ากับ 0.99
- 4) ค่าประสิทธิภาพของวงจรระหว่างเร็คติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์มีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วงระหว่าง 85 – 94 %
- 5) ความถี่สวิตซ์ 60 kHz

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

1.5.1 ศึกษาข้อมูลอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงในกรณีที่มีแรงดันที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันดีซีเร็คติฟาย 100-Hz

1.5.2 ศึกษาค้นคว้าหาวิธีการปรับปรุงค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้ มีค่าสูงขึ้น

1.5.3 ศึกษาค้นคว้าหาวิธีการคำนวณหาสมการในแต่ละช่วงย่อยของแรงดันดีซีเร็คติฟายที่ มีการป้อนเข้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5.4 ศึกษาค้นคว้าหาวิธีการคำนวณหาสมการของคลื่นแรงดันเอชิตทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

1.5.5 ศึกษาค้นคว้าหลักการคำนวณองค์ประกอบพินดามเมนทอลของกระแสไหลตรงโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงภายใต้เงื่อนไขการป้อนแรงดันอินพุทอินเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะคลื่น 50-Hz ที่เรกติฟายแล้ว

1.5.6 ศึกษาค้นคว้าหลักการคำนวณคลื่นกระแสทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงภายใต้เงื่อนไขการป้อนแรงดันอินพุทอินเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะคลื่น 50-Hz ที่เรกติฟายแล้ว

1.5.7 ศึกษาค้นคว้าหลักการคำนวณหาคลื่นกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ที่ให้ค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ที่แหล่งจ่ายเป็น 1

1.5.8 ศึกษาค้นคว้าหลักการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_{in} ด้านเอชิตเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังไฟฟ้า P_{out} ด้านอีซีอินพุทอินเวอร์เตอร์ ตลอดจนค่ากำลังไฟฟ้า P_{loss} ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า รวมไปถึงการคำนวณหาค่าประสิทธิภาพ η ของวงจรรวมระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ และค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

1.5.9 ทำการสร้างชุดทดลองอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่สามารถปรับปรุงค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าสูงขึ้น

1.5.10 ทดสอบและเก็บข้อมูล เพื่อปรับปรุงระบบให้ได้ตามวัตถุประสงค์

1.5.11 เก็บข้อมูลและวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี

1.5.12 จัดทำวิทยานิพนธ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถนำเครื่องต้นแบบของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงนี้ไปพัฒนาและประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรม อีกทั้งยังสามารถนำเอาวิธีการคำนวณวิเคราะห์ หลักการ และผลการทดลองต่างๆ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการนำไปสู่การค้นคว้าและวิจัยในงานวิจัยในด้านอื่นๆ รวมไปถึงงานวิจัยทางด้านอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงได้ในอนาคตต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์ แบบอนุกรมที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน ด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานที่จำเป็นต้องเข้าใจในขั้นแรกสุดเกี่ยวกับการเกิดความร้อนที่ตัวชิ้นงานที่ต้องการทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์ได้หลายประเภทดังรูปที่ 2.1 โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ทำการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงประเภท Induction Heating



รูปที่ 2.1 ลักษณะชิ้นงานต่างๆ ที่ต้องการทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

เนื้อหาหลักในบทนี้จะอธิบายเกี่ยวกับข้อมูลพื้นฐานการทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง หลักการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนที่ตัวชิ้นงาน โดยจะพิจารณาในส่วนต่างๆของโครงสร้างอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงประเภท Induction Heating ซึ่งจะประกอบไปด้วย ภาคแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz และวงจร LC ฟิวเตอร์ ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ภาคหม้อแปลงความถี่สูง ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและชิ้นงาน รวมไปถึงลักษณะการต่อโหลดเรโซแนนท์ทั้งแบบอนุกรมและแบบขนาน การควบคุมกำลังไฟฟ้าในแบบต่างๆ และโหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม ซึ่งรายละเอียดต่างๆจะได้นำเสนอในอันดับถัดไปดังนี้

2.2 หลักการพื้นฐานการเกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง คือกระบวนการทำให้เกิดความร้อนขึ้นโดยตรงในชิ้นงานที่เป็นวัสดุแม่เหล็ก (Ferromagnetic Material) โดยความร้อนที่เกิดขึ้นจะเกิดมาจากการเหนี่ยวนำให้มีกระแสสลับไหลที่ผิวของชิ้นงานจากการป้อนกระแสสูงและความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ ขดลวดเหนี่ยวนำนี้จะสร้างฟลักแม่เหล็กความถี่สูงคล่องผ่านชิ้นงานทำให้เกิดการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน (Eddy Current) ที่ผิวของชิ้นงานซึ่งมีค่าความต้านทานทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน



รูปที่ 2.2 ลักษณะการไหลวนของกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงที่ชิ้นงาน

ความลึกของกระแสไฟฟ้าที่ไหลภายในตัวชิ้นงานนี้จะขึ้นอยู่กับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ไหล ซึ่งจะเป็นความถี่เดียวกับความถี่ที่ป้อนเข้าไปในขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่พันอยู่รอบชิ้นงานโลหะ ดังนั้นปริมาณกระแสที่ไหลในแท่งเหล็กจะเท่ากับปริมาณกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ

สำหรับองค์ประกอบของการเกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงนี้ จะประกอบไปด้วยความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ คือ ความถี่ (Frequency : f) สภาพความต้านทานไฟฟ้า (Resistivity : ρ) และ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability : μ) ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์กับค่าความลึกผิวของการไหลวนของกระแส (Skin depth : δ) ได้โดยสมการ (2.1) ดังต่อไปนี้

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

- 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) จะพบว่าเมื่อความถี่นั้นมีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลวนไหลลึกลงไปจากบริเวณผิวชิ้นงานได้น้อยลงทั้งนี้เนื่องจากค่าความลึกของการไหลของกระแสไหลวน (Current depth : δ) มีค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความถี่

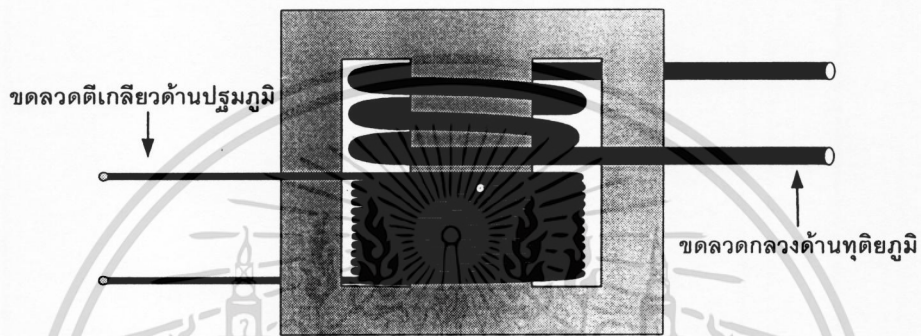
การให้ความร้อนกับชิ้นงานในงานอุตสาหกรรมทั่วไปนั้น จะเป็นการให้ความร้อนกับชิ้นงานในบริเวณสั้นๆ ดังนั้นจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่พันรอบชิ้นงาน จึงมีจำนวนรอบน้อย ดังรูปที่ 2.2 อีกทั้งยังเป็นการลดขนาดของเครื่องลง เนื่องจากจำนวนรอบน้อย กำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการให้ความร้อนกับชิ้นงานก็น้อยลง ซึ่งในการให้ความร้อนกับชิ้นงานในลักษณะนี้ เนื่องจากจำนวนรอบของเหนี่ยวนำความร้อนน้อย จะทำให้แรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนมีค่าต่ำ ยกตัวอย่างเช่น อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงประเภท Induction Heating ขนาด 3kW จะเห็นได้ว่าจำนวนรอบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะมีจำนวนรอบเพียง 3 รอบ ดังนั้นจึงต้องการกระแสที่มีปริมาณสูง ประมาณ 100 A ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่จะนำมาใช้นี้จึงจำเป็นที่จะต้องมีความถี่สูงพอสมควร เพื่อที่จะสามารถรองรับปริมาณกระแสที่มีค่าสูงได้ และขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนนี้ จะต้องสามารถระบายความร้อนได้ เพื่อป้องกันไม่ให้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนในบริเวณที่เกี่ยวข้องกับชิ้นงานนั้น ได้รับความเสียหายจากการให้ความร้อนกับชิ้นงาน ดังนั้นจะต้องใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งภายในของขดลวดมีลักษณะกลวง เพื่อที่จะสามารถระบายความร้อนได้ โดยการใช้น้ำไหลผ่านภายในของขดลวด

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ในการให้ความร้อนกับชิ้นงานจะต้องทำการสร้างอุปกรณ์ที่สามารถสร้างแรงดันต่ำ กระแสสูง และความถี่สูง เนื่องจากในการให้ความร้อนกับชิ้นงานด้วยการเหนี่ยวนำนี้จะต้องอาศัยความถี่สูง ยกตัวอย่างเช่น การให้ความร้อนกับชิ้นงานที่ความถี่ 50 kHz แทนการใช้ความถี่จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จะพบว่าความถี่ที่ใช้ในการให้ความร้อนนั้นจะมีค่าเป็น 1,000 เท่า เมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ทำให้สนามแม่เหล็กที่ชิ้นงานมีการกลับทิศไปมาเพื่อให้โมเมนต์ของชิ้นงานที่นำมาให้ความร้อนนี้กลับทิศไปมาด้วยความเร็ว 50,000 ครั้งต่อวินาที

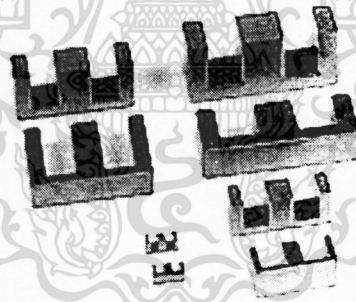
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้ชิ้นงานเกิดความร้อนในช่วงระยะเวลาสั้นๆ ดังนั้นความถี่สูงจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง เพื่อให้ทันต่อจำนวนความต้องการในการผลิตของอุตสาหกรรม ซึ่งแหล่งจ่ายที่สามารถสร้างความถี่สูงได้นั้น โดยหลักจะต้องได้มาจากวงจรอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากอุปกรณ์สวิตชิ่งนั้นสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ โดยใช้ Power Mosfet แต่ Power Mosfet ดังกล่าวนี้นี้ ยังมีข้อจำกัดตรงที่พิกัดการทนกระแสมีค่าต่ำถึงแม้ว่าจะมีการขนาน Power Mosfet แล้วก็ตาม ซึ่งในการให้ความร้อนกับชิ้นงานยังต้องการกระแสที่มีปริมาณสูงถึง 100 A ในขณะที่เดียวกันแรงดันที่ได้จากอินเวอร์เตอร์นั้นยังมีปริมาณที่สูงมาก คือประมาณ 311 V



รูปที่ 2.3 หม้อแปลง Step-down ความถี่สูง



รูปที่ 2.4 ลักษณะรูปทรงแกนเฟอร์ไรท์ขนาดต่างๆ ที่นำมาใช้ในหม้อแปลง Step-down ความถี่สูง

ดังนั้นระหว่างวงจรอินเวอร์เตอร์กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน จะต้องใช้หม้อแปลง Step-down ที่สามารถทนความถี่สูงได้ ซึ่งในส่วนแกนของหม้อแปลงนี้จะใช้แกนเฟอร์ไรท์เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของสนามแม่เหล็ก โดยหม้อแปลง Step-down ความถี่สูงนี้จะทำหน้าที่ลดแรงดันจากทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ขณะเดียวกันหม้อแปลง Step-down ความถี่สูงนี้ยังทำการเพิ่มกระแสให้มีความถี่สูงขึ้น ขดลวดที่นำมาใช้ในการพันทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง Step-down ความถี่สูงนี้จะเป็นขดลวดคดลงเช่นเดียวกับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ทำให้สามารถทำการระบายความร้อนให้กับขดลวดได้เช่นเดียวกับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่เกี่ยวข้องกับชิ้นงาน ในส่วนของขดลวดด้านปฐมภูมินั้น จะใช้ขดลวดคดเกลียวเพื่อที่จะสามารถรองรับกระแสและความถี่สูงทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ ซึ่งขดลวดคดเกลียวที่นำมาพันด้านปฐมภูมินี้จะใช้ลวดทองแดงเบอร์ 28 S.W.G

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

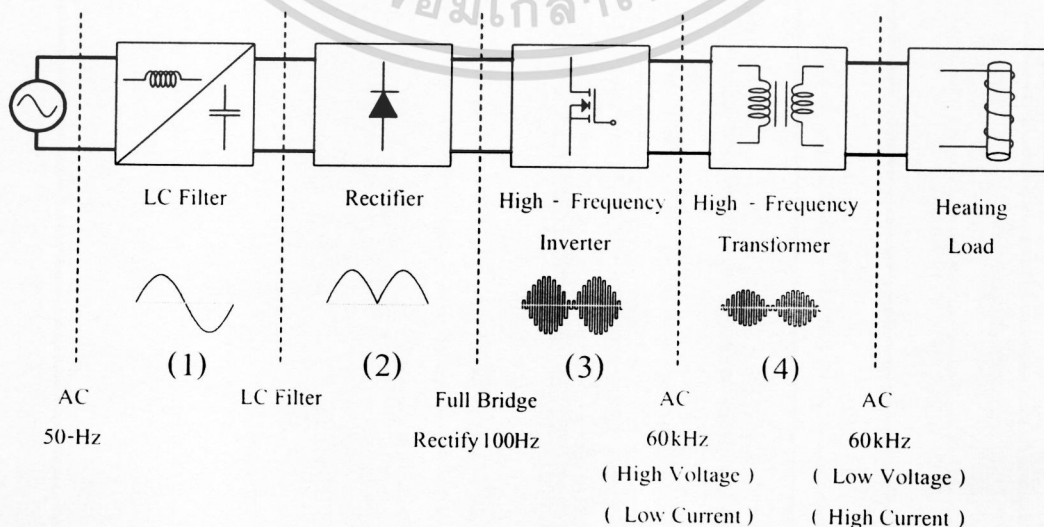
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำมาตีเกลียว 22 เส้น เพื่อต้องการให้กระแสความถี่สูงที่ได้รับจากวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นสามารถไหลในเส้นลวดตีเกลียวได้จนเต็มเนื้อที่ของลวด ในส่วนของแรงดันความถี่สูง วิธีการง่ายที่สุดในการสร้างนั้นคือ ใช้แรงดันเอซีสแควร์ โดยได้มาจากวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ซึ่งมีสวิทช์ทั้งหมด 4 ตัว นั่นคือ สวิทช์ S_1 , S_2 , S_3 และ S_4 โดยจะมีลักษณะการทำงานดังนี้ คู่สวิทช์ S_1 , S_4 และ S_2 , S_3 จะทำงาน ON-OFF สลับกันไปเพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ถ้าหากนำแรงดันที่ได้นี้ป้อนเป็นแรงดันอินพุทให้กับโหลดที่เป็นวงจร RLC เรโซแนนท์อนุกรม ก็จะทำให้กระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ ซึ่งจะได้อำนาจถึงในบทความต่อไป

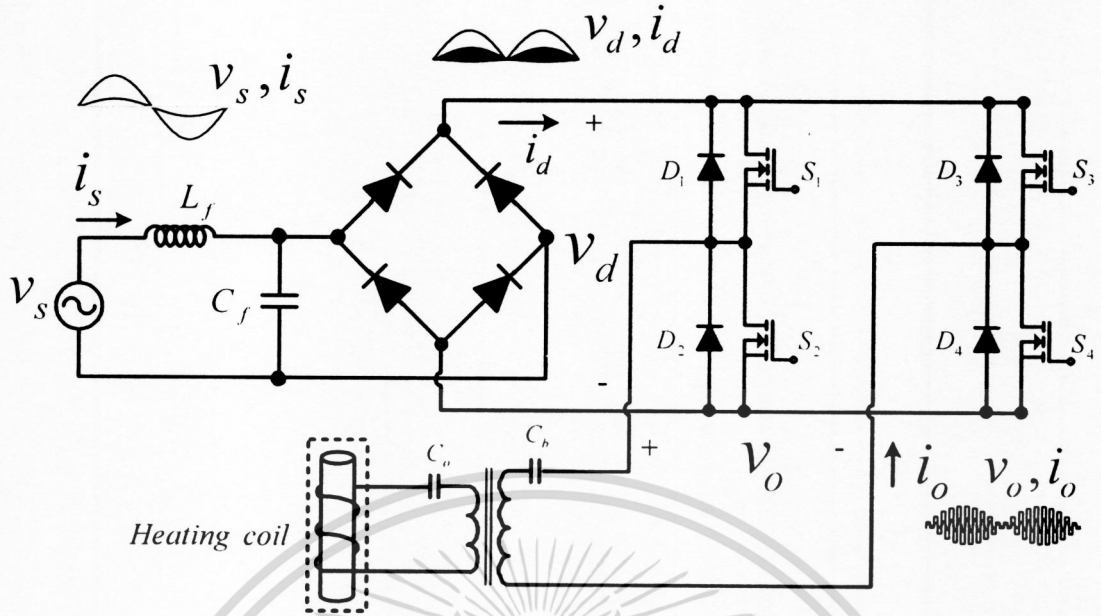
2.3 หลักการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับชิ้นงาน

ในปัจจุบันการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงนั้นมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี และได้มีการพัฒนามาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยในส่วนของหลักการที่นำเสนอนี้จะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในการสร้างคลื่นแรงดันและกระแสความถี่สูงเพื่อนำไปใช้ในการเหนี่ยวนำเพื่อทำให้เกิดความร้อนกับชิ้นงาน ซึ่ง โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำทำให้เกิดความร้อนสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 โดยจะมีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้ คือ

- 1) ภาคแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz และวงจร LC ฟิลเตอร์
- 2) ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง
- 3) ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
- 4) ภาคหม้อแปลงความถี่สูง ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและชิ้นงาน



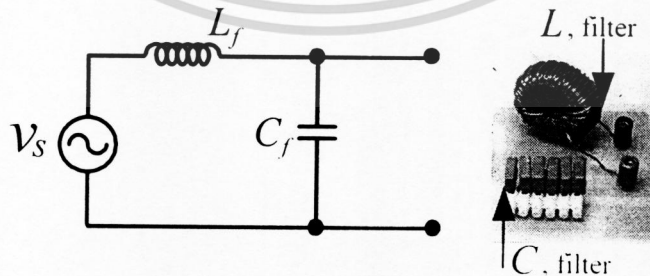
เอกสารรูปที่ 2.5 โครงสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงที่ทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 ส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มี โหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อน ด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุทของ อินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันไซน์รีกติฟาย 100Hz

2.3.1 ภาคแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz และ วงจรฟิลเตอร์

ในส่วนนี้จะเป็นวงจรภาคกำลังความถี่ต่ำซึ่งจะเป็นส่วนแรกของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ความถี่สูงที่ใช้ในการเหนี่ยวนำทำให้เกิดความร้อน โดยจะประกอบด้วยแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz และ LC ฟิลเตอร์ โดยจะรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50-Hz จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า และทำการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์ เพื่อกรององค์ประกอบความถี่สูง ซึ่งมีวงจรดังรูปที่ 2.7

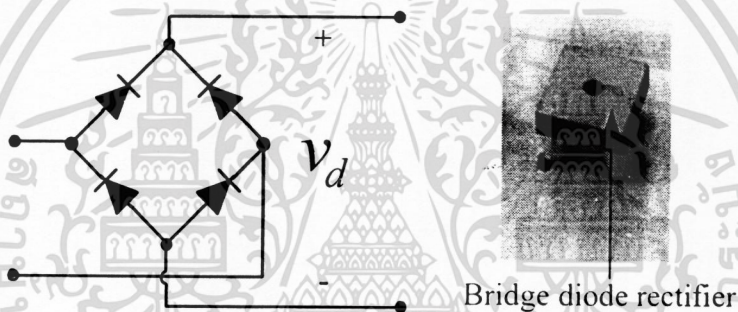


รูปที่ 2.7 ภาคแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz และวงจร LC ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะประกอบด้วยวงจรเรกติฟายที่ได้รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50-Hz จากจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ผ่านวงจร LC ฟิลเตอร์และเมื่อนำมาผ่านวงจรเรกติฟายเพื่อทำการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยวงจรเรกติฟายนี้จะมีคุณสมบัติคือยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปยังโหลดเพียงทิศทางเดียว เพื่อให้ได้คลื่นแรงดันดิซีเรกติฟาย 100 Hz ป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยสามารถแบ่งวงจรออกเป็น 2 รูปแบบหลักๆ คือ วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติฟายเออร์ (Half wave rectifier) และวงจรฟูลเวฟเรกติฟายเออร์ (Full wave rectifier) ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะทำการพิจารณาเฉพาะวงจรฟูลเวฟเรกติฟายเออร์ เหตุผลเนื่องจากให้แรงดันไฟตรงที่สูงกว่าและเรียบกว่ามาก เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับวงจรฮาล์ฟเวฟเรกติฟายเออร์



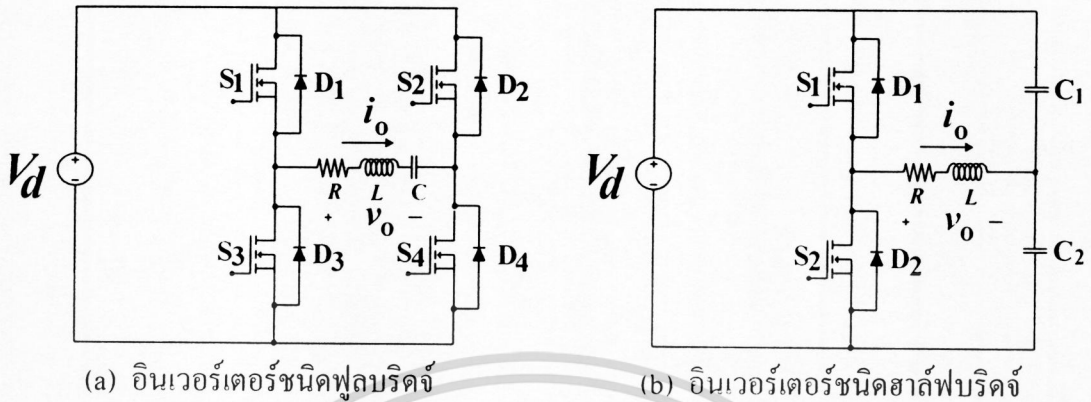
รูปที่ 2.8 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

2.3.3 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

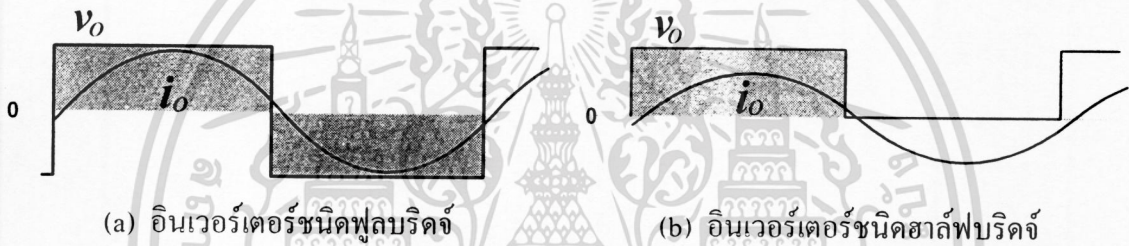
ในส่วนนี้จะประกอบไปด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีหน้าที่หลักคือจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงให้แก่โหลดทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ซึ่งแรงดันที่ป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันดิซีเรกติฟาย ที่ได้มาจากภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อนำมาผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และฮาร์ฟบริดจ์ ซึ่งมีข้อแตกต่างกันดังรูปที่ 2.9(a) และ 2.9(b) ตามลำดับ สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ดังรูปที่ 2.9(a) จะมีคู่สวิตช์ S_1, S_4 และ S_2, S_3 ทำงานสลับกันเพื่อแปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง เมื่อวัดแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (v_o) จะได้รูปคลื่นสแควร์ที่มีแรงดันสูงสุดเท่ากับ $+V_d$ และแรงดันต่ำสุดเท่ากับ $-V_d$ และกระแสไหลผ่านโหลด (i_o) เป็นรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.10(a) ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ดังรูปที่ 2.9(b) ทำหน้าที่เหมือนกับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์

นอกจากจะมีสวิตช์ S_1 และ S_2 ทำงานสลับกัน เมื่อวัดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ ($v_{S1,2}$) จะได้ค่าแรงดันไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงสุดเท่ากับ $+V_d$ และค่าแรงดันต่ำสุดเท่ากับ 0 และกระแสไหลผ่านโหลด (i_o) เป็นรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.10(b)



รูปที่ 2.9 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์



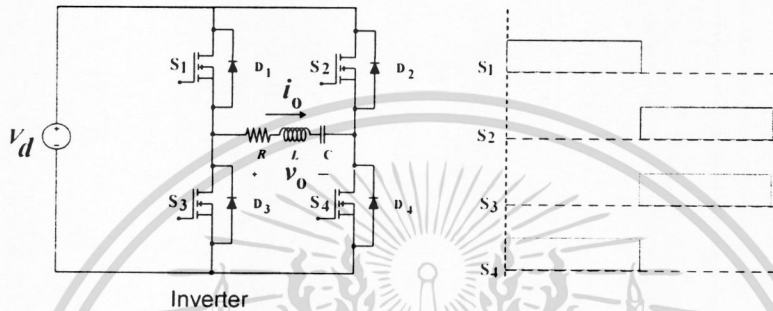
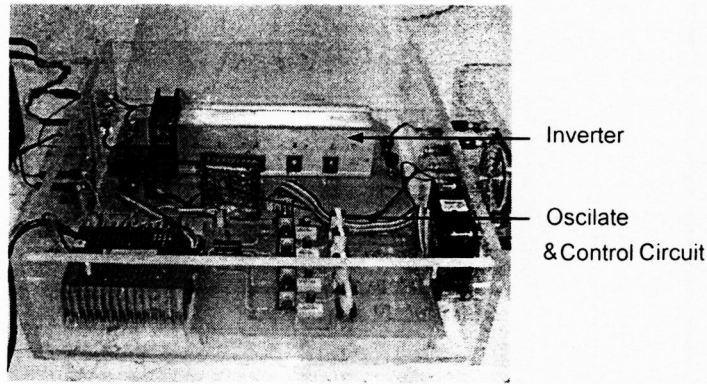
รูปที่ 2.10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์

จากรูปที่ 2.10 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จะมีแรงดันตกคร่อมโหลดและกระแสไหลผ่านโหลดเป็นครึ่งหนึ่งของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังนั้นกำลังไฟฟ้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะมากกว่าฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์สามารถรับแรงดันและกระแสที่มีปริมาณมากได้ ด้วยเหตุนี้จึงเลือกใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์กับกรณีที่ต้องจ่ายโหลดที่เป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ซึ่งต้องการแหล่งจ่ายที่มีกำลังไฟฟ้ามาก

จากรูปที่ 2.11 ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ยังประกอบไปด้วยวงจรควบคุม(Control Circuit) ซึ่งจะทำหน้าที่ในการให้กำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม ซึ่งสัญญาณนี้จะนำมาใช้ในการขับขาเกทของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยในงานวิจัยนี้ใช้ ไอซีเบอร์ UC 3879N เป็นไอซี 20 ขาในการสร้างสัญญาณ ไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และการปรับ Phase-Shift การควบคุมความถี่นั้นสามารถทำการปรับได้โดยปรับค่าความต้านทานได้ที่ขา 18 ของไอซี สัญญาณพัลส์ที่ได้จากชุดวงจรสร้างสัญญาณนี้จะถูกนำมาต่อเข้ากับวงจรขับ และใช้หม้อแปลงแยกกราวด์เพื่อแยกกราวด์ของสัญญาณทั้งหมด ออกจากชุดสร้างสัญญาณให้เป็นอิสระต่อกันและมีชุดสแน็บเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันสไปค์ของแรงดัน แล้วนำไปขับขาเกทของวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

2.3.4 ภาคหม้อแปลงความถี่สูง ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและชิ้นงาน

จากรูปที่ 2.12 ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีส่วนประกอบอยู่ 3 ส่วนหลักๆซึ่งจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังต่อไปนี้

2.3.4.1 หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ความถี่สูง

ประกอบด้วยขดลวดทองแดงตีเกลียวทางด้านปฐมภูมิ และขดลวดในลักษณะของท่อทองแดงทางด้านทุติยภูมิ เพื่อให้สามารถระบายความร้อนด้วยน้ำผ่านภายในท่อทองแดง โดยที่ด้านปฐมภูมิจะมีจำนวนรอบของขดลวดสูงกว่า ทางด้านทุติยภูมิในอัตราส่วน 10:1 ซึ่งจะทำให้ได้กระแสทางด้านทุติยภูมิประมาณ 200 A ในขณะที่กระแสทางด้านปฐมภูมิจะมีค่าประมาณ 20 A จะได้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตที่ใช้ในการทำ ให้เกิดความร้อนกับชิ้นงานประมาณ 1,800 W โดยที่กระแสที่ไหลเข้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงนี้ จะมีลักษณะรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ที่ความถี่ 60 kHz

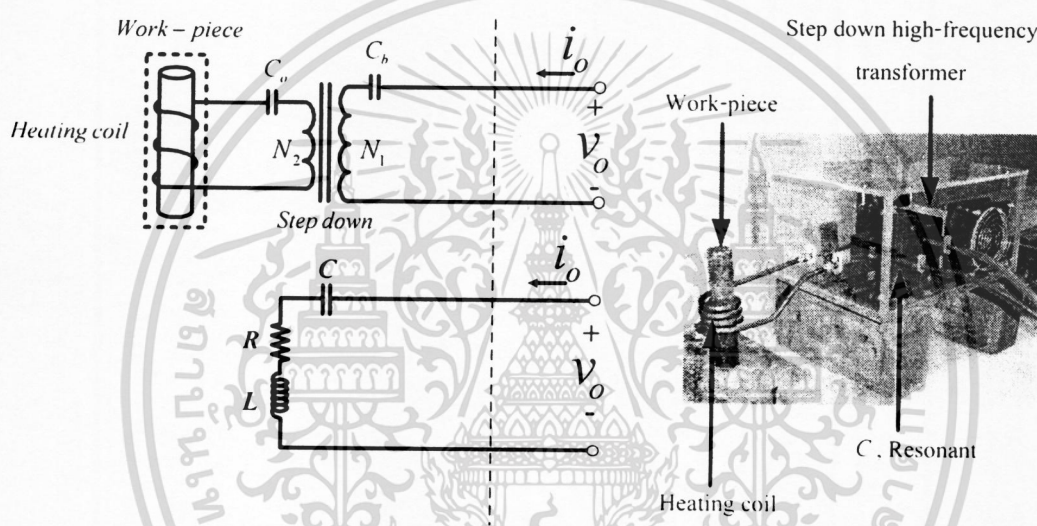
2.3.4.2 ตัวเก็บประจุความถี่สูง กระแสสูง

ตัวเก็บประจุความถี่สูง กระแสสูง จะสามารถแบ่งออกเป็นตัวเก็บประจุความถี่สูง กระแสสูงต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและตัวชิ้นงาน เพื่อทำให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์และมีตัวเก็บประจูด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเพื่อทำให้คลื่นแรงดันสแควร์ความถี่สูงทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะที่สมมาตรกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4.3 ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ซึ่งมีแท่งเหล็กชิ้นงานสอดอยู่ภายใน ดังรูปที่ 2.12 โดยที่ตัวชิ้นงานจะต้องเป็นวัสดุแม่เหล็ก (Ferromagnetic Material) ภายในท่อทองแดงจะใช้เป็นบริเวณที่มีน้ำไหลวนผ่าน เพื่อเป็นการระบายความร้อนออกจากขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน อันเนื่องมาจากความร้อนที่แผ่กระจายมาจากตัวของชิ้นงาน โดยขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและตัวชิ้นงานนี้จะมีลักษณะของวงจรสมมูลเป็นวงจร RL อนุกรม และทำการตัวเก็บประจุความถี่สูงเพื่อที่จะทำให้เกิดสถานะเรโซแนนท์ ดังนั้นโหลดของอินเวอร์เตอร์นี้จึงสามารถแทนด้วยวงจร RLC เรโซแนนท์อนุกรมเพื่อให้สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปสู่โหลดหรือชิ้นงานได้มากที่สุด



รูปที่ 2.12 ภาคหม้อแปลงความถี่สูง ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน และชิ้นงาน

2.4 โหลดเรโซแนนท์

สำหรับโหลดเรโซแนนท์ที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงโดยทั่วไป จะมีข้อได้เปรียบที่สำคัญคือลดการสูญเสียในการสวิตช์ เมื่อสวิตช์ตัดต่อวงจรที่กระแสศูนย์ (ZCS) หรือสวิตช์ตัดต่อวงจรที่แรงดันศูนย์ (ZVS) แต่ข้อเสียเปรียบที่สำคัญของวงจรเรโซแนนท์คือ ที่ตำแหน่งใกล้จุดความถี่เรโซแนนท์กระแสในวงจรมีค่ามาก ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมวงจรมีค่ามากด้วย ในกรณีที่วงจรเรโซแนนท์ที่มีค่า Q สูง ดังนั้นสวิตช์ที่เลือกใช้จะต้องสามารถทนแรงดันตกคร่อมขณะ OFF ได้สูงและ LC ในวงจรเรโซแนนท์ที่เลือกใช้ก็เช่นกัน จะต้องมีขนาดใหญ่ เพื่อให้สามารถเก็บพลังงานได้มาก อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์โดยทั่วไปจะมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน ซึ่งทั้งสองชนิดนี้มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันดังแสดงในตารางที่ 2.1 และมีโครงสร้างของวงจรดังแสดงในตารางที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมจะใช้แหล่งจ่ายชนิดแรงดันคงที่(Constant Voltage Source) เนื่องจากต้องใช้ค่าปาดิเตอร์ขนาดใหญ่เพื่อกรองแรงดันให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ สำหรับลักษณะคลื่นแรงดันจะเป็นรูปคลื่นสแควร์และกระแสจะเป็นรูปคลื่นไซน์ ส่วนอินเวอร์เตอร์โพลเรโซแนนซ์ขนานจะมีลักษณะที่ตรงข้ามกันคือ จะเป็นชนิดแหล่งจ่ายกระแสคงที่(Constant Current Source) เนื่องจากต้องใช้อินดักเตอร์ขนาดใหญ่เพื่อกรองกระแสให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ส่วนลักษณะรูปคลื่นแรงดันจะเป็นรูปคลื่นไซน์ในขณะที่รูปคลื่นกระแสจะเป็นรูปสแควร์

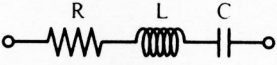
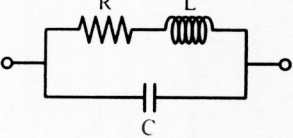
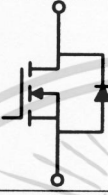


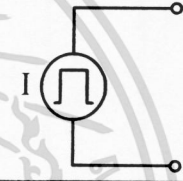
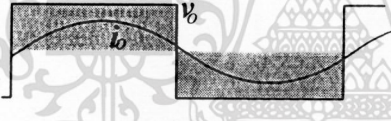
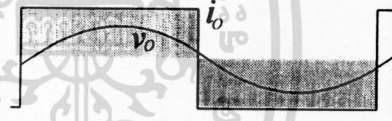
ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน

วงจรอินเวอร์เตอร์	ข้อดี	ข้อเสีย
เรโซแนนซ์อนุกรม	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างง่ายและราคาถูก - สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์โดยไม่ต้องมีการปรับแรงดัน - กำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่วงจรอินเวอร์เตอร์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโพลจะเปิดวงจรออกไม่ได้ - ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่โพลได้ - ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิตซ์ให้เลื่อนห่างจากความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสไม่ค้อยเป็นไซน์ ซึ่งเป็นผลให้มีฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นตามมา
เรโซแนนซ์ขนาน	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโพลสามารถเปิดวงจรออกได้ - สามารถทนการลัดวงจรที่โพลได้ - อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ไม่จำเป็นต้องมีพิคคแรงดันสูง เนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่นสแควร์ จึงมีค่า Peak คงที่ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์ แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้สวิตซ์ควบคุม - จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current - มีขนาดใหญ่เนื่องจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันดีซีอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์

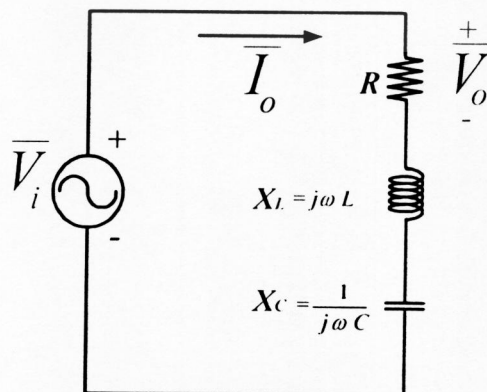
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน

Inverter	Series Resonant	Parallel Resonant
Load		
Switch		
Source		
Output Waveform		

ในกรณีอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงนั้น เหมาะสมที่จะใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม เนื่องจากโครงสร้างง่าย มีขนาดไม่ใหญ่ และวงจรควบคุมไม่ซับซ้อน มีขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้าเหมาะสมที่จะใช้นำมาใช้กับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงประเภท Induction Heating ดังนั้นในการพิจารณาจะทำการพิจารณาเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.13 วงจรเฟสเซอร์ RLC อนุกรม ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร RLC เรโซแนนซ์แบบอนุกรมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 โดยจะนำเสนอการพิจารณาผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรในกรณีที่แรงดันอินพุตเป็นคลื่นไซน์ซึ่งจะเป็นพื้นฐานในการพิจารณาสำหรับกรณีที่อินพุตมีลักษณะคลื่นที่ไม่เป็นไซน์ได้ต่อไป จากวงจร RLC อนุกรมดังรูปที่ 2.13 ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและเอาต์พุตได้ดังสมการ (2.2)

$$\vec{V}_o = \vec{V}_i \left(\frac{R}{R + jX_L + \frac{1}{jX_C}} \right) = V_i \left(\frac{R}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \right) \quad (2.2)$$

$$= V_i \left(\frac{R}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \right)$$

และความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดของแรงดันอินพุตและเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการ (2.3)

$$V_o = V_i \left(\frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \right) \quad (2.3)$$

ดังนั้นจะได้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรคือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (2.4)$$

หรือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega RC}\right)^2}}$$

เรโซแนนซ์เกิดขึ้นเมื่อค่า $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ ซึ่งจะทำให้ค่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเท่ากับ 1 และความถี่ที่ทำให้เกิดเรโซแนนซ์นี้มีค่าดังสมการ

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

หรือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า characteristic impedance (Z_o) วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมเท่ากับ

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C} \quad (2.7)$$

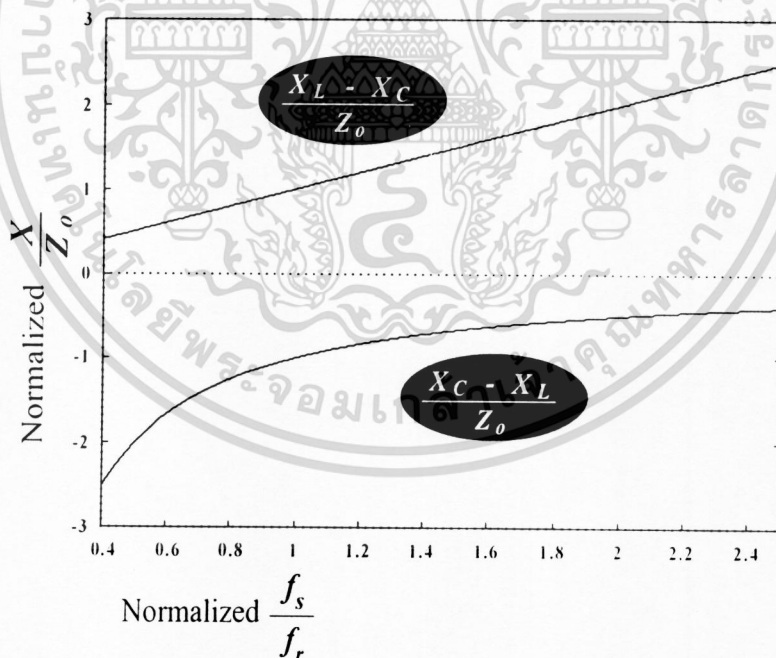
เพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ X_L และค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุ X_C เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง โดยสามารถอ้างอิงกับ Z_o ได้ดังนี้

$$\frac{X_L}{Z_o} = \frac{\omega L}{\omega_r L} = \frac{\omega}{\omega_r} \quad (2.8)$$

และ

$$\frac{X_C}{Z_o} = \frac{(1/\omega C)}{(-1/\omega_r C)} = -\frac{\omega_r}{\omega} \quad (2.9)$$

สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของ X_L และ X_C เทียบกับความถี่ได้ดังรูปที่ 2.14 ซึ่งจะพบว่า $X_L = -X_C$ ขณะที่ความถี่ $f_s = f_r$



รูปที่ 2.14 การเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Quality factor Q ของวงจรสามารถหาได้จากสมการ (2.10)

$$Q = 2\pi \left[\frac{\text{พลังงานที่เก็บไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำสูงสุด}}{\text{พลังงานที่ใช้ไปต่อไซเคิล}} \right] \quad (2.10)$$

ที่ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร ขณะที่แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเท่ากับศูนย์ จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงสุด และพลังงานจะถูกเก็บไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำทั้งหมด ถ้ากำหนดให้กระแสที่ไหลในวงจร RLC อนุกรมมีค่าดังสมการ (2.11)

$$i_o = I_p \sin \omega t \quad (2.11)$$

พลังงานที่เก็บไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำสูงสุดจะมีค่าดังสมการ (2.12)

$$\text{พลังงานที่เก็บไว้ที่ตัวเหนี่ยวนำสูงสุด} = \frac{1}{2} LI_p^2 \quad (2.12)$$

และพลังงานที่ใช้ไปต่อไซเคิลมีค่าดังสมการ (2.13)

$$\text{พลังงานที่ใช้ไปต่อไซเคิล} = \left(\frac{1}{2} \right) \left(\frac{I_p^2 R}{f_r} \right) \quad (2.13)$$

ดังนั้นจะได้ค่า Quality factor Q ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมดังสมการ (2.14)

$$Q = 2\pi \frac{\left(\frac{1}{2} \right) LI_p^2}{\left(\frac{1}{2} \right) \frac{I_p^2 R}{f_r}} = 2\pi f_r \frac{L}{R} = \frac{\omega_r L}{R} \quad (2.14)$$

เนื่องจากที่ความถี่เรโซแนนซ์ $\omega_r L = \frac{1}{\omega_r C}$ ดังนั้นจะได้

$$Q = \frac{1}{\omega_r RC} \quad (2.15)$$

คูณทั้งสองด้านของสมการ (2.15) ด้วย $\frac{\omega}{\omega_r}$

$$Q \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right) = \left(\frac{\omega_r L}{R} \right) \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right) = \frac{\omega L}{R} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

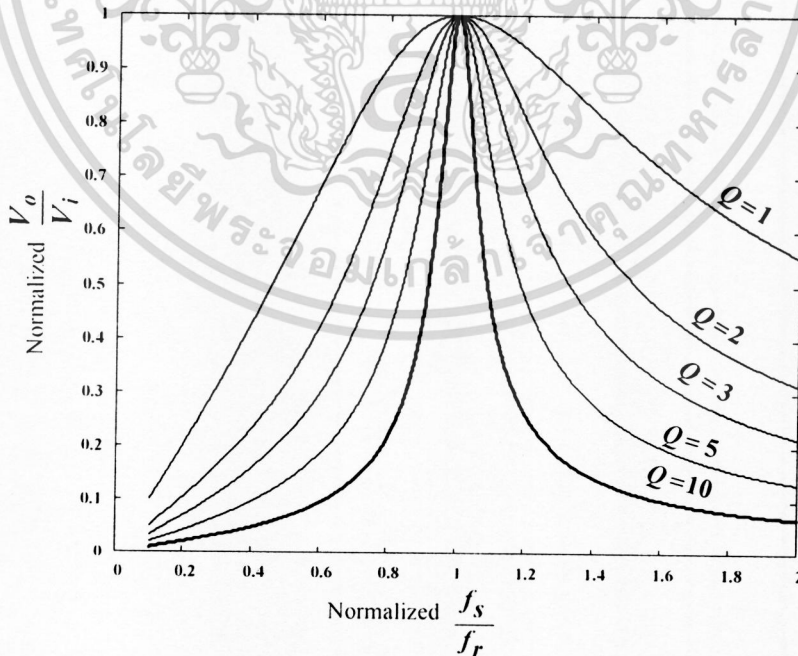
คูณทั้งสองด้านของสมการ (2.15) ด้วย $\frac{\omega_r}{\omega}$

$$Q\left(\frac{\omega_r}{\omega}\right) = \left(\frac{1}{\omega_r RC}\right)\left(\frac{\omega_r}{\omega}\right) = \frac{1}{\omega RC} \quad (2.17)$$

แทนค่า $\frac{\omega L}{R}$ จากสมการ (2.16) และ $\frac{1}{\omega RC}$ จากสมการ (2.17) ลงในทรานสเฟอร์ฟังก์ชันสมการ (2.4) จะสามารถเขียนทรานสเฟอร์ฟังก์ชันใหม่ในรูปของค่า Q ได้ดังสมการ (2.18)

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q\frac{\omega}{\omega_r} - Q\frac{\omega_r}{\omega}\right)^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)^2}} \end{aligned} \quad (2.18)$$

สามารถแสดงผลตอบสนองต่อความถี่ที่ Q ค่าต่างๆ ของวงจรได้ดังรูปที่ 2.15 ซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้าความถี่ของอินพุทไม่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจร จะทำให้แรงดันเอาต์พุทมีค่าลดลงในขณะที่ Q ของวงจรมีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 2.15 ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรมที่ค่า Quality factor ต่างๆ

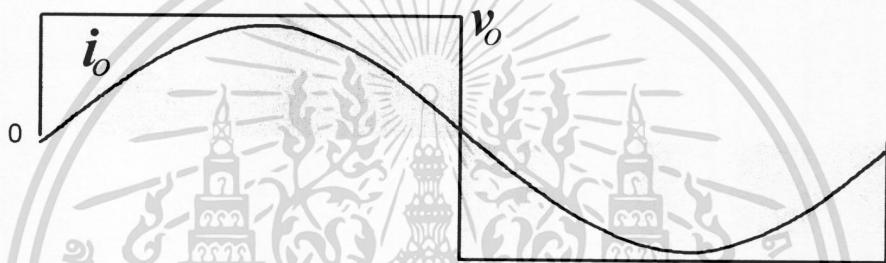
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

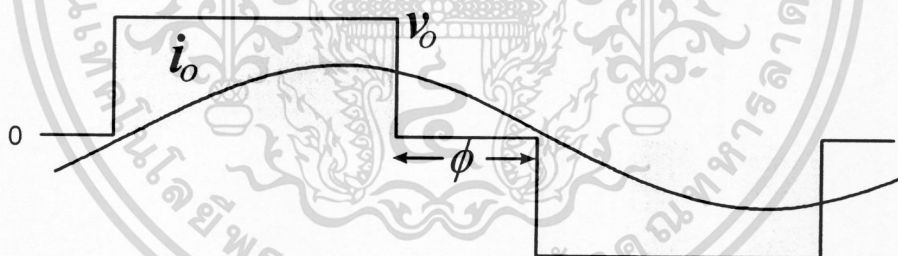
การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมสามารถควบคุมได้ 4 แบบ คือ

- 1) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Phase-Shifted Controlled
- 2) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Pulse Density Modulation
- 3) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Asymmetrical Voltage Controlled
- 4) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Pulse Frequency Modulation

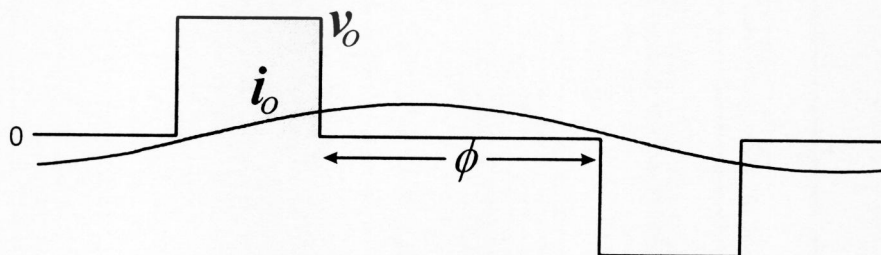
2.5.1 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift : ϕ



(a) มุม Phase-Shift 0 องศา



(b) มุม Phase-Shift 60 องศา

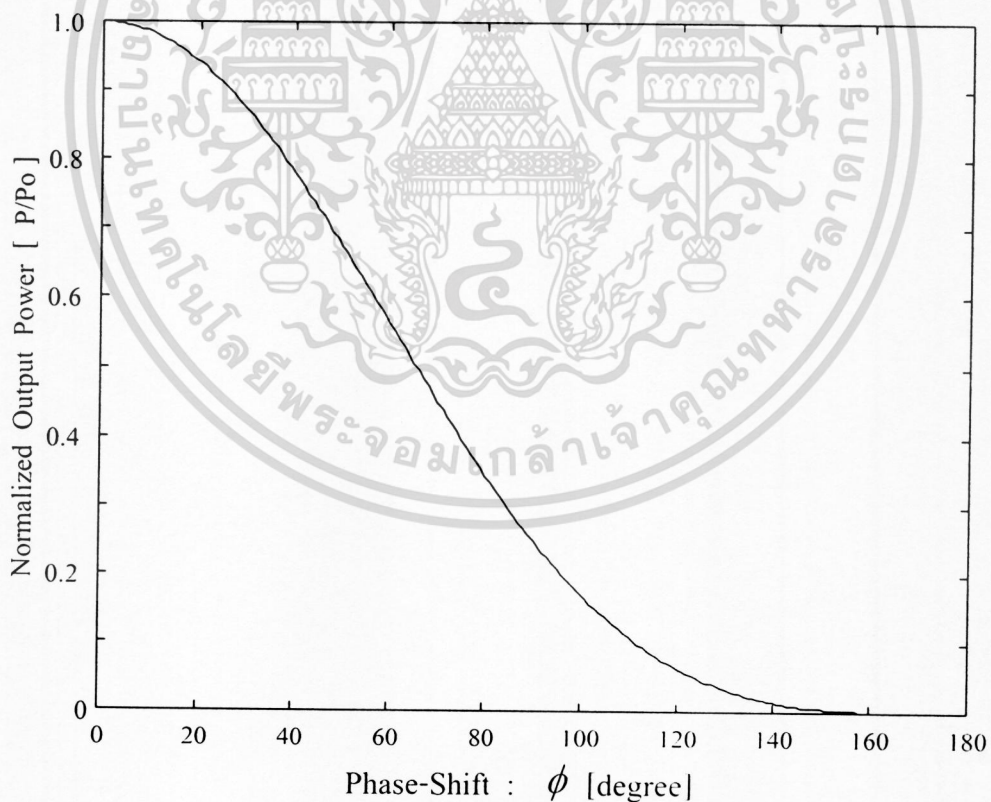


(c) มุม Phase-Shift 120 องศา

รูปที่ 2.16 คลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ

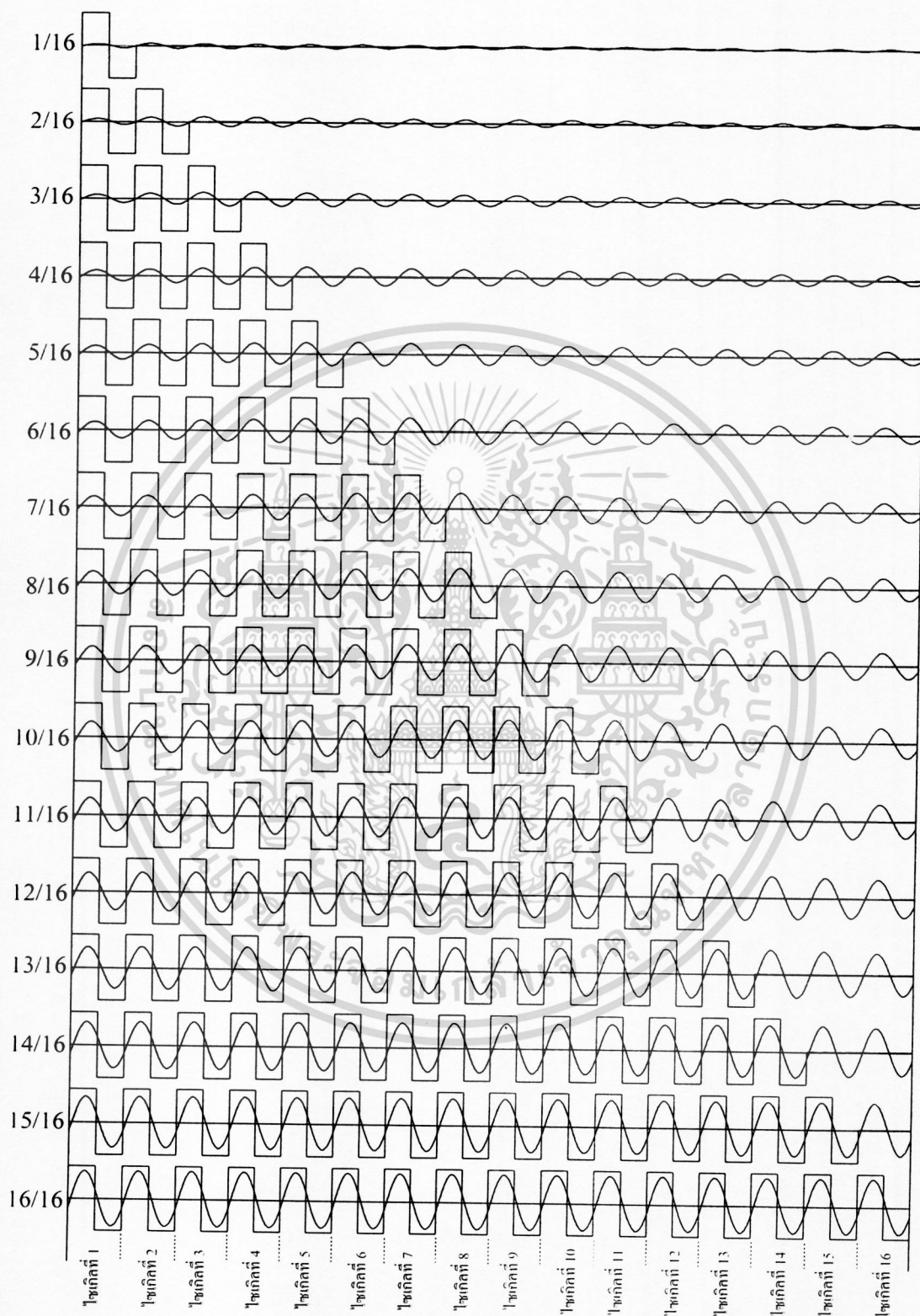
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift จะเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ให้ซ้อนทับสัญญาณอีกกึ่งหนึ่งเป็นบางส่วนตามขนาดของมุม Phase-Shift โดยที่ความถี่สวิตช์จะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อย เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ตำแหน่ง ZVS เสมอ ดังรูปที่ 2.16 จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ เช่น ที่มุม Phase-Shift เท่ากับ 0 องศา ดังรูปที่ 2.16(a) จะได้ปริมาณกระแสรวมสูงสุด และเมื่อปรับมุม Phase-Shift เพิ่มขึ้นเป็น 60 องศา และ 120 องศา ดังรูปที่ 2.16(b) และรูปที่ 2.16(c) ตามลำดับ ปริมาณกระแสจะลดต่ำลงเรื่อยๆ ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 2.17 โดยจะเห็นได้ว่าเมื่อปรับมุม Phase-Shift มากขึ้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะลดลงเรื่อยๆ การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยวิธีการปรับมุม Phase-Shift นี้มีข้อดีคือ เมื่อปรับมุม Phase-Shift มากขึ้นจะมีผลทำให้กระแสจ่ายไหลทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไปจากคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งข้อดีนี้สามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยการเลือกค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์ให้มีค่าสูงขึ้น



รูปที่ 2.17 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ

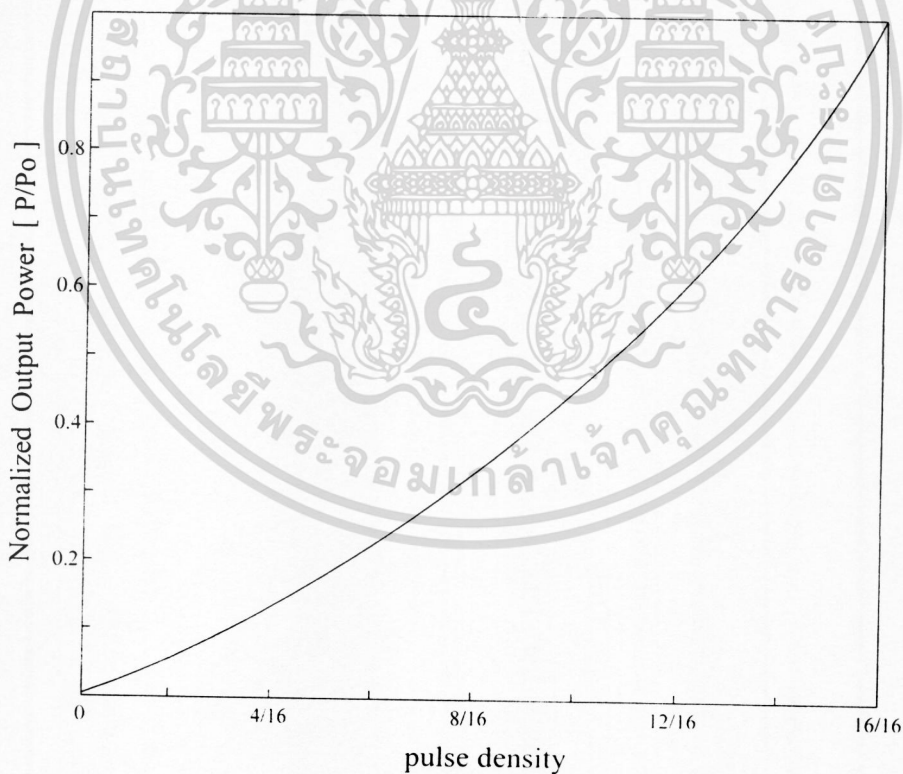
2.5.2 การปรับความถี่กำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Pulse Density Modulation



รูปที่ 2.18 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

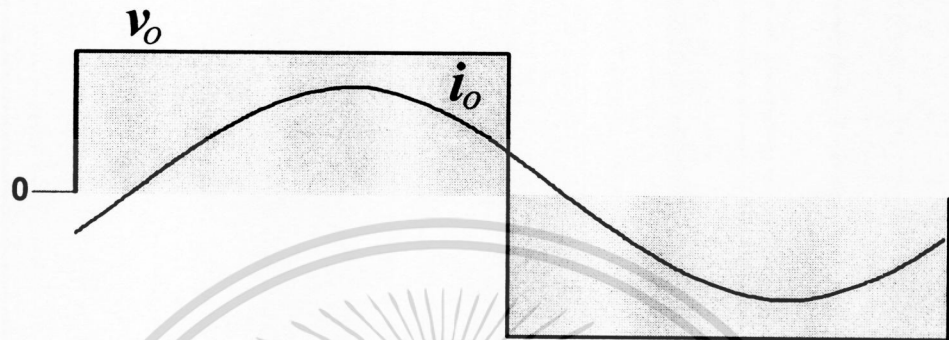
การควบคุมด้วยวิธีนี้เป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการลดจำนวนไซเคิลของคลื่นสแควร์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์จากจำนวนน้อยไปหามากดังแสดงในรูปที่ 2.18 ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีการปรับเปลี่ยนจาก 16 ไซเคิล ไปจนถึง 1 ไซเคิล กระแสไหลผ่านโหลดจะมีปริมาณมากที่สุดเมื่อปรับแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวนไซเคิลสูงสุดเท่ากับ 16 ไซเคิล และปริมาณกระแสที่ไหลผ่านโหลดจะลดลงเรื่อยๆ เมื่อปรับแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวนไซเคิลลดลง ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนกราฟกำลังไฟเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขณะปรับจำนวนไซเคิลเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ไปจะได้ดังรูปที่ 2.19 โดยจะเห็นได้ว่าที่จำนวนไซเคิลสูงสุดเท่ากับ 16 ไซเคิล กำลังไฟเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์จะมีค่ามากที่สุดและจะลดลงเรื่อยๆเมื่อทำการปรับจำนวนไซเคิลลดลง การควบคุมกำลังไฟด้วยวิธีนี้จะมีข้อดีคือ ระดับกำลังไฟที่ปรับเปลี่ยนค่าไปจะมีลักษณะที่ไม่ต่อเนื่อง แต่จะเป็นไปที่ละ step ซึ่งมีทั้งหมดรวม 16 step ดังแสดงในรูปที่ 2.18 นอกจากนี้ในกรณีที่มีการปรับลดกำลังไฟลงไปถึงระดับต่ำๆ จะมีผลทำให้กระแสที่จ่ายโหลดของอินเวอร์เตอร์ จะมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่ไม่คงที่ แต่ระดับ peak ของคลื่นไซน์จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่คงที่



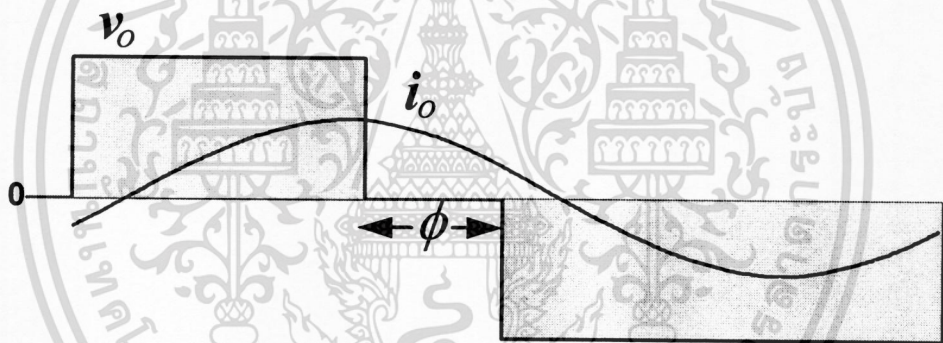
รูปที่ 2.19 กำลังไฟเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ

2.5.3 การปรับควบคุมกำลังไฟด้วยวิธีการ Asymmetrical Voltage Controlled

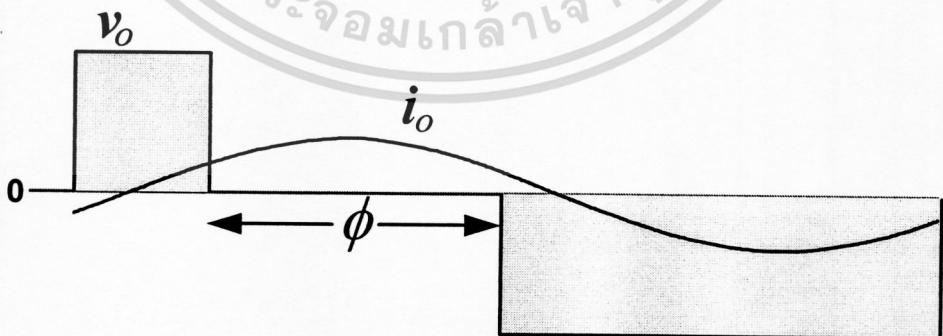
รูปแบบลักษณะคลื่นแรงดันแบบไม่สมมาตรทางด้านเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมความถี่สูง เพื่อใช้สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้า โดยจะใช้หลักการควบคุมแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มีการสวิทช์ขณะแรงดันเท่ากับศูนย์



a) การเลื่อนแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มุม $\phi = 0^\circ$



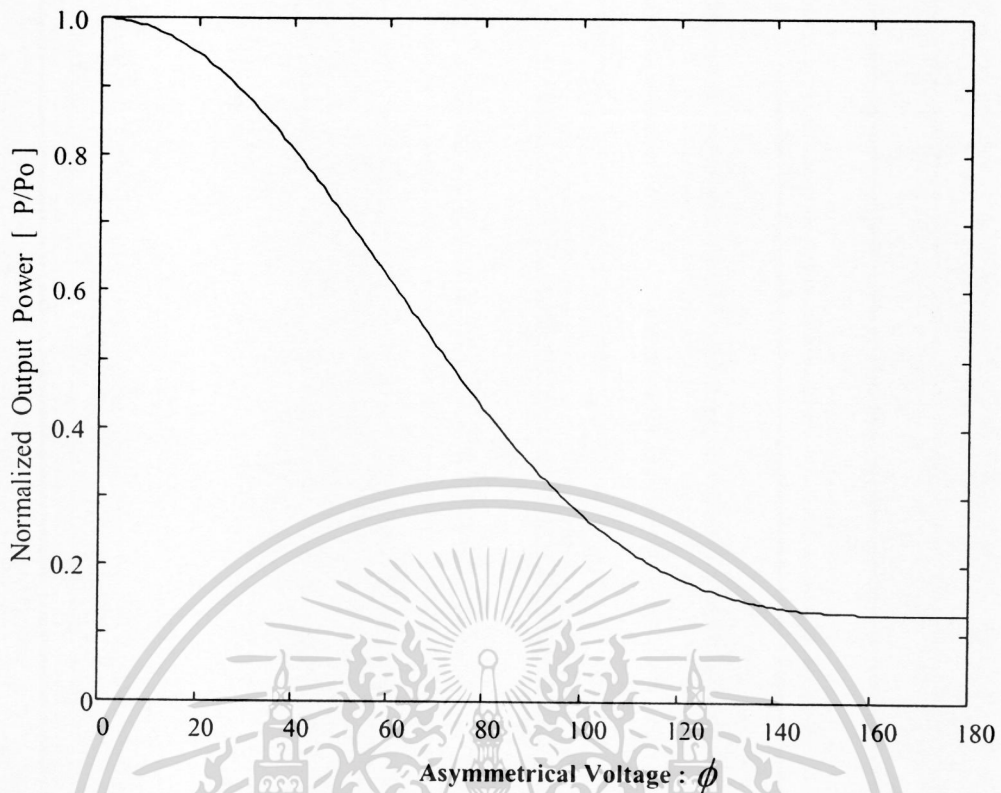
b) การเลื่อนแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มุม $\phi = 60^\circ$



c) การเลื่อนแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มุม $\phi = 120^\circ$

รูปที่ 2.20 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กรณีที่มีการเลื่อนแรงดันแบบไม่สมมาตรที่มุม ϕ ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีการเชื่อมแรงดันแบบไม่สมมาตร ที่มีมุม ϕ ต่างๆ

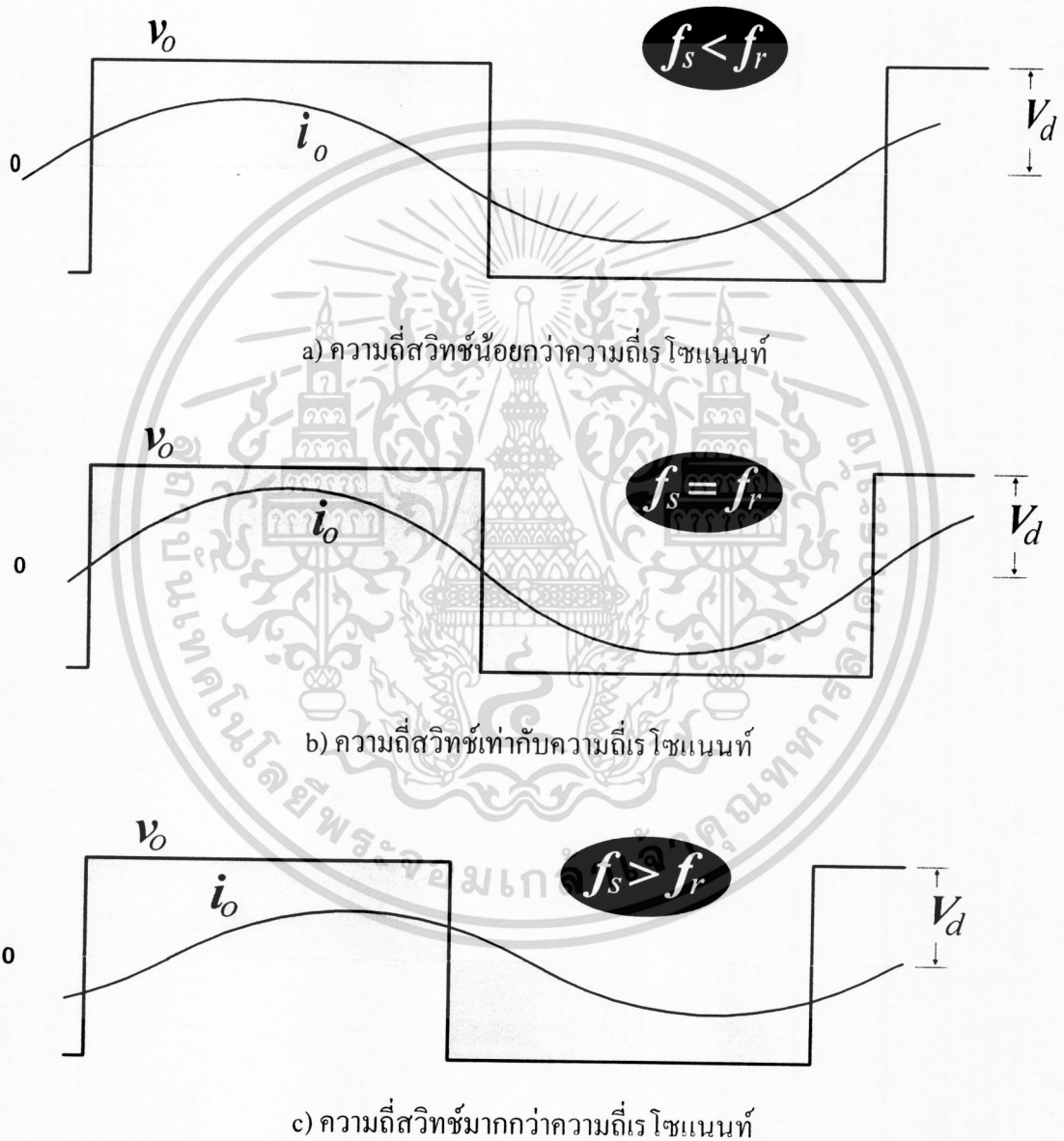
จากรูปที่ 2.21 จะพบว่าเมื่อทำการเชื่อมแรงดันมากขึ้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะลดลงเรื่อยๆ การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยวิธีการ Asymmetrical Voltage นี้มีข้อด้อยคือ เมื่อทำการเชื่อมแรงดันมากขึ้น จะมีผลทำให้กระแสจ่ายโหลดทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไปจากคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งข้อด้อยนี้สามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยการเลือกค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์ให้มีค่าสูงขึ้น อีกทั้งกรณีที่มีการเชื่อมแรงดันนี้จะต้องทำการสร้างสัญญาณเพื่อทำการเชื่อมแรงดันเพิ่มเติม ทำให้วงจรควบคุมมีความซับซ้อนมากขึ้นถ้านำมาใช้แล้วจะทำให้โครงสร้างของวงจรควบคุมมีขนาดใหญ่และมีความซับซ้อนมากขึ้น

2.5.4 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Pulse Frequency Modulation

การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าในกรณีนี้ สามารถทำได้โดยปรับความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยจะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสที่โหลดดังแสดงในรูปที่ 2.22 ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ความถี่สวิตช์น้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.22(a) และรูปที่ 2.22(c) จะได้ปริมาณกระแสที่ลดลง ส่วนที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ดังแสดงในรูปที่ 2.22(b) จะได้กระแสที่มีปริมาณสูงสุดดังนั้นเมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับค่าความถี่สวิตช์ที่เปลี่ยนแปลงจะได้ดังรูปที่ 2.23 ซึ่งจะ

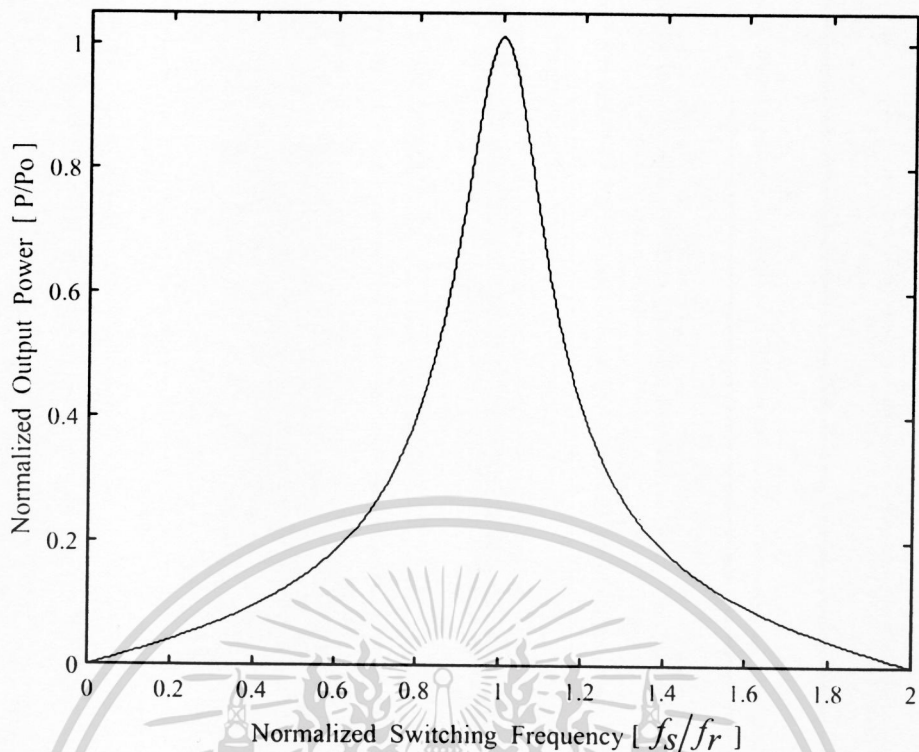
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปเผยแพร่หรือใช้เพื่อการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นว่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ และจะได้กำลังไฟฟาลดต่ำลงที่ความถี่สวิตช์น้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับความถี่นี้จะมีข้อดีคือ ระบบควบคุมไม่ซับซ้อน แต่มีข้อจำกัดคือ จะมีการสูญเสียที่ตัวสวิตช์และเมื่อปรับความถี่สวิตช์ให้มีความถี่สูงขึ้น ก็จะทำให้กระแสเพิ่มขึ้นจากลักษณะคลื่นไซน์มากขึ้น ทำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกเกิดขึ้นตามมาด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่ค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์มีค่าต่ำลง



รูปที่ 2.22 คลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์กรณีควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการ Pulse Frequency Modulation

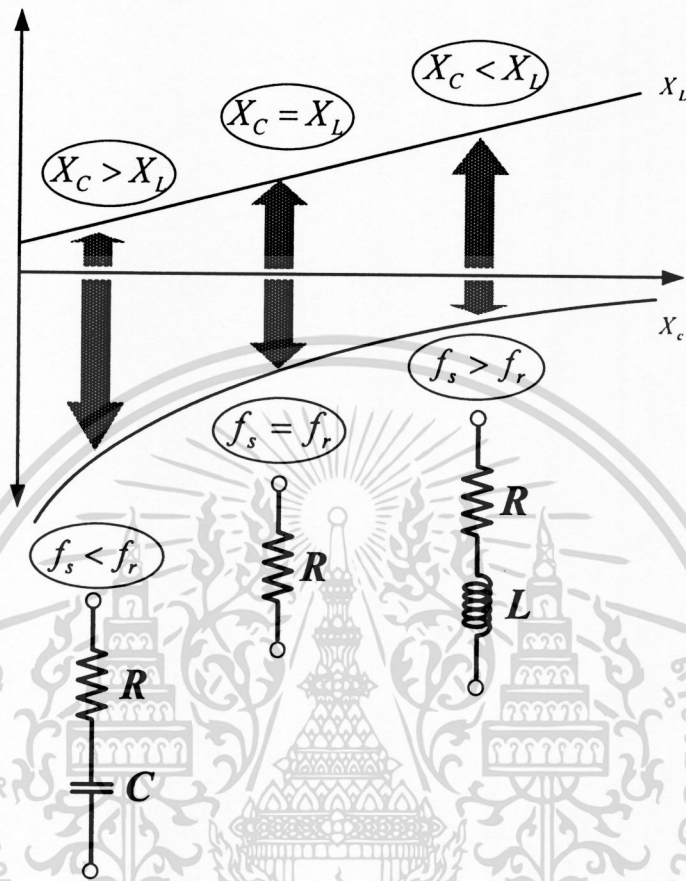
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิตช์ต่างๆ

เมื่อทำการปรับความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ส่งผลทำให้ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำสมมูล (X_L) ค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุรีโซแนนท์ (X_C) และค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z) เปลี่ยนแปลงไปดังรูปที่ 2.24 เมื่อความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลง โดยที่ความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์เท่ากับความถี่รีโซแนนท์ของโหลด ($f_s = f_r$) ทำให้ค่ารีแอคแตนซ์ (X_L) เท่ากับค่ารีแอคแตนซ์ (X_C) ส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z) มีค่าเท่ากับค่าความต้านทานสมมูล (R) ซึ่งจะได้ลักษณะคลื่นกระแสโหลดที่เป็นไซน์ที่มีขนาดสูงที่สุดพร้อมทั้งมีมุมเฟสที่ตรงกับคลื่นแรงดัน ดังในรูปที่ 2.22(b) ส่งผลค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์มีค่าสูงสุด ส่วนที่ความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์น้อยกว่าความถี่รีโซแนนท์ของโหลด ($f_s < f_r$) ทำให้ค่ารีแอคแตนซ์ (X_C) จะมีค่ามากกว่าค่ารีแอคแตนซ์ (X_L) ส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z) เท่ากับ (R) รวมกับค่ารีแอคแตนซ์ที่ได้จากค่า $X_C - X_L$ ซึ่งจะได้ลักษณะคลื่นกระแสโหลดที่เพี้ยนไปจากคลื่นไซน์พร้อมทั้งมีขนาดที่ลดลง และมีมุมเฟสหน้าคลื่นแรงดัน ดังในรูปที่ 2.22(a) ส่งผลค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับกรณี $f_s = f_r$ และความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์มากกว่าความถี่รีโซแนนท์ของโหลด ($f_s > f_r$) ทำให้ค่ารีแอคแตนซ์ X_L มากกว่าค่ารีแอคแตนซ์ X_C ส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z) เท่ากับ R รวมกับค่ารีแอคแตนซ์ที่ได้จากค่า $X_L - X_C$ ซึ่งจะได้ลักษณะคลื่นกระแสโหลดที่เพี้ยนไปจากคลื่นไซน์พร้อมทั้งมีขนาดที่ลดลงและมีมุมเฟสล่าหลังคลื่นแรงดัน ดังในรูปที่ 2.22(c) ส่งผลค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับ

กับกรณี $f_s = f_r$ สำหรับการควบคุมกำลังไฟในงานวิจัยนี้ จะเลือกใช้วิธีการปรับควบคุมกำลังไฟด้วยการปรับความถี่เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่าย วงจรไม่ซับซ้อนจนเกินไป

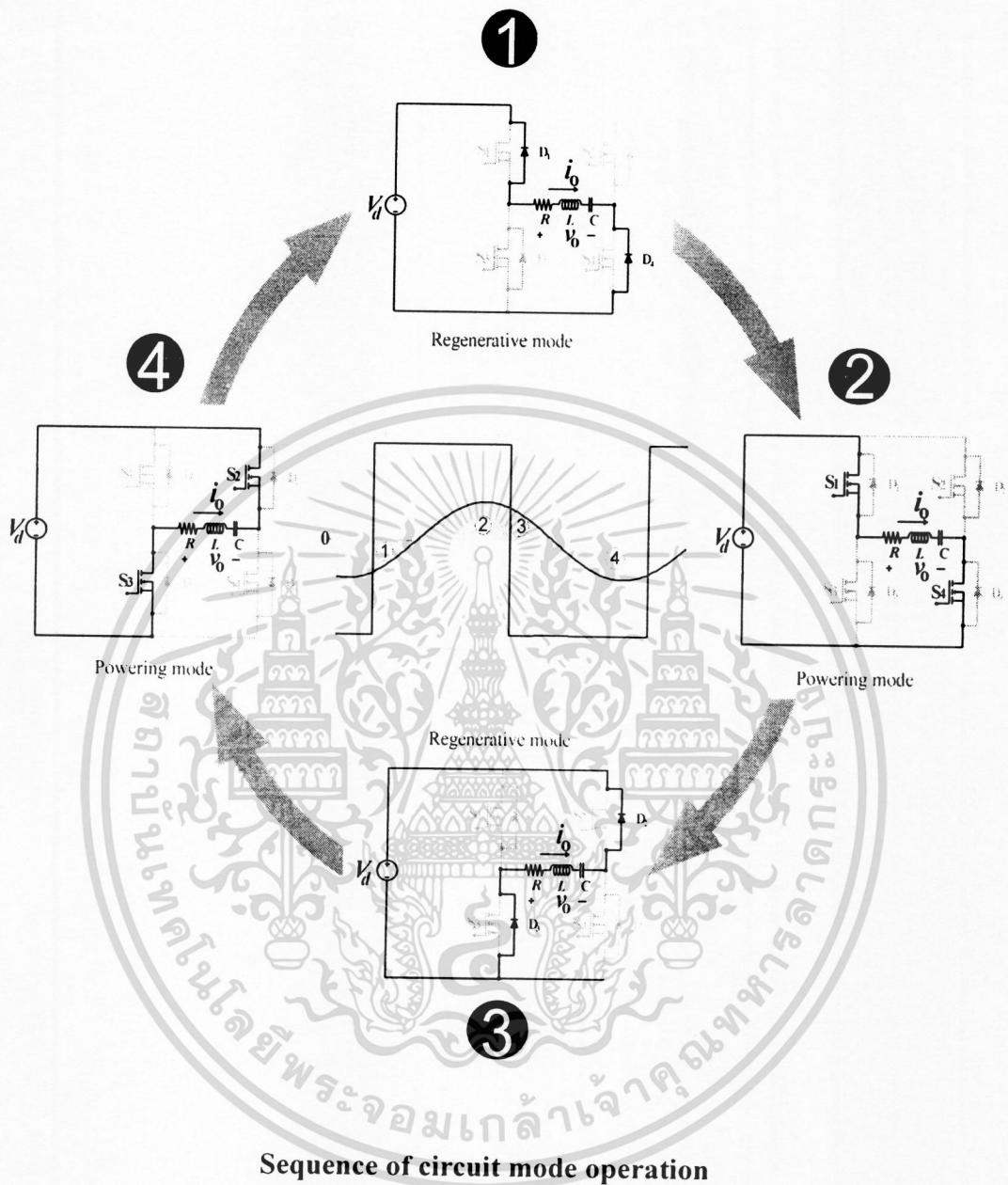


รูปที่ 2.24 การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำสมมูล (X_L), ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุรีโซแนนท์ (X_C) และค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด (Z) ของโหลดเรโซแนนท์ เมื่อความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลง

2.6 โหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม

จากรูปที่ 2.25 จะเห็นได้ว่าวงจรจะประกอบไปด้วยสวิตช์ทั้งหมด 4 ตัว นั่นคือ สวิตช์ S_1 , S_2 , S_3 และ S_4 โดยจะมีลักษณะการทำงานดังนี้คือ คู่สวิตช์ S_1 , S_4 และ S_2 , S_3 จะทำงาน ON-OFF สลับกันไปเพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ซึ่งในทางปฏิบัติจะสามารถทำได้ในย่านที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ทั้งนี้เพื่อให้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานในสภาวะ Zero Voltage Switching (ZVS) ดังนั้นในหัวข้อนี้จะนำเสนอการควบคุมกำลังไฟที่จ่ายให้กับโหลดในย่านความถี่สวิตช์ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ของวงจรเท่านั้น โดยโหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม สามารถแบ่งออกเป็น 4 โหมดการทำงานได้ดังนี้

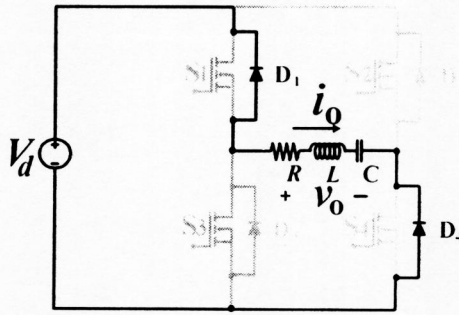
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



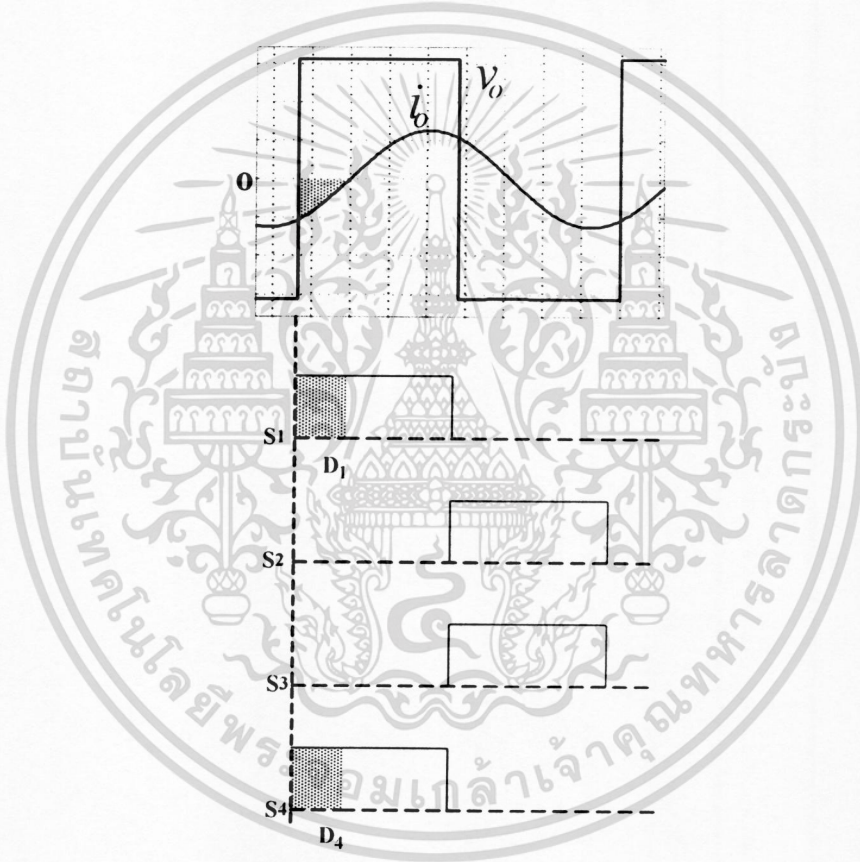
รูปที่ 2.25 โหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1 หลักการทำงานของโหมด 1 Regenerative mode



รูปที่ 2.26 Mode 1 Regenerative mode



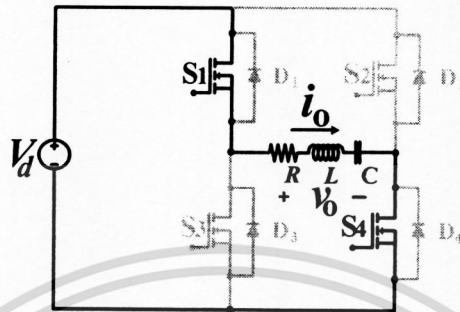
รูปที่ 2.27 คลื่นแรงดันและกระแสทางเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ และคลื่นสัญญาณการทำงานของสวิตช์ใน Mode 1 Regenerative mode

หลักการทำงานของโหมดที่ 1 ซึ่งจะเรียกต่อไปว่า Regenerative mode จากรูปที่ 2.26 ขณะที่สวิตช์ S_2 และ S_3 OFF กระแส (i_o) ยังคงไหลทิศทางเดิมที่มีค่าเป็นลบโดยจะผ่าน D_4 และ D_1 ไปยังแหล่งจ่ายไฟตรง ถึงแม้ว่าจะมีสัญญาณรอยู่ที่ขาเกตของสวิตช์ S_1 และ S_4 อยู่ก็ตาม ดังรูปที่ 2.27 แต่สวิตช์ S_1 และ S_4 ยังไม่สามารถ ON ได้เนื่องจาก D_4 และ D_1 ON ทำให้ สวิตช์ S_1 และ S_4 เป็น Reverse bias D_4 และ D_1 จะต่อเชื่อมโหลดกับแหล่งจ่ายไฟตรง ส่งผลทำให้แรงดันตกคร่อม

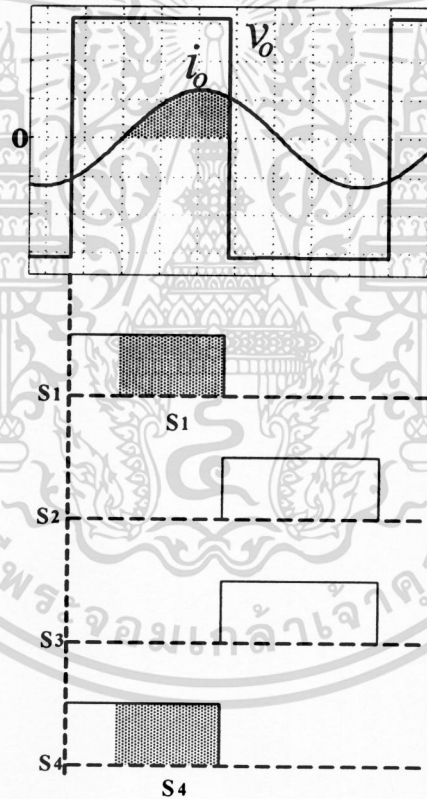
เอกสารนี้จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโหมดนี้โหลดจะทำการจ่ายพลังงานคืนให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจากกระแส (i_o) มีค่าเป็นลบและแรงดันตกคร่อมโหลด (v_o) มีค่าเป็นบวกซึ่งจะมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรงทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ดังนั้น จึงเรียกโหมดการทำงานนี้ว่า **Regenerative mode**

2.6.2 หลักการ ทำงานของโหมด 2 Powering mode



รูปที่ 2.28 Mode 2 Powering mode

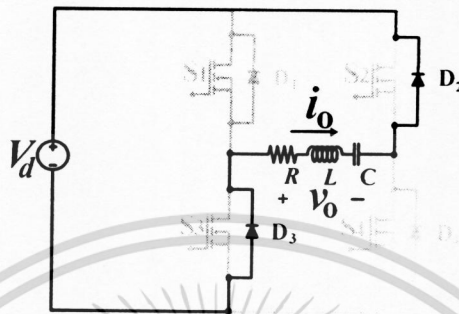


รูปที่ 2.29 คลื่นแรงดันและกระแสทางเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ และคลื่นสัญญาณการทำงานของสวิตช์ใน Mode 2 Powering mode

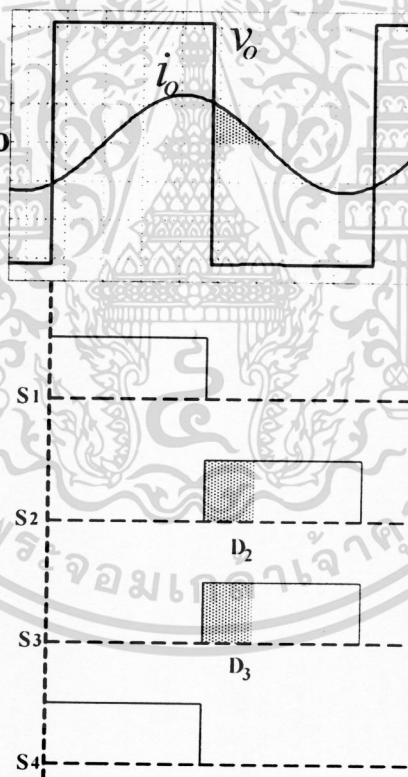
หลักการ ทำงานของโหมดที่ 2 ซึ่งจะเรียกต่อไปว่า Powering mode จากรูปที่ 2.28 ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_4 ON ในขณะที่สวิตช์ S_2 และ S_3 OFF ทิศทางกระแส (i_o) จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟตรงทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($+V_d$) ผ่านสวิตช์ S_1 และ S_4 ไปยังโหลดกลับสู่แหล่งจ่ายไฟตรงทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($-V_d$)

ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแส (i_o) มีค่าเป็นบวกและแรงดันตกคร่อมโหลด (v_o) มีค่าเป็นบวกซึ่งจะมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรงทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงเรียกโหมดการทำงานนี้ว่า **Powering mode**

2.6.3 หลักการทำงานของโหมด 3 Regenerative mode



รูปที่ 2.30 Mode 3 Regenerative mode



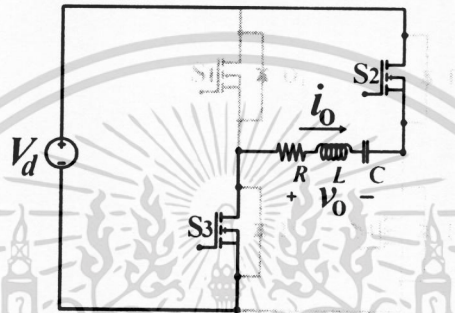
รูปที่ 2.31 คลื่นแรงดันและกระแสทางเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ และคลื่นสัญญาณการทำงานของสวิตช์ใน Mode 3 Regenerative mode

หลักการทำงานของโหมดที่ 3 ซึ่งจะเรียกต่อไปว่า Regenerative mode จากรูปที่ 2.30 ขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_4 OFF กระแส (i_o) ยังคงไหลทิศทางเดิมที่มีค่าเป็นบวกโดยจะผ่าน D_2 และ D_3 ไปยังแหล่งจ่ายไฟตรงทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ถึงแม้ว่าจะมีสัญญาณรบกวนอยู่ที่ขาเกิดของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

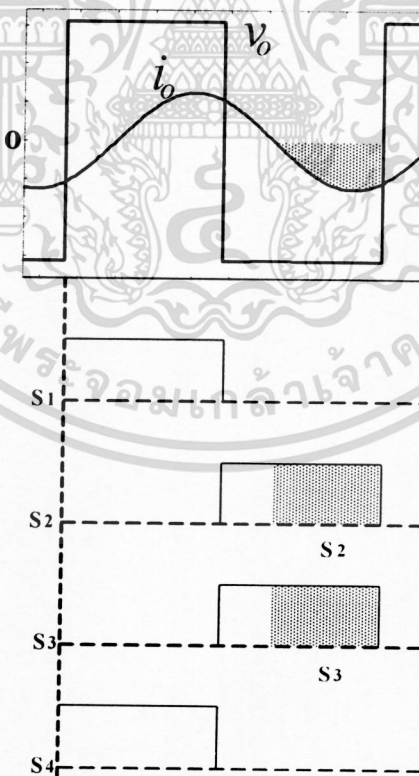
สวิตช์ S_2 และ S_3 ดังรูปที่ 2.31 แต่สวิตช์ S_2 และ S_3 ยังไม่สามารถ ON ได้เนื่องจาก D_1 และ D_2 ON ทำให้สวิตช์ S_2 และ S_3 เป็น Reverse bias D_1 และ D_2 จะต่อเชื่อมโหลดกับแหล่งจ่ายไฟตรง ส่งผลทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นบวก

ในโหมดนี้โหลดจะจ่ายพลังงานคืนให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจากกระแส (i_o) มีค่าเป็นบวกและแรงดันตกคร่อมโหลด (v_o) มีค่าเป็นลบซึ่งจะมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรงทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงเรียกโหมดการทำงานนี้ว่า **Regenerative mode**

2.6.4 หลักการทำงานของโหมด 4 Powering mode



รูปที่ 2.32 Mode 4 Powering mode



รูปที่ 2.33 คลื่นแรงดันและกระแสทางเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ และคลื่นสัญญาณ

การทำงานของสวิตช์ใน Mode 4 Powering mode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของโหมดที่ 4 ซึ่งจะเรียกต่อไปว่า Powering mode จากรูปที่ 2.32 ขณะที่ สวิตช์ S_3 และ S_2 ON ในขณะที่สวิตช์ S_1 และ S_4 OFF ทิศทางกระแส (i_o) จะไหลจากแหล่งจ่ายไฟตรงหน้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($-V_d$) ผ่านสวิตช์ S_3 และ S_2 ไปยังโหลดกลับสู่แหล่งจ่ายไฟตรงหน้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($+V_d$) ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแส (i_o) มีค่าเป็นลบและแรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็นลบจะมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรงหน้าอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงเรียกโหมดการทำงาน

ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแส (i_o) มีค่าเป็นลบและแรงดันตกคร่อมโหลด (v_o) มีค่าเป็นลบจะมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรงหน้าอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงเรียกโหมดการทำงานนี้ว่า **Powering mode**

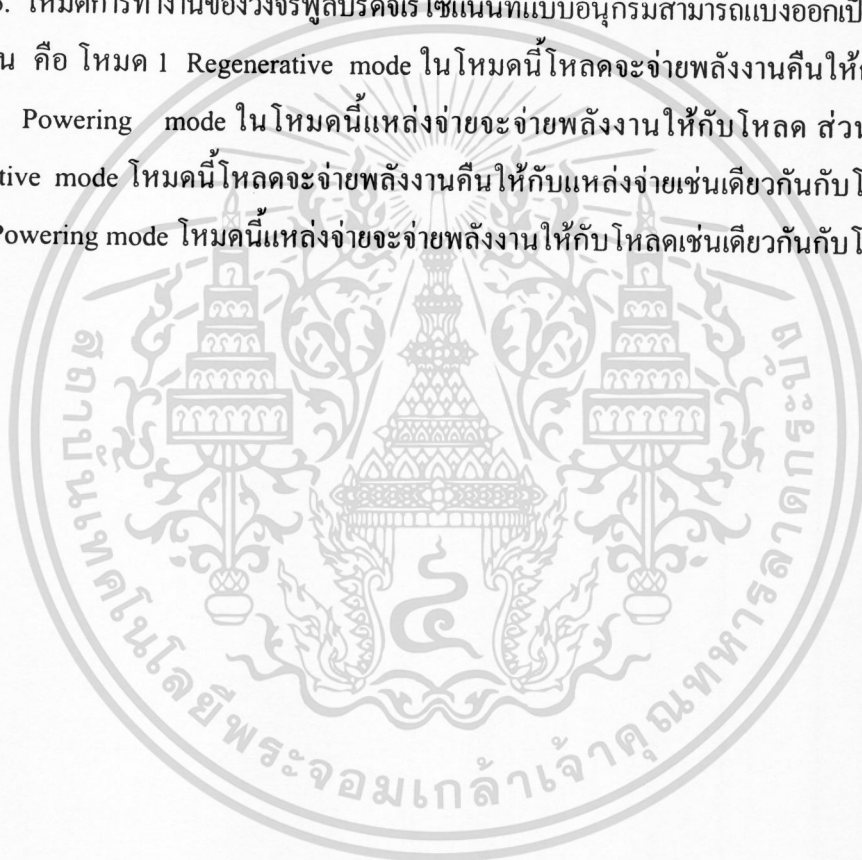
2.7 สรุป

จากหลักการพื้นฐานการทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงเพื่อใช้ในการให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถทำการสรุปเป็นหัวข้อต่างๆ ได้ดังนี้

1. ในการทำให้เกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำนั้นจะเป็นการให้ความร้อนกับชิ้นงานในบริเวณสั้นๆ ดังนั้นจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่พันรอบชิ้นงานจึงมีจำนวนรอบน้อย แรงดันต่ำ กระแสสูง และความถี่สูง ซึ่งความถี่สูงนั้นจะได้มาจากวงจรอินเวอร์เตอร์ แล้วนำมาผ่านหม้อแปลง Step-down เพื่อแปลงแรงดันให้ต่ำลง ในขณะเดียวกันก็จะเพิ่มปริมาณกระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนให้มีปริมาณเพิ่มขึ้น ทำให้ชิ้นงานเกิดความร้อนในช่วงระยะเวลาสั้นๆ ได้
2. ในชุดทดสอบอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงจะมีหลักการการทำงานโดยการแปลงกำลังงานไฟฟ้าที่ความถี่ต่ำไปเป็นกำลังงานไฟฟ้าความถี่สูง โดยมีโครงสร้างของระบบดังนี้
 - 1) ภาคแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz และวงจร LC ฟิลเตอร์
 - 2) ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง
 - 3) ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
 - 4) ภาคหม้อแปลงความถี่สูง ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนและชิ้นงาน
3. วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่เหมาะสมในการนำไปใช้งานกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) จะเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ เนื่องจากสามารถรับแรงดันและกระแสที่มีปริมาณมากได้ ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้มากกว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ จึงเหมาะสมในการนำไปใช้งานกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงประเภท Induction Heating

4. การควบคุมกำลังไฟฟ้า ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้วิธีการปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่าย วงจรไม่ซับซ้อน ต่างจากวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับมุม Phase-Shift ซึ่งขณะทำการปรับมุม Phase-Shift จะต้องทำการปรับเปลี่ยนความถี่ของสวิตช์ไปพร้อมกับการปรับมุม Phase-Shift เพื่อรักษาการทำงานของสวิตช์ให้อยู่ในสถานะ Zero Voltage Switching (ZVS) ส่วนการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธี Pulse Density Modulation และ Asymmetrical Voltage เนื่องจากวงจรควบคุมมีความซับซ้อนมากกว่าวิธีการปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบอื่น ถ้านำมาใช้แล้วจะทำให้โครงสร้างของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) มีขนาดใหญ่ขึ้น

5. โหมดการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์เรโซแนนท์แบบอนุกรมสามารถแบ่งออกเป็น 4 โหมดการทำงาน คือ โหมด 1 Regenerative mode ในโหมดนี้โหลดจะจ่ายพลังงานคืนให้กับแหล่งจ่าย โหมด 2 Powering mode ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลด ส่วนในโหมด 3 Regenerative mode โหมดนี้โหลดจะจ่ายพลังงานคืนให้กับแหล่งจ่ายเช่นเดียวกับโหมด 1 และ โหมด 4 Powering mode โหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเช่นเดียวกับโหมด 2



บทที่ 3

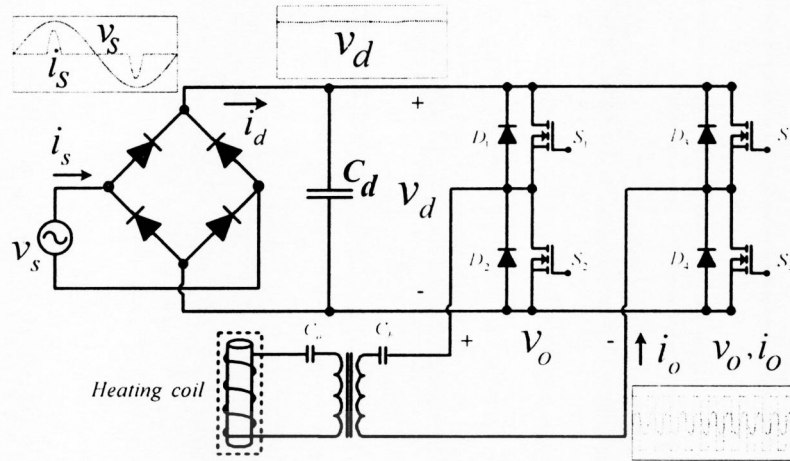
การวิเคราะห์หลักการทำงานของอุปกรณ์ให้ความร้อน ด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง จากด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ มายังด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

3.1 บทนำ

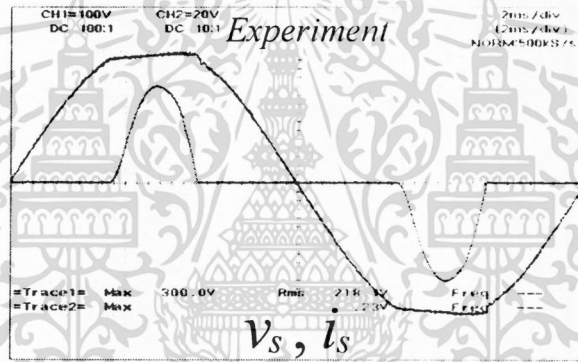
ในช่วงเวลาที่ผ่านมา อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้มีการพัฒนาและนำมาประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมเป็นอย่างมาก รวมไปถึงการนำเอาวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง ที่สามารถจ่ายโหลดอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ (Induction Heating) โดยทั่วไปที่ใช้งานในปัจจุบัน นั่นคือ การเปลี่ยนแรงดันไฟสลับที่ได้จากแหล่งจ่ายการ ไฟฟ้า 50-Hz ผ่านวงจรเรกติฟาย และใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ทำให้ได้คลื่นแรงดันคี่ซึตรงเรียบที่มีค่าระลอกแรงดันน้อยที่สุดซึ่งจะเรียกต่อไปว่า คลื่นแรงดันคี่ซึตรงเรียบ แล้วใช้วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เปลี่ยนคลื่นแรงดันคี่ซึตรงเรียบที่ได้เป็นคลื่นแรงดันเอซีสแควร์ซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่สวิตซ์ชิ่ง เพื่อป้อนให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม RLC ของโหลด ทำให้ได้กระแสฟลักซ์ที่จ่ายให้กับโหลด ซึ่งการวิเคราะห์สมการกระแสฟลักซ์ของโหลดเพื่อนำไปสู่การหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอซีสเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ และกำลังไฟฟ้าทางด้านคี่ซึอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ในกรณีแรงดันคี่ซึอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันคี่ซึตรงเรียบ ได้มีการวิเคราะห์ไว้แล้วในเอกสารอ้างอิงที่[1] แต่การใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ นั้น จะส่งผลทำให้กระแสทางด้านแหล่งจ่ายการ ไฟฟ้า 50-Hz มีลักษณะคลื่นกระแสไม่เป็นคลื่นไซน์ มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำประมาณ 0.5 - 0.6 โดยจะส่งผลกระทบต่อระบบรวมของแหล่งจ่ายการ ไฟฟ้าได้ในที่สุด ซึ่งสามารถเปรียบเทียบหลักการเดิมและหลักการใหม่ได้ดังนี้

หลักการเดิม จากหลักการเดิมนั้น ทางด้านหลังของวงจรเรกติฟาย ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) จะมีตัวเก็บประจุ (C_{μ}) ที่มีขนาดใหญ่ต่ออยู่ เพื่อให้ได้คลื่นแรงดันคี่ซึตรงเรียบ (v_{μ}) ป้อนให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 3.1 และผลจากตัวเก็บประจูดังกล่าวจะทำให้คลื่นแรงดันทางด้านแหล่งจ่ายการ ไฟฟ้า (v_s) และกระแส (i_s) ทางด้านแหล่งจ่ายการ ไฟฟ้ามีลักษณะคลื่นไม่เป็นไซน์ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งเป็นผลที่ได้จากการทดลองด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่ความถี่สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ 60 kHz อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่ได้นี้มีค่าต่ำเนื่องจากกระแสไม่เป็นไซน์ ดังนั้นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

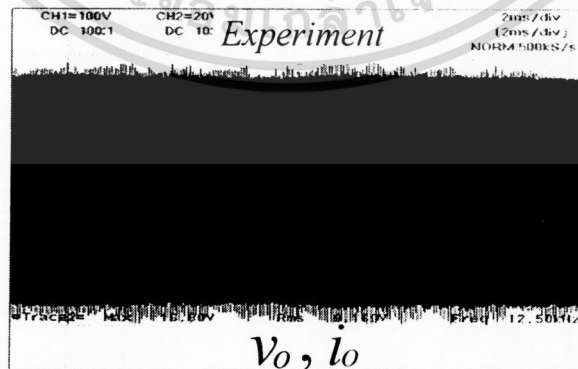
(Induction Heating) ซึ่งใช้หลักการดังกล่าวนี้จึงยังไม่เหมาะสมต่อการนำไปใช้งาน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 ส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันคี่ซิงตรงเรียบ

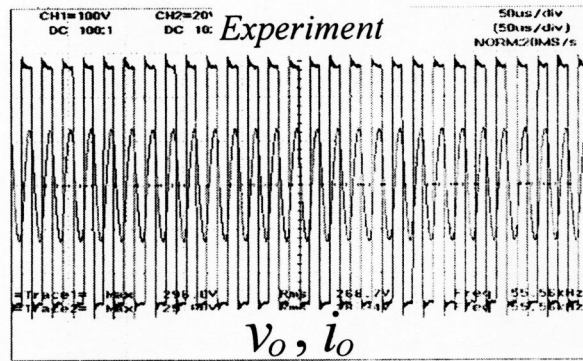


รูปที่ 3.2 ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (\$v_s\$) และคลื่นกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (\$i_s\$) ในกรณีที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซิงตรงเรียบที่ได้จากการทดลอง (\$x: 2ms/div\$)



รูปที่ 3.3 ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ (\$v_o\$) และคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ (\$i_o\$) ในกรณีที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซิงตรงเรียบ

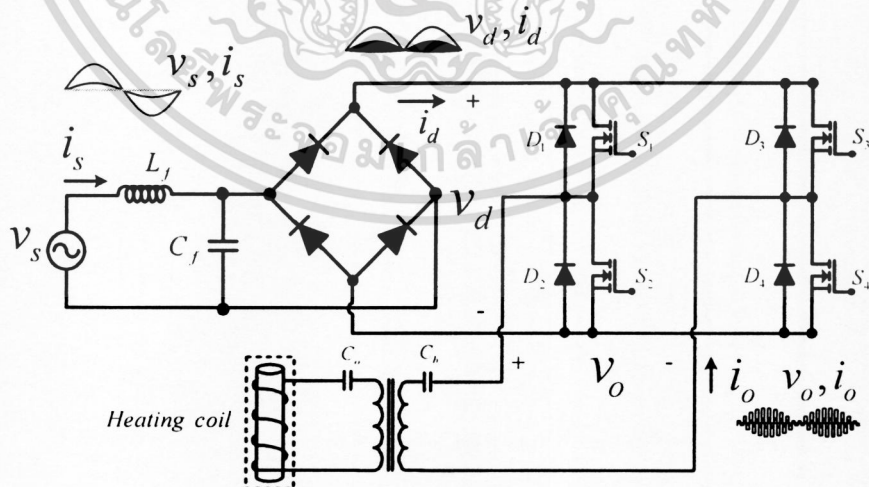
ที่ได้จากการทดลอง (\$x: 2ms/div\$)
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือทรัพย์สินทางปัญญาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (v_o) และคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (i_o) ในกรณีที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยมที่ไดจากการทดลอง ($x : 50 \mu s / div$)

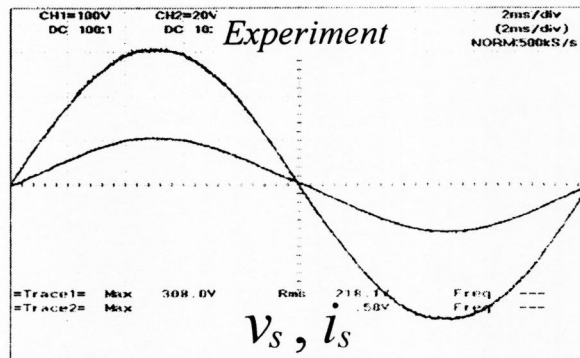
ดังนั้นเพื่อต้องการให้อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงนี้เหมาะสมที่จะนำไปใช้งานได้เป็นอย่างดี จะต้องทำการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นจึงได้นำเสนอแนวทางแก้ไขเพื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ให้มีค่าใกล้เคียง 1 ดังต่อไปนี้

หลักการใหม่ หลักการใหม่จะเป็นการนำตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่ที่อยู่ทางด้านหลังของวงจรเรกติฟายออกและทำการเพิ่มวงจร LC ฟิลเตอร์เข้าไปทางด้านหน้าของวงจรเรกติฟาย ดังรูปที่ 3.5 ทำให้ได้คลื่นแรงดันที่ป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยมรีกติฟาย 100 Hz ซึ่งจะมีลักษณะและการวิเคราะห์ต่างจากหลักการเดิมที่เป็นคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยม

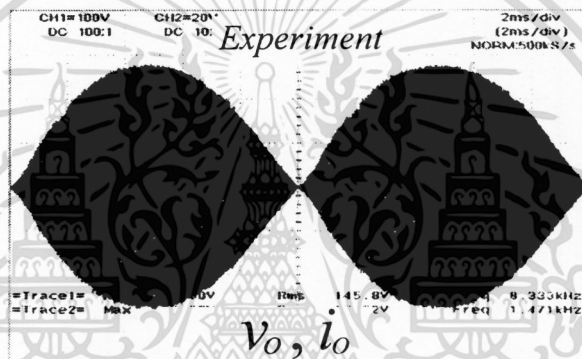


รูปที่ 3.5 ส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยมรีกติฟาย 100 Hz

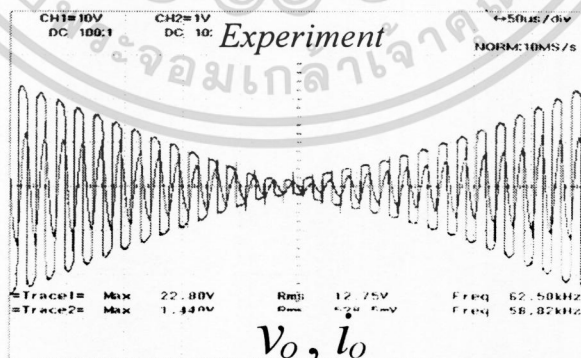
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (v_s) และคลื่นกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (i_s) ในกรณีที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซีเร็กติไฟาย 100 Hz ที่ได้จากการทดลอง ($x: 2ms/div$)



รูปที่ 3.7 ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ (v_o) และคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ (i_o) ในกรณีที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซีเร็กติไฟาย 100 Hz ที่ได้จากการทดลอง ($x: 2ms/div$)



รูปที่ 3.8 ลักษณะคลื่นแรงดันทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ (v_o) และคลื่นกระแสทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ (i_o) ในกรณีที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคี่ซีเร็กติไฟาย 100 Hz ที่ได้จากการทดลอง ($x: 50\mu s/div$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

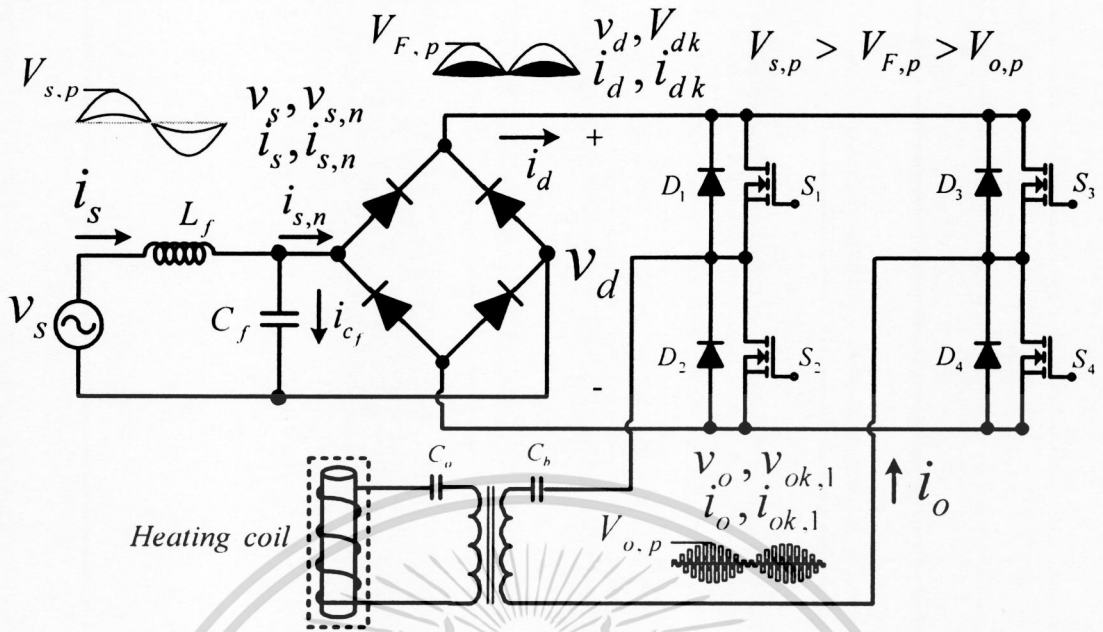
หลังจากได้คลื่นแรงดันคิซีเร็กติไฟาย 100 Hz ทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์แทนคลื่นแรงดันคิซีตรงเรียบในแบบเก่า เมื่อนำไปผ่านวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เพื่อเปลี่ยนคลื่นแรงดันคิซีเร็กติไฟาย 100 Hz ที่ได้ เป็นคลื่นแรงดันเอชิสแควร์ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันคิซีเร็กติไฟายทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ แล้วนำแรงดันที่ได้ป้อนเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม RLC ของโหลด เพื่อคำนวณหาค่ากระแสฟืนดาเมนทอลของโหลด เมื่อนำไปคำนวณร่วมกับแรงดันฟืนดาเมนทอลที่ป้อนให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม RLC ของโหลด จะสามารถนำไปสู่การหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอชิสแควร์ของอินเวอร์เตอร์ และยังสามารถนำสมการคลื่นกระแสฟืนดาเมนทอลทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถคำนวณได้แล้วนี้ย้อนกลับไปหาสมการคลื่นกระแสทางด้านคิซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์และนำไปเชื่อมโยงเข้ากับกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz เมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว กระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จะเป็นกระแสไซน์ 50-Hz i_s ที่อินเฟสกับแรงดันการไฟฟ้า 50-Hz ดังรูปที่ 3.6 ซึ่งสามารถทำให้คำนวณหาค่ากระแสนี้ได้เพื่อนำไปสู่การหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านคิซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังไฟฟ้านี้ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า และค่าประสิทธิภาพของวงจรรวมระหว่างเร็กติไฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ ในกรณีแรงดันด้านคิซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นแรงดันคิซีเร็กติไฟาย 100 Hz ได้ในที่สุด

3.2 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงได้ทำการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าสูงสุดเป็น 1 ในขณะที่ด้าน โหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งขั้นตอนการคำนวณจะเริ่มจากการคำนวณหาค่าแรงดันฟืนดาเมนทอล $v_{ok,1}$ จากคลื่นแรงดันสแควร์ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ $v_{ok,n}$ ซึ่งได้จากค่าแรงดันด้านคิซี V_{dk} ในแต่ละสแต็ปย่อย ๆ ของคลื่นแรงดัน v_d ลักษณะคลื่นเร็กติไฟายด้านคิซี ซึ่งมีแต่ละช่วงสแต็ปย่อยห่างเท่ากัน จากนั้นจะนำคลื่น $v_{ok,1}$ ในแต่ละช่วงย่อยนี้ ป้อนเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม RLC ของโหลด เพื่อคำนวณหาค่ากระแสโหลด $i_{ok,1}$ ของวงจรเรโซแนนท์นี้ $i_{ok,1}$ ที่ได้จะเป็นตัวแปรที่สำคัญ เนื่องจากสามารถนำไปสู่การคำนวณหาค่ากระแส i_{dk} ทางด้านคิซีในแต่ละช่วงย่อยนั้น ซึ่งเมื่อนำไปคำนวณร่วมกับแรงดันคิซี V_{dk} ในแต่ละสแต็ป ก็สามารถนำไปสู่การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_d ที่ป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ด้านคิซีอินพุทได้ นอกจากนั้น $i_{ok,1}$ เมื่อนำไปคำนวณร่วมกับคลื่นฟืนดาเมนทอล $v_{ok,1}$ ของแรงดันเอาต์พุทสแควร์ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ $v_{ok,n}$ ในแต่ละสแต็ป ก็จะสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอชิส P_o ทางด้านเอาต์พุทที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำนี้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

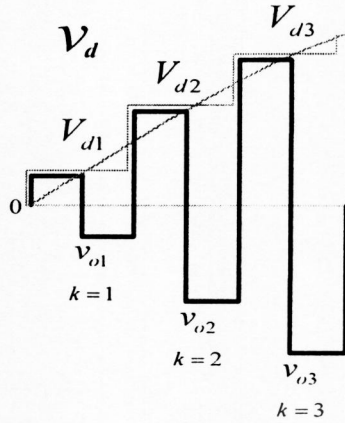


รูปที่ 3.9 องค์ประกอบต่าง ๆ ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ที่มีการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าสูงสุดเป็น 1

การวิเคราะห์หลักการทำงานของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง จากด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์มายังด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง สามารถแบ่งการวิเคราะห์หลักการทำงานได้ดังต่อไปนี้

3.3 การวิเคราะห์สมการคลื่นแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันดีซีเร็กติฟาย

การวิเคราะห์หาสมการคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มีอินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันดีซีเร็กติฟาย v_d แทนแรงดันดีซีตรงเรียบ โดยที่แรงดัน $v_{ok,n}$ และกระแส $i_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ในแต่ละคาบของการสวิตช์เกิดจากการตัดต่อแรงดันดีซีเร็กติฟาย v_d ในแต่ละช่วงย่อย [10] ซึ่งสามารถพิจารณาให้เป็นแรงดันดีซีเร็กติฟาย v_d นี้ให้มีค่าเฉลี่ยคงที่เท่ากับ V_{dk} ดังสมการที่ (3.1)

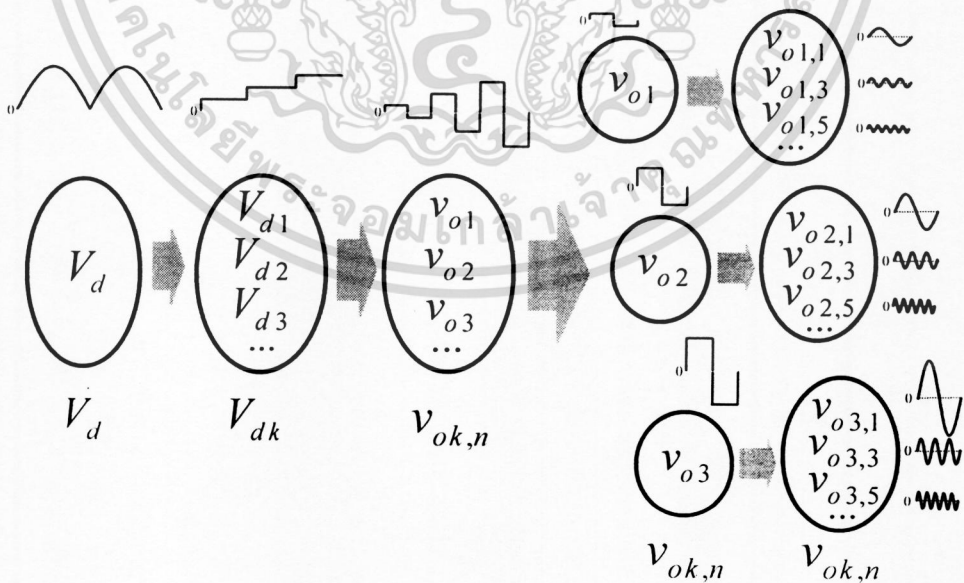


รูปที่ 3.10 ค่าเฉลี่ยแรงดันรีกติฟายในแต่ละช่วงย่อย

$$V_{dk} = V_{d1}, V_{d2}, V_{d3}, \dots = V_{F,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \quad (3.1)$$

และเมื่อแทนค่า k ใดๆ ที่ k เท่ากับ 1, 2, 3, ... ก็จะได้ดังสมการ

$$V_{d1} = V_{F,p} \sin \left[\frac{\pi}{m_f} \right], V_{d2} = V_{F,p} \sin \left[\frac{3\pi}{m_f} \right], V_{d3} = V_{F,p} \sin \left[\frac{5\pi}{m_f} \right], \dots \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.11 การพิจารณาแรงดันเอชชีสแควร์ $v_{ok,n}$ ทางด้านเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์จากค่าเฉลี่ยในแต่ละช่วงย่อยของแรงดันรีกติฟาย V_{dk}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การวิเคราะห์เพื่อคำนวณหาสมการแรงดันและกระแสฟันดาเมนทอลทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

จากแรงดันในแต่ละสแต็ปชองย่อยของ V_{ck} สามารถนำมาผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อคำนวณหาสมการแรงดันคลื่นสแควร์ $v_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ได้ดังสมการที่ (3.3) โดยที่ m_f คือ อัตราการมอดูเลตเชิงความถี่ $f_s/2f$ และ $v_{o,p} < v_{f,p}$

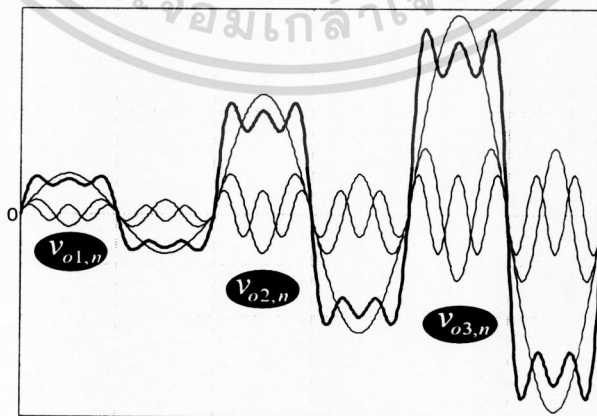
$$v_{ok,n} = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \times \left[\sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{1}{2n-1} \right) \sin (2n-1)\omega_s t \right] \quad (3.3)$$

เมื่อแทนค่า k ใดๆ ที่ k เท่ากับ 1, 2, 3, ... และแทนค่า n เท่ากับ 1, 2, 3, ... ในสมการที่ (3.3) ทำให้ได้สมการที่ (3.4), (3.5) และ (3.6) ตามลำดับ

$$v_{o1,n} = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{\pi}{m_f} \right] \times \left[\sin (\omega_s t) + \frac{1}{3} \sin (3\omega_s t) + \frac{1}{5} \sin (5\omega_s t) + \dots \right] \quad (3.4)$$

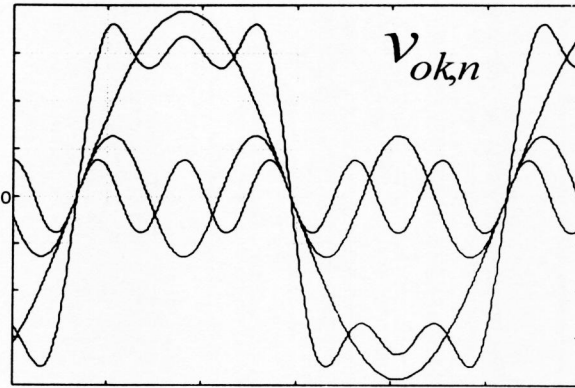
$$v_{o2,n} = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{3\pi}{m_f} \right] \times \left[\sin (\omega_s t) + \frac{1}{3} \sin (3\omega_s t) + \frac{1}{5} \sin (5\omega_s t) + \dots \right] \quad (3.5)$$

$$v_{o3,n} = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{5\pi}{m_f} \right] \times \left[\sin (\omega_s t) + \frac{1}{3} \sin (3\omega_s t) + \frac{1}{5} \sin (5\omega_s t) + \dots \right] \quad (3.6)$$



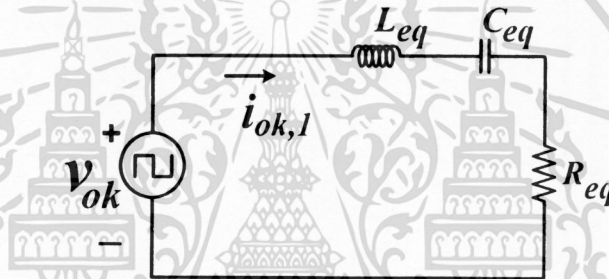
รูปที่ 3.12 การพิจารณาแรงดันเอชิสแควร์ $v_{ok,n}$ ด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ที่ $k = 1, 2$ และ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 การพิจารณาแรงดันเอชิสแควร์ $v_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่ k ใดๆ

แล้วนำแรงดันที่ได้นี้ ป้อนเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม RLC ของ โหลด เพื่อคำนวณหาค่ากระแสฟลักซ์ความมอดของโหลด ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 การป้อนแรงดันเอชิสแควร์ $v_{ok,n}$ ด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ให้กับวงจร RLC เรโซแนนท์แบบอนุกรม

เนื่องจากกระแสทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ $i_{ok,n}$ มีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์ ดังนั้นในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอชิสแควร์ของอินเวอร์เตอร์จึงสามารถคำนวณได้จากคลื่นแรงดันเอชิสแควร์ $v_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ในสมการที่(3.3) โดยพิจารณาเฉพาะองค์ประกอบฟลักซ์ความมอดของแรงดัน $v_{ok,1}$ ดังสมการที่ (3.7) และกระแสฟลักซ์ความมอด $i_{ok,1}$ ดังสมการที่ (3.12) ซึ่งได้จากการป้อนแรงดัน $v_{ok,1}$ ผ่านวงจร โหลดเรโซแนนท์ RLC ซึ่งมีลักษณะคลื่นแรงดันและเฟสเซอร์ ดังรูปที่ 3.15

$$v_{ok,1} = \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right) \sin (\omega_s t) \tag{3.7}$$

$$V_{ok,1} = V_{o,1}, V_{o,2}, V_{o,3}, \dots = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \tag{3.8}$$

$$= \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{\pi}{m_f} \right], \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{3\pi}{m_f} \right], \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{5\pi}{m_f} \right], \dots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.14 กระแสทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ $i_{ok,1}$ ในวงจรสามารถหาได้โดยใช้สมการที่ (3.9) และ (3.10) ดังนี้

$$v_{ok,1} = L_{eq} \frac{di_{ok,1}}{dt} + \frac{1}{C_{eq}} \int i_{ok,1} d\omega_s t + R_{eq} i_{ok,1} \quad (3.9)$$

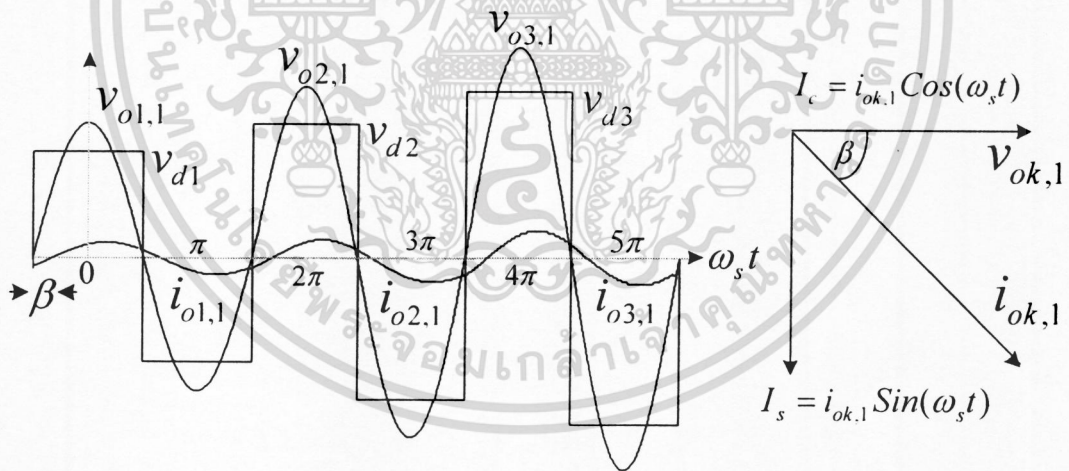
$$v_{ok,1} = V_s \sin \omega_s t + V_c \cos \omega_s t \quad (3.10)$$

$$i_{ok,1} = I_s \sin \omega_s t + I_c \cos \omega_s t \quad (3.11)$$

เมื่อแก้สมการที่ (3.9) , (3.10) และ (3.11) สามารถหาค่ากระแสทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ $i_{ok,1}$ ได้ดังสมการที่ (3.12)

$$i_{ok,1} = \frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \cos(\omega_s t) \quad (3.12)$$

$$+ \frac{C_{eq} \omega_s \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right) (L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 - 1)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \sin(\omega_s t)$$

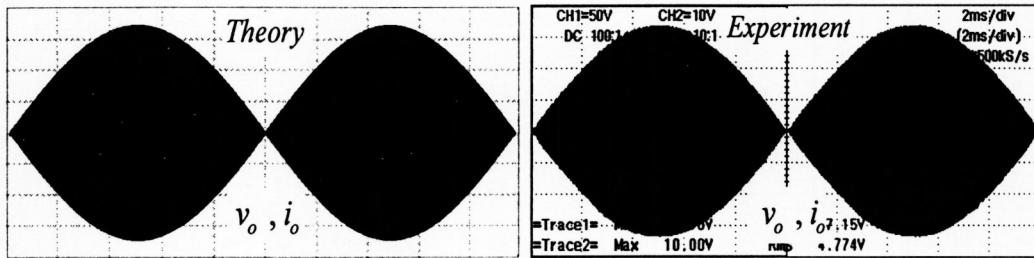


รูปที่ 3.15 อธิบายการวิเคราะห์แรงดันในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่มีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันขั้นบันได

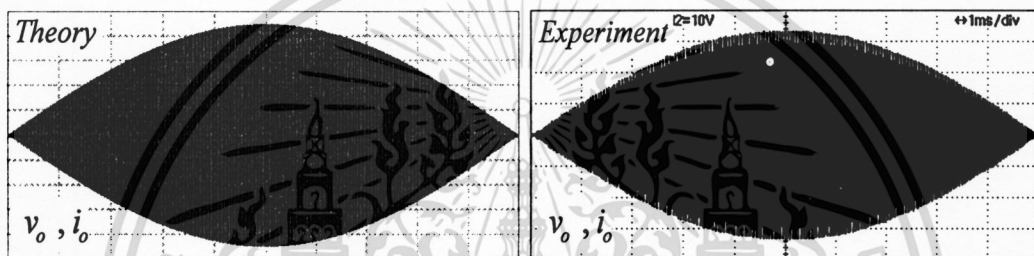
จากสมการคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) กรณีที่แรงดันทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันดิซิริเร็กติฟาย 100Hz ที่ได้จากการวิเคราะห์ เมื่อนำมาเขียนลักษณะคลื่นโดยใช้โปรแกรม MATLAB และเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของสมการ จึงนำคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ที่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

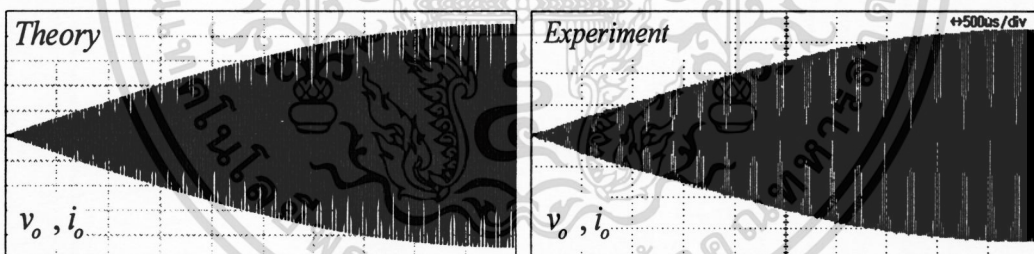
จากการทดลองมาทำการเปรียบเทียบกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่า ลักษณะคลื่นที่ได้จากสมการกับผลการทดลองจะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกันมาก



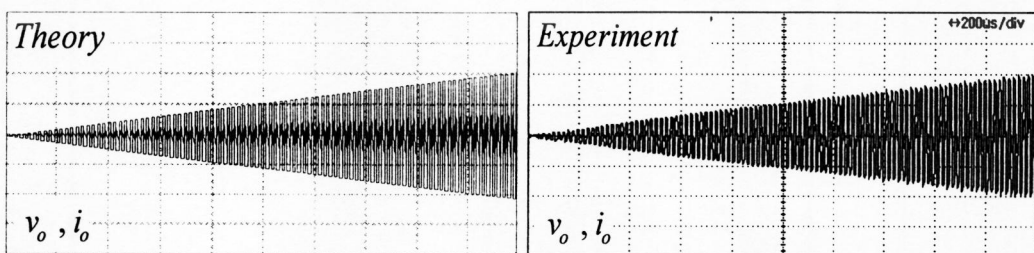
รูปที่ 3.16 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และ กระแส i_o ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x: 2ms/div$)



รูปที่ 3.17 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x: 1ms/div$)

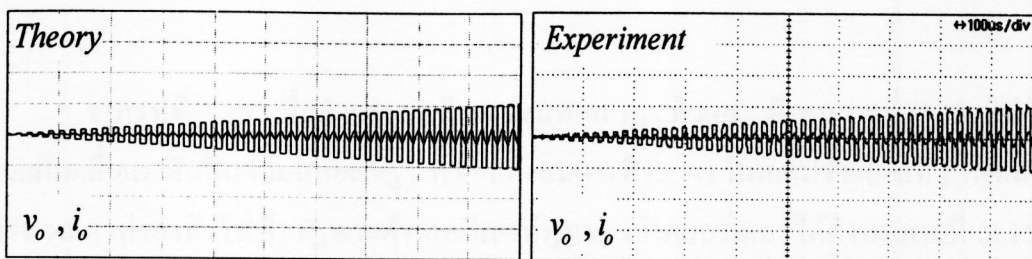


รูปที่ 3.18 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x: 500\mu s/div$)

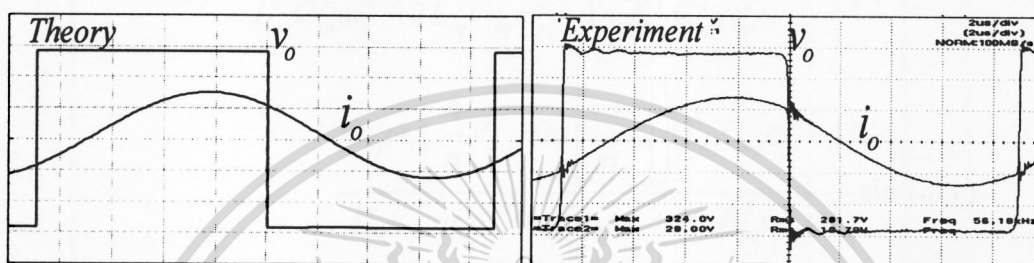


รูปที่ 3.19 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x: 200\mu s/div$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

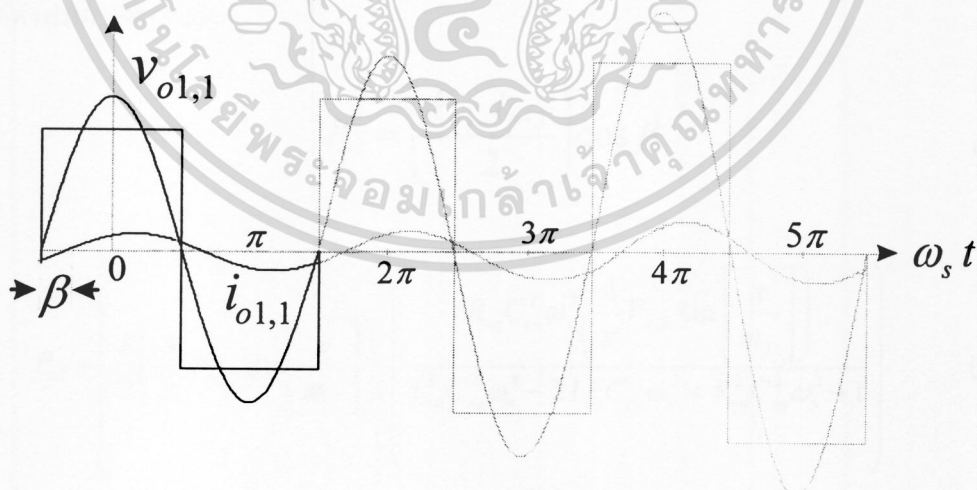


รูปที่ 3.20 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x: 100 \mu s / div$)



รูปที่ 3.21 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ($x: 2 \mu s / div$)

3.5 การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง



รูปที่ 3.22 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า P_{o1} ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ในสแต็ปช่วงย่อยที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

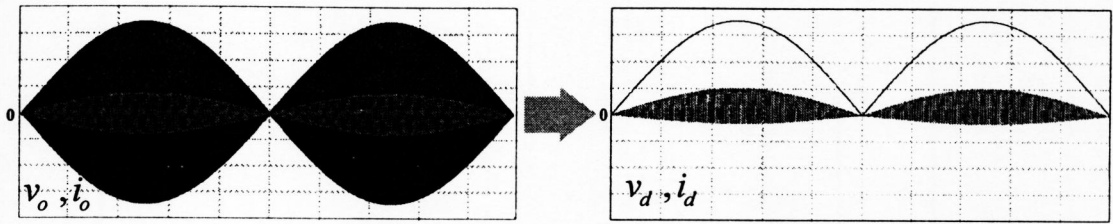
$$P_{ok} = \frac{1}{k} \sum_{k=1,2,3,\dots}^{m_f} \left(\frac{V_{ok,1} I_{ok,1}}{2} \right) \cos \beta \quad (3.21)$$

$$P_{ok} = \frac{1}{2k} \left[\sum_{k=1,2,3,\dots}^{m_f} \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right) \left[\frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2 + 1} \right]^2 \right] \quad (3.22)$$

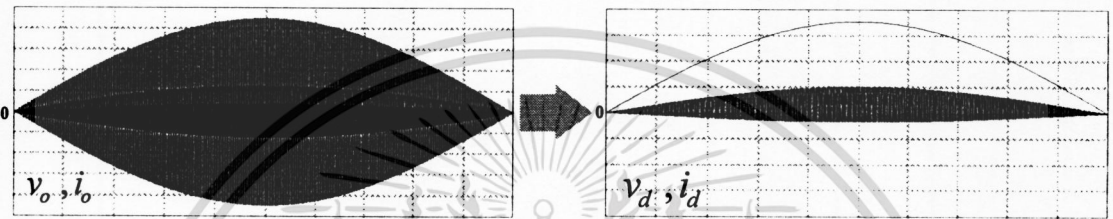
$$+ \left[\frac{C_{eq} \omega_s (L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 - 1) \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2 + 1} \right]^2 \right]^{1/2} \cos \beta$$

3.6 สรุป

- 1) ได้นำเสนอวิธีการ การปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงให้มีค่าสูงขึ้น
- 2) ได้นำเสนอวิธีการคำนวณสมการคลื่นแรงดันทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันดิซรีกตีฟายที่มีการป้อนเข้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์
- 3) ได้นำเสนอวิธีการคำนวณคลื่นแรงดันและกระแสฟีนดาเมนทอลทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละช่วงย่อยของแรงดันดิซรีกตีฟายที่มีการป้อนเข้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์
- 4) ได้นำเสนอวิธีการคำนวณและวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ในกรณีที่คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทมีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันดิซรีกตีฟายทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์



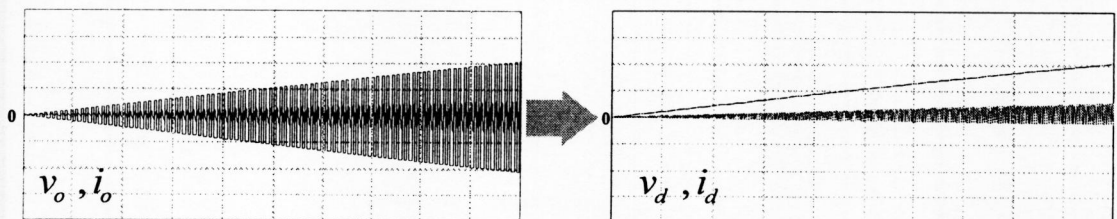
- a) ลักษณะที่มาของคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการซิมูเลต ($x : 2ms / div$)



- b) ลักษณะที่มาของคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการซิมูเลต ($x : 1ms / div$)

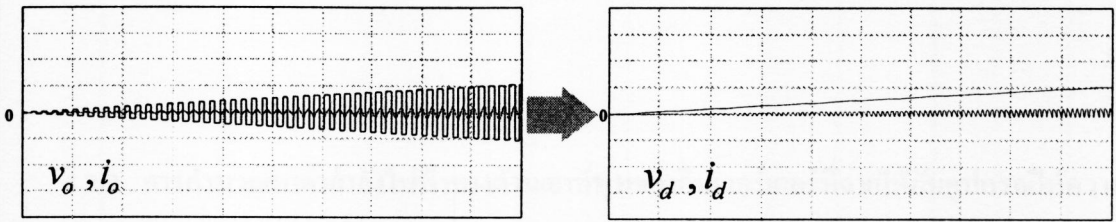


- c) ลักษณะที่มาของคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการซิมูเลต ($x : 500\mu s / div$)

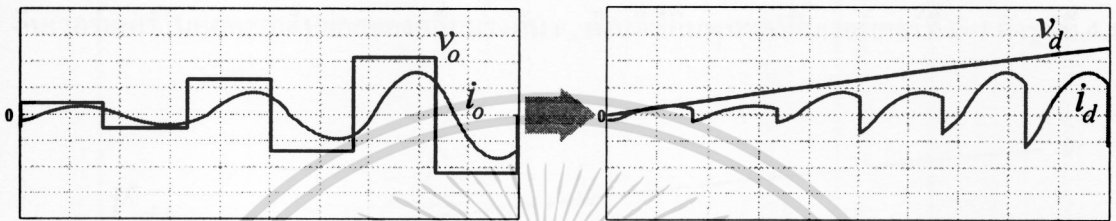


- d) ลักษณะที่มาของคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการซิมูเลต ($x : 200\mu s / div$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

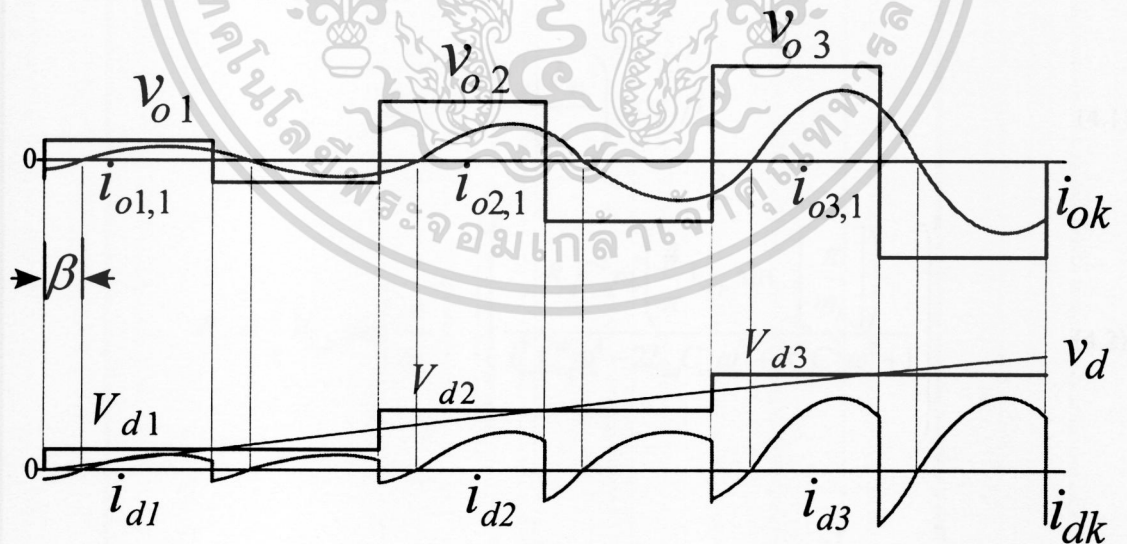


e) ลักษณะที่มาของคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการซิมูเลต ($x : 100\mu s / div$)



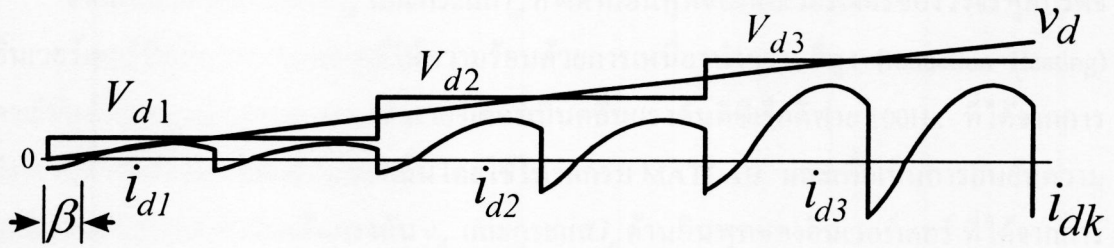
f) ลักษณะที่มาของคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการซิมูเลต ($x : 5\mu s / div$)

รูปที่ 4.2 ลักษณะที่มาของคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ จากคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการซิมูเลต



รูปที่ 4.3 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า P_{dk} ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละสเต็ปย่อยของคลื่นแรงดัน v_d ที่ k ใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 อธิบายการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้า P_{dk} ทางด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ที่ k ใดๆ

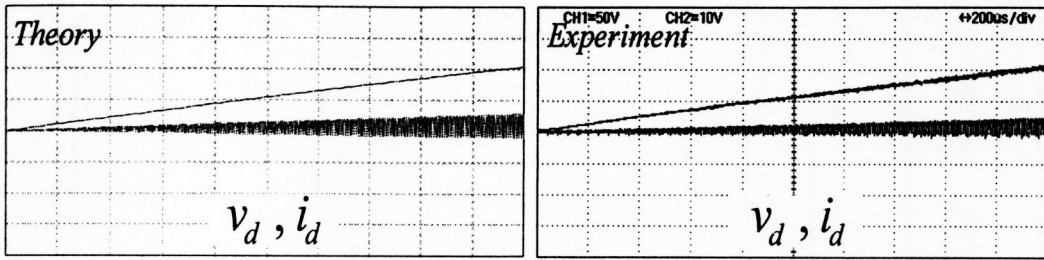
จากรูปที่ 4.6 เมื่อนำเอาคลื่นกระแส i_{dk} ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์หรือส่วนของกระแส $i_{ok,1}$ ไปคำนวณร่วมกับแรงดัน V_{dk} ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละสแต็ปย่อยของคลื่นแรงดัน v_d ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ที่ k ใดๆ สามารถเขียนสมการเพื่อหาค่ากำลังไฟฟ้า P_{dk} ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ที่ k ใดๆ ได้ดังสมการที่ (4.5) และสมการที่ (4.6)

$$P_{dk} = \frac{1}{k} \sum_{k=1,2,3,\dots}^{m_j} \left(\frac{2V_{dk} I_{ok,1}}{\pi} \right) \cos \beta \quad (4.5)$$

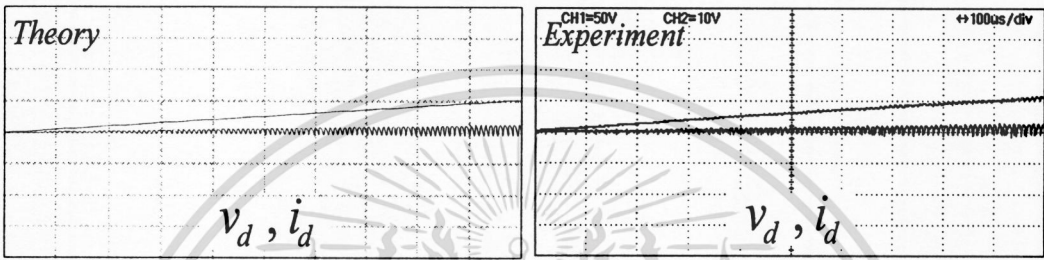
$$P_{dk} = \frac{2}{k\pi} \sum_{k=1,2,3,\dots}^{m_j} V_{f,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_j} \right] \left[\frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_j} \right] \right)^2}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2 + 1} \right]^2 \quad (4.6)$$

$$+ \left[\frac{C_{eq} \omega_s (L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 - 1) \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_j} \right] \right)^2}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2 + 1} \right]^2 \cos \beta$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



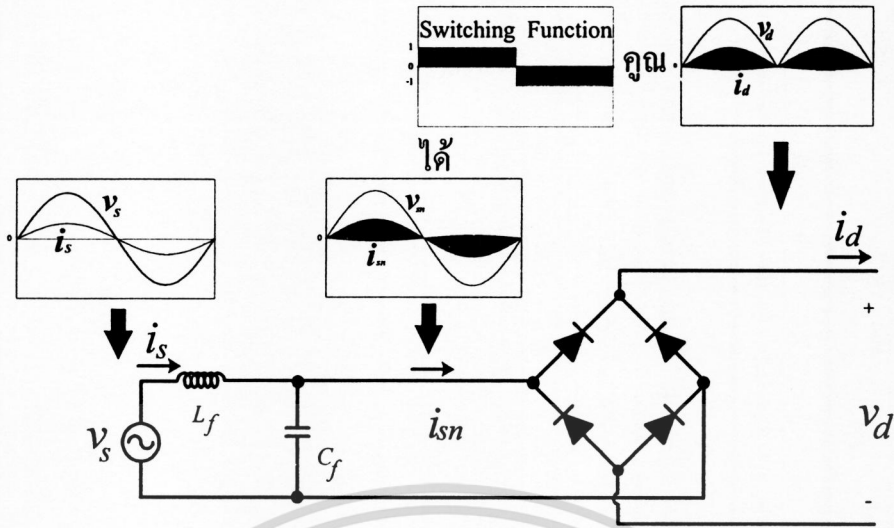
รูปที่ 4.10 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ที่ได้จากการซิมมูลเตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($x : 200 \mu s / div$)



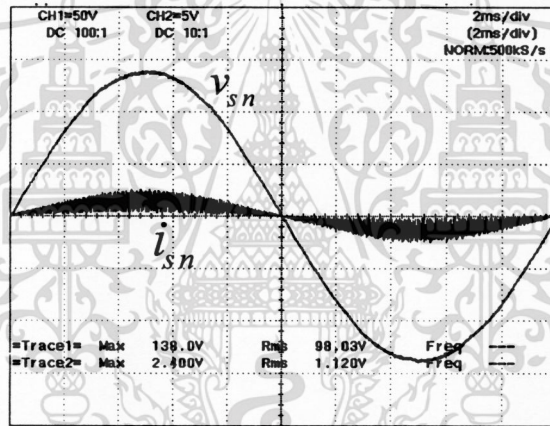
รูปที่ 4.11 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ที่ได้จากการซิมมูลเตเปรียบเทียบกับการทดลอง ด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ($x : 100 \mu s / div$)

4.3 การวิเคราะห์สมการคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า

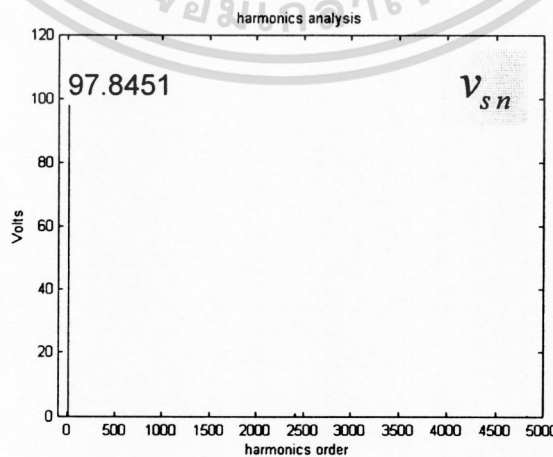
จากลักษณะคลื่นกระแสฟลักซ์ $i_{ok,1}$ ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ที่ได้คำนวณไว้แล้วในสมการที่ (3.12) สามารถนำมาคิดย้อนกลับไปเป็นกระแสหน้าแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ได้โดยการแบ่งออกเป็น 2 ช่วงคือ ในช่วงแรก หาความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นกระแสฟลักซ์ $i_{ok,1}$ ทางด้านเอซีเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์กับคลื่นกระแสดีซี i_{dk} ทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งปรากฏว่าคลื่นกระแสดีซี i_{dk} สามารถวิเคราะห์ได้ว่าสร้างขึ้นมาจากส่วนหนึ่งของคลื่นกระแสฟลักซ์ $i_{ok,1}$ จากนั้นจะทำการย้อนกลับในช่วงต่อไป โดยการนำสมการคลื่นกระแสดีซี i_{dk} คิดย้อนกลับไปเพื่อไปหาความสัมพันธ์กับกระแสคลื่น $i_{s,n}$ วิธีการก็คือ นำคลื่นกระแสดีซี i_{dk} ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์ มาคูณกับ Switching Function ความถี่ 50-Hz ที่มีขนาดหนึ่งหน่วย[7] จะได้กระแสอินพุทของเรกติฟาย $i_{s,n}$ เมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว กระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จะเป็นกระแสไซน์ 50-Hz i_s ที่อินเฟสกับแรงดันการไฟฟ้า 50-Hz



รูปที่ 4.12 อธิบายการหาความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นกระแสคือ i_{dk} ทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ กับกระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz i_s

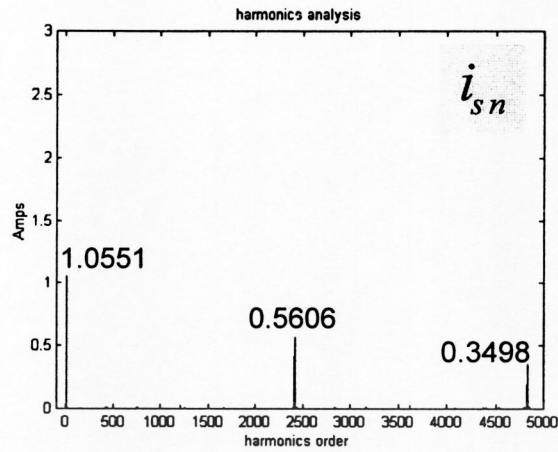


รูปที่ 4.13 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_{sn} และกระแส i_{sn} ที่ได้จากการทดลองทางด้านอินพุทเรกติฟาย กรณีที่ยังไม่ผ่านวงจรฟิลเตอร์

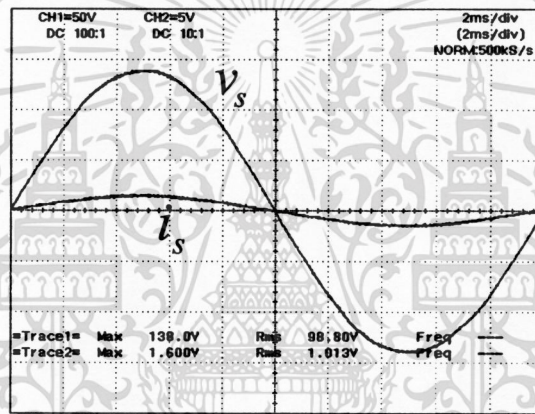


รูปที่ 4.14 ลักษณะสเปกตรัมแรงดัน v_{sn} ที่ได้จากการทดลองทางด้านอินพุทเรกติฟาย กรณีที่

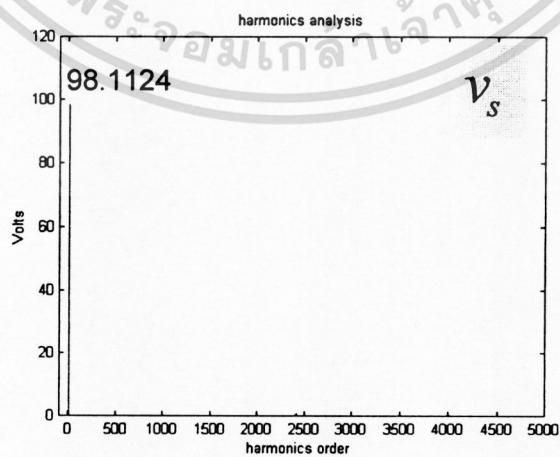
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ยังไม่ผ่านการพิจารณาเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ลักษณะสเปกตรัมกระแส i_{sn} ที่ได้จากการทดลองทางด้านอินพุทเรกติไฟาย กรณีที่ยังไม่ผ่านวงจรฟิลเตอร์

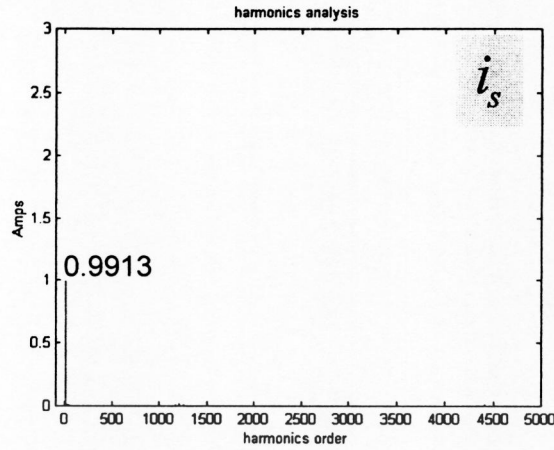


รูปที่ 4.16 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_{sn} และกระแส i_{sn} ที่ได้จากการทดลองเมื่อนำมาผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้วทำให้ได้คลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz



รูปที่ 4.17 ลักษณะสเปกตรัมแรงดัน v_s ที่ได้จากการทดลองทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



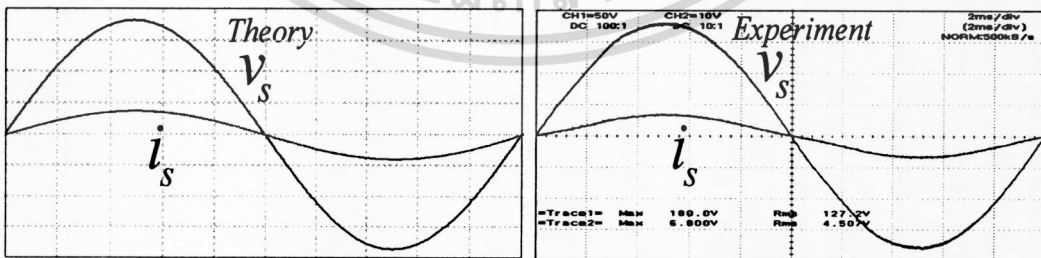
รูปที่ 4.18 ลักษณะสเปกตรัมกระแส i_s ที่ได้จากการทดลองทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

เมื่อนำกระแสไซน์ 50-Hz $i_{s,1}$ ที่อินเฟสกับแรงดันการไฟฟ้า 50-Hz มาพิจารณาร่วมกับแรงดันแหล่งจ่ายการไฟฟ้า $v_{s,1}$ ก็สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า P_{in} ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า PF และค่าประสิทธิภาพ η ของวงจรรวมระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์

$$P_{in} = V_{s,1}I_{s,1} \cos\theta_1 + V_{s,2}I_{s,2} \cos\theta_2 + V_{s,3}I_{s,3} \cos\theta_3 + \dots \tag{4.7}$$

$$PF = \frac{V_{s,1}I_{s,1} \cos\theta_1 + V_{s,2}I_{s,2} \cos\theta_2 + V_{s,3}I_{s,3} \cos\theta_3 + \dots}{V_{s,1}I_{s,1} + V_{s,2}I_{s,2} + V_{s,3}I_{s,3} + \dots} \tag{4.8}$$

$$\eta = \frac{P_o}{V_{s,1}I_{s,1} \cos\theta_1 + V_{s,2}I_{s,2} \cos\theta_2 + V_{s,3}I_{s,3} \cos\theta_3 + \dots} \tag{4.9}$$



รูปที่ 4.19 ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับกรทดลองทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 สรุป

- 1) ได้นำเสนอวิธีการเชื่อมโยงสมการคลื่นกระแสฟลักซ์ตามแนวทอทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เพื่อนำไปสู่การหาสมการคลื่นกระแสคิซีทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์
- 2) ได้นำเสนอวิธีการได้นำเสนอวิธีการคำนวณและวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ในกรณีที่คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทมีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันคิซีเรกติฟายทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์
- 3) ได้นำเสนอวิธีการหาค่าเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า นำไปสู่การหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า และค่าประสิทธิภาพ η ของวงจรรวมระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ได้ในที่สุด



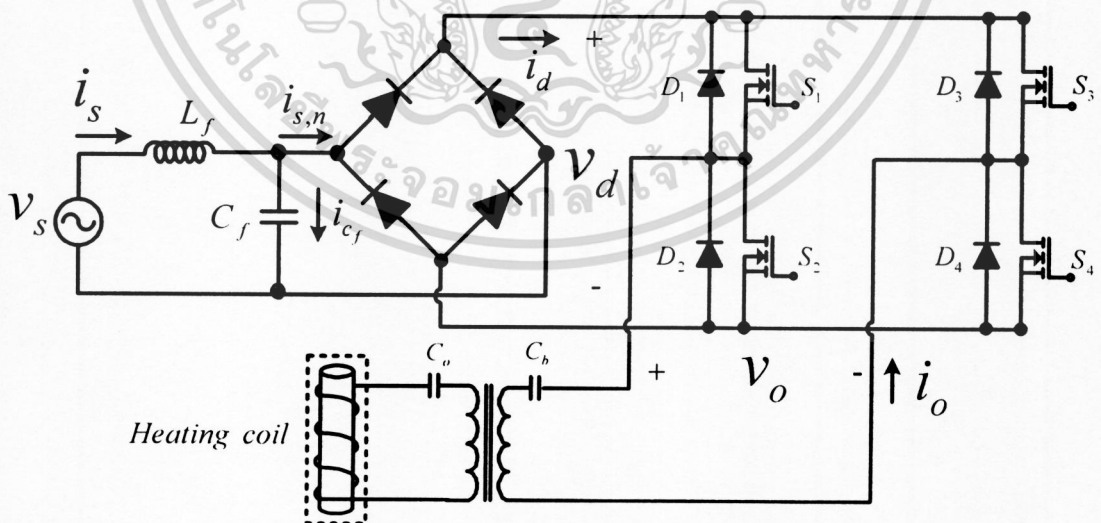
ผลการทดลองและผลการชิมมูเลต

5.1 บทนำ

ในวิชานานิพนธ์เล่มนี้ได้ทำการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง เพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีเพื่อยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย โดยคลื่นที่ได้จากผลการทดลองของแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ รวมทั้งแหล่งจ่ายการไฟฟ้า จะนำมาเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ของระบบรวม ซึ่งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้า P_m ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ค่ากำลังไฟฟ้า P_r ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ค่าประสิทธิภาพของวงจรรวมระหว่างเร็กติไฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ และค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า

5.2 ขั้นตอนการดำเนินการ

ในการทดลองจะใช้วงจรทดลองดังรูปที่ 5.1 ซึ่งมีพิกัดของอุปกรณ์ต่างๆ ดังตารางที่ 5.1 โดยมีขั้นตอนในการทดลองดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.1 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ที่มีการปรับปรุ่ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าสูงสุดเป็น 1 ที่ใช้ในการทดลองจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ที่มีการปรับปรุงค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ให้มีค่าสูงสุดเป็น 1 ที่ใช้ในการทดลองจริง

รายการอุปกรณ์	รายละเอียด
ตัวเหนี่ยวนำ L_f	1.48 mH
ตัวเก็บประจุ C_f	0.4 μ F
ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์	KBPC10-06
อุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	IRFP460 600 V $R_{DS(on)} = 0.27 \Omega$
ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์	6.6 μ F
ขนาดเส้นลวดขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง	ลวดทองแดงเบอร์ 28 S.W.G.
จำนวนเส้นลวดตีเกลียวขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง	22 เส้น
จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ	33 รอบ
จำนวนรอบทุติยภูมิ	3 รอบ
จำนวนรอบของ working coil	2, 3, 4, 5, 6 รอบ
ชนิดแท่งโลหะ	เหล็กหล่อ (Iron)
เส้นผ่าศูนย์กลางของแท่งโลหะ	27 mm
เส้นผ่าศูนย์กลางของ working coil	40 mm
ความถี่ของอินเวอร์เตอร์	60 kHz

อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดค่าและเก็บผลการทดลอง

- | | | |
|--|---|---------|
| 1. Digital Oscilloscope YOKOGAWA , DL 1520 | 2 | เครื่อง |
| 2. OPTEX Thermo – hunter PT-3LD | 1 | เครื่อง |
| 3. Variable Voltage Transformer (0 Vac – 420 Vac) 30 A max | 1 | เครื่อง |
| 4. Multimeter HP-Hewlett Packard 973A | 1 | เครื่อง |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.1 ขั้นตอนการเก็บผลการทดลอง

ขั้นตอนการเก็บผลการทดลองคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโพลคู่ปรกติให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ และด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ซึ่งมีขั้นตอนการเก็บผลการทดลองดังต่อไปนี้

1). ปรับแรงดันที่ Variable Voltage Transformer เพื่อหาค่าแรงดันที่สามารถอ่านค่ากระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ที่ค่ากระแส (rms) 4.0 A ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ 60 kHz ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข $\text{working coil} = 2 \text{ turns}$ ที่อุณหภูมิใช้งาน $400\text{ }^{\circ}\text{C}$ พร้อมทั้งบันทึกรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม Bitmap และค่าข้อมูลของรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ อินพุตอินเวอร์เตอร์และ แหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

2). ทำการปรับแรงดันที่ Variable Voltage Transformer เพื่อหาค่าแรงดันที่สามารถอ่านค่ากระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz โดยการเปลี่ยนแปลงค่ากระแส (rms) จาก 4.0 A มาเป็น 4.5 , 5.0 , 6.0 , 6.5 , 7.0 , 7.5 , 8.0 A ตามลำดับ ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ 60 kHz ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข $\text{working coil} = 2 \text{ turns}$ ที่อุณหภูมิใช้งาน $400\text{ }^{\circ}\text{C}$ พร้อมทั้งบันทึกรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม Bitmap และค่าข้อมูลของรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ อินพุตอินเวอร์เตอร์ และ แหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

3). ทำการปรับแรงดันที่ Variable Voltage Transformer เหมือนกับข้อที่ 2 เพื่อหาค่าแรงดันที่สามารถอ่านค่ากระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ค่ากระแส (rms) จาก 4.0 , 4.5 , 5.0 , 6.0 , 6.5 , 7.0 , 7.5 , 8.0 A ตามลำดับ ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ 60 kHz แต่จะทำการเปลี่ยนแปลงเงื่อนไข working coil มาเป็น $\text{working coil} = 3 , 4 , 5 , 6 \text{ turns}$ ตามลำดับ พร้อมทั้งบันทึกรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม Bitmap และค่าข้อมูลของรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ อินพุตอินเวอร์เตอร์ และด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz

4). ค่าข้อมูลทั้งหมดที่ได้นี้จะทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ดังรูปที่ 5.14 , 5.15 และ 5.16 ตามลำดับ ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ $\text{working coil} = 2 , 3 , 4 , 5 , 6 \text{ turns}$ และข้อมูลเส้นกราฟทั้งหมดได้ทำการทดสอบภายใต้เงื่อนไขที่อุณหภูมิใช้งาน $400\text{ }^{\circ}\text{C}$ ส่วนค่าประสิทธิภาพ η และเพาเวอร์แฟคเตอร์ PF นั้นได้ทำการเขียนเป็นเส้นกราฟด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ $\text{working coil} = 4 \text{ turns}$



working coil = 2 turns



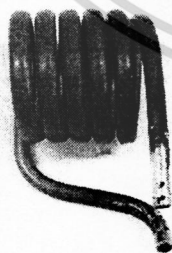
working coil = 3 turns



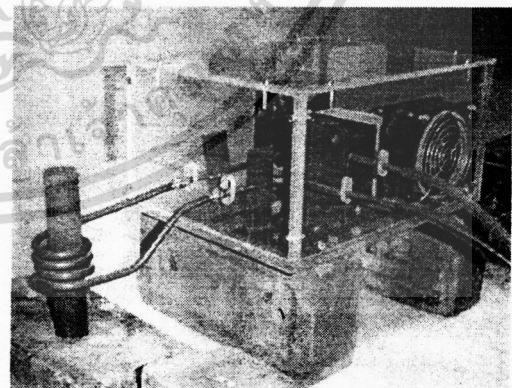
working coil = 4 turns



working coil = 5 turns



working coil = 6 turns



ชุดทดสอบอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะ working coil ที่ใช้ทดสอบในวงจรอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

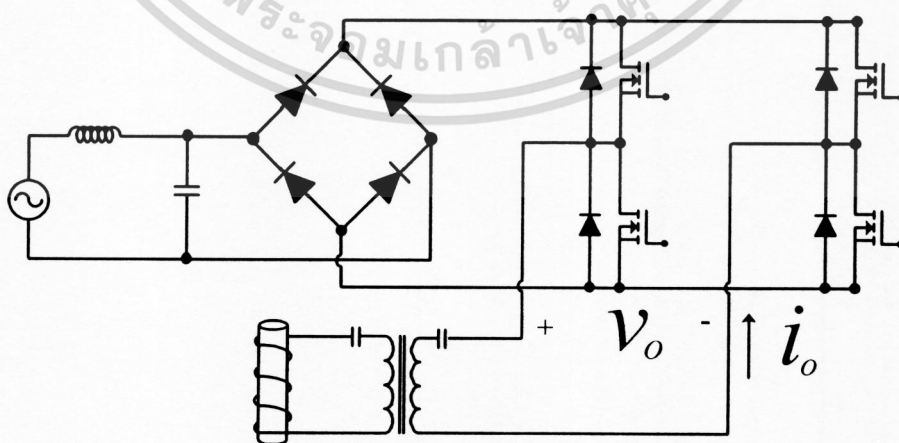
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 ขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม MATLAB

- 1) ใช้ค่าแรงดันไฟสลับที่ได้จากการทดลองที่เป็นค่า rms ซึ่งคูณด้วย $\sqrt{2}$ เพื่อให้ได้ค่า peak
- 2) ใช้ค่าความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ทำการทดลอง คือ 60 kHz
- 3) ใช้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากการทดลองซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะได้จากการนำคลื่นแรงดันเอซีทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ v_{ok} และกระแสโหลด i_{ok} มาทำการกระจายอนุกรมฟูเรียร์เพื่อให้ได้สเปกตรัมของแรงดันเอซีทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ v_{ok} และ กระแสโหลด i_{ok} ที่อันดับฮาร์โมนิกต่างๆเพื่อใช้ในการคำนวณหาความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำ
- 4) ทำการซิมูเลตเพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ของระบบรวม ซึ่งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้า P_m ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า จากสมการที่ (4.7) ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์จากสมการที่ (4.6) และ ค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ จากสมการที่ (3.21) สำหรับค่าประสิทธิภาพ η สามารถคำนวณได้จากค่ากำลังไฟฟ้า P_o และ P_m ดังสมการที่ (4.9) ส่วนค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ PF ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.8)

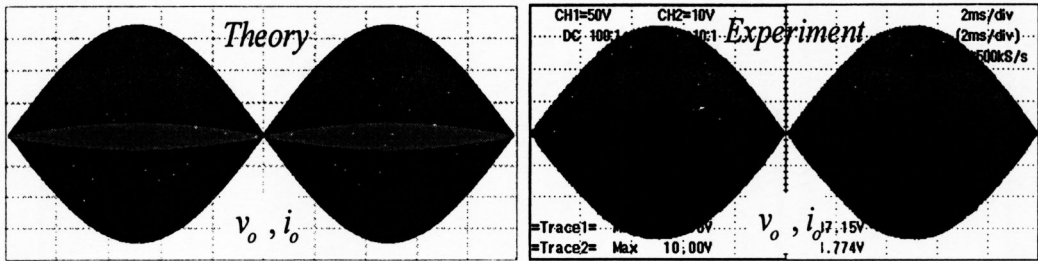
5.3 การเปรียบเทียบผลการซิมูเลต และผลการทดลอง คลื่นแรงดันและกระแส

ณ จุดต่างๆในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่จ่าย โหลดอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูง จากหัวข้อ 5.2.1 และ 5.2.2 ค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลจากการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีเพื่อยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย โดยคลื่นที่ได้จากผลการทดลองของแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ รวมทั้งแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C

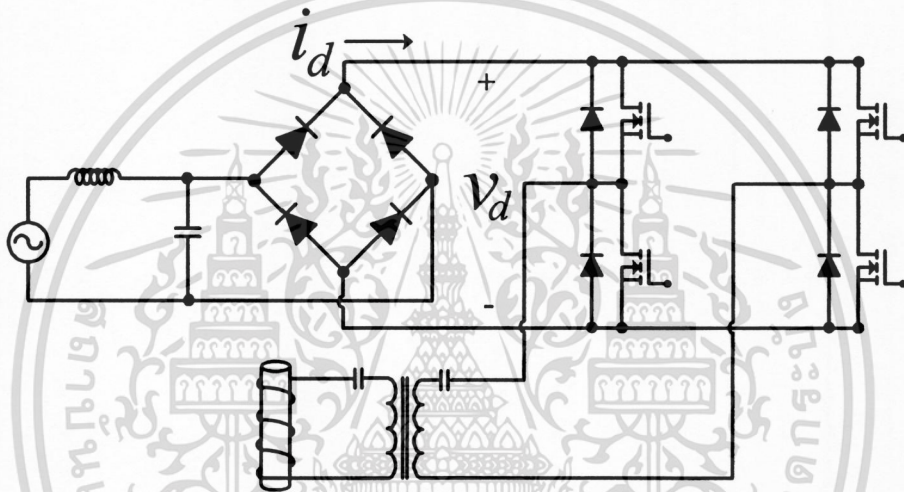


รูปที่ 5.3 ตำแหน่งเก็บผลการทดลองทางด้านเอาต์พุตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข

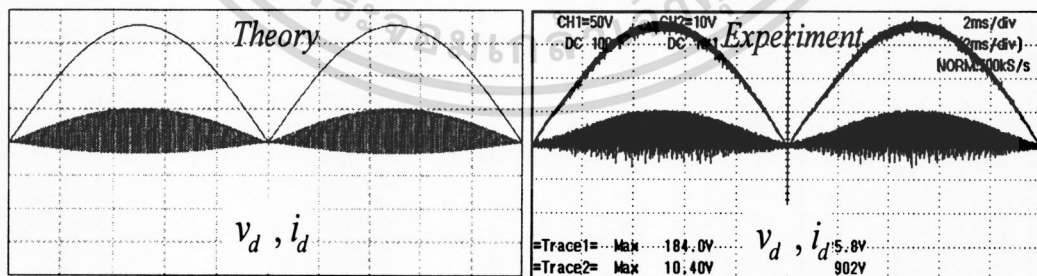
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_o และกระแส i_o ที่ได้จากการซิมมูลตเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C

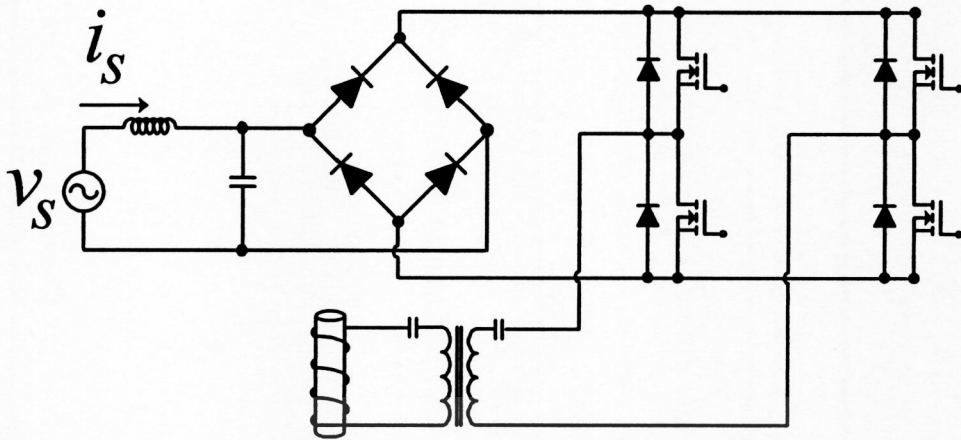


รูปที่ 5.5 ตำแหน่งเก็บผลการทดลองทางด้านอินพุตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็น อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C



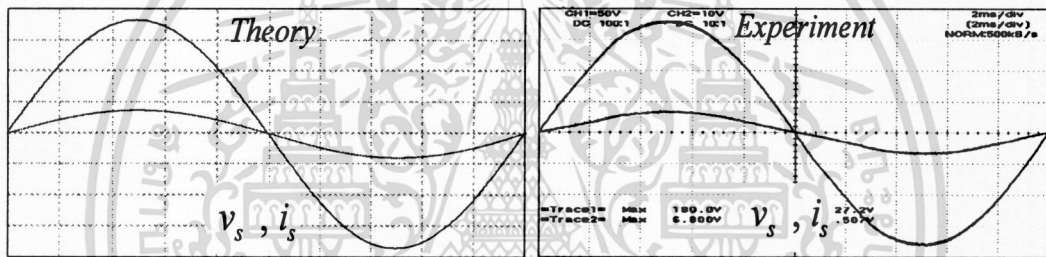
รูปที่ 5.6 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_d และกระแส i_d ที่ได้จากการซิมมูลตเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



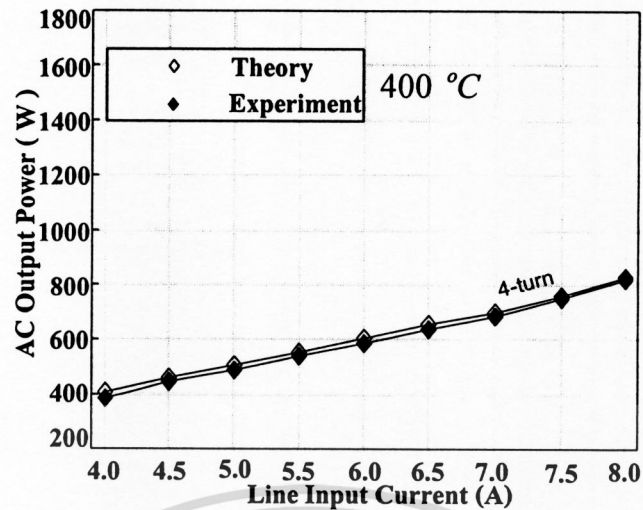
รูปที่ 5.7 ตำแหน่งเก็บผลการทดลองทางแหล่งจ่ายการไฟฟ้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มี

โหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน $400\text{ }^{\circ}\text{C}$

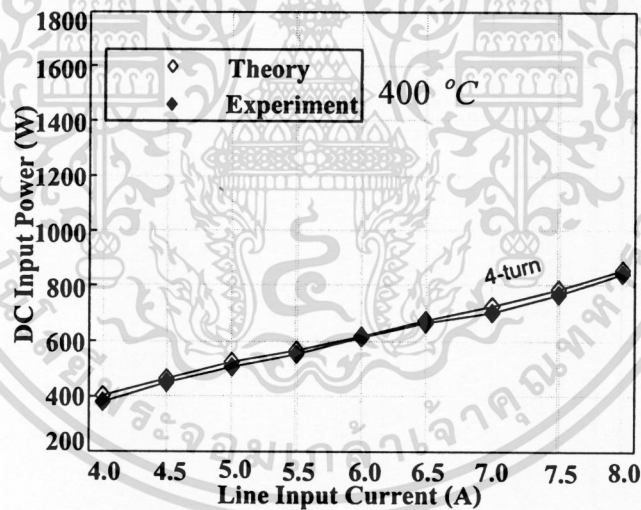


รูปที่ 5.8 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s ที่ได้จากการซิมูเลตเปรียบเทียบกับผลการทดลองทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน $400\text{ }^{\circ}\text{C}$

ค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน $400\text{ }^{\circ}\text{C}$ จาก บทที่ 4 และ บทที่ 5 สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_o ด้านเอซีเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ด้านดีซีอินพุตอินเวอร์เตอร์ ตลอดจนค่ากำลังไฟฟ้า P_{in} ด้านแหล่งจ่ายอินพุตการไฟฟ้า ผลการคำนวณทางทฤษฎีทั้งหมดข้งได้นำมายืนยันความถูกต้องด้วยการเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ซึ่งได้จากเครื่องทดสอบต้นแบบขนาด 1,800 W ซึ่งปรากฏว่าได้ผลที่มีค่าใกล้เคียงกันมาก ดังแสดงในรูปที่ 5.9 , 5.10 และ 5.11 ตามลำดับ

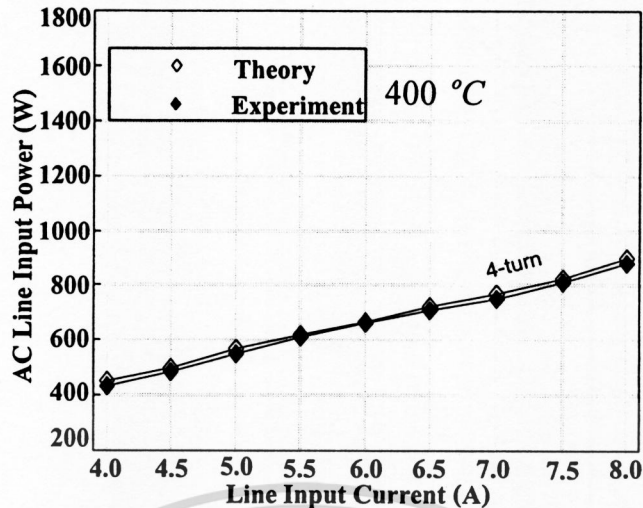


รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C



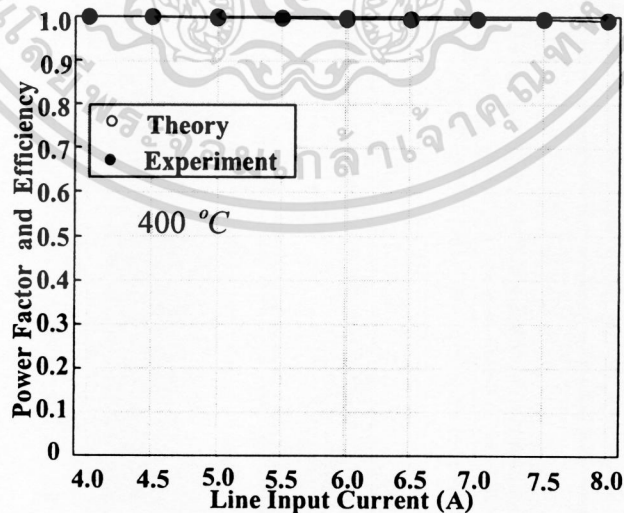
รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิชิ้นงาน 400 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_m ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C

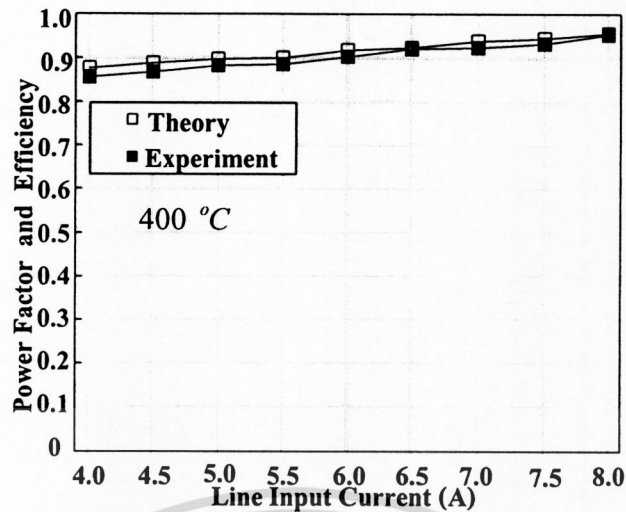
ค่ากำลังไฟฟ้า P_m นั้นสามารถพิจารณาพร้อมกับ v_s และ i_s เพื่อคำนวณหาค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ดังได้เขียนไว้ในสมการที่ (4.8) สำหรับค่าประสิทธิภาพ η สามารถคำนวณได้จากค่ากำลังไฟฟ้า P_o และ P_m จากสมการที่ (3.21) และสมการที่ (4.7) ส่วนค่าประสิทธิภาพ η และเพาเวอร์แฟกเตอร์ PF ได้เขียนเป็นเส้นกราฟแสดงในรูปที่ 5.12 ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C



รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ PF ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns

ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C

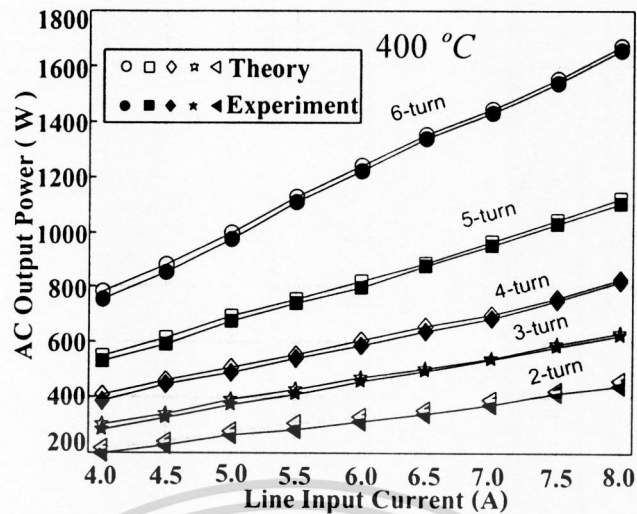
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



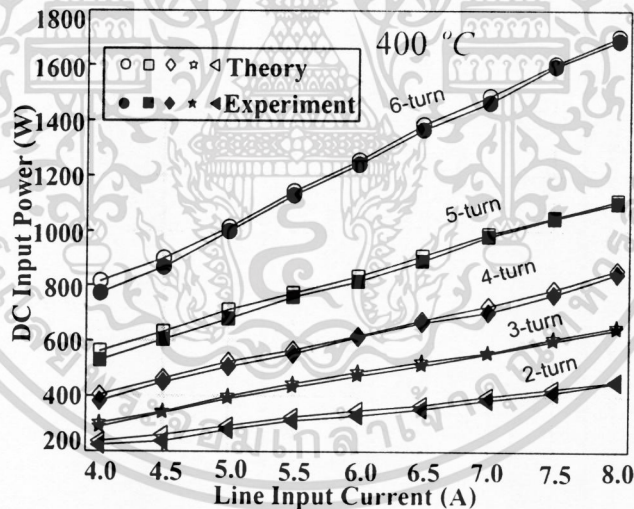
รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพ η ของวงจรรวมระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C

5.4 การเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ของระบบรวม

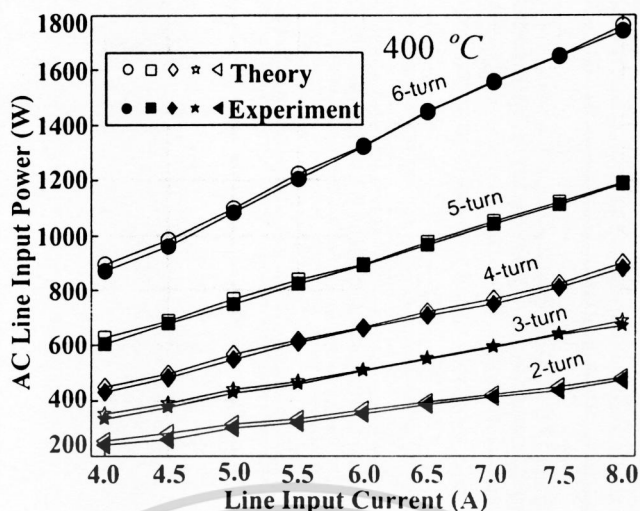
ผลการคำนวณทางทฤษฎีทั้งหมดจากหัวข้อ 5.2.2 โดยใช้โปรแกรม MATLAB ยังได้นำมายืนยันความถูกต้องด้วยการเปรียบเทียบกับผลการทดลองจากหัวข้อ 5.2.1 เพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ของระบบรวม ซึ่งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้า P_m ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ซึ่งค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 5.14 , 5.15 และ 5.16 ตามลำดับ ค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้จากการทดสอบทั้งหมดจะทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2 , 3 , 4 , 5 , 6 turns และข้อมูลเส้นกราฟทั้งหมดได้ทำการทดสอบภายใต้เงื่อนไขที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2, 3, 4, 5, 6 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C



รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_i ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2, 3, 4, 5, 6 turns ที่อุณหภูมิขึ้นงาน 400 °C



รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_{in} ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2, 3, 4, 5, 6 turns ที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C

5.5 สรุป

จากการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการซิมูเลตสมการ โดยใช้โปรแกรม Matlab กับผลที่ได้จากการทดลองพบว่าลักษณะคลื่นตามจุดต่างๆของวงจรวจรพูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) กรณีที่มีการป้อนแรงดันทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะเป็นแรงดันเรกติฟาย 100 Hz ซึ่งค่าที่ได้จากการเปรียบเทียบกันระหว่างการซิมูเลตกับผลที่ได้จากการทดลองนั้นมีค่าที่ใกล้เคียงกันมาก โดยในบทนี้ได้นำเสนอวิธีการซิมูเลตและวิธีการวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ อินพุทของอินเวอร์เตอร์ และทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz โดยที่เรกติฟายเออร์-อินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้มีค่าประสิทธิภาพจาก 85 – 94 % และสามารถปรับปรุงอินพุทเพาเวอร์แฟ็คเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้นมากจนเกือบเท่ากับ 1 โดยที่อินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้สามารถปรับเปลี่ยนค่ากำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุทในช่วง 200 – 1,800 W

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากผลการคำนวณวิเคราะห์และทดลองอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ด้านเข้าไฟสลับเป็น 1 สามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังต่อไปนี้

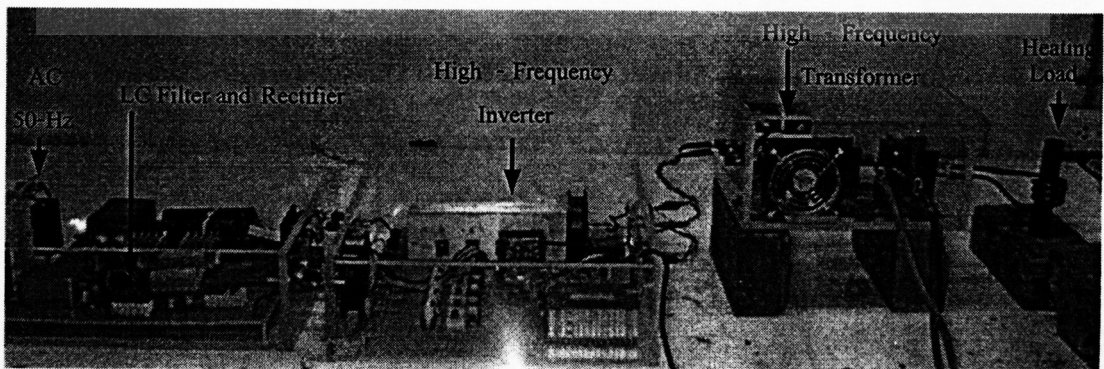
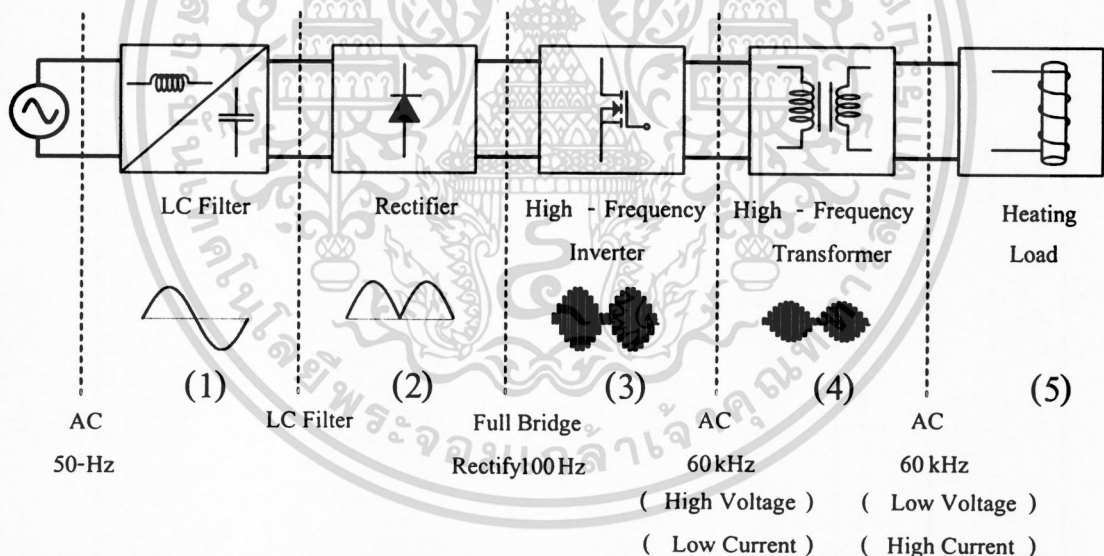
- 1) ได้นำเสนอวิธีการคำนวณคลื่นแรงดันและกระแสพินดาเมนทอลทางด้านเอาต์พุทของ อินเวอร์เตอร์ในแต่ละช่วงย่อยของแรงดันดีซีเร็กติไฟายที่มีการป้อนเข้าทางด้านอินพุทของ อินเวอร์เตอร์
- 2) ได้นำเสนอวิธีการคำนวณและวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ในกรณี ที่คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทมีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันดีซีเร็กติไฟายทางด้านอินพุท ของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งผลที่ได้จากการวัดและคำนวณเมื่อนำมาเปรียบเทียบกันเพื่อยืนยันความถูกต้อง ปรากฏว่ามีค่าใกล้เคียงกันมาก
- 3) ได้นำเสนอวิธีการเชื่อมโยงสมการคลื่นกระแสพินดาเมนทอลทางด้านเอาต์พุท ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถคำนวณได้แล้ว กับสมการคลื่นกระแสดีซีทางด้านอินพุทของ อินเวอร์เตอร์ ว่าคลื่นกระแสดีซีทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์นั้น ได้ถูกสร้างขึ้นมาจากส่วนหนึ่ง ของคลื่น กระแสพินดาเมนทอลทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์
- 4) ได้นำเสนอวิธีการคำนวณและวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ใน กรณีที่คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทมีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันดีซีเร็กติไฟายทางด้าน อินพุทของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งผลที่ได้จากการวัดและคำนวณเมื่อนำมาเปรียบเทียบกันเพื่อยืนยันความ ถูกต้องปรากฏว่ามีค่าใกล้เคียงกันมาก
- 5) ได้นำเสนอวิธีการเชื่อมโยงสมการคลื่นกระแสพินดาเมนทอลทางด้านเอาต์พุท ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถคำนวณได้แล้วนี้ ไปเชื่อมโยงเข้ากับกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ซึ่งสามารถทำให้คำนวณหาค่ากระแสนี้ได้ นำไปสู่การหาค่าเพาเวอร์เฟ็คเตอร์ทางด้านแหล่งจ่าย การไฟฟ้าได้ในที่สุด
- 6) ได้นำเสนอวิธีการคำนวณและวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ใน กรณีที่คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทมีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันดีซีเร็กติไฟายทางด้าน อินพุทของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งผลที่ได้จากการวัดและคำนวณเมื่อนำมาเปรียบเทียบเพื่อยืนยันความ ถูกต้องปรากฏว่ามีค่าใกล้เคียงกัน และยังสามารถคำนวณหาค่าประสิทธิภาพระหว่างเร็กติไฟายเออร์- อินเวอร์เตอร์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7) รีคตีฟายเออร์-อินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีค่าประสิทธิภาพจาก 85 – 94 % และสามารถปรับปรุงอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้นมากจนเกือบเท่ากับ 1 โดยที่อินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุทในช่วง 200 – 1,800 W

จากการคำนวณวิเคราะห์และทดสอบอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ด้านเข้าไฟสลับเป็น 1 จะพบว่าในกรณีที่ได้มีการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ด้านเข้าไฟสลับ จะส่งผลทำให้กำลังไฟฟ้าของชุดทดสอบ มีค่ากำลังไฟฟ้าลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ยังไม่ได้ทำการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เนื่องจากแรงดันทางด้านคิซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์นั้น มีค่าลดลงและเปลี่ยนแปลงตามแรงดันคิซีเรกติฟาย 100 Hz ดังนั้นข้อเสนอแนะในงานวิจัยที่จะได้ทำต่อไปนั้น จึงจำเป็นที่จะต้องทำการเพิ่มกำลังไฟฟ้าให้มีค่าสูงขึ้น ซึ่งสามารถทำได้โดยการเพิ่มกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าสูงขึ้น โดยการปรับเปลี่ยนจำนวนรอบ และจำนวนลวดคิเกิลยของหม้อแปลงความถี่สูงทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้กระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้น ซึ่งจะสามารถเพิ่มกำลังไฟฟ้าของชุดทดสอบให้มีค่าสูงขึ้นได้



รูปที่ 6.1 ชุดทดสอบอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Induction Heating) ในการคำนวณการเหนี่ยวนำความถี่สูงและการเหนี่ยวนำความถี่สูง การคำนวณการเหนี่ยวนำความถี่สูง และการเหนี่ยวนำความถี่สูง

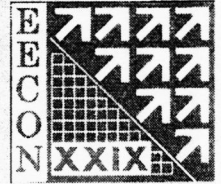
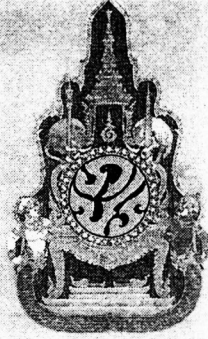
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] P. Viriya and T. Thomas, “ Power Transfer Characteristics of a Phase - shift Controlled ZVS Inverter for the Application Heating ” IPEC-Tokyo(jpn) Conf.Rec., 2000...,pp
- [2] J. Davies and P. Simpson “ Induction Heating Handbook ” Mcgraw-Hill:London, 1979.
- [3] D. W. Hart “Introduction to Power Electronic” Prentice-Hall, 1997.
- [4] M.K.Kazimierczuk, D.Czarkowski. Resonant Power Converters. , John Wiley & Sons, Inc. 1995.
- [5] นายโรมัส ธรรมาธิชฐาน “การประยุกต์ใช้วงจรรีโซแนนซ์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ ซีโรโวลต์เดจสวิตซ์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2545
- [6] ชนนวรรธน์ ห้าวหาญ “การวิเคราะห์และออกแบบวงจรเรียงกระแสพร้อมบูสเตอร์ความถี่สูงที่มีการแก้ค่าตัวประกอบกำลังด้านอินพุท” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2545
- [7] ศักดา พรหมเหมือน “การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับให้เป็น 1 ” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2548
- [8] ชนนวรรธน์ ห้าวหาญ และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ “ การวิเคราะห์บูสท์คอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่ง ” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 19 , 2545 ,หน้า 76-82
- [9] ศักดา พรหมเหมือน และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ “การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับให้เป็น 1” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26,2546,หน้า 823-828



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The EECON-29 Conference Joins the Sixtieth Anniversary Celebration of His Majesty's Accession to the Throne

29th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ ๒๙

Volume I

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)



๙-๑๐ พฤศจิกายน ๒๕๕๙

ณ โรงแรมแอมบาสซาเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี



ดำเนินการโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

SIC MEDIA & MARKETING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์อุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านเข้าไฟสลับเป็น 1

Analysis of High Frequency Induction Heating with Unity AC Line Input Power Factor

ธรรมจักร กงวิรัตน์ วิริยะ พิษขุจำริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

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

บทคัดย่อ

ในบทความวิจัยนี้ ได้นำเสนอหลักการคำนวณองค์ประกอบพินดาคาเมนทอลของกระแสไหลตรงโชนันท์อนุกรม ของอุปกรณ์ให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงภายใต้เงื่อนไขการป้อนแรงดันอินพุทอินเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะคลื่น 50-Hz ที่เรกติฟายแล้ว องค์ประกอบของกระแสไหลตรงที่คำนวณได้นี้ สามารถนำไปสู่การคำนวณหาคลื่นกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ที่ให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่แหล่งจ่ายเป็น 1 โดยการนำกระแสที่ซึ่งประกอบขึ้นจากองค์ประกอบความถี่สูง ซึ่งได้จากกระแสพินดาคาเมนทอลของโหลดนี้ผ่านวงจรฟิลเตอร์ เพื่อทำให้กระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz เป็นกระแสไซน์บริสุทธิ์ ที่อินเฟสกับแรงดันการไฟฟ้า 50-Hz คลื่นกระแสทั้ง 3 ที่คำนวณได้ในวงจรยังสามารถนำไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_o ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ด้านดีซีอินพุทอินเวอร์เตอร์ ตลอดจนค่ากำลังไฟฟ้า P_m ด้านแหล่งจ่ายอินพุทการไฟฟ้า ผลการคำนวณทางทฤษฎีทั้งหมดยังได้นำมาเขียนขึ้นความถูกต้องด้วยการเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ซึ่งได้จากเครื่องทดสอบต้นแบบขนาด 1.800 W ซึ่งปรากฏว่าได้ผลที่มีค่าใกล้เคียงกันมาก

คำสำคัญ : เพาเวอร์แฟกเตอร์ 1 , เรโซแนนท์ , ความถี่สูง , การเหนี่ยวนำ

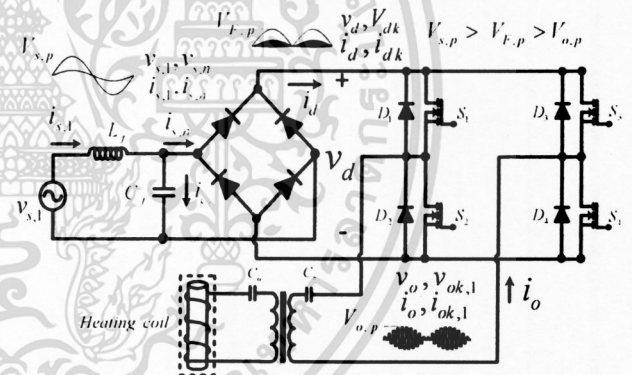
Abstract

This paper present a principle for calculation of fundamental component of series resonant load current of induction heating energized with a high frequency inverter under the inverter input voltage of rectified 50-Hz waveform. This calculated load component current can lead to the calculation of 50-Hz utility supply current waveform which effectively results in a unity ac input power factor by filtering the DC current of high-frequency component waveform which is determined from this load fundamental current to obtain a pure sinusoidal inphase current drawn from 50-Hz utility supply. These three calculated currents can also lead to the calculation of AC output power P_o and DC input power P_d of the inverter and also the input power P_m of the 50-Hz utility supply. All these theoretical results are also verified by experimental ones, using the prototype test-set of 1.800 W and the two results are in very good agreement.

Keyword : unity power factor , resonant , high-frequency, induction

1. บทนำ

ในอุปกรณ์ให้ความร้อนแก่ชิ้นงานโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูง ปัญหาที่พบจะเกี่ยวกับการคำนวณหากระแสพินดาคาเมนทอลของกระแสที่จ่ายโหลด $i_{ok,1}$ จากทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ของ RL ที่โหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิที่ชิ้นงานได้รับ ซึ่งการวิเคราะห์สมการกระแสพินดาคาเมนทอลของโหลด $i_{ok,1}$ ในกรณีแรงดันด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นดีซีตรงเรียบ ได้มีการวิเคราะห์ไว้แล้วในเอกสารอ้างอิงที่ [1] ส่วนในกรณีที่แรงดันด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเรกติฟาย เนื่องจากการปลด C ขนาดใหญ่ที่ด้านดีซีเพื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้มีค่าสูงสุดเป็น 1



รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์ขับโหลด Induction Heating แบบเรโซแนนท์

ในขณะที่ด้านโหลดของอินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงนั้นยังไม่มียางานผลการวิจัยปรากฏในขณะนี้ ในบทความวิจัยนี้จึงได้ทำการคำนวณวิเคราะห์เพื่อหาสมการกระแสพินดาคาเมนทอลทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ $i_{ok,1}$ ซึ่งขั้นตอนการคำนวณจะเริ่มจากการคำนวณหาค่าแรงดันพินดาคาเมนทอล $v_{ok,1}$ จากคลื่นแรงดันสแควร์ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ $v_{ok,n}$ ซึ่งได้จากค่าแรงดันด้านดีซี V_{dk} ในแต่ละสแต็ปย่อย ๆ ของคลื่นแรงดัน v_d ลักษณะคลื่นเรกติฟายด้านดีซี ซึ่งมีแต่ละช่วงสแต็ปย่อยห่างเท่ากัน [2] จากนั้นจะนำคลื่น $v_{ok,1}$ ในแต่ละช่วงย่อยนี้ ป้อนเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม RLC ของโหลด เพื่อคำนวณหาค่ากระแสโหลด $i_{ok,1}$ ของวงจรเรโซแนนท์นี้ $i_{ok,1}$ ที่ได้จะเป็นตัวแปรที่สำคัญ เนื่องจากสามารถนำไปสู่การคำนวณหาค่ากระแส i_{dk} ทางด้านดีซีในแต่ละช่วงย่อยนั้น ซึ่งเมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผู้ใดที่นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

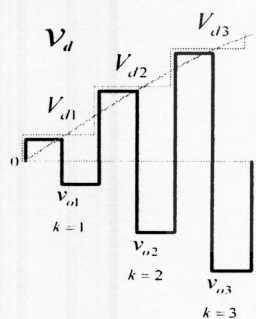
นำไปคำนวณร่วมกับแรงดันคิซี V_{dk} ในแต่ละสแต๊ป ก็สามารถนำไปสู่การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_d ที่ป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ด้านคิซีอินพุทได้ นอกจากนี้ $i_{ok,1}$ เมื่อนำไปคำนวณร่วมกับคลื่นพินดามเมนทอล $v_{ok,1}$ ของแรงดันเอาต์พุทสแควร์ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ $v_{ok,n}$ ในแต่ละสแต๊ป ก็จะสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอซี P_o ทางด้านเอาต์พุท ที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำนี้ได้ และเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ก็สามารถคำนวณหาประสิทธิภาพ η ของวงจรรวมระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์ได้ คลื่นกระแส i_{dk} ซึ่งมีความสัมพันธ์โดยตรงและพิจารณาได้จากคลื่นกระแสพินดามเมนทอล $i_{ok,1}$ เมื่อนำไปผ่านวงจร LC ฟิเตอร์ที่ต่ออยู่ทางด้านแรงดันแหล่งจ่ายการไฟฟ้า $v_{s,1}$ ก็จะสามารถคำนวณหาคลื่นกระแสไซนัส 50-Hz $i_{s,1}$ ได้ ซึ่งเมื่อนำมาพิจารณาร่วมกับแรงดันไซนัสการไฟฟ้า $v_{s,n}$ ก็จะสามารถคำนวณหาค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่ป้อนให้กับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงขนาด 1.800 W ซึ่งพบว่ามีความสูงที่สุดเท่ากับ 1

2. การวิเคราะห์การทำงานของวงจร

วงจรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ที่จ่ายโหลดอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ในรูปที่ 1 สามารถแบ่งการวิเคราะห์การทำงานได้เป็น 2 ส่วน คือ

2.1 การวิเคราะห์สมการและคลื่นด้านเอาต์พุท

การวิเคราะห์หาสมการคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ที่มีอินพุทของอินเวอร์เตอร์เป็นคลื่นแรงดันคิซีเรกติฟาย v_d แทนแรงดันคิซี



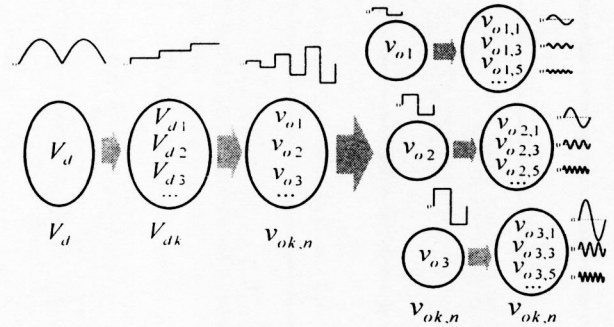
รูปที่ 2 ค่าเฉลี่ยแรงดันเรกติฟายในแต่ละช่วงย่อย

ฟิเตอร์ โดยที่แรงดัน $v_{ok,n}$ และกระแส $i_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ในแต่ละคาบของการสวิตช์ เกิดจากการตัดต่อแรงดันคิซีเรกติฟาย v_d ในแต่ละช่วงย่อย ซึ่งสามารถพิจารณาให้เป็นแรงดันคิซีเรกติฟาย v_d นี้ให้มีค่าเฉลี่ยคงที่เท่ากับ V_{dk} ดังสมการที่ (1)

$$V_{dk} = V_{d1} \cdot V_{d2} \cdot V_{d3} \dots = V_{r,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \quad (1)$$

และเมื่อแทนค่า k ใดๆ ที่ k เท่ากับ 1, 2, 3, ... ก็จะได้ดังสมการ

$$V_{d1} = V_{r,p} \sin \left[\frac{\pi}{m_f} \right] \cdot V_{d2} = V_{r,p} \sin \left[\frac{3\pi}{m_f} \right] \cdot V_{d3} = V_{r,p} \sin \left[\frac{5\pi}{m_f} \right] \dots \quad (2)$$



รูปที่ 3 การพิจารณาแรงดันเอซีสแควร์ $v_{ok,n}$ ด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ จากค่าเฉลี่ยในแต่ละช่วงย่อยของแรงดันคิซีเรกติฟาย V_{dk}

จากแรงดันในแต่ละสแต๊ปช่องย่อยของ V_{dk} สามารถนำมาผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อคำนวณหาสมการแรงดันคลื่นสแควร์ $v_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ได้ดังสมการที่ (3) โดยที่ m_f คืออัตรากรรมการคูณความถี่ $f_s, 2f$ และ $v_{o,p} < V_{r,p}$

$$v_{ok,n} = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \times \left[\sum_{n=1,3,5} \left(\frac{1}{2n-1} \right) \sin (2n-1) \omega t \right] \quad (3)$$

เมื่อแทนค่า k ใดๆ ที่ k เท่ากับ 1, 2, 3, ... และแทนค่า n เท่ากับ 1, 2, 3, ... ในสมการที่ (3) จะได้สมการที่ (4), (5) และ (6) ตามลำดับ

$$v_{o1,n} = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{\pi}{m_f} \right] \times \left[\sin (\omega t) + \frac{1}{3} \sin (3\omega t) + \frac{1}{5} \sin (5\omega t) + \dots \right] \quad (4)$$

$$v_{o2,n} = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{3\pi}{m_f} \right] \times \left[\sin (\omega t) + \frac{1}{3} \sin (3\omega t) + \frac{1}{5} \sin (5\omega t) + \dots \right] \quad (5)$$

$$v_{o3,n} = \frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{5\pi}{m_f} \right] \times \left[\sin (\omega t) + \frac{1}{3} \sin (3\omega t) + \frac{1}{5} \sin (5\omega t) + \dots \right] \quad (6)$$

เนื่องจากกระแสทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ $i_{ok,n}$ มีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์ ดังนั้นในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จึงสามารถคำนวณได้จากคลื่นแรงดันสแควร์ $v_{ok,n}$ ทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ในสมการที่ (3) โดยพิจารณาเฉพาะองค์ประกอบพินดามเมนทอลของแรงดัน $v_{ok,1}$ ดังสมการที่ (7) และกระแสพินดามเมนทอล $i_{ok,1}$ ดังสมการที่ (9) ซึ่งได้จากการป้อนแรงดัน $v_{ok,1}$ ผ่านวงจรโหลดโซแนนท์ RLC ซึ่งมีลักษณะคลื่นแรงดันและเฟสเซอร์ดังรูปที่ 4

$$v_{ok,1} = \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right) \sin (\omega_s t) \quad (7)$$

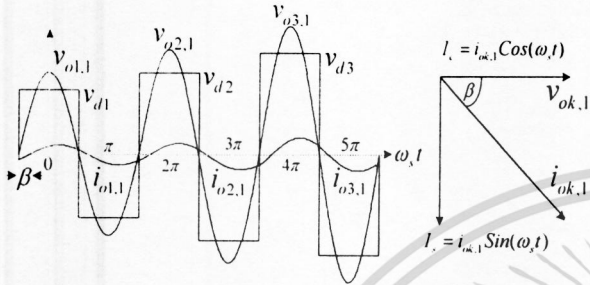
$$i_{ok,1} = I_{o,1} \cdot I_{o,3} \cdot I_{o,5} \dots = \frac{4}{\pi} I_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \quad (8)$$

$$= \frac{4}{\pi} I_{o,p} \sin \left[\frac{\pi}{m_f} \right] \cdot \frac{4}{\pi} I_{o,p} \sin \left[\frac{3\pi}{m_f} \right] \cdot \frac{4}{\pi} I_{o,p} \sin \left[\frac{5\pi}{m_f} \right] \dots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{ok,1} = \frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \cos(\omega_s t) \quad (9)$$

$$+ \frac{C_{eq} \omega_s \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right) (L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 - 1)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + 1 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2} \sin(\omega_s t)$$



รูปที่ 4 อธิบายการวิเคราะห์แรงดันในวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม ที่มีแหล่งจ่ายเป็นแรงดันขั้นบันได

เมื่อนำกระแสฟลักซ์ตามมอด $i_{ok,1}$ ทางด้านเอชไอทีฟุตของอินเวอร์เตอร์ไปคำนวณร่วมกับคลื่นแรงดันฟลักซ์ตามมอด $v_{ok,1}$ ทางด้านเอชไอทีฟุตของอินเวอร์เตอร์ ในแต่ละสแต็ปช่วงย่อย ก็จะสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอชไอทีฟุตของอินเวอร์เตอร์ได้ดังสมการ (10) และ สมการที่ (11)

$$P_o = \frac{1}{k} \sum_{k=1,2,3} \left(\frac{V_{ok,1} I_{ok,1}}{2} \right) \cos \beta \quad (10)$$

$$P_o = \frac{1}{2k} \left[\sum_{k=1,2,3} \left(\frac{4}{\pi} I_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right) \left[\frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 \left(\frac{4}{\pi} I_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2 + 1} \right] \right] \cos \beta$$

$$+ \left[\frac{C_{eq} \omega_s (L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 - 1) \left(\frac{4}{\pi} I_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2 + 1} \right]^2 \cos \beta \quad (11)$$

เนื่องจากคลื่นกระแส i_{dk} มีความสัมพันธ์โดยตรงกับคลื่นกระแส $i_{ok,1}$ ดังนั้นในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_d ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ สามารถแทนได้ด้วยคลื่นกระแส $i_{ok,1}$ ที่ได้จากสมการที่ (9) การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า P_d ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์สามารถหาได้จากการนำเอาคลื่นกระแส i_{dk} ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์หรือส่วนของกระแส $i_{ok,1}$ ไปคำนวณร่วมกับแรงดัน V_{dk} ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ในแต่ละสแต็ปย่อยของคลื่นแรงดัน v_d ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถเขียนสมการเพื่อหาค่า

กำลังไฟฟ้า P_d ด้านดีซีอินพุทของอินเวอร์เตอร์ได้ดังสมการที่ (11) และสมการที่ (12)

$$P_d = \frac{1}{k} \sum_{k=1,2,3} \left(\frac{2V_{dk} I_{ok,1}}{\pi} \right) \cos \beta \quad (11)$$

$$P_d = \frac{2}{k\pi} \sum_{k=1,2,3} I_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \left[\frac{R_{eq} C_{eq}^2 \omega_s^2 \left(\frac{4}{\pi} V_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2 + 1} \right]^2$$

$$+ \left[\frac{C_{eq} \omega_s (L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 - 1) \left(\frac{4}{\pi} I_{o,p} \sin \left[\frac{2\pi k - \pi}{m_f} \right] \right)}{L_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^4 - 2L_{eq} C_{eq} \omega_s^2 + R_{eq}^2 C_{eq}^2 \omega_s^2 + 1} \right]^2 \cos \beta \quad (12)$$

2.2 การวิเคราะห์ที่วงจรจากด้านเอาต์พุตมายังด้านอินพุท

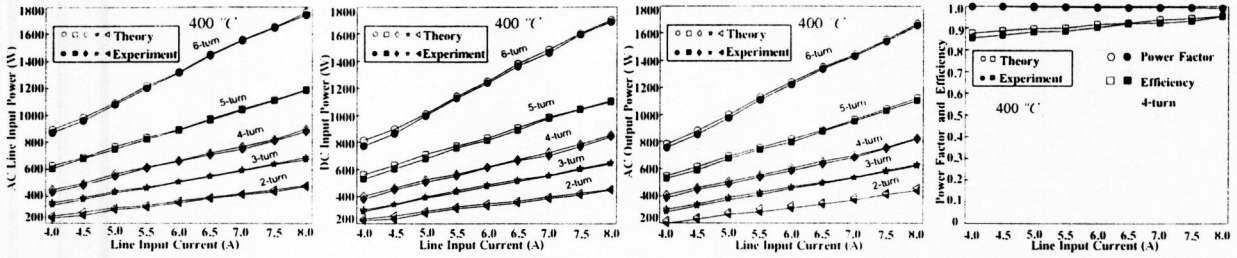
จากลักษณะคลื่นกระแสฟลักซ์ตามมอด $i_{ok,1}$ ทางด้านเอชไอทีฟุตของอินเวอร์เตอร์ ที่ได้คำนวณไว้แล้วในสมการที่ (9) สามารถนำมาคิดย้อนกลับไปเป็นกระแสแชนน้ำแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz ได้โดยการแบ่งออกเป็น 2 ช่วงคือ ในช่วงแรก หากความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นกระแสฟลักซ์ตามมอด $i_{ok,1}$ ทางด้านเอชไอทีฟุตของอินเวอร์เตอร์ กับคลื่นกระแสดีซี i_{dk} ทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ซึ่งปรากฏว่าคลื่นกระแสดีซี i_{dk} สามารถวิเคราะห์ได้ว่าสร้างขึ้นมาจากส่วนหนึ่งของคลื่นกระแสฟลักซ์ตามมอด $i_{ok,1}$ จากนั้นจะทำการย้อนกลับในช่วงต่อไป โดยการนำสมการคลื่นกระแสดีซี i_{dk} คิดย้อนกลับไปเพื่อไปหาความสัมพันธ์กับกระแสคลื่น $i_{s,n}$ วิธีการก็คือ นำคลื่นกระแสดีซี i_{dk} ทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์ มาคูณกับ Switching Function ความถี่ 50-Hz ที่มีขนาดหนึ่งหน่วย จะได้กระแสอินพุทของเรกติฟาย $i_{s,n}$ เมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว กระแสที่ดึงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 50-Hz จะเป็นกระแสไซน์ 50-Hz $i_{s,1}$ ที่อินเฟสกับแรงดันการไฟฟ้า 50-Hz เมื่อนำมาพิจารณาพร้อมกับแรงดันแหล่งจ่ายการไฟฟ้า $v_{s,1}$ ก็จะสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า P_m ค่าพาวเวอร์แฟคเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า PF และ ค่าประสิทธิภาพ η ของวงจรระหว่างเรกติฟายเออร์และอินเวอร์เตอร์

$$P_m = V_{s,1} I_{s,1} \cos \theta_1 + V_{s,2} I_{s,2} \cos \theta_2 + V_{s,3} I_{s,3} \cos \theta_3 + \dots \quad (13)$$

$$PF = \frac{V_{s,1} I_{s,1} \cos \theta_1 + V_{s,2} I_{s,2} \cos \theta_2 + V_{s,3} I_{s,3} \cos \theta_3 + \dots}{V_{s,1} I_{s,1} + V_{s,2} I_{s,2} + V_{s,3} I_{s,3} + \dots} \quad (14)$$

$$\eta = \frac{P_o}{V_{s,1} I_{s,1} \cos \theta_1 + V_{s,2} I_{s,2} \cos \theta_2 + V_{s,3} I_{s,3} \cos \theta_3 + \dots} \quad (15)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

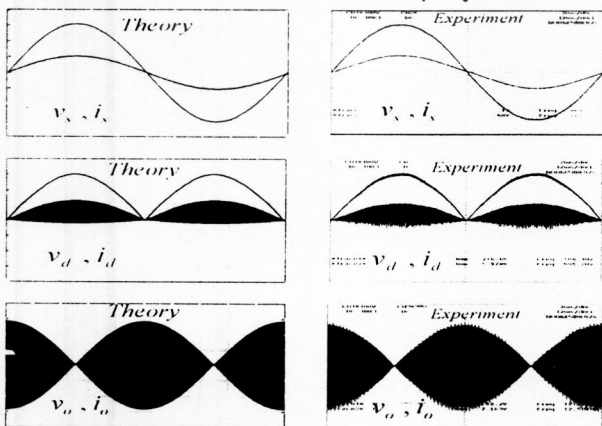


(a) ค่ากำลังไฟฟ้า P_m กับกระแส $i_{s,1}$ (b) ค่ากำลังไฟฟ้า P_d กับกระแส $i_{s,1}$ (c) ค่ากำลังไฟฟ้า P_o กับกระแส $i_{s,1}$ (d) PF และ η กับกระแส $i_{s,1}$

รูปที่ 5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้า P_m , ค่ากำลังไฟฟ้า P_d , ค่ากำลังไฟฟ้า P_o , PF และ η กับกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า $i_{s,1}$

3. ผลการทดลอง

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบกับอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อนำไปใช้เป็นข้อมูลเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีเพื่อยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย โดยในรูปที่ 6 ได้แสดงคลื่นจากการทดลองของแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุตและอินพุตของอินเวอร์เตอร์ รวมทั้งแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อจะทำการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทั้ง 3 ของระบบรวมทั้งได้แก่ ค่ากำลังไฟฟ้า P_m ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ค่ากำลังไฟฟ้า P_d ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์ และค่ากำลังไฟฟ้า P_o ทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ซึ่งค่าทั้งหมดนี้ได้ทำการเก็บข้อมูลในลักษณะของเส้นกราฟที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 5(a), 5(b) และ 5(c) ตามลำดับ สำหรับค่ากำลังไฟฟ้า P_m นั้นสามารถพิจารณาร่วมกับ $v_{s,m}$ และ $i_{s,m}$ เพื่อคำนวณหาค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ดังได้เขียนไว้ในสมการที่(14) สำหรับค่าประสิทธิภาพ η สามารถคำนวณได้จากค่ากำลังไฟฟ้า P_o และ P_m จากสมการที่ (13) และสมการที่ (15) ส่วนค่าประสิทธิภาพ η และเพาเวอร์แฟกเตอร์ PF ได้เขียนเป็นเส้นกราฟแสดงในรูปที่ 5(d) ด้วยการทดสอบภายใต้เงื่อนไข working coil = 4-turn ค่ากำลังไฟฟ้าที่ได้จากการทดสอบทั้งหมดจะทดสอบภายใต้เงื่อนไขของ working coil = 2, 3, 4, 5, 6 turns และข้อมูลเส้นกราฟทั้งหมดได้ทำการทดสอบภายใต้เงื่อนไขที่อุณหภูมิใช้งาน 400 °C



รูปที่ 6 ลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการจับมุลเลขเปรียบเทียบกับการทดลอง

4. สรุป

1. ได้นำเสนอวิธีการคำนวณคลื่นแรงดันและกระแสพินตามนทอลทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละช่วงย่อยของแรงดันดิซริกรีดิฟายที่มีการป้อนเข้าทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์
2. ได้นำเสนอวิธีการคำนวณและวัดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ในกรณีที่คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทมีการเปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันดิซริกรีดิฟายทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งผลที่ได้จากการวัดและคำนวณเมื่อนำมาเปรียบเทียบเพื่อยืนยันความถูกต้องปรากฏว่ามีค่าใกล้เคียงกัน
3. ได้นำเสนอวิธีการเชื่อมโยงสมการคลื่นกระแสพินตามนทอลทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถคำนวณได้แล้วนี้ไปเชื่อมโยงเข้ากับกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าซึ่งสามารถทำให้คำนวณหาค่ากระแสนี้ได้ นำไปสู่การหาค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้ในที่สุด

เอกสารอ้างอิง

[1] P. Viriya and T. Thomas, "Power transfer characteristics of a phase-shift controlled ZVS inverter for the application of induction heating," in *Proc. International Power Electronics Conf. (IPEC)*, 2000, pp. 423-428.
 [2] ชงอุท นารายกูร์ และ วิริยะ พิเชษฐจำเริญ "การวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมความถี่สูงแบบฟูลบริดจ์ที่มีการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านอินพุทให้มีค่าสูงมาก" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27, 2547, หน้า 26-30.

ประวัติผู้เขียนบทความ



ดร.วิรัตน์ กงวิรัตน์ การศึกษาวุฒิปริญญาตรี จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



วิริยะ พิเชษฐจำเริญ การศึกษาวุฒิปริญญาเอกจากมหาวิทยาลัยเมจิ ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ สาขาวิชาเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้เพื่อการใช้งานในวงจำกัด ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

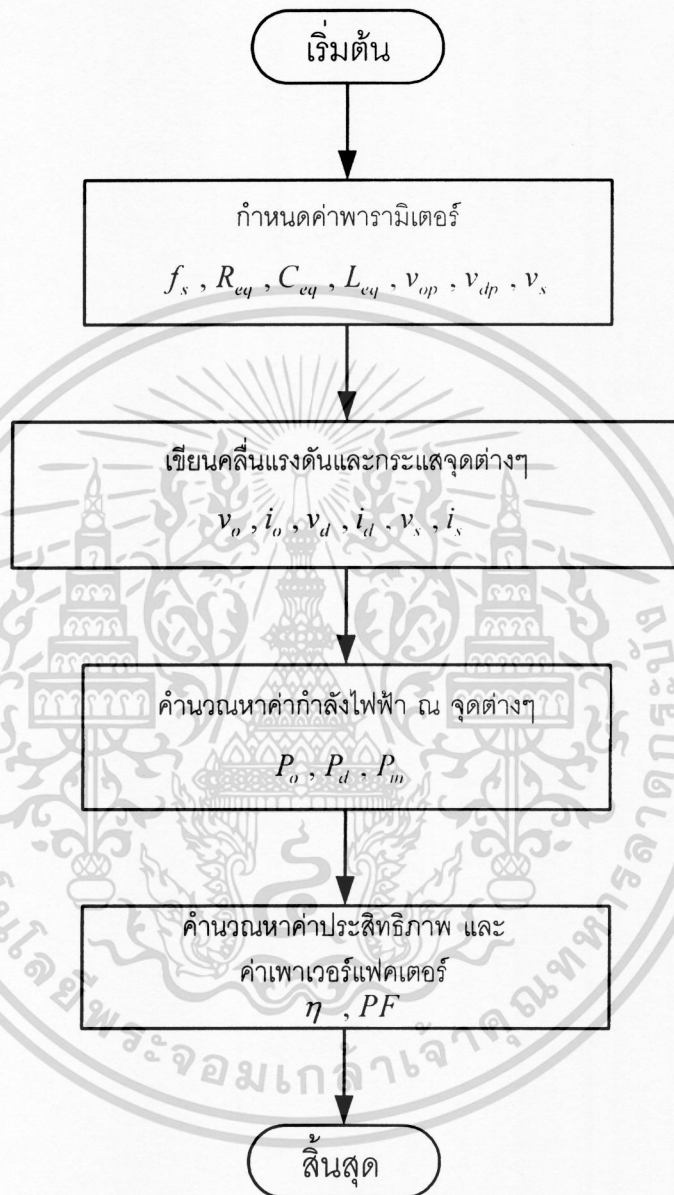


ภาคผนวก ข.

ไฟล์จํานวนขั้นตอนการซึมมูลตดวยโปรแกรม MATLAB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการคำนวณคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์
ที่มีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยโปรแกรม MATLAB



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค.

อุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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

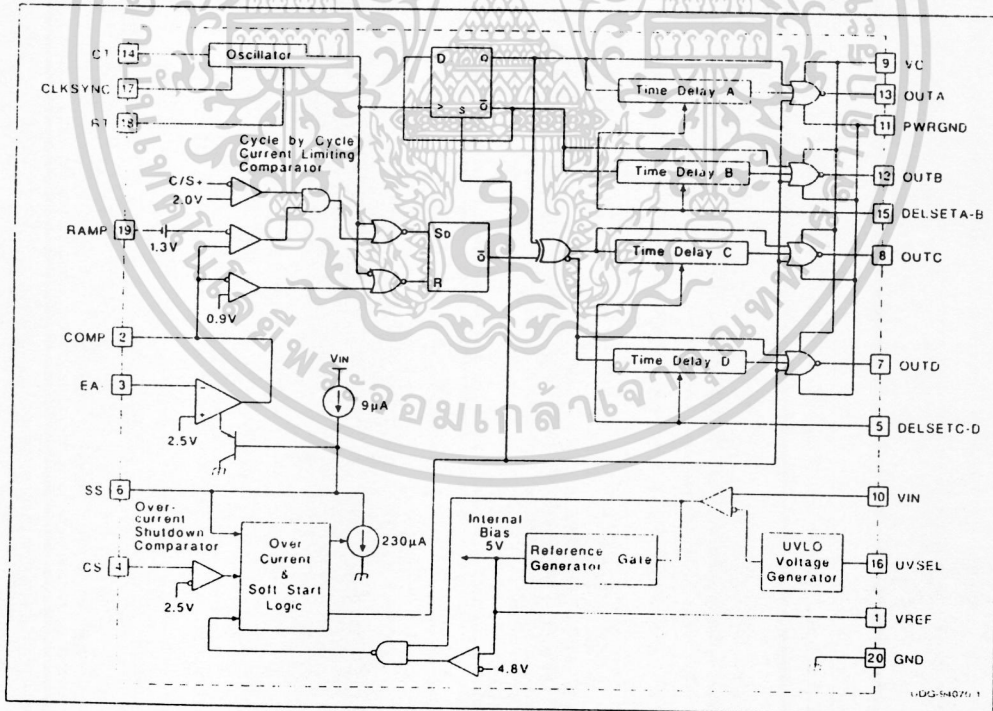
The UC3879 controls a bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. This allows constant frequency pulse width modulation in combination with resonant, zero-voltage switching for high efficiency performance. The UC3879 can be configured to provide control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

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

BLOCK DIAGRAM



6/98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1879
UC2879
UC3879

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

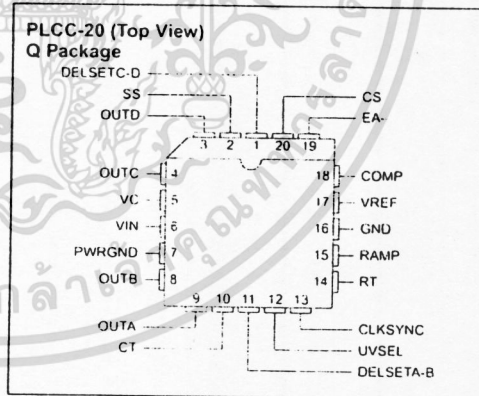
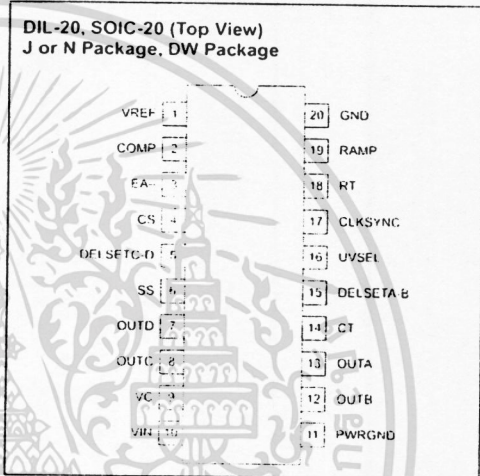
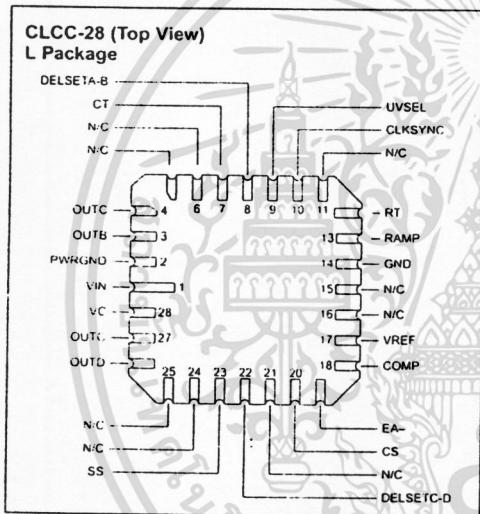
Supply Voltage (VC, VIN) 20V
Output Current, Source or Sink, DC 20mA
Analog I/Os
(Pins 1, 2, 3, 4, 5, 6, 14, 15, 17, 18, 19) -0.3 to 5.3V
(Pin 16) -0.3V to VIN
Storage Temperature Range -65°C to +150°C
Junction Temperature -55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) +300°C

Table 1. 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

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.

CONNECTION DIAGRAMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1879
UC2879
UC3879

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

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
$\pm SRR$	$11V < V_{IN} < 18V$	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, ϕ	$V_{COMP} > V_{RAMPpeak} + V_{RAMPoffset}$	98	99.7	102	%
$T_{DELSETA-B}$, $T_{DELSETC-D} = 0$, Note 1	$V_{COMP} < \text{Zero Phase Shift Voltage}$	0	0.3	2	%
Output Skew,	$V_{COMP} > V_{RAMPpeak} + V_{RAMPoffset}$		10		ns
$T_{DELSETA-B}$, $T_{DELSETC-D} = 0$, Note 1	$V_{COMP} < \text{Zero Phase Shift Voltage}$		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
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1879
UC2879
UC3879

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless specified: VC = VIN = V_{IJ}SEL = 12V, CI = 470pF, RT = 9.53k, R_{DELSETA-B} = R_{DELSEC-D} = 4.8k, C_{DELSETA-B} = C_{DELSEC-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 _{DELSEC-D} = 4.8k	300	430	600	ns
Delay Time	R _{DELSETA-B} = R _{DELSEC-D} = 1.9k	130	170	250	ns
Zero Delay	V _{DELSETA-B} = V _{DELSEC-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 $-4\text{mV}/^\circ\text{C}$.

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 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$.

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.

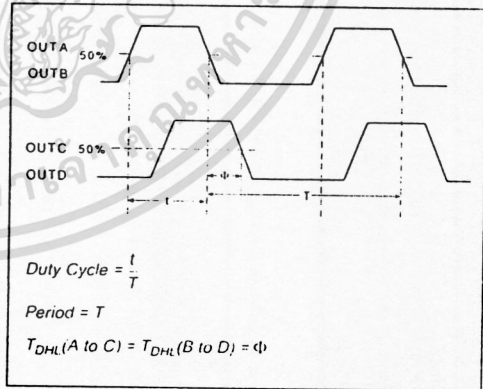


Figure 1. Phase Shift, Output Skew & Delay Time Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UC1879
UC2879
UC3879

PIN DESCRIPTIONS

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

UC1879
UC2879
UC3879

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:

$$RT = \frac{25}{10mA \cdot (1 - D_{lin})}$$

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 (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 Andreyck

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

UNITRODE CORPORATION
200 CENTINENTAL BLVD • MERRIMACK, NH 03054
TEL. (603) 424-2410 FAX (603) 424-3460

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
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

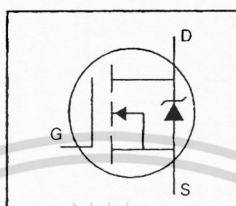
International IOR Rectifier

PD-9.325Q

IRF510

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 100V$$

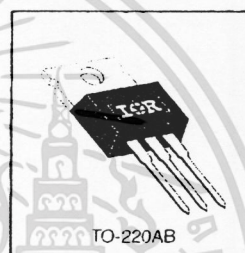
$$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$$

$$I_D = 5.6A$$

Description

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

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

DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	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 ①	5.6	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	4.3	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

Parameter	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
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.54	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=3.4A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	1.3	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=3.4A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$
		—	—	250	μA	$V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$
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	—	—	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	$R_G=24\Omega$
t_f	Fall Time	—	9.4	—	ns	$R_G=8.4\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	180	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	81	—	pF	$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	15	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	5.6	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	20	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=5.6A, V_{GS}=0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	100	200	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_r=5.6A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.44	0.88	μC	$di/dt=100A/\mu\text{s}$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF510

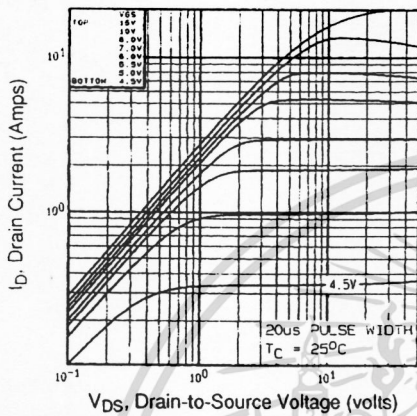


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_c=25^\circ\text{C}$

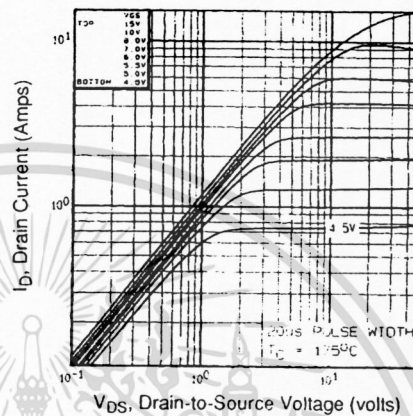


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_c=175^\circ\text{C}$

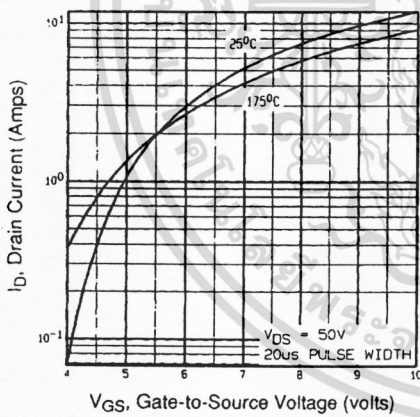


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

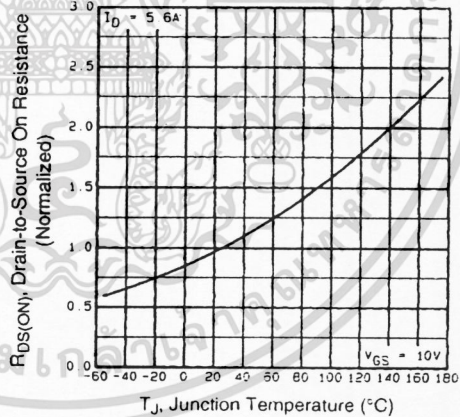


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

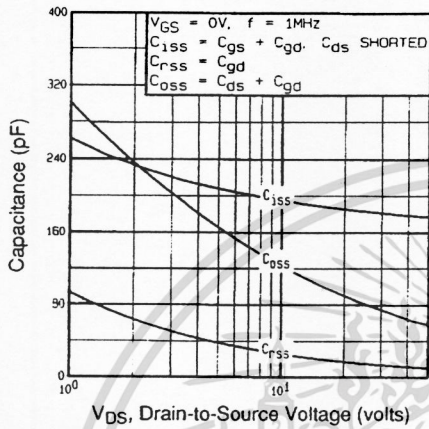


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

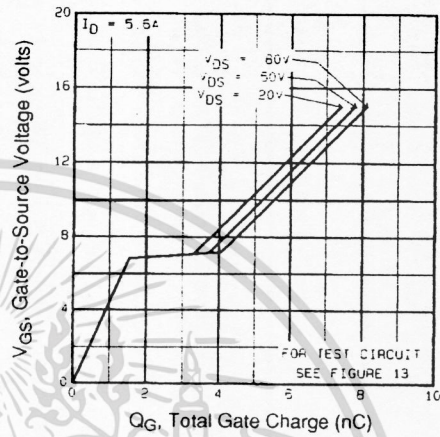


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

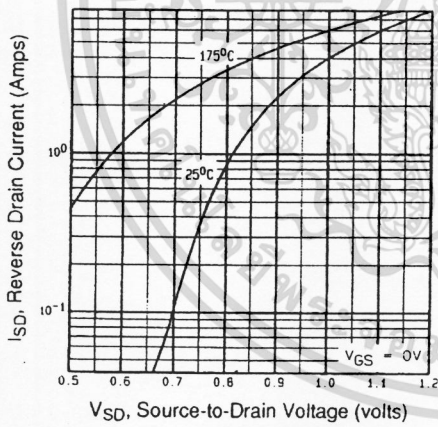


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

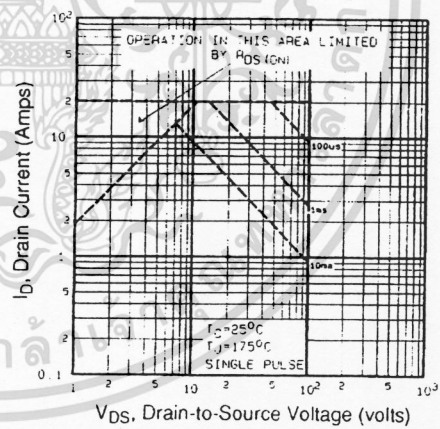


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IRF510

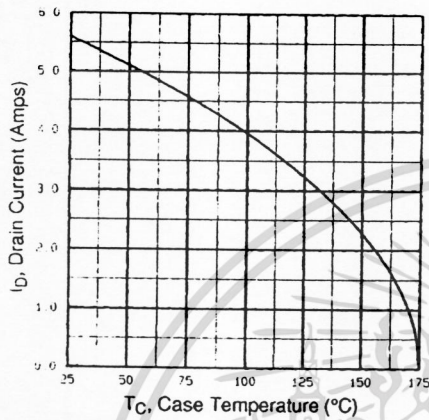


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

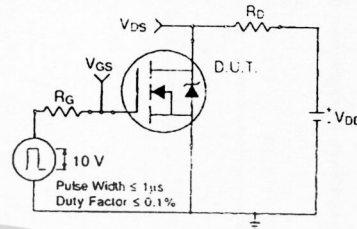


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

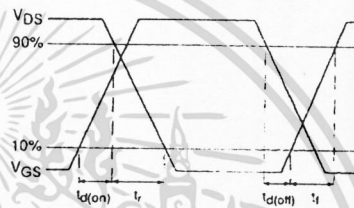


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

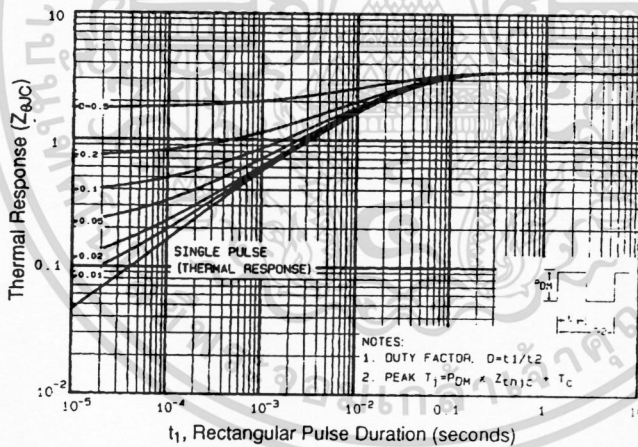


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

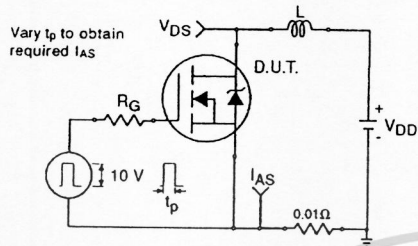


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

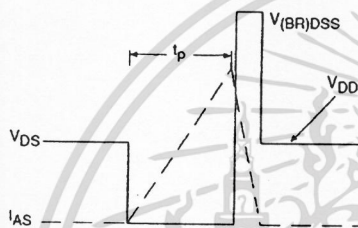


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

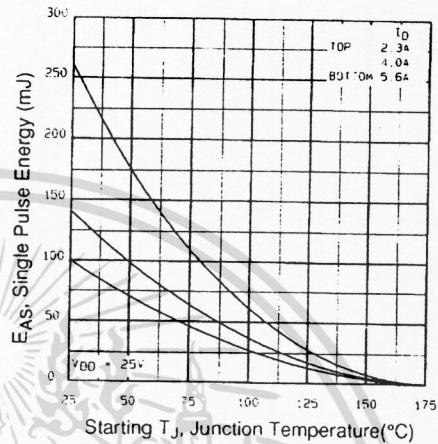


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

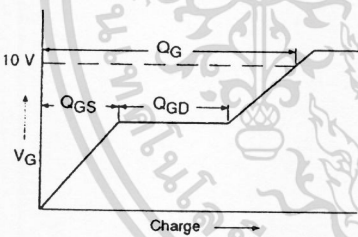


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

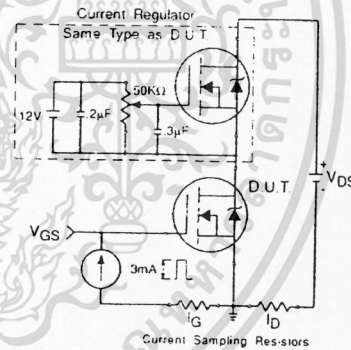


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

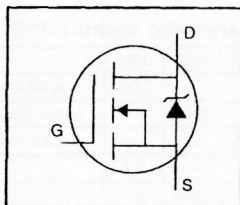
Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

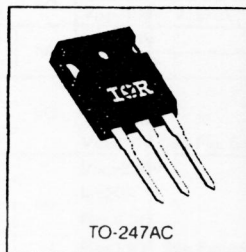
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

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/°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	°C
T_{STG}	300 (1.6mm from case)	°C
	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	—	—	0.45	°C/W
R_{JCS}	—	0.24	—	°C/W
R_{JA}	—	—	40	°C/W

1025

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

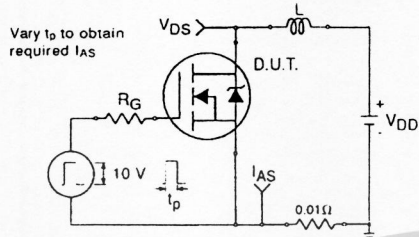


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

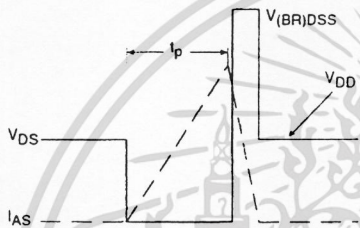


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

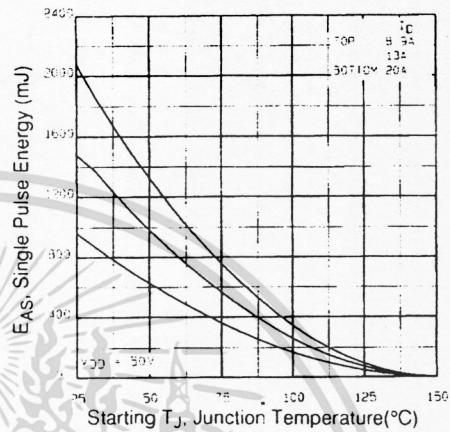


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

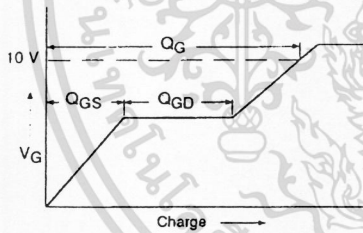


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

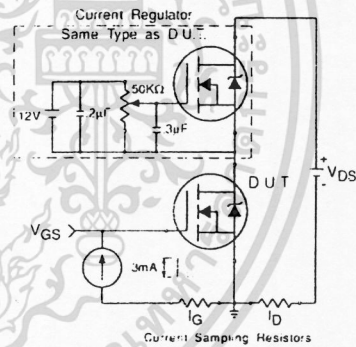


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



ชื่อ - นามสกุล นาย ชรรณฉัตร กงวิรัตน์

วัน เดือน ปีเกิด 10 ธันวาคม พ.ศ. 2524 ที่อำเภอสว่างแดนดิน จังหวัดสกลนคร

ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2545 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาวิชาช่างไฟฟ้า (ปวส. ไฟฟ้า หลักสูตร 4 ปี)

แผนกไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตนนทบุรี

พ.ศ. 2548 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ความชำนาญเฉพาะด้าน

1) การปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า
ของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

2) การวิเคราะห์ความเสียหายของหม้อแปลงไฟฟ้า
การติดตั้งและออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ.2548-2549 ตำแหน่งวิศวกรเทคนิค ฝ่ายขายในประเทศ

บริษัท เอกรัฐวิศวกรรม จำกัด (มหาชน)

-รับผิดชอบงานทางด้านการวิเคราะห์ความเสียหายของหม้อ
แปลงไฟฟ้า การติดตั้ง การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าและงานขาย
ภายในประเทศ

ผลงานวิจัย

พ.ศ.2549

บทความเรื่อง “Analysis of High Frequency Induction Heating
with Unity AC Line Input Power Factor” การวิเคราะห์อุปกรณ์
ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์
ด้านเข้าไฟสลับเป็น 1 การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า
(EECON) ครั้งที่ 29 , 2549 , หน้า 393-396

ปัจจุบัน

เป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท บัณฑิตวิทยาลัย
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้