

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่พร้อมปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์ทางด้านอินพุท

HIGH - FREQUENCY INDUCTION COOKER VARIABLE FREQUENCY POWER CONTROL WITH DEVELOP POWER FACTOR OF INPUT



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....49898
วันที่เดือนปี.....2-12-2547

6.....
1.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่พร้อมปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์ทางด้านอินพุท

High – Frequency Induction Cooker Variable Frequency Power Control With Develop Power Factor Of Input

ผู้จัดทำ

- | | | |
|------------------|-------------------|-----------------------|
| 1 นายนฤชา | ทวีพันธ์ | รหัสประจำตัว 43015119 |
| 2 นายพงศกร | เกื้อหนุน | รหัสประจำตัว 43015126 |
| 3 นายก้องเกียรติ | มังกรศักดิ์สิทธิ์ | รหัสประจำตัว 43015153 |
| 4 นายชัยยศ | อุดมภาพ | รหัสประจำตัว 43015161 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงชนิดปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่พร้อมปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์
ทางด้านอินพุท

นายนฤชา	ทวีพันธ์	430151119
นายพงศกร	เกื้อหนุน	43015126
นายก้องเกียรติ	มังกรศักดิ์สิทธิ์	43015153
นายชัยยศ	อุดมภาพ	43015161
รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา ปีการศึกษา 2545		

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงชนิดฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ พร้อมปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์ จะช่วยให้ลดการสูญเสียทางด้านอินพุทส่งผลให้โหลดได้รับกำลังไฟฟ้าสูงสุด รายละเอียดจะประกอบด้วยหลักการการทำงานของเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูง พร้อมกับวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสในจังหวะการทำงานต่างๆ ของวงจรในช่วง 1 ไซเคิล ซึ่งสามารถใช้วิเคราะห์หาวงจรเทียบเท่า เพื่อนำไปใช้คำนวณหาค่าปริมาณไฟฟ้าต่างๆ ของวงจร โดยการแตกองค์ประกอบของฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแสช่วยในการคำนวณ ปริมาณกำลังไฟฟ้าที่ได้จากการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีนี้ ยังได้นำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองโดยใช้เครื่องต้นแบบที่สามารถปรับระดับกำลังไฟฟ้าจนได้ถึง 1 กิโลวัตต์โดยการปรับความถี่จนถึงค่าต่ำสุดเท่ากับ 30 กิโลเฮิรตซ์ซึ่งปรากฏว่าเตาหุงต้มเหนียวนี้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี



High – Frequency Induction Cooker Variable Frequency Power Control With Develop Power Factor Of Input

Narucha Thaweeapun 43015119

Pongsakorn Keanoon 43015126

Kongkiat Mungkonsuksit 43015153

Chaiyot Udompap 43015161

Assc.Prof.Dr.Virita Pichetchumoen Advisor
2545

Abstract

This paper present analysis of high frequency induction cooker using half-bridge series resonant inverter and develop power factor. The input loss will be decreased for circuit are obtained, which are used to consider the equivalent circuit of the induction cooker and consequently simplify the calculation process for various electrical quantities. Also, this quantities are achieved through the aid of voltage and current harmonic spectra analysis. All this the electrical results are also verified by experiment using the prototype test-set with variable power level up to 1 kw at a minimum variable frequency 30 kHz. The test result shows that the induction cooker can operate successfully



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินการศึกษาและวิจัยจาก รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณพี่นัส และพี่เทพที่ได้ให้ความช่วยเหลือให้คำแนะนำเขียน โปรแกรมและปรับปรุงแก้ไขอุปกรณ์ ตลอดจนเพื่อนๆ และบุคคลที่มีส่วนเกี่ยวข้องที่ได้ให้ยืมอุปกรณ์ ช่วยให้เกิดความสนุกสนานในการทำงาน และช่วยเหลือทั้งแรงกายแรงใจจนงานวิจัยนี้ได้สำเร็จไปได้ด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



นายณัฐ ทวีพันธ์
นายพงศกร เกื้อหนุน
นายก้องเกียรติ มังกรศักดิ์สิทธิ์
นายชัยศ อุดมภาพ

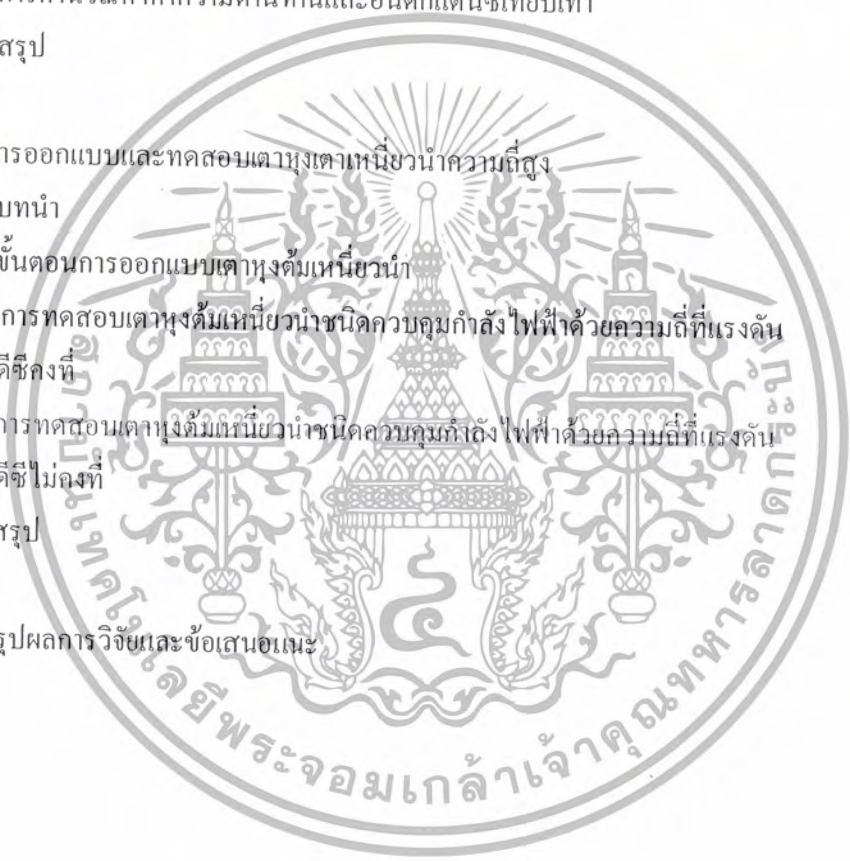
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญภาพประกอบ	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	4
2.1 บทนำ	4
2.2 พื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	4
2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน	10
2.3.1 โหลดรีโซแนนท์	10
2.3.2 อินเวอร์เตอร์	12
2.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม	13
2.4 สรุป	17
บทที่ 3 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทและเอาต์พุทของวงจรเรกติฟายเออร์ที่แรงดันดีซีคงที่และไม่งตที่ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ	19
3.1 บทนำ	19
3.2 การวิเคราะห์หาวงจรสมมูลของวงจรเรกติฟายเออร์ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ	19
3.3 การวิเคราะห์หาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทของวงจรเรกติฟายเออร์	21
3.3.1 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่แรงดันดีซี (Vd) คงที่	21
3.3.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่แรงดันดีซีไม่งตที่ (ideal)	23
3.3.3 การคำนวณหาค่า Percent Total Harmonic Distortion (%THD) และ Power factor (PF)	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 สรุป	36
บทที่ 4 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	37
4.1 หลักการเรโซแนนซ์	37
4.2 การวิเคราะห์การทำงานของระบบ	37
บทที่ 5 การวิเคราะห์วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม	41
5.1 บทนำ	41
5.2 การวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงของค่าตัวแปรต่างๆในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม	41
5.3 การคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่า	47
5.4 สรุป	50
บทที่ 6 การออกแบบและทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	51
6.1 บทนำ	51
6.2 ขั้นตอนการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ	51
6.3 การทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ที่แรงดัน ดีซีคงที่	52
6.4 การทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ที่แรงดัน ดีซีไม่คงที่	59
6.5 สรุป	66
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	67



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆที่ใช้ในภาชนะหุงต้มที่ความถี่ 30kHz	8
ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน	11
ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน	12
ตารางที่ 6.1 ข้อกำหนดในการทดสอบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 24 cm เมื่อตัวแปรต่างๆมีการปรับเปลี่ยนไป	51
ตารางที่ 6.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่แรงดันดีซีลิงก์ที่ไม่คงที่ที่ความถี่ 30 kHz	66



สารบัญภาพประกอบ

	หน้า
รูปที่ 1.1 การเปรียบเทียบเตาหุงต้มที่ใช้ขลวดความร้อนและเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	2
รูปที่ 2.1 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	4
รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเท่าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม	5
รูปที่ 2.3 อิมพีแดนซ์เทียบเท่าของขลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม	5
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางของผิวของภาชนะหุงต้ม	8
รูปที่ 2.5 เส้นกราฟแสดงการหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของภาชนะหุงต้มจากตารางที่ 2.1	9
รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	10
รูปที่ 2.7 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์	13
รูปที่ 2.8 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์ชันชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์	13
รูปที่ 2.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซ์ต่างๆ	13
รูปที่ 2.10 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิตซ์ต่างๆ	14
รูปที่ 2.11 รูปคลื่นแรงดันกระแสและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ	14
รูปที่ 2.12 กำลังเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ	15
รูปที่ 2.13 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ	16
รูปที่ 2.14 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ	17
รูปที่ 3.1 การพิจารณาหาวงจรถ่ายโอนกำลังของเรกติฟายเออร์ในโหมด 1 และ 2 ของแรงดันการไฟฟ้า 1 ไซเคิล	20
รูปที่ 3.2 วงจรเทียบเท่าของเรวินินของวงจรถ่ายโอนกำลังที่แรงดันคงที่	21
รูปที่ 3.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรถ่ายโอนกำลัง	22
รูปที่ 3.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า	22
รูปที่ 3.5 วงจรเทียบเท่าเรวินินของเรกติฟายเออร์ที่แรงดันไม่คงที่	24
รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรถ่ายโอนกำลัง	24
รูปที่ 3.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า	24
รูปที่ 3.8 วงจรเทียบเท่าเรวินินของเรกติฟายเออร์แรงดันไม่คงที่ในอินเวอร์เตอร์	25
รูปที่ 3.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า เมื่อไม่ใช้ C ความถี่สูง	25
รูปที่ 3.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า เมื่อใช้ C ความถี่สูง 2	26
รูปที่ 3.11 แรงดันเรกติฟายเออร์ที่ดีซีไม่คงที่	26
รูปที่ 3.12 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_r และกระแส i_r แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี	27
รูปที่ 3.13 ลักษณะสเปกตรัมของแรงดัน v_r และกระแส i_r จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 3.11	28
รูปที่ 3.14 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_r และกระแส i_r แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี	29
รูปที่ 3.15 ลักษณะสเปกตรัมของแรงดัน v_r และกระแส i_r จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 3.11	30
รูปที่ 3.16 ค่าความคิดเทียบของกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสไหลกลับเปลี่ยนแปลง	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.17 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	33
รูปที่ 3.18 กำลังไฟฟ้าอินพุท เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	33
รูปที่ 3.19 กำลังไฟฟ้าอินพุทปรากฏ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	34
รูปที่ 3.20 เพาเวอร์แฟกเตอร์ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	34
รูปที่ 3.21 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	34
รูปที่ 3.22 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	35
รูปที่ 3.23 กำลังไฟฟ้าอินพุท เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	35
รูปที่ 3.24 กำลังไฟฟ้าอินพุทปรากฏ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	35
รูปที่ 3.25 เพาเวอร์แฟกเตอร์ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	36
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	37
รูปที่ 4.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์	38
รูปที่ 5.1 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	41
รูปที่ 5.2 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์และรูปคลื่นแรงดันและกระแส เมื่อ $f_s > f_o$	43
รูปที่ 5.3 normalized อินพุททอมพีแดนซ์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_r ต่างๆ	46
รูปที่ 5.4 มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส θ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_r ต่างๆ	46
รูปที่ 5.5 normalized กระแสโหลดครีโซแนนท์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_r ต่างๆ	46
รูปที่ 5.6 normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_r ต่างๆ	47
รูปที่ 5.7 รูปแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสโหลดในวงจรเรโซแนนท์อนุกรม	48
รูปที่ 5.8 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันครีโอมสวิตช์ v_{s2} และกระแสโหลด i_L	49
รูปที่ 6.1 เตาหุงต้มเหนี่ยวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่	52
รูปที่ 6.2 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี	53
รูปที่ 6.3 ลักษณะคลื่นแรงดันครีโอมสวิตช์ v_{s2} และกระแสโหลด i_L จากการทดลองและทฤษฎี	54
รูปที่ 6.4 แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (V_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	55
รูปที่ 6.5 กระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (I_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	55
รูปที่ 6.6 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (%THDv) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	55
รูปที่ 6.7 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้า (%THDi) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	56
รูปที่ 6.8 กำลังไฟฟ้าอินพุทปรากฏด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (S) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	56
รูปที่ 6.9 กำลังไฟฟ้าอินพุทด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (Pin) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	56
รูปที่ 6.10 เพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (PF) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	57
รูปที่ 6.11 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (Pout) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	57
รูปที่ 6.12 ประสิทธิภาพ เรกติฟายเออร์-อินเวอร์เตอร์ ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	57
รูปที่ 6.13 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	58

รูปที่ 6.14 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร เมื่อปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้า	58
รูปที่ 6.15 เปรียบเทียบอุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตรของเตาหุงต้มเหนียวกับเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อนที่กำลังวัตต์เท่ากัน	58
รูปที่ 6.16 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี	60
รูปที่ 6.17 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_L จากการทดลองและทฤษฎี	61
รูปที่ 6.18 แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (V_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	61
รูปที่ 6.19 กระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (I_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	62
รูปที่ 6.20 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (%THDv) ขณะปรับเปลี่ยน	62
รูปที่ 6.21 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้า (%THDi) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	62
รูปที่ 6.22 กำลังไฟฟ้าอินพุตปรากฏด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (S) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	63
รูปที่ 6.23 กำลังไฟฟ้าอินพุตด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (P_{in}) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	63
รูปที่ 6.24 เพาแฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (PF) ขณะปรับเปลี่ยนความถี่	63
รูปที่ 6.25 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (P_{out}) ขณะปรับเปลี่ยนความถี่	64
รูปที่ 6.26 ประสิทธิภาพ เรกติฟายเออร์-อินเวอร์เตอร์ ขณะปรับเปลี่ยนความถี่	64
รูปที่ 6.27 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร ขณะปรับเปลี่ยนความถี่	64
รูปที่ 6.28 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร เมื่อปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้า	65
รูปที่ 6.29 เปรียบเทียบอุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตรของเตาหุงต้มเหนียวกับเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อนที่กำลังวัตต์เท่ากัน	65



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอุปกรณ์ที่ให้ความร้อนในการหุงต้มมีอยู่มากมายหลายชนิด ไม่ว่าจะเป็นการใช้หลอดเปล่งแสงให้ความร้อนหรือขดลวดให้ความร้อนก็ตาม แต่ในหลายช่วงปีที่ผ่านมาความก้าวหน้าทางด้านอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์และระบบควบคุมได้พัฒนาไปมาก ซึ่งรวมถึงการวิจัยและพัฒนาจอร์อินเวอเตอร์ความถี่สูง ที่สามารถจ่ายโหลดความร้อนเหนี่ยวนำด้วยเพาเวอร์ในระดับสูง โดยจะเป็นอินเวอเตอร์ที่ใช้ MOSFET และ IGBT ซึ่งมีความไวในการสวิตช์สูง ทำให้อุปกรณ์ LC ที่มีขนาดเล็กลง น้ำหนักเบา และจ่ายกำลังไฟฟ้าในระดับสูงขึ้นได้ เป็นผลให้อินเวอเตอร์ที่พัฒนาในระยะหลังมีประสิทธิภาพสูง

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้ ความร้อนจะเกิดขึ้นที่ภาชนะโดยตรง โดยอาศัยกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะหุงต้ม ทำให้หุงต้มเดือดได้ในเวลาอันรวดเร็ว โดยจะมีหลักการพิจารณาคือ เมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ได้ในภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetic Flux) เพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ขึ้นที่กั้นภาชนะหุงต้ม ถ้าภาชนะหุงต้มเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่กั้นภาชนะหุงต้ม และจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ในภาชนะ ทำให้น้ำเดือดในที่สุดความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม ทำให้ปลอดภัยต่อการใช้งาน เตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้จะมีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากความร้อนที่เกิดขึ้นโดยตรงที่บริเวณกั้นภาชนะหุงต้ม

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้า เมื่อตัวแปรต่างๆมีการปรับเปลี่ยนไปไม่ว่าจะเป็น จำนวนเส้นลวดที่เกี่ยของขดลวดเหนี่ยวนำ ระยะห่างระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม และคาปาซิเตอร์ ซึ่งตัวแปรต่างๆ เหล่านี้จะเป็นองค์ประกอบในการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำที่สำคัญ

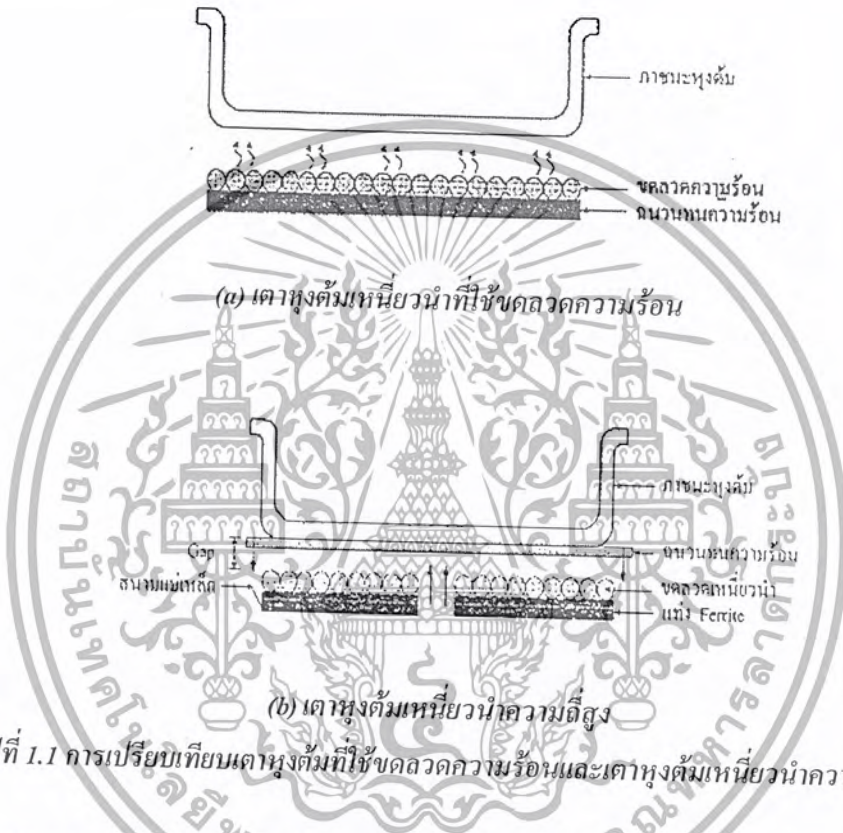
1.2.3 สามารถวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม เช่น อิมพีแดนซ์ Quality factor มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเอาต์พุต และกำลังไฟฟ้า ซึ่งตัวแปรเหล่านี้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่ที่ปรับเปลี่ยนไป

1.2.4 สามารถรู้หลักการเรโซแนนซ์การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ และการวิเคราะห์การทำงานของระบบ

1.2.5 สามารถวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและเอาต์พุทอินเวอเตอร์ ของแรงดันคิซิกที่และไมคิงทีในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำได้เมื่อมีการปรับเปลี่ยนความถี่

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยทั่วไปแล้วเตาหุงต้มที่ใช้ในครัวเรือนทั่วไปจะเป็นขดลวดความร้อนซึ่งมีหลักการการทำงาน ดังรูปที่ 1.1(a) จะเห็นได้ว่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดการถ่ายเทความร้อนจากขดลวด ความร้อนผ่านชั้นอากาศก่อนไปยังภาชนะหุงต้ม ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มในลักษณะนี้จะเป็นการให้ความร้อนโดยวิธีอ้อม ซึ่งจะทำการหุงต้มเดือดช้า และเมื่อใช้งานเสร็จสิ้นแล้วขดลวดความร้อนจะมีช่วงเวลานานมากกว่าจะเย็นลง ซึ่งระหว่างนั้นอาจจะเป็นอันตรายต่อผู้ใช้ได้



สำหรับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงจะมีหลักการการทำงานดังรูปที่ 1.1(b) หลักการคือความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดจากสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มทำให้เกิดความร้อน จะเห็นได้ว่าความร้อนที่เกิดขึ้นโดยตรงที่ก้นภาชนะหุงต้มเป็นผลให้หุงต้มเดือดได้เร็วและเมื่อใช้งานเสร็จสิ้นแล้ว คัมหุงต้มตัวนี้จะไม่ร้อน ทำให้ไม่เป็นอันตรายต่อผู้ใช้ได้

1.4 ขอบเขตการวิจัย

การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ในงานวิจัยนี้ สามารถแบ่งเรื่องได้ดังนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนการศึกษา และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงและหลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งจะพิจารณาในส่วนของโครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

บทที่ 3 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์ทั้งแรงดัน (Vd) คงที่และไม่คงที่ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ โดยการนำวงจรอินเวอเตอร์มาพิจารณาใหม่ให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเท่าเรวินินเพื่อ วิเคราะห์ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้ง่ายขึ้นที่จะนำไปสู่การคำนวณหากำลังไฟฟ้าอินพุต(Pin) เพาเวอร์แฟกเตอร์(PF) และPercent Total Harmonic Distortion (THD)

บทที่ 4 สามารถรู้หลักการเรโซแนนซ์การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ และการวิเคราะห์การทำงานของระบบ

บทที่ 5 การวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์ เช่น อิมพีแดนซ์ Quality factor มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเอาต์พุต และกำลังไฟฟ้า ซึ่งตัวแปรเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์กันเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง การคำนวณหาค่าความต้านทานเทียบเท่าและอินดักแตนซ์เทียบเท่า ซึ่งจะนำไปสู่การวิเคราะห์หาแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าเป็นต้น

บทที่ 6 การออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงและทดสอบโดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ ซึ่งจะทำการทดสอบทั้งระบบของการหุงต้มเหนี่ยวนำเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงความถี่ โดยจะทำการวิเคราะห์ทางด้านอินพุตแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและเอาต์พุตอินเวอเตอร์ทั้งเปรียบเทียบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของแรงดัน (Vd) คงที่และไม่คงที่

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.5.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง และเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
- 1.5.2 ศึกษาวงจรอินเวอเตอร์เรโซแนนซ์แบบต่างๆ ที่สามารถนำมาใช้กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ
- 1.5.3 ออกแบบวงจรรวมและขดลวดเหนี่ยวนำ
- 1.5.4 ทดสอบพร้อมทั้งเก็บข้อมูล เพื่อพัฒนาระบบให้ดีขึ้น
- 1.5.5 เก็บข้อมูลและวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี
- 1.5.6 เขียนและพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถนำเครื่องต้นแบบที่ได้จากการวิจัย ไปพัฒนาผลิตภัณฑ์เพื่อใช้ในครัวเรือน ซึ่งเครื่องต้นแบบนี้สามารถลดการสูญเสียในการผลิตกำลังไฟฟ้า

บทที่ 2

ทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง การพิจารณาวงจรเทียบเท่าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำในลักษณะของหม้อแปลง เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ชุดโพลคาขนะหุงต้มได้ง่ายขึ้น สำหรับโพลคาขนะหุงต้มที่ใช้วัสดุต่างชนิดกันจะมีค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ดังนั้นวัสดุของภาชนะเตาหุงต้มแต่ละชนิดจึงเป็นองค์ประกอบสำคัญในการพิจารณาและการออกแบบลักษณะการพันขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อให้เหมาะสมกับโพลคาขนะหุงต้มนั้นๆ และการพิจารณาหลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งจะพิจารณาในส่วน of โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำจะประกอบด้วย ชุดเรกติฟายเออร์ เปรียบเทียบอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์และฮาล์ฟบริดจ์ เปรียบเทียบโพลคริโซแทนที่ทั้งแบบอนุกรมและขนาน และการควบคุมกำลังไฟฟ้าในวิธีการต่างๆ กัน

2.2 พื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ ความร้อนจะเกิดขึ้นที่ภาชนะโดยตรง โดยอาศัยกระแสไหลวนในภาชนะหุงต้ม ทำให้หุงต้มเดือดได้ในเวลาอันรวดเร็ว โดยจะมีหลักการพิจารณาเหมือนกับหม้อแปลงเพื่อหาค่าอินดักแตนซ์และความต้านทานเทียบเท่าต่างๆ ของขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุของภาชนะแต่ละชนิด ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาเลือกใช้ภาชนะหุงต้มให้เหมาะสมกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำต่อไป



รูปที่ 2.1 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากรูปที่ 2.1 เมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้มขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (Magnetic Flux) กับภาชนะหุงต้ม ถ้าภาชนะหุงต้มเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic สนามแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องกับภาชนะจะทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ในภาชนะหุงต้มเป็นเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน เป็นผลทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ก้นภาชนะหุงต้ม และจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ภายในภาชนะ ทำให้น้ำเดือดได้เร็วที่สุด ความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะไม่มีการสัมผัสกันทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม ทำให้ปลอดภัยต่อการใช้งานเตาหุงต้มนี้จะมีประสิทธิภาพในการหุงต้มสูง เนื่องจากความร้อนจะเกิดขึ้นที่ตัวภาชนะโดยตรง จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของขดลวดเหนี่ยวนำและโพลภาชนะหุงต้มจะมีเส้นแรงแม่เหล็กคล้องผ่านซึ่งกันและกัน ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลง โดยสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าของหม้อแปลงดังรูปที่ 2.2 โดยภาชนะหุงต้มทำหน้าที่เป็นขดลวดทุติยภูมิมีจำนวนขดลวดเพียง 1 รอบ โดยมี Leakage Inductance ของภาชนะหุงต้ม L_v และความต้านทานของภาชนะ R_v ส่วนขดลวดทางด้านปฐมภูมิสามารถแทนได้ด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมี Leakage Inductance ของขดลวดเหนี่ยวนำ L_c ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ R_c และ Magnetizing Inductance L_M ซึ่งมีค่าน้อย และเมื่อรวมกับ R_v และ L_v ทางด้านทุติยภูมิที่ย้ายมารวมกับทาวด้านปฐมภูมิแล้วแล้วจะได้อิมพีแดนซ์รวม Z_{eq} ประกอบด้วย R_{eq} และ L_{eq} ดังรูปที่ 2.3 ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำและโพลภาชนะหุงต้มนี้สามารถเขียนแทนด้วยวงจรเทียบเท่าซึ่งประกอบด้วย อินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} และความต้านทานเทียบเท่า R_{eq}



รูปที่ 2.3 อิมพีแดนซ์เทียบเท่าของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม

ขดลวดเหนี่ยวนำและโพลภาชนะหุงต้มสามารถเขียนแทนด้วยวงจรถูกเทียบเท่า ซึ่งประกอบด้วย อินดักแตนซ์เทียบเท่า และความต้านทานและความต้านทานเทียบเท่าสามารถทำได้ดังสมการ

$$R_{eq} = R_c + N^2 R_v \quad (2.1)$$

เมื่อ $R_{vp} = N^2 R_c$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{eq} = R_c + R_{vp} \quad (2.2)$$

$$L_{eq} = L_c + N^2 L_v \quad (2.3)$$

โดย N คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

R_c คือ ความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิหรือขดลวดเหนี่ยวนำ

R_v คือ ความต้านทานของขดลวดทุติยภูมิหรือโพลคาขนะหุงต้ม

L_c คือ Leakage Inductance ทางด้านทุติยภูมิ

L_v คือ Leakage Inductance ทางด้านปฐมภูมิ

R_{vp} คือ ความต้านทานทางด้านปฐมภูมิของโพลคาขนะหุงต้ม

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

$$P_c = I_c^2 R_c \quad (2.4)$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในโพลคาขนะหุงต้มมีค่าเท่ากับ

$$P_v = I_v^2 R_v \quad (2.5)$$

เมื่อพิจารณาทางด้านปฐมภูมิจะได้

$$P_v = I_c^2 R_{vp} \quad (2.6)$$

เนื่องจาก

$$I_v = N I_c \quad (2.7)$$

โดยที่ I_c คือ กระแสในโพลคาขนะหุงต้ม

I_v คือ กระแสในลวดเหนี่ยวนำ

ดังนั้นประสิทธิภาพของโพลคาขนะหุงต้มจะได้อ้างอิงดังนี้

$$\eta = \frac{P_v}{P_v + P_c} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{I_v^2 R_v}{I_v^2 R_v + I_c^2 R_c} \quad (2.9)$$

$$= \frac{I_v^2 R_v}{\left[\frac{I_v^2}{N^2} \right] [R_v N^2] + I_c^2 R_c} \quad (2.10)$$

$$= \frac{I_v^2 R_v}{[I_c^2] [R_{vp}] + I_c^2 R_c} \quad (2.11)$$

$$= \frac{R_{vp}}{R_{vp} + R_c} \quad (2.12)$$

$$= \frac{1}{1 + R_c / R_{vp}} \quad (2.13)$$

ความร้อนส่วนมากจะเกิดขึ้น โดยกระแสไหลวนในโหลดกาชนะหุงต้มที่บริเวณชั้นผิวนอกของ
กันภาชนะหุงต้มที่มีค่าความลึกเท่ากับ δ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของภาชนะหุงต้มดังสมการ

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (2.14)$$

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานทางไฟฟ้าของภาชนะ ($\Omega \cdot m$)

f คือ ความถี่ไฟฟ้ากระแสที่ป้อน (Hz)

μ_r คือ ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์

ดังนั้นความต้านทานที่ผิวของโหลดกาชนะหุงต้มในย่านความถี่สูง R_v มีค่าดังนี้

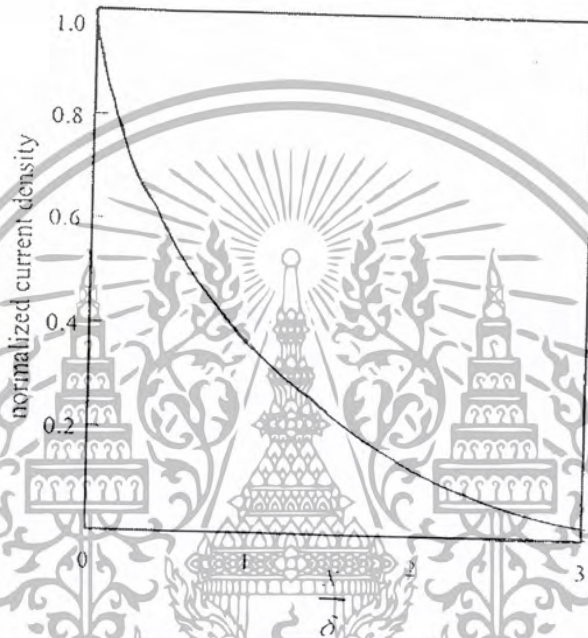
$$R_v = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \sqrt{\rho \mu_r f} \quad (2.15)$$

แทนค่าสมการ (2.15) ใน (2.5) จะได้กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของโหลดกาชนะหุงต้ม P_v ดังนี้

$$P_v = I_v^2 R_v = \sqrt{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot (NI_c)^2 \cdot \sqrt{\rho \mu_r f} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.15) จะได้ว่าความต้านทานของภาชนะหุ้มคัม R_v จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ ของภาชนะหุ้มคัม ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r และความถี่ไฟฟ้ากระแส สลับ f ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ จากสมการ (2.16) จะได้ว่า การเพิ่มของเพาเวอร์เอทท์พุท P_v ของ ภาชนะหุ้มคัม สามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ f ของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำและแอมแปร์-เทอรัน $N \cdot I_c$ ของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะความลึกจากผิวด้านนอกของภาชนะหุ้มคัม จะเห็นได้ว่ากระแสมีความหนาแน่นสูงสุดที่ผิวด้านนอกของก้นภาชนะและจะลดลงเมื่อระยะความลึกจากผิวมากขึ้น

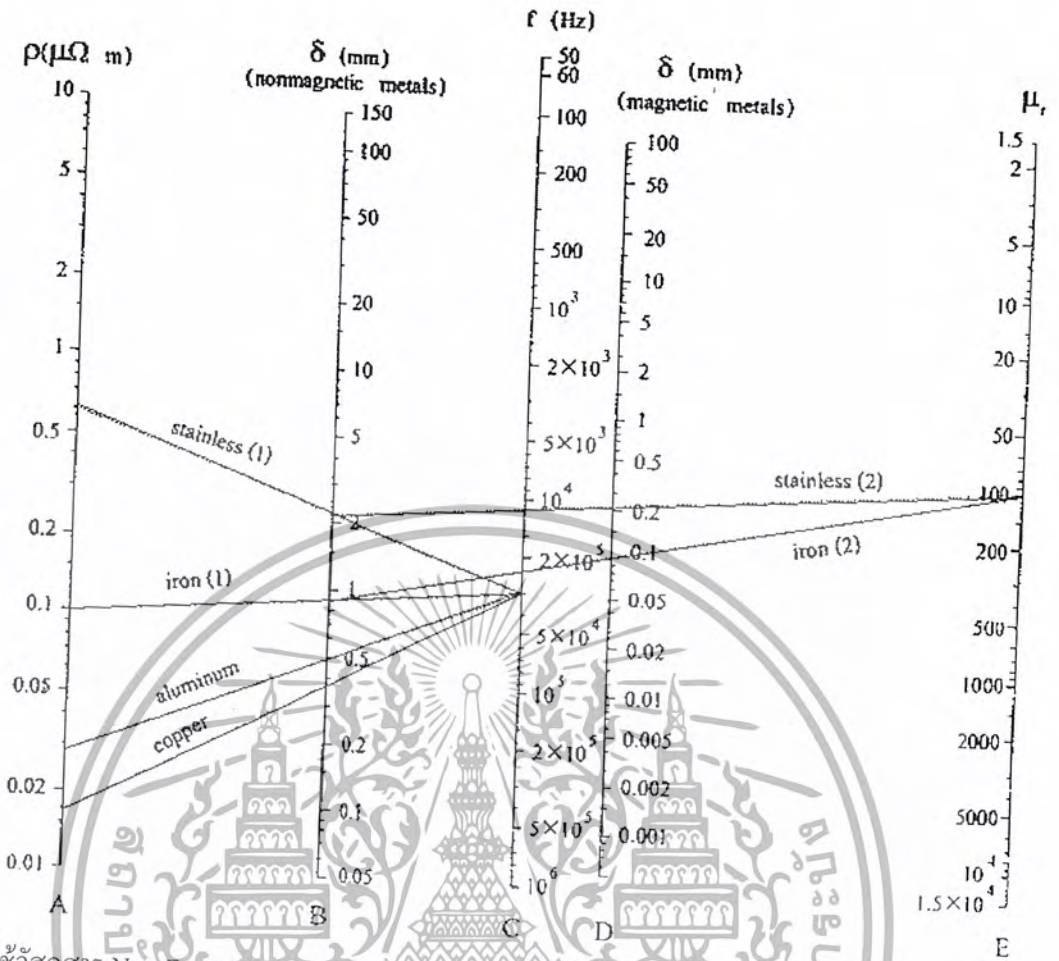


รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางของผิวของภาชนะหุ้มคัม

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆที่ใช้ในภาชนะหุ้มคัมที่ความถี่ 30kHz

material	iron	stainless	aluminum	copper
resistivity($\Omega \cdot m$): ρ	9.8×10^{-8}	60×10^{-8}	2.8×10^{-8}	1.7×10^{-8}
Relative permeability: μ_r	100	100	1	1
skin depth (mm): δ	0.909	0.225	0.486	0.378
surface resistivity (Ω): R_v	11×10^{-4}	27×10^{-4}	0.575×10^{-4}	0.448×10^{-4}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กรณีใช้วัสดุสาร Non-Ferro-Magnetic

ลากเส้นจากตำแหน่งบนสเกล ρ : A ไปยังตำแหน่งบนสเกล f : c และอ่านค่าที่ได้บนสเกล δ : B

กรณีใช้วัสดุสาร Ferro-Magnetic

ลากเส้นระหว่างตำแหน่งบนสเกล ρ : A และสเกล f : c จะได้จุดตัดกับตำแหน่งบนสเกล δ : B จากนั้นลากเส้นระหว่างจุดตัดนั้นกับตำแหน่งบนสเกล μ_r : E จะได้จุดตัดใหม่ที่ตำแหน่งบนสเกล D อ่านค่า δ ที่ได้จากตำแหน่งจุดตัดนี้

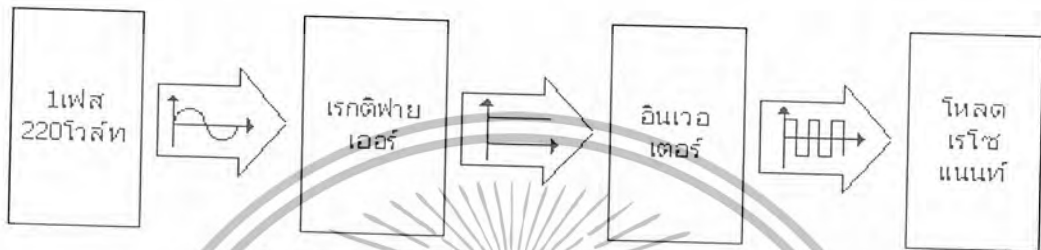
รูปที่ 2.5 เส้นกราฟแสดงการหาความถี่ทางไฟฟ้าของภาชนะหุ้มตัวจากตารางที่ 2.1

จากตารางที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของภาชนะหุ้มตัวที่วัสดุต่างๆกัน ที่ความถี่ 20kHz จะเห็นว่า วัสดุที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic เช่น อลูมิเนียมและทองแดง มีค่าสภาพความต้านทาน ρ และความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ต่ำมากเมื่อเทียบกับสแตนเลสและเหล็กเมื่อทำด้วยสาร ferro-magnetic ดังนั้นการเพิ่มกำลังเอาท์พุทเพาเวอร์สำหรับโหลดที่ภาชนะทำด้วยสาร non ferro-magnetic สามารถกำหนดได้ตามสมการที่ (2.16) คือ เพิ่มความถี่ในขดลวดเหนี่ยวนำและเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน

สำหรับโครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงสามารถแบ่งการทำงานออกเป็นบล็อก ไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.5 รายละเอียดประกอบด้วย แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเพื่อป้อนให้กับชุดเรกติฟายเออร์ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อกรองไฟฟ้ากระแสตรงให้เรียบขึ้น แล้วจ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นไฟสลับความถี่สูง โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์เพื่อจ่ายให้กับชุดโพลครโซแนนท์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.3.1 โพลครโซแนนท์

สำหรับโพลครโซแนนท์ที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงโดยทั่วไป เช่น เครื่องชุบผิวโลหะ เครื่องหลอมโลหะเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ปลาสตอ์อิเล็กทรอนิกส์และเครื่องเชื่อมความถี่สูง จะมีข้อได้เปรียบที่สำคัญคือลดการสูญเสียในการสวิตช์ เมื่อสวิตช์ตัดตอนที่กระแสศูนย์ (Zero Current Switch : ZCS) หรือสวิตช์ตัดตอนที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) และข้อได้เปรียบที่สำคัญของวงจรเรโซแนนท์คือ ที่ตำแหน่งใกล้จุดเรโซแนนท์กระแสในวงจรมีค่ามาก ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมวงจรมีค่ามากด้วย สำหรับวงจรเรโซแนนท์ที่มีค่า Q สูงดังนั้นสวิตช์ที่เลือกใช้จะต้องสามารถทนแรงดันที่ตกคร่อมขณะ OFF ได้สูงและ LC ในวงจรเรโซแนนท์ที่เลือกใช้ก็เช่น จะต้องมีความถี่ใหญ่ เพื่อให้สามารถเก็บพลังงานได้มาก อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์โดยทั่วไปจะมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ อินเวอร์เตอร์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน ทั้งสองมีข้อดีและข้อเสียต่างกันดังแสดงในตารางที่ 2.2 และมีโครงสร้างของวงจรดังแสดงในตารางที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์โพลครโซแนนท์ชนิดอนุกรมจะใช้แหล่งจ่ายชนิดคงที่(Constant Voltage Source) เนื่องจากต้องใช้คาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่เพื่อกรองแรงดันให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ สำหรับลักษณะแรงดันจะเป็นรูปคลื่นสแควร์จะแสดงจะเป็นรูปคลื่นไซน์ ส่วนอินเวอร์เตอร์โพลครโซแนนท์ขนานมีลักษณะที่ตรงข้ามกันคือ จะเป็นชนิดแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constant Current Source) เนื่องจากต้องใช้อินดักเตอร์ขนาดใหญ่เพื่อกรองกระแสให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ส่วนลักษณะรูปคลื่นแรงดันจะเป็นรูปคลื่นไซน์ในขณะที่รูปกระแสจะเป็นรูปคลื่นสแควร์ ในกรณีเตาหุงต้มเหนี่ยวนำนั้นเหมาะที่จะใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม เนื่องจากต้องใช้กำลังไฟฟ้าไม่มากนัก วงจรควบคุมไม่ซับซ้อนและมีขนาดเล็กเหมาะที่จะใช้เป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าในครัวเรือน

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

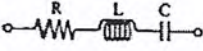
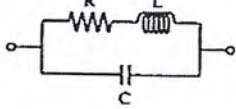
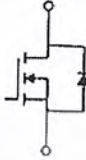
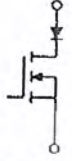
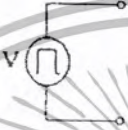
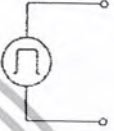
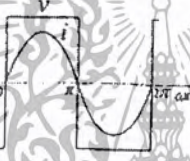
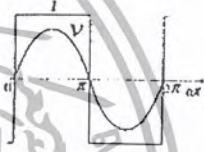
และขนาน

วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
เรโซแนนซ์อนุกรม	<ul style="list-style-type: none"> -โครงสร้างง่ายราคาถูก -สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรง จากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์โดยไม่ต้องมีการปรับแรงดัน -กำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่วงอินเวอร์เตอร์ 	<ul style="list-style-type: none"> -ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโหลดจะเปิดวงจรออกไม่ได้ -ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่โหลดได้ -ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิตซ์ให้เลื่อนห่างออกจากความถี่เรโซแนนซ์ทำให้กระแสไม่ลอยเป็นไซน์ ซึ่งเป็นผลให้มีฮาร์มอนิกเกิดขึ้นตามมา
เรโซแนนซ์ขนาน	<ul style="list-style-type: none"> -ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโหลดสามารถเปิดวงจรออกได้ -สามารถทนการลัดวงจรที่โหลดได้ -อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ไม่จำเป็นต้องมีพิคแรงดันสูง เนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่นสแควร์ จึงมีค่า Peak คงที่ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ 	<ul style="list-style-type: none"> -ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์ แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้ตัวชดเชย -จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current -มีขนาดใหญ่เนื่องจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันดีซีอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

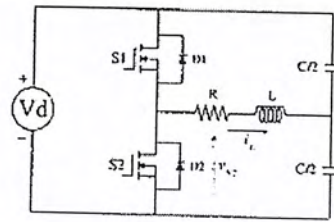
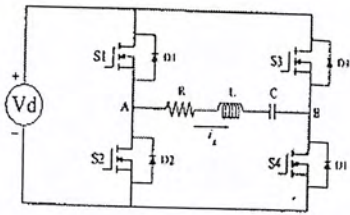
อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน

Inverter	Series Resonant	Parallel Resonant
Load		
Switch		
Source		
Output Waveform		

2.3.2 อินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงกำลังไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง จากที่กล่าวมาแล้วไหลดเคาหุงค้มเหนี่ยวนำนี้เป็นไหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม โดยมืวงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับไหลดวงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมนี้ ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และฮาล์ฟบริดจ์ ซึ่งมีข้อแตกต่างดังรูปที่ 2.7(a) และ 2.7(b) ตามลำดับสำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ดังรูปที่ 2.7(a) จะมีคู่สวิตช์ S1, S4 และ S2, S3 ทำงานสลับกันเพื่อแปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง เมื่อวัดแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) จะได้รูปคลื่นสแควร์ที่มีแรงดันสูงสุดเท่ากับ $+V_d$ และแรงดันต่ำสุดเท่ากับ $-V_d$ และมีกระแสไหลผ่านไหลด (i_L) เป็นรูปไซน์ดังรูปที่ 2.8(a) ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ดังรูปที่ 2.7(b) ทำหน้าที่เหมือนฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แต่จะมีสวิตช์ S1 และ S2 ทำงานสลับกัน เมื่อวัดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ (V_{S2}) จะได้ค่าแรงดัน $+V_d$ และค่าแรงดันต่ำสุดเท่ากับ 0 และกระแสไหลผ่านไหลด (i_L) เป็นรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.8(b) จะเห็นได้ว่าวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ มีแรงดันตกคร่อมไหลดและกระแสไหลผ่านไหลดเป็นครึ่งหนึ่งของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังนั้นกำลังไฟฟ้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะมากกว่าฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เป็น 4 เท่า ตัว จะเห็นได้ว่าฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ให้กำลังไฟฟ้าได้มาก ซึ่งจะต้องรับแรงดันและกระแสที่มีปริมาณมากได้ ด้วยเหตุนี้จึงเลือกใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์กับกรณีเคาหุงค้มนี้ โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำนี้ถูกจำกัดเนื้อที่ของแผ่นขดลวดให้มีขนาดเท่ากับกันภาชนะหุงค้มในครัวเรือน

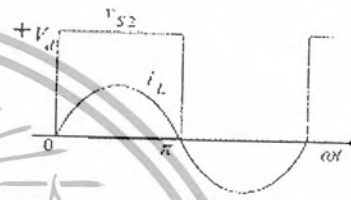
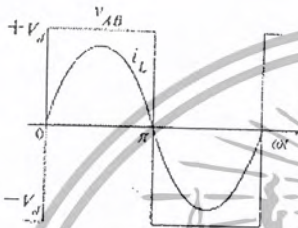
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) อินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์

(b) อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์

รูปที่ 2.7 วงจรอินเวอร์เตอร์โซ่เนกทีฟชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์



(a) อินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์

(b) อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์

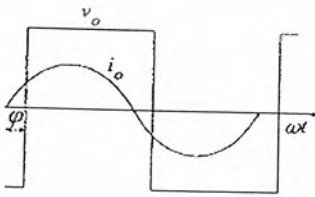
รูปที่ 2.8 กราฟคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์

2.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้ของวงจรอินเวอร์เตอร์โซ่เนกทีฟชนิดอนุกรม

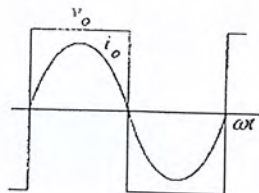
การควบคุมกำลังไฟฟ้ของวงจรอินเวอร์เตอร์โซ่เนกทีฟชนิดอนุกรมสามารถควบคุมได้ 3 แบบ คือ

- 1) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธีการปรับความถี่
- 2) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift
- 3) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธี Pulse-Density-Modulation

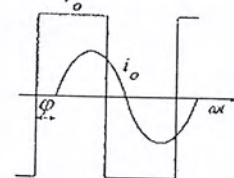
1) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยความถี่ : f



(a) $f < fr$



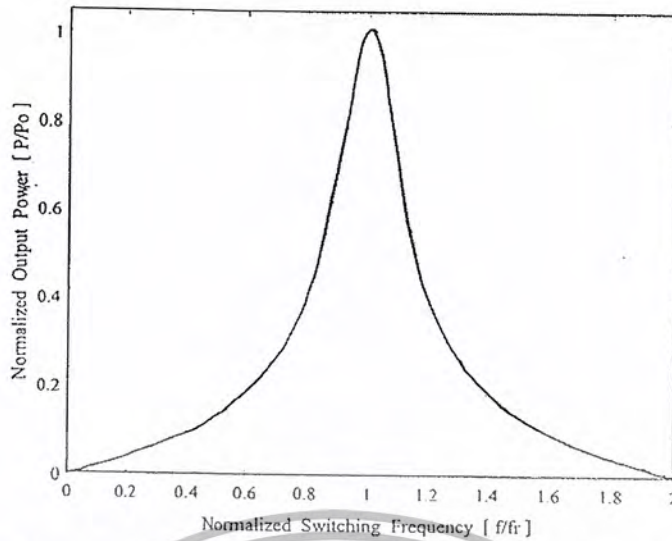
(b) $f = fr$



(c) $f > fr$

รูปที่ 2.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตช์ต่างๆ

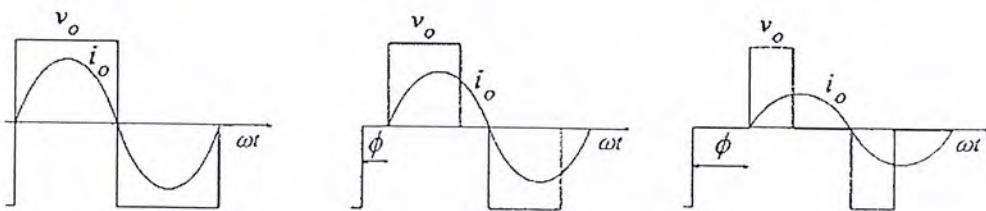
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิทซ์ต่างๆ

การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยกรณีนี้นี้ สามารถทำได้โดยความถี่สวิทซ์ของวงจรถออินเวอร์เตอร์ โดยจะได้ลักษณะแรงดันและกระแสที่โหลดดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ความถี่สวิทซ์น้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ดังรูปที่ 2.9(b) และรูปที่ 2.9(c) จะได้ปริมาณกระแสที่ลดลง ส่วนที่ความถี่สวิทซ์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ดังแสดงรูปที่ 2.9(b) จะได้กระแสที่ปริมาณสูงสุด ดังนั้นเมื่อนำ มาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับค่าความถี่สวิทซ์ที่เปลี่ยนแปลงจะได้ดังรูปที่ 2.10 ซึ่งจะเห็นว่าที่ค่าสวิทซ์เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่สวิทซ์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ และจะได้กำลังไฟฟ้าลดต่ำลงที่ความถี่สวิทซ์น้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับความถี่นี้มีข้อดีคือ ระบบควบคุมไม่ซับซ้อนแต่มีข้อจำกัดคือจะมีการสูญเสียที่ตัวสวิทซ์และเมื่อปรับความถี่สวิทซ์ให้มีความถี่สูงขึ้น ก็จะทำให้กระแสเพิ่มขึ้นจากลักษณะคลื่นไซน์มากขึ้น ทำให้กระแสรอมอนิกส์เกิดขึ้นตามมาด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่มีค่า Q ของวงจรถอเรโซแนนท์มีค่าต่ำลง

2) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift : ϕ



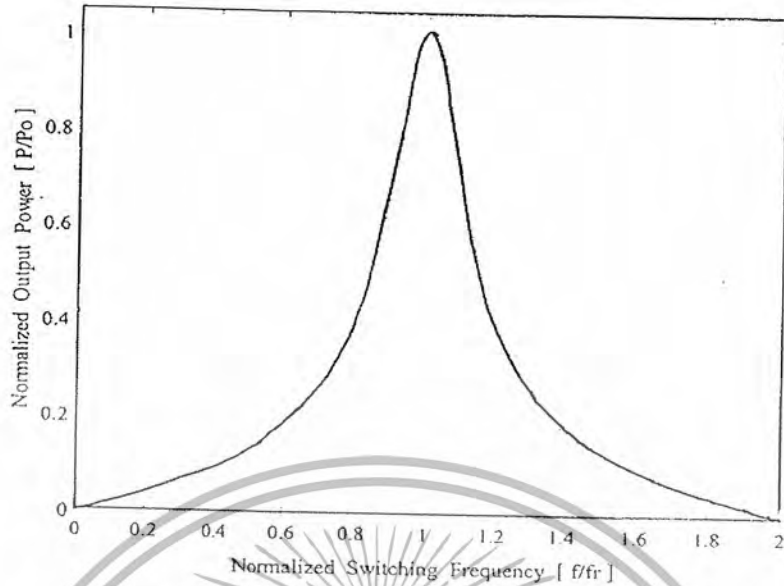
(a) มุม Phase-shift 0 องศา

(b) มุม Phase-shift 60 องศา

(c) มุม Phase-shift 90 องศา

รูปที่ 2.11 รูปคลื่นแรงดันกระแสและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีมุม Phase-Shift ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 กำลังเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ

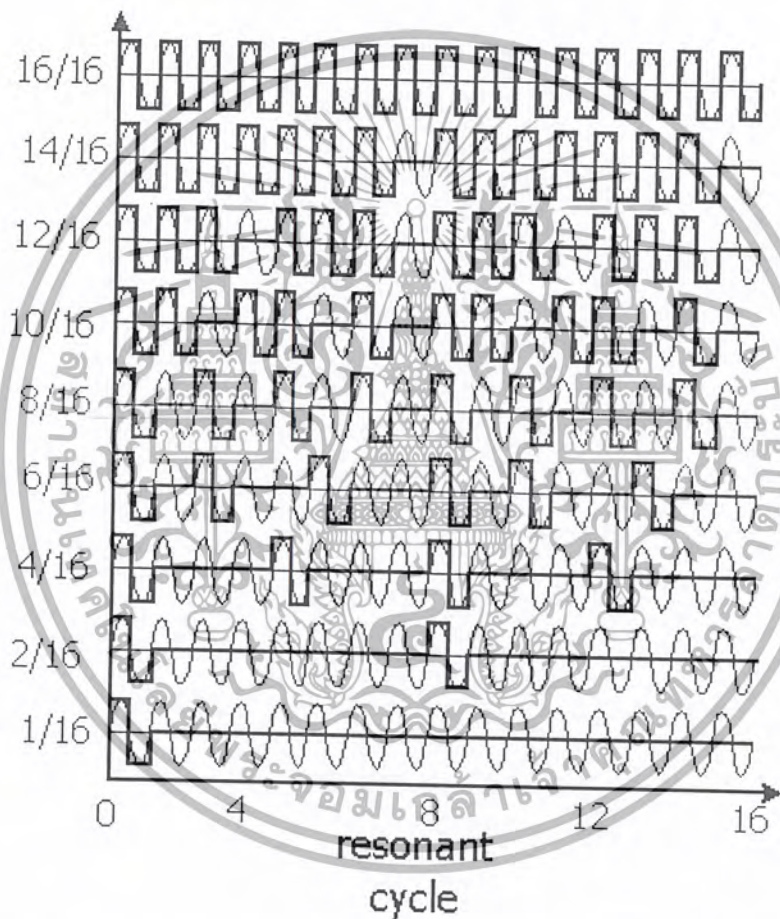
การควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift จะเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ให้ซ้อนทับสัญญาณอีกครึ่งหนึ่งเป็นบางส่วนตามขนาดของมุม Phase-Shift โดยมีความถี่สวิทช์ซึ่งจะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อย เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ตำแหน่ง ZVS เสมอ ดังรูปที่ 2.11 จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ เช่น ที่มุม Phase-Shift 0 องศา ดังรูปที่ 2.11(a) จะได้ปริมาณกระแสสแอมสูงสุด และเมื่อปรับมุม Phase-Shift เพิ่มขึ้นเป็น 60 องศา และ 120 องศา ดังรูปที่ 2.11(b) และรูปที่ 2.11(c) ตามลำดับ ปริมาณกระแสจะลดต่ำลงเรื่อยๆ ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างกำลังไฟฟ้เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 2.12 โดยจะเห็นได้ว่าเมื่อปรับมุม Phase-Shift มากขึ้นกำลังไฟฟ้เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์จะลดลงเรื่อยๆ การควบคุมกำลังไฟฟ้โดยวิธีการปรับมุม Phase-Shift นี้มีข้อด้อยคือ เมื่อปรับมุม Phase-Shift มากขึ้น จะมีผลทำให้กระแสจ่ายไหลทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไปจากคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งข้อด้อยนี้สามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยการเลือกค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่าสูงขึ้น

3) การควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธี Pulse-Density-Modulation

การควบคุมด้วยวิธีนี้เป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการลดจำนวนไซเคิลของคลื่นสแควร์เอาต์พุทอินเวอร์เตอร์จากจำนวนมากไปหาน้อย ดังแสดงในรูปที่ 2.13 จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์จะมีการปรับเปลี่ยนจาก 16 ไซเคิล ไปจนถึง 1 ไซเคิล กระแสไหลผ่านโหลดจะมีปริมาณมากที่สุดเมื่อปรับแรงดันเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวน

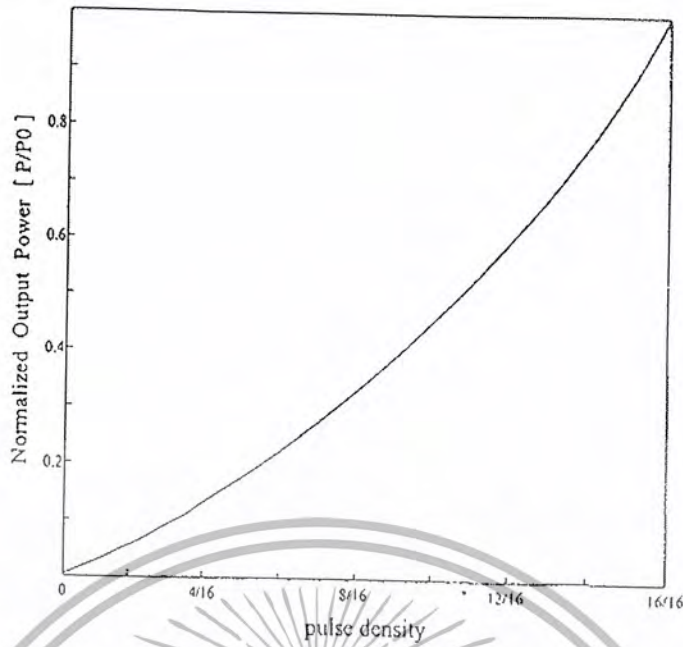
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไซเคิลสูงสุดเท่ากับ 16 ไซเคิล และปริมาณกระแสที่ไหลผ่านโหลดจะลดลงเรื่อยๆ เมื่อปรับแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวนไซเคิลลดลง ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนกราฟกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขณะปรับจำนวนไซเคิลเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ไปจะได้ดังรูปที่ 2.14 โดยจะเห็นได้ว่าที่จำนวนไซเคิลสูงสุดเท่ากับ 16 ไซเคิล กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์จะมีค่ามากที่สุด และจะลดลงเรื่อยๆ เมื่อปรับจำนวนไซเคิลลดลง การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีนี้จะมีข้อด้อยคือ ระดับกำลังไฟฟ้าที่ปรับเปลี่ยนค่าไปจะมีลักษณะที่ไม่ต่อเนื่องแต่จะเป็นไปทีละ step ซึ่งมีทั้งหมด 16 step ดังแสดงรูปที่ 2.13 นอกจากนี้ในกรณีที่มีการปรับลดกำลังไฟฟาลงไปถึงระดับต่ำๆ จะมีผลให้กระแสที่จ่ายโหลดของอินเวอร์เตอร์ จะมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่ไม่คงที่ แต่ระดับ peak ของคลื่นไซน์จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่คงที่



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวนไซเคิลต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ

2.4 สรุป

จากทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงซึ่งได้กล่าวมาแล้วนี้ สามารถสรุปเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1) คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆ ที่นำมาใช้ทำภาชนะหุ้มขดลวดจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุนั้นไม่ว่าจะเป็น สภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ ของภาชนะหุ้มขดลวด ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ความลึกผิว δ สภาพความต้านทานของภาชนะหุ้มขดลวด R_p จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ N และความต้านทานกระแสไฟฟ้าสลับที่อุณหภูมิเหนี่ยวนำ f ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ทำให้ค่าความต้านทานเทียบเท่าและอินดักแตนซ์เทียบเท่าของวงจรโซแนนท์เปลี่ยนไป โดยที่ภาชนะหุ้มขดลวดที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic เช่น อลูมิเนียมและทองแดงจะมีสภาพความต้านทานของภาชนะหุ้มขดลวด R_p ต่ำมากเมื่อเทียบกับภาชนะที่ทำด้วยสาร ferro-magnetic เช่น สแตนเลสและเหล็ก เป็นต้น โดยจะมีความแตกต่างกันถึง 50 เท่า ดังนั้นเมื่อวัสดุที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic มาใช้เป็นภาชนะหุ้มขดลวดจะทำให้มีกระแสมากเกินไปเป็นผลให้ชุดอินเวอเตอร์เสียหายได้ ขณะเดียวกันถ้าเลือกภาชนะหุ้มขดลวดที่ทำด้วยสาร ferro-magnetic ก็ทำให้กระแสความถี่สูงจากอินเวอเตอร์ลดลงได้มาก

2) เตาหุ้มขดลวดเหนี่ยวนำเหมาะที่จะใช้กับวงจรอินเวอเตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม เนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการหุ้มขดลวดมีไม่มากนัก วงจรควบคุมไม่ซับซ้อนและมีขนาดเล็กเหมาะที่จะใช้เป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าในครัวเรือน

3) ชุดอินเวอเตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรมที่เหมาะสมกับเตาหุ้มขดลวดเหนี่ยวนำเป็นอินเวอเตอร์ ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ เนื่องจากสามารถรับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าโดยตรงโดยใช้ขดลวดเหนี่ยวนำของเตาหุ้มขดลวดเพียงชั้นเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้จะเลือกใช้วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยการปรับความถี่เนื่อง
จากเป็นวิธีที่ง่าย วงจรไม่ซับซ้อน ต่างจากวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยการปรับมุม Phase-Shift ซึ่งไม่
สามารถใช้งานกับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ได้ เนื่องจากวงจรมีเพียงกึ่งสวิตช์เพียง 2 ตัวและมี
เพียงกึ่งเดียว ต่างจากวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมี 2 กิ่ง และสามารถควบคุมการทำงานด้วยวิธี Phase-
Shift ได้ ส่วนการควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธี Pulse-Density-Modulation เนื่องจากวงจรควบคุมมีความซับซ้อน
มาก ถ้านำมาใช้แล้วจะทำให้โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนียวนามีขนาดใหญ่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

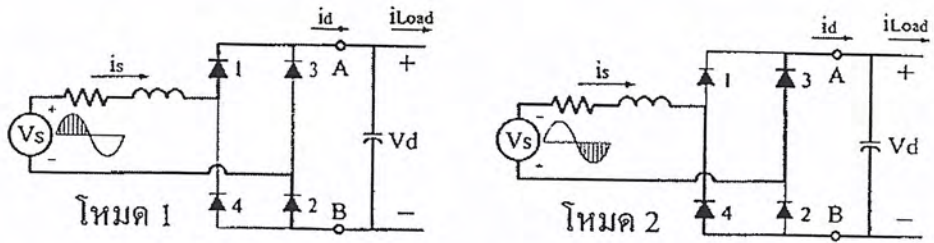
การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์ ที่แรงดันดีซีคงที่และไม่คงที่ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

3.1 บทนำ

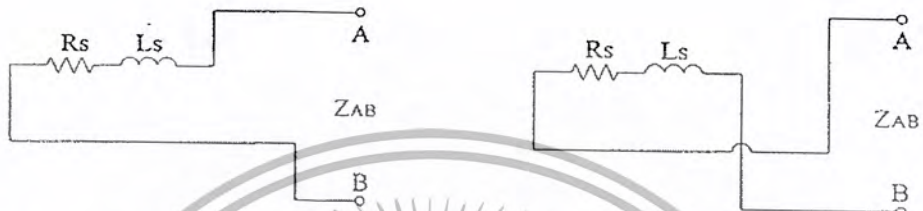
ในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์ที่แรงดันดีซี (Vd) คงที่และไม่คงที่ ที่ใช้ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ เพื่อให้ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อไป โดยรายละเอียดจะกล่าวถึง การแปลงวงจรเรกติฟายเออร์ที่ใช้กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำให้เป็นวงจรสมมูล โดยใช้หลักการของเรวินิน เพื่อทำให้การวิเคราะห์ลักษณะคลื่นแรงดันกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรเรกติฟายเออร์ ขณะที่วงจรมีการสวิตชิ่งซึ่งช้กับขั้วและสลับจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้าให้ออกเป็นไฟตรง เพื่อจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์อินเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยวงจรการทำงาน 2 วงจร สามารถทำได้ด้วยโหมดการทำงานของวงจรแทนเพียงวงจรเดียวซึ่งจะทำให้การ คำนวณวิเคราะห์สะดวกและง่ายขึ้น สำหรับคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้จากการคำนวณวิเคราะห์เหล่านี้ จะนำไปคำนวณวิเคราะห์หา สเปกตัมของแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเพื่อนำไปคำนวณหา กำลังไฟฟ้าอินพุต (Pin) เพาเวอร์แฟกเตอร์ (PF) และ Percent Total Harmonic Distortion(%THD) ผลที่ได้จากการวิเคราะห์จะนำไปเปรียบเทียบระหว่างแรงดันดีซี (Vd) คงที่และไม่คงที่

3.2 การวิเคราะห์หาวงจรมมูลของวงจรเรกติฟายเออร์ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

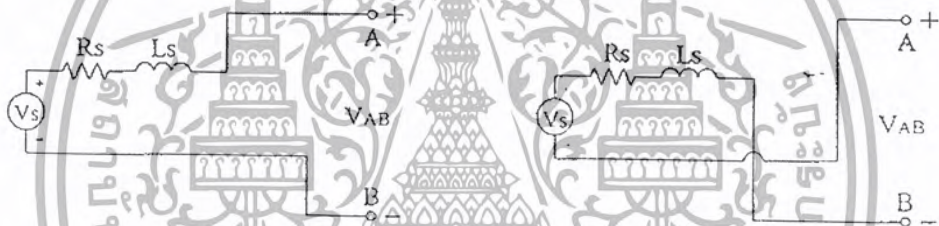
วงจรเรกติฟายเออร์จะทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรไดโอด 1 เฟส เป็นสวิตซ์ตัดต่อใหม่เป็นแรงดันไฟตรง เพื่อป้อนให้กับวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ซึ่งจะแปลงไฟตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูงในขั้นตอนต่อไป เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรเรกติฟายเออร์สามารถทำงานได้ง่ายขึ้น จะเริ่มจากการมองวงจรเรกติฟายเออร์แบบฟูลบริดจ์ให้อยู่ในรูปวงจรเทียบเท่าเรวินินดังแสดงด้วยหลักการในรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นกรณีพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินินของเรกติฟายเออร์ รูปที่ 3.1(a) เป็นการแสดงลักษณะการทำงานในจังหวะต่างๆ ในช่วง 1 ไซเคิลจะเห็นได้ว่าในโหมด 1 เมื่อแรงดันซิกบวกรเข้ามา ไดโอดตัวที่ 1 และ 2 ทำงานพร้อมกัน และในโหมดที่ 2 เมื่อแรงดันไฟซิกลบเข้ามา ไดโอดตัวที่ 3 และ 4 ทำงานพร้อมกัน และช่วงไซเคิลต่อไปก็ทำงานในลักษณะเดียวกันไปเรื่อยๆ สำหรับการหาค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินที่จุด A และ B ของวงจรด้านเอาต์พุตก็สามารถทำได้โดยการตัดวงจรที่แหล่งจ่าย



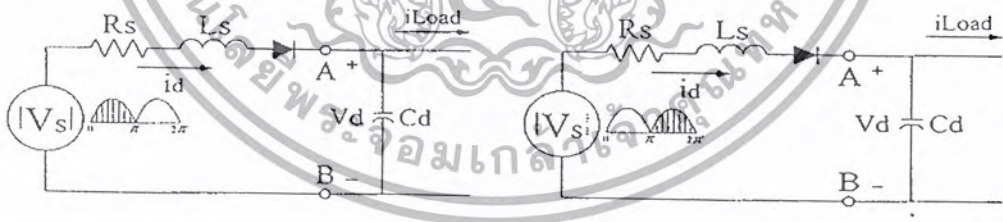
(a) วงจรแสดงการทำงานในจังหวะซีกบวกและซีกลบของแรงดันไฟฟ้า ในช่วง 1 ไซเคิล



(b) วงจรแสดงการหาค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเชิงพหุนามทางด้าน DC ของวงจรเรกติฟายเออร์



(c) วงจรแสดงการหาค่าแรงดันเทียบเท่าเชิงพหุนามทางด้าน DC ของเรกติฟายเออร์



(d) วงจรเทียบเท่าเชิงพหุนามพิจารณาอิมพีแดนซ์และวงจรเทียบเท่าเชิงพหุนาม

รูปที่ 3.1 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเชิงพหุนามของเรกติฟายเออร์ในโหมด 1 และ 2 ของแรงดันการไฟฟ้า 1 ไซเคิล

การไฟฟ้า V_s แล้วทำการคำนวณหาอิมพีแดนซ์เทียบเท่าที่จุด A และ B ทั้งในโหมด 1 และในโหมด 2 ก็จะได้อิมพีแดนซ์เทียบเท่าเท่ากับ $R_s + jXL_s$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.1(b) ในทำนองทำนองเดียวกันการหาแรงดันเทียบเท่าเชิงพหุนามที่จุด A และ B ก็สามารถทำได้โดยการเปิดวงจรที่ตำแหน่ง A และ B ของโหลดออก แล้วทำการคำนวณหาค่าแรงดันตกคร่อม V_{AB} ในโหมด 1 กรณีกรณีแรงดันไฟฟ้าซีกบวกเข้ามาซึ่งจะ

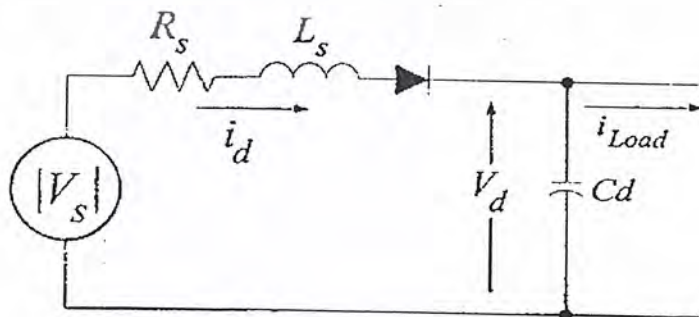
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้แรงดันตกคร่อมที่โหลดเท่ากับ $+V_s$ และในโหมด 2 กรณีแรงดันไฟฟ้าซีกลบเข้ามา ก็ทำการคำนวณในทำนองเดียวกัน จะได้แรงดันตกคร่อมที่โหลดเท่ากับ $+V_s$ เช่นกันดังแสดงรูปที่ 3.1(c) และเมื่อนำอิมพีแดนซ์เทียบเท่าและแรงดันเทียบเท่ามาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าเรวินินแล้ว จะได้ดังรูปที่ 3.1(d) ซึ่งจะได้ว่าทั้งโหมด 1 และโหมด 2 จะได้วงจรเทียบเท่าเรวินินที่เหมือนกันและสามารถนำไปคำนวณวิเคราะห์หาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตของเรกติฟายเออร์ต่อไป

3.3 การวิเคราะห์หาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตของวงจรเรกติฟายเออร์

3.3.1 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่แรงดันดีซี (Vd) คงที่

จากการพิจารณาวงจรเทียบเท่าเรวินินในหัวข้อที่ 3.2 สามารถนำวงจรดังกล่าวมาเขียนใหม่ อีกครั้งดังรูปที่ 3.2 ซึ่งประกอบด้วย R_s และ L_s เป็นค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่าตามลำดับภายในแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและมี $|V_s|$ เป็นแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกมาจากวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายเออร์ที่ได้มาจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าสลับ V_s ที่ไม่คิดเครื่องหมายซีกลบ และมีไดโอด 1 ตัว เพื่อแสดงว่าที่ตำแหน่งเอาต์พุตนี้ให้กระแสเอาต์พุตได้ทิศทางเดียว เพื่อให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้น จึงกำหนดให้ Cd มีค่ามากพอจนไม่มีรีปเปิลของแรงดันดีซี V_d อยู่ด้วย ดังนั้นแรงดัน V_d จึงมีลักษณะเรียบ จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่ากระแส i_d จะมีลักษณะคลื่นที่ไม่ต่อเนื่อง โดยจะมีช่วงการไหลและขอดคลื่นของกระแสในแต่ละครึ่งไซเคิลของแหล่งจ่ายขึ้นกับความแตกต่างระหว่างระดับแรงดันดีซี V_d กับระดับความสูงของแรงดัน $|V_s - V_{Rs}|$ ตลอดจนขึ้นกับค่า L_s และ R ในวงจรเทียบเท่านี้ด้วย โดยที่กระแส i_d นี้จะเริ่มไหลที่ตำแหน่ง α ซึ่งเป็นตำแหน่งที่ $|V_s - V_{Rs}|$ และ V_d มีค่าเท่ากัน และจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในช่วงที่แรงดันไฟการไฟฟ้า $|V_s - V_{Rs}|$ มีค่ามากกว่าแรงดันระดับดีซี V_d และจะมีค่าลดลงเมื่อแรงดัน $|V_s - V_{Rs}|$ มีระดับลดลงต่ำกว่าระดับแรงดันดีซี V_d โดยจะมีระดับลดลงจนเป็นศูนย์ที่ตำแหน่ง β ของแกน ωt เมื่อเนื้อที่ส่วนที่แรงดัน B เท่ากับเนื้อที่ส่วนที่แรงดัน A สำหรับลักษณะของคลื่นกระแสที่จ่ายออกจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้านั้น เมื่อพิจารณาแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่ากระแส i_s มีค่า RMS เท่ากับ I_s มีค่ายอดเท่ากับ $I_{s,peak}$ มี fundamental ของกระแส i_s เท่ากับ I_{s1} และมีค่า RMS ของคลื่น fundamental i_{s1} เท่ากับ I_{s1} และมีมุมต่างเฟสระหว่างแรงดัน V_s และกระแส fundamental i_{s1} เท่ากับ θ_1



รูปที่ 3.2 วงจรเทียบเท่าของเรวินินของวงจรเรกติฟายเออร์ที่แรงดันคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_d(t) = i_{f,ac}(t) + i_{f,dc}(t) + i_n(t) \quad (3.2)$$

$$i_d(t) = \frac{V_m}{Z_s} \sin(\omega t - \theta_1) - \frac{V_d}{R_s} + Ae^{-\alpha/\omega t} \quad (3.3)$$

จากสมการ (3.3) สามารถค่า A ได้โดยใช้เงื่อนไข $i_d(t) = 0$ ที่ตำแหน่งแกน ωt ในรูปที่ 3.3 มีค่าเท่ากับ α ดังนี้

$$0 = \frac{V_m}{Z_s} \sin(\alpha - \theta_1) - \frac{V_d}{R_s} + Ae^{-\alpha/\omega t} \quad (3.4)$$

$$A = \left(-\frac{V_m}{Z_s} \sin(\alpha - \theta_1) + \frac{V_d}{R_s} \right) \cdot e^{\alpha/\omega t} \quad (3.5)$$

แทนค่า A ลงในสมการ (3.3) จะได้สมการ $i_d(t)$ ดังนี้

$$i_d(t) = \frac{V_m}{Z_s} \sin(\omega t - \theta_1) - \frac{V_d}{R_s} + \left[-\frac{V_m}{Z_s} \sin(\alpha - \theta_1) + \frac{V_d}{R_s} \right] \cdot e^{\alpha/\omega t} \cdot e^{-\omega t/\omega t} \quad (3.6)$$

โดยที่ $\alpha \leq \omega t \leq \beta$

$$V_m = \sqrt{2}V_s$$

$$Z_s = \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}$$

$$\theta_1 = \tan^{-1}(V_d/V_m)$$

$$\alpha = \sin^{-1}(V_d/V_m)$$

β คือ ตำแหน่งมุมของแกน ωt ซึ่งกระแส $i_d(t)$ มีค่าลดลงจนเท่ากับศูนย์และสามารถหาค่าได้โดย Numerical Solution โดยเริ่มแทนค่าจาก $\omega t = \alpha$ จนถึงค่าที่ทำให้สมการ (3.6) เป็นจริงที่ตำแหน่ง $\omega t = \beta$

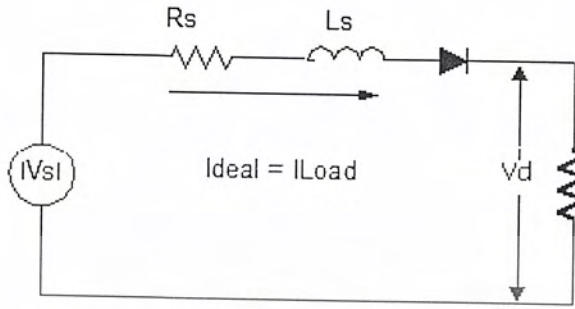
3.3.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่แรงดันดีซีไม่คงที่ (ideal)

จะพิจารณาวงจรเทียบเท่าเรวินินในหัวข้อ 3.2 ซึ่งจะนำมาเขียนใหม่ดังรูป 3.5 ซึ่งจะประกอบ

ด้วย R_s, L_s เป็นค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่าตามลำดับ ภายในแหล่งจ่ายการไฟฟ้า และจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มี $|V_s|$ เป็นแรงดันแหล่งจ่ายการไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกจากวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายเออร์ที่ได้จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้ากระแสสลับ V_s ซึ่งจะคล้ายกับหัวข้อ 3.3.1 แต่แรงดันดีซี V_d จะไม่มีการฟิลเตอร์ ให้เป็นกระแสตรงซึ่งทำให้แรงดันดีซี V_d อินเฟสกับแรงดัน $|V_s|$



รูปที่ 3.5 วงจรเทียบเท่าเรวินินของเรกติฟายเออร์ที่แรงดันไม่คงที่

R_s, L_s มีค่าน้อยทำให้ $|V_s| \approx V_d$



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของวงจรเรกติฟายเออร์

รูปที่ 3.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า

$$V_c = |V_s| \sin \alpha$$

$$\alpha = \sin^{-1} \left[\frac{|V_s|}{V_d} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{\omega L_S}{R_S} \right]$$

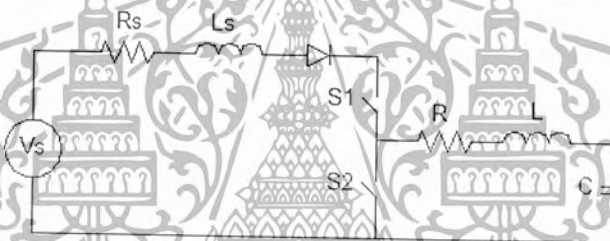
ซึ่ง L_S, R_S ของการไฟฟ้ามีค่าประมาณ 0.4mH และ 1 ตามลำดับ

$$PF = \cos \theta$$

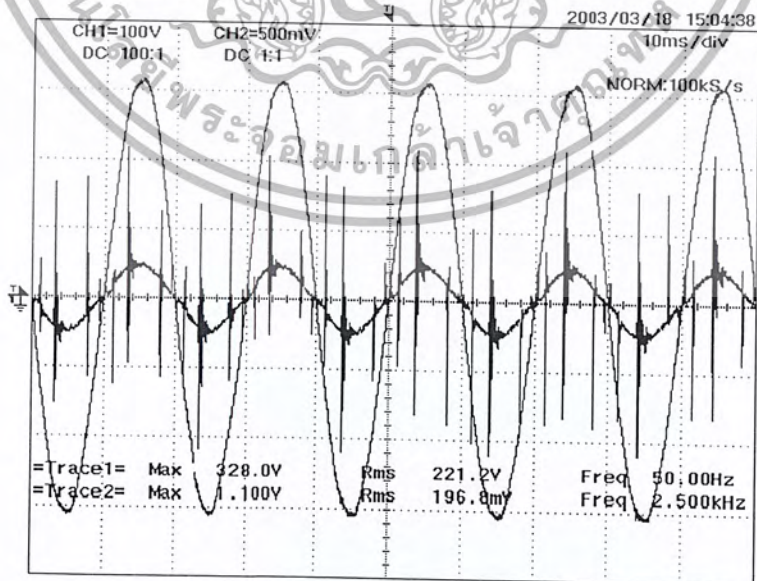
$$PF = 0.992$$

ซึ่ง PF จะไม่เท่ากับ 1 เพราะว่าค่า L_S, R_S

แต่ในความเป็นจริงแล้ว กระแส i_d ที่ใช้ในอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงๆ จะไม่เป็นดัง Ideal แต่จะมีนอยล์ความถี่สูงๆตามการดับของสวิตช์ที่ความถี่สูง จึงทำให้ i_s เป็นไปตาม i_d ดังรูป

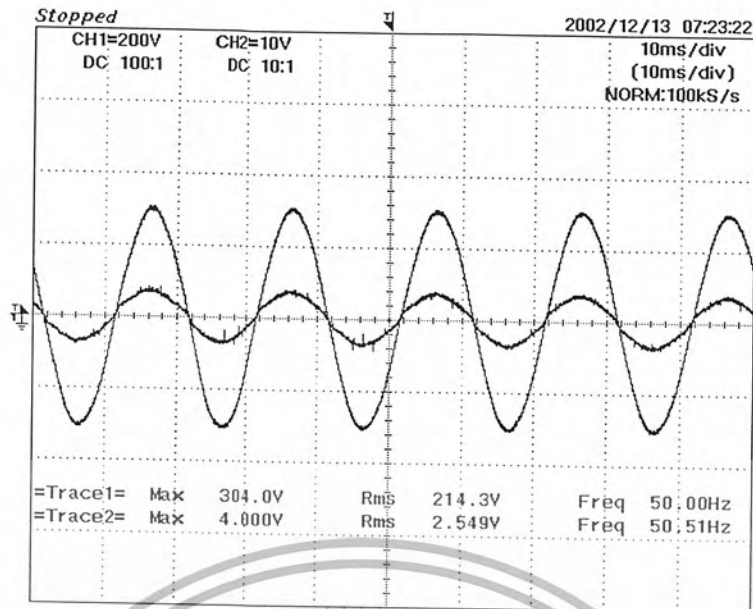


รูปที่ 3.8 วงจรเทียบท่าเรวินินของเรกติไฟเออร์แรงดันไม่คงที่ในอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า เมื่อไม่ใช้ C ความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า เมื่อใช้ C ความถี่สูง 2 μ F

ซึ่งเราสามารถกรองนอยส์ของกระแส i_L ได้โดยใช้ C ความถี่สูงที่ค่าต่ำ เพราะจะไม่ทำให้ค่า PF เปลี่ยนแปลงมาก เพื่อที่จะได้กระแส i_L มีค่าใกล้เคียง sine มากที่สุด



รูปที่ 3.11 แรงดันเรกติไฟายเออร์ที่เฉลี่ยไม่คงที่

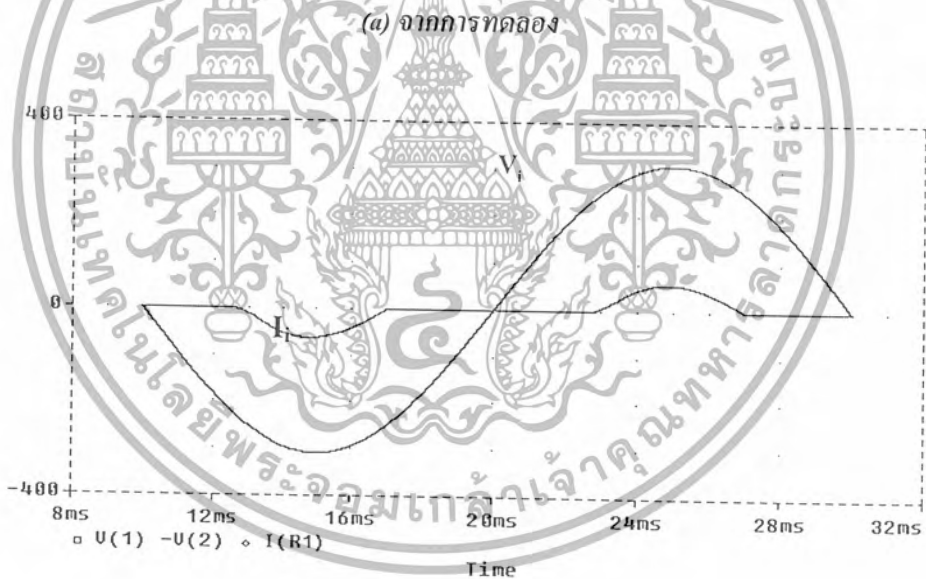
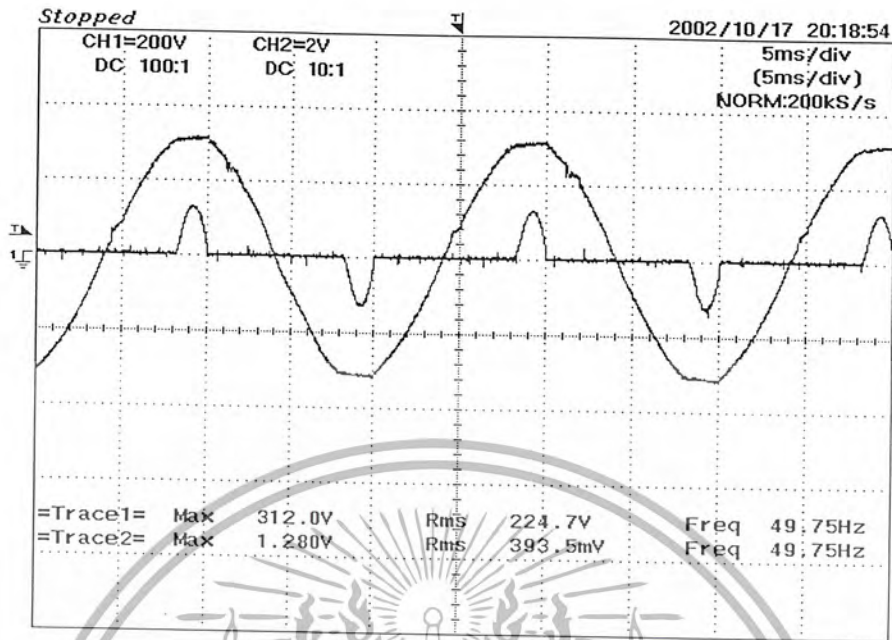
$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_s \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$= -\left[\frac{V_s \cos(\omega t)}{2\pi} \right]_0^{2\pi}$$

$$= 0.637$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

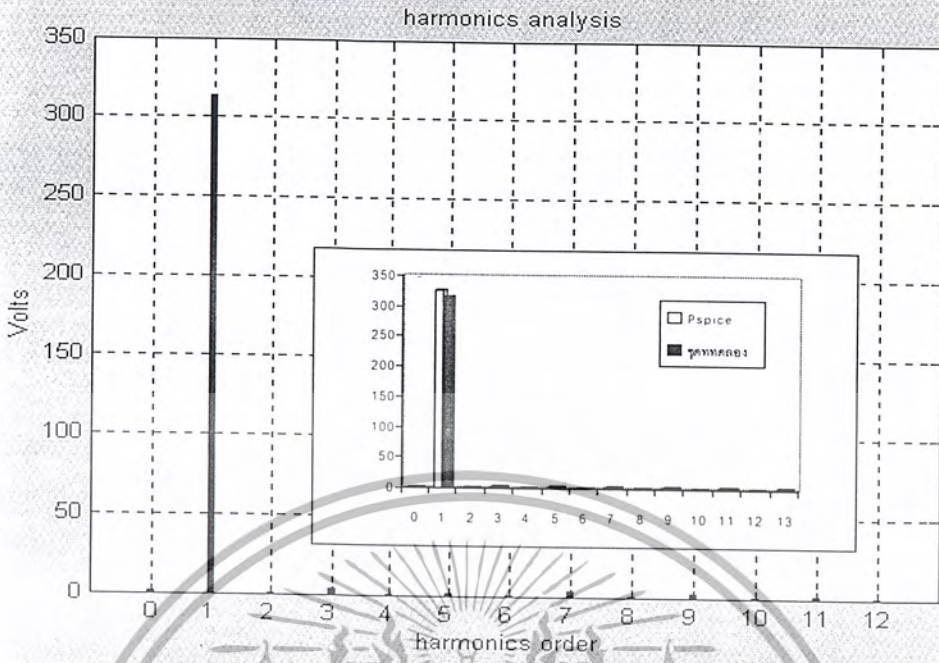
กระแสและแรงดันทางด้านการไฟฟ้าที่แรงดันดีซีคงที่



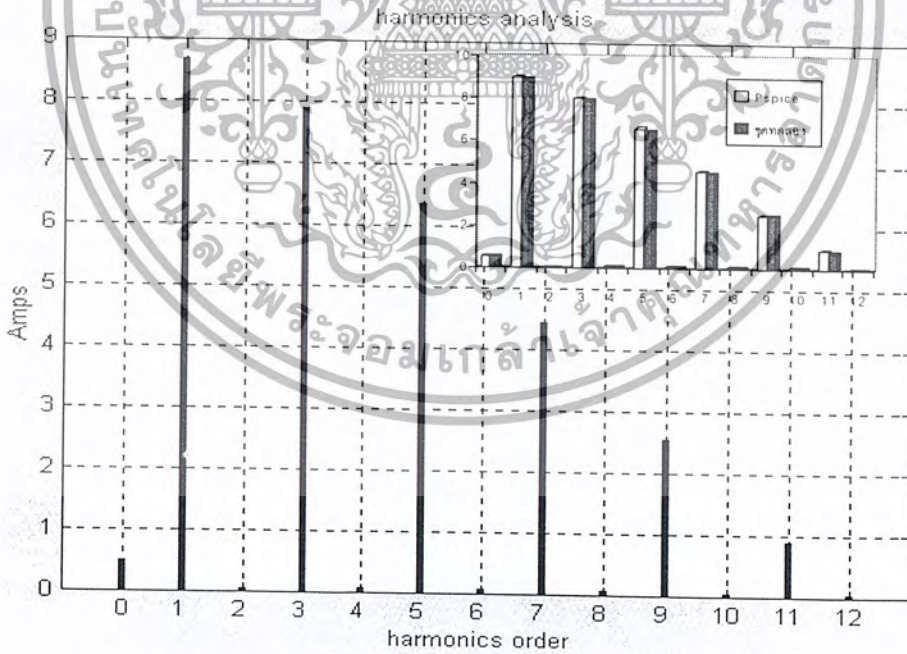
(b) จากการใช้โปรแกรม Pspice

รูปที่ 3.12 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_x และกระแส i_x แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) สเปกตรัมของแรงดัน v_s

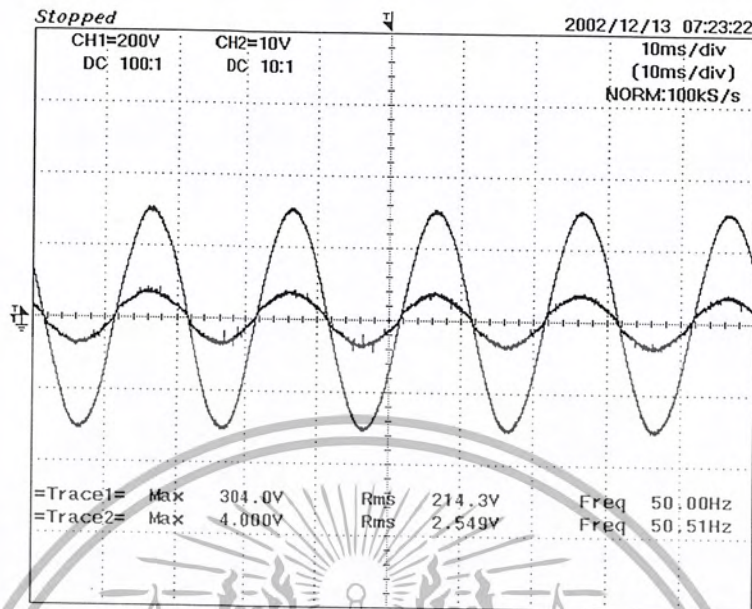


(b) สเปกตรัมของกระแส i_s

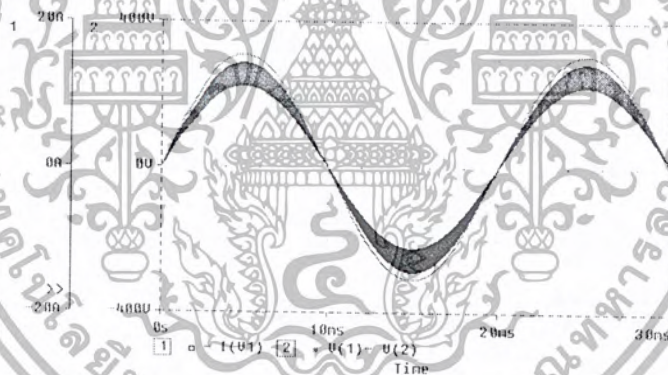
รูปที่ 3.13 ลักษณะสเปกตรัมของแรงดัน v_s และกระแส i_s จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 3.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสและแรงดันด้านการไฟฟ้าที่แรงดันดีซีไม่คงที่



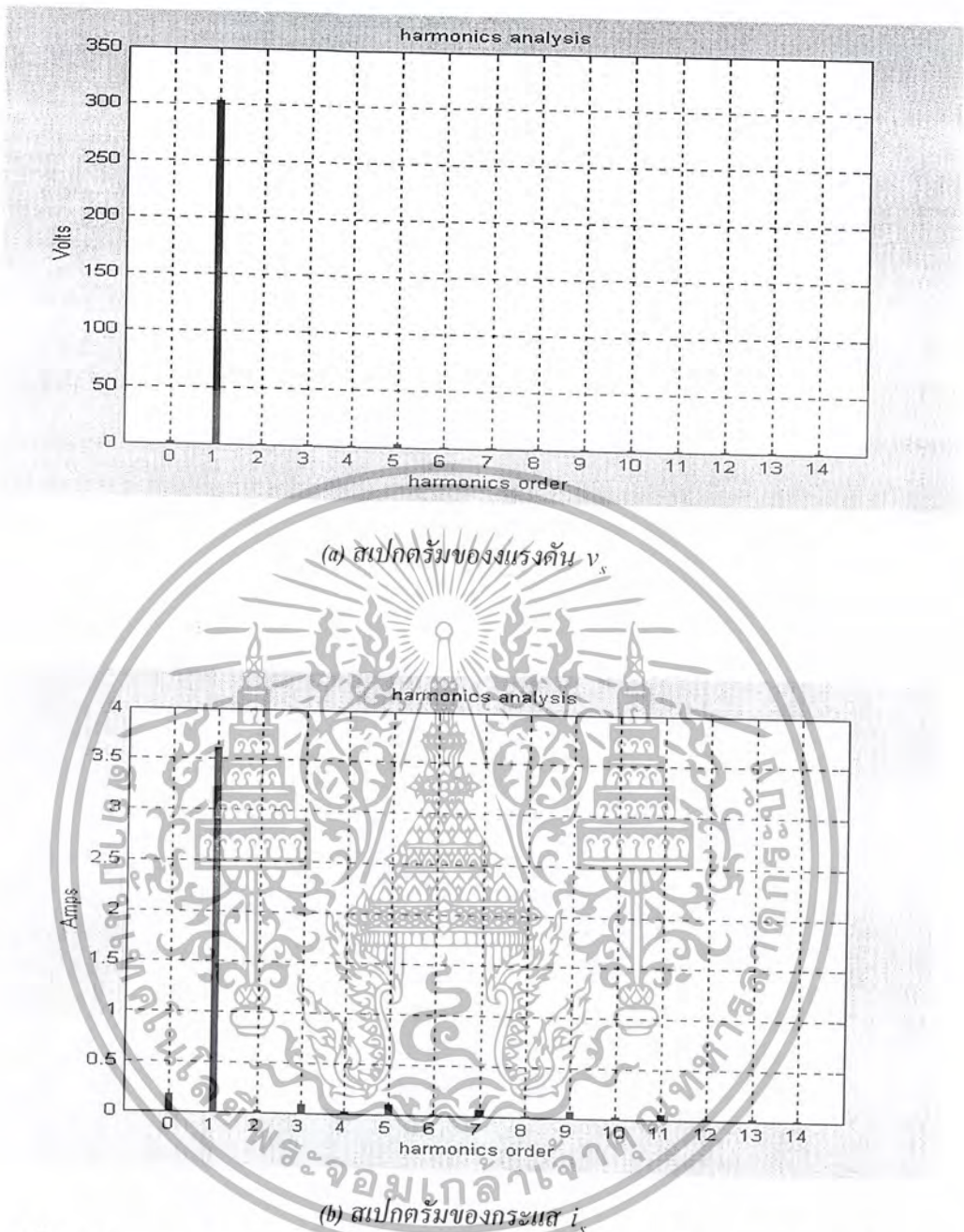
(a) จากการทดลอง



(b) จากการใช้โปรแกรม Pspice

รูปที่ 3.14 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 ลักษณะสเปกตรัมของแรงดัน v_s และกระแส i_s จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 3.11

ได้ว่าขนาดสเปกตรัมของแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าทั้งจากการทดลองและทฤษฎีมีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยที่สเปกตรัมของแรงดันจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าดังรูปที่ 3.13(a) มีฮาร์มอนิกน้อยมาก เนื่องจากลักษณะคลื่นแรงดันใกล้เคียงรูปไซน์และสเปกตรัมของกระแสดังรูปที่ 3.13(b) มีฮาร์มอนิกมากเนื่องจากลักษณะคลื่นกระแสเป็นรูปคลื่นกระแสสลับที่ไม่ต่อเนื่อง เมื่อเปรียบเทียบแถบสเปกตรัมจากผลการทดลองและผลทางทฤษฎี จะเห็นว่ามีแถบสเปกตรัมที่ใกล้เคียงกันและแถบสเปกตรัมของแรงดันและกระแสที่ได้เหล่านี้ สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.12 คลื่นแรงดัน v_s สามารถวิเคราะห์ได้โดยการแตกอนุกรม Fourier ดังสมการ

$$v_s = \sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} \sin(n\omega t) \quad (3.7)$$

กระแส i_s สามารถวิเคราะห์ได้โดยการแตกอนุกรม Fourier ดังสมการ

$$i_s = \sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (3.8)$$

จากสมการ (3.7) และ (3.8) ค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าสามารถเขียนสมการดังนี้

$$P_{in} = \sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} I_{sn} \cos \theta_n \quad (3.9)$$

โดยที่ θ_n คือ มุมของเฟสกระแส i_s ที่ล่าช้าไปจากแรงดัน v_s ที่ลำดับใดๆ

3.3.3 การคำนวณหาค่า Percent Total Harmonic Distortion (%THD) และ Power factor (PF)

จากรูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้างดังรูปที่ 3.12 เมื่อนำมาวิเคราะห์ด้วยอนุกรม Fourier กระแส i_s จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าจะมี fundamental เป็นกระแส i_{s1} ซึ่งแสดงเป็นเส้นประในรูปที่ 3.4 และค่ากระแส I_s สามารถคำนวณโดย RMS ของรูปคลื่นกระแส i_s เป็นไปตามสมการดังนี้

$$I_s = \left[I_{s1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2 \right]^{1/2} \quad (3.10)$$

แรงดัน RMS ของรูปคลื่น V_s เป็นไปตามสมการ

$$V_s = \left[V_{s1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} V_{sn}^2 \right]^{1/2} \quad (3.11)$$

ดังนั้นค่า RMS ของส่วนประกอบกระแสผิดเพี้ยน I_{dis} จะมีสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = \left[\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn}^2 \right]^{1/2} \quad (3.12)$$

ในทำนองเดียวกัน RMS ของส่วนประกอบของแรงดันผิดเพี้ยน V_{dis} จะมีสมการดังนี้

$$V_{dis} = [V_s^2 - V_{s1}^2]^{1/2} = \left[\sum_{n=2}^{\infty} V_{sn}^2 \right]^{1/2} \quad (3.13)$$

เมื่อมุม θ_n เป็นมุมของคลื่นกระแส i_s ที่ล่าหลัง v_s และกำลังไฟฟ้าปรากฏ (apparent power) S ซึ่งเท่ากับผลคูณของ V_s และ I_s จะเป็นไปตามสมการ

$$S = V_s \cdot I_s = \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} \right]^{1/2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \right]^{1/2} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.9) และ (3.14) สามารถคำนวณหาเพาเวอร์แฟกเตอร์ได้ดังนี้

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} I_{sn} \cos \theta_n}{\left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} \right]^{1/2} \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \right]^{1/2}} \quad (3.15)$$

ค่าการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส i_s เรียกว่า percent total harmonic distortion จะมีสมการดังนี้

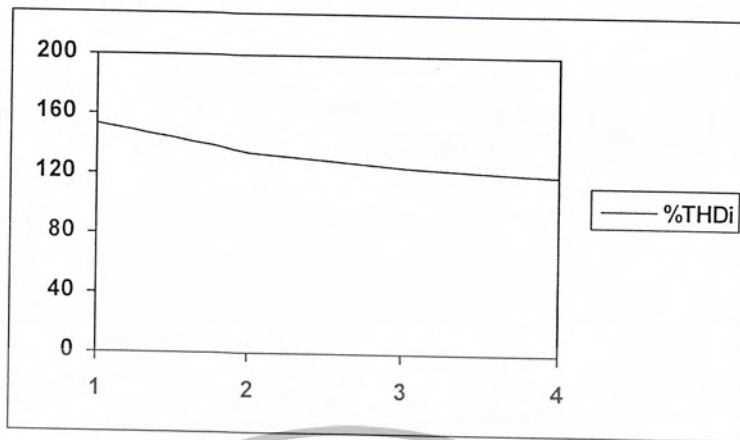
$$\%THD_I = \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \times 100 \quad (3.16)$$

ในทำนองเดียวกันค่าการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นแรงดัน v_s เรียกว่า percent total harmonic distortion จะมีสมการ

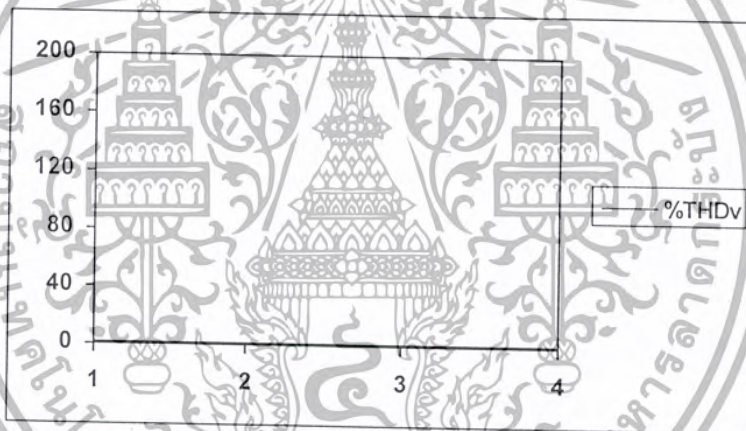
$$\%THD_V = \frac{V_{dis}}{V_1} \times 100 \quad (3.17)$$



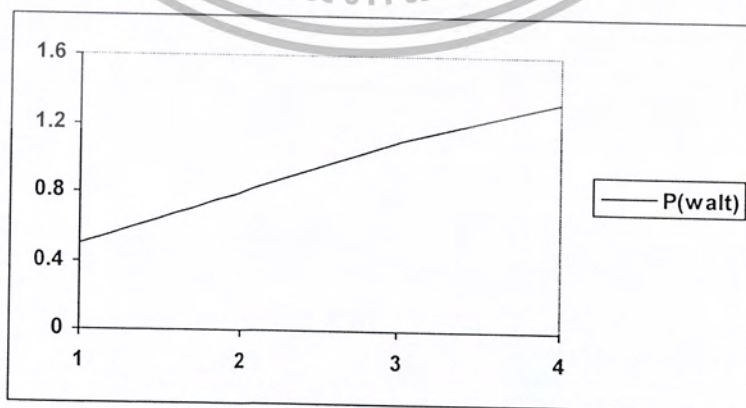
ที่แรงดันดีซีคงที่



รูปที่ 3.16 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง

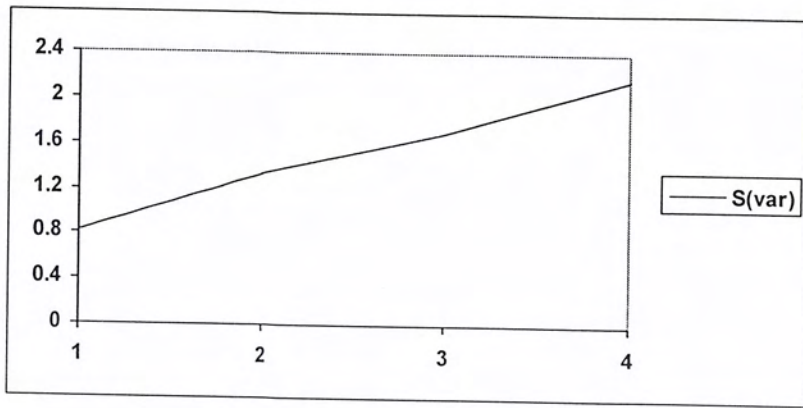


รูปที่ 3.17 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 3.18 กำลังไฟฟ้าอินพุต เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

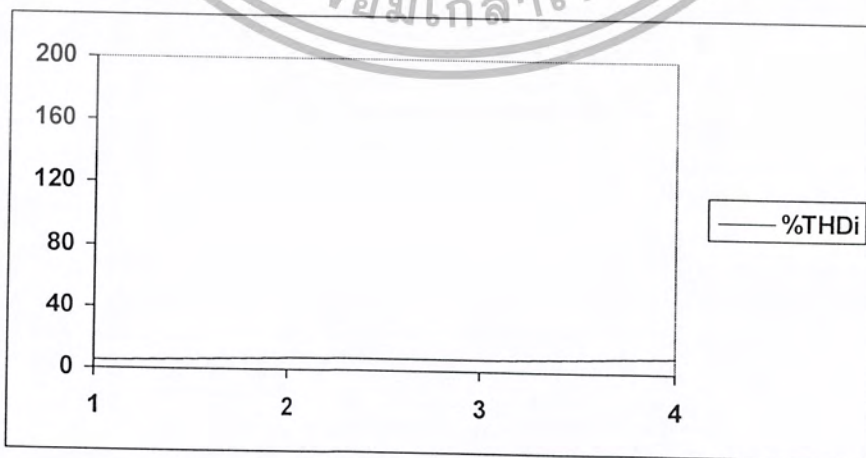


รูปที่ 3.19 กำลังไฟฟ้าอินพุตปรากฏ เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง



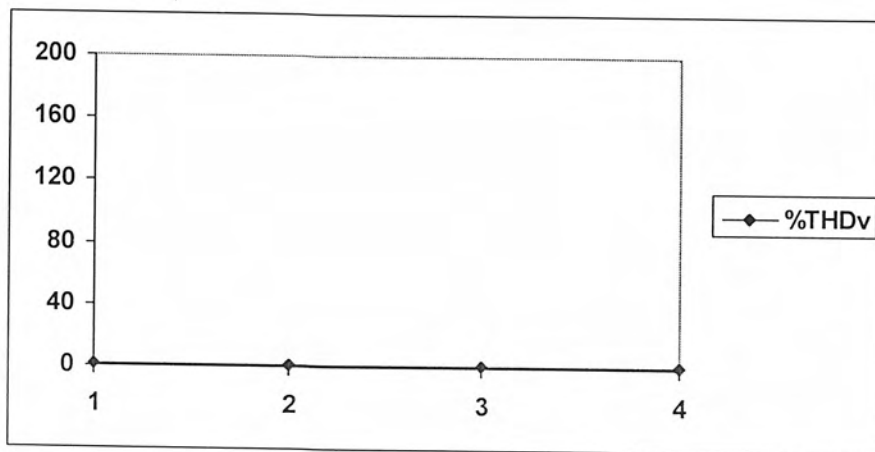
รูปที่ 3.20 เพาเวอร์แฟกเตอร์ เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง

ที่แรงดันคี่ไม่คงที่



รูปที่ 3.21 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง

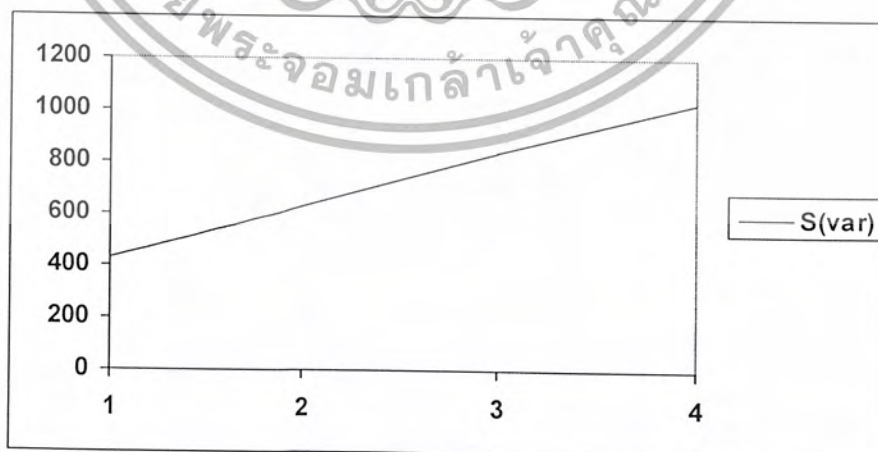
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง

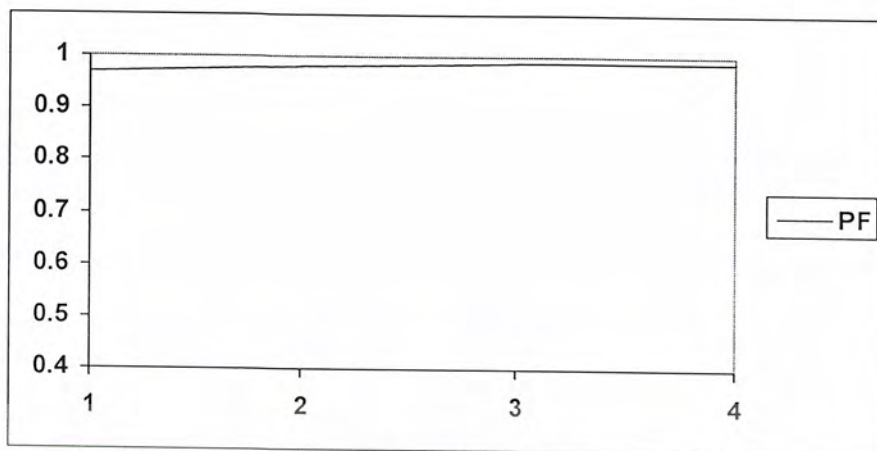


รูปที่ 3.23 กำลังไฟอินพุต เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 3.24 กำลังไฟอินพุตปรากฏ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.25 เพาเวอร์แฟกเตอร์ เมื่อกระแสไหลเปลี่ยนแปลง

3.4 สรุป

เมื่อทำการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ที่ติดตั้งที่และไม่งตที่ในเตาหุงต้มเหนียวน้ำ สามารถวิเคราะห์ลักษณะสมการคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ได้ง่ายขึ้น โดยการมองวงจรเรกติไฟเออร์แบบพูลบริดจ์ที่อยู่ในรูปของวงจรเทียบเท่าเรวินิน และสำหรับคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้จากการวิเคราะห์เหล่านี้ จะนำไปคำนวณหาด้วยนะสเปกตรัมของแรงดันและกระแสไฟฟ้า เพื่อนำไปคำนวณหาค่า กำลังไฟฟ้าอินพุต Percent Total Harmonic Distortion(%THD) และเพาเวอร์แฟกเตอร์(PF) และนำการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตเรกติไฟเออร์ที่แรงดันคงที่และไม่งตที่มาเปรียบเทียบกับกันด้วย และที่แรงดันคี่ซึ่งที่ เพอเวอร์แฟกเตอร์ประมาณ 0.6 จากรูป 3.18 แต่ที่แรงดันคี่ซึ่งไม่งตที่เพาเวอร์แฟกเตอร์จะสูงถึง 0.99 จากรูป 3.23 แต่กำลังไฟฟ้าจะลดลงเนื่องจากแรงดันเฉลี่ยจะลดลง จากรูป 3.6

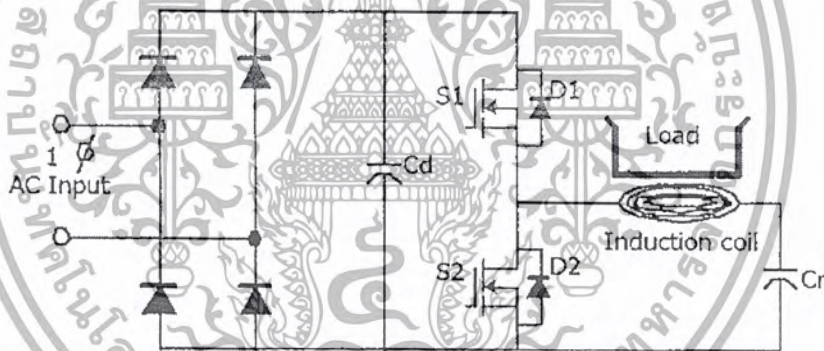
บทที่ 4 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

4.1 หลักการเรโซแนนซ์

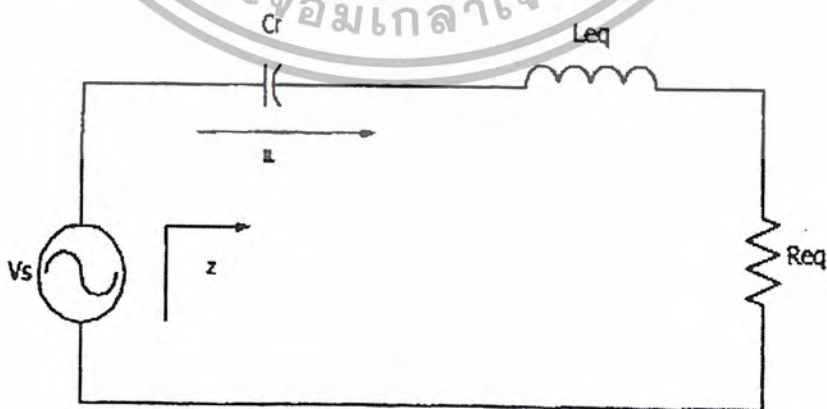
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ค่าความถี่หนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC จะมีค่าต่ำที่สุด นั่นคือ $Z = R$ ในสถานะเช่นนี้ เราเรียกว่าอยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ที่ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำที่สุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุดและเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้น

วงจรขนาน LC ก็สามารถทำให้อยู่ในสภาวะเรโซแนนซ์ได้เช่นกัน และ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะเช่นนี้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุด และส่งผลให้กระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนในลูป (Loop) ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้น วงจรสามารถปรับให้เรโซแนนซ์ได้โดยการปรับค่า L และ C

4.2 การวิเคราะห์การทำงานของระบบ



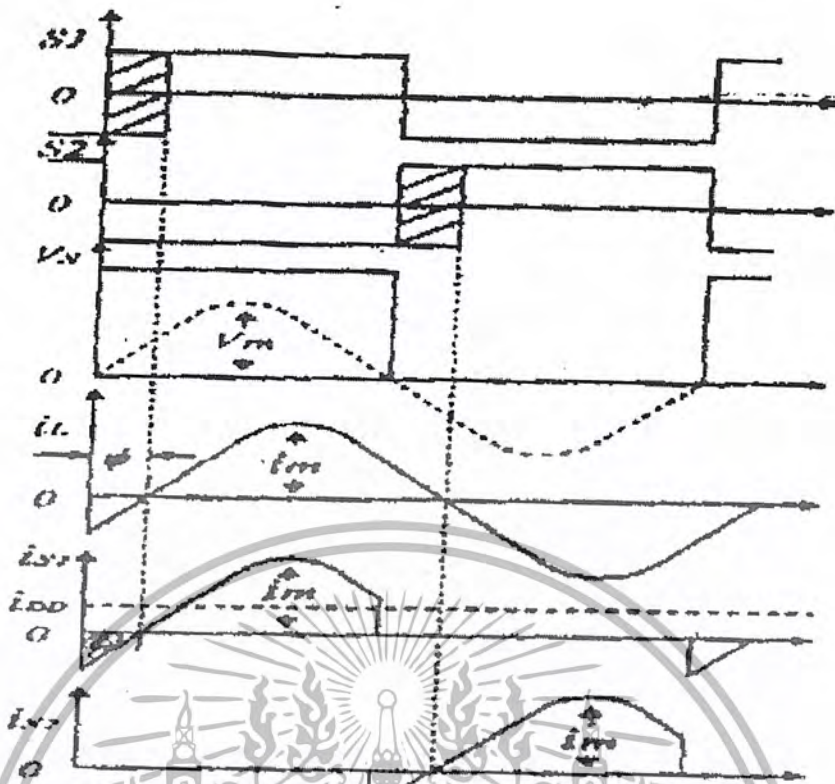
a) ระบบการทำงานของฮาร์ดฟิวรีดอินเวอร์เตอร์



b) วงจรเทียบเท่า

รูปที่ 4.1 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์

โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ใช้ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แบบอนุกรม สามารถเขียนแสดงดังรูปที่ 4.1 ซึ่งใช้ MOSFET เป็นสวิตช์ S1 และ S2 ทำงานสลับกัน ฟรีวีลไดโอด D1 และ D2 จะอยู่ภายในโมดเฟสและต่อขนานกลับทิศทางกับ S1 และ S2 $C_r/2$ เป็นเรโซแนนท์คาปาซิเตอร์ ส่วนอินดักแตนซ์เทียบเท่า (L_{eq}) และความต้านทานเทียบเท่า (R_{eq}) จะใช้แทนขดลวดเหนี่ยวนำและภาชนะหุงต้ม เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหา Reverse Recovery ของไดโอดขณะทำงานที่ความถี่สูง จุดการทำงานจะเลือกให้ความถี่สวิตซิ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ กระแสโหลด (i_L) จะล่าหลังแรงดันคร่อมสวิตช์ (V_s) ดังรูปที่ 4.2 การสลับเปลี่ยนการทำงานของสวิตช์ S1 และ S2 จะใช้หลักการให้สวิตช์นำหน้ากระแสอยู่ก่อนนี้ หยุดทำงานก่อนแล้วจึงให้สวิตช์ตัวใหม่เริ่มนำกระแส เพื่อไม่ให้เกิดลัดวงจรที่ DC-Link เนื่องจากวงจรที่ออกแบบนี้ตำแหน่งการสวิตซิ่งทั้งสองจะกระทำที่ Zero Voltage (ZVS) จึงทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสมีค่าต่ำ

หลักการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แบบอนุกรม สามารถอธิบายได้ได้ด้วยลักษณะคลื่นต่างๆ ดังรูปที่ 4.2 แรงดันอินพุตของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมเป็น รูปคลื่นสี่เหลี่ยม (V_s) และมี quality factor Q ของวงจรเรโซแนนท์สูง ($Q \geq 2.5$) ทำให้กระแสโหลดเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งสามารถวิเคราะห์วงจรทั้งระบบได้ดังต่อไปนี้

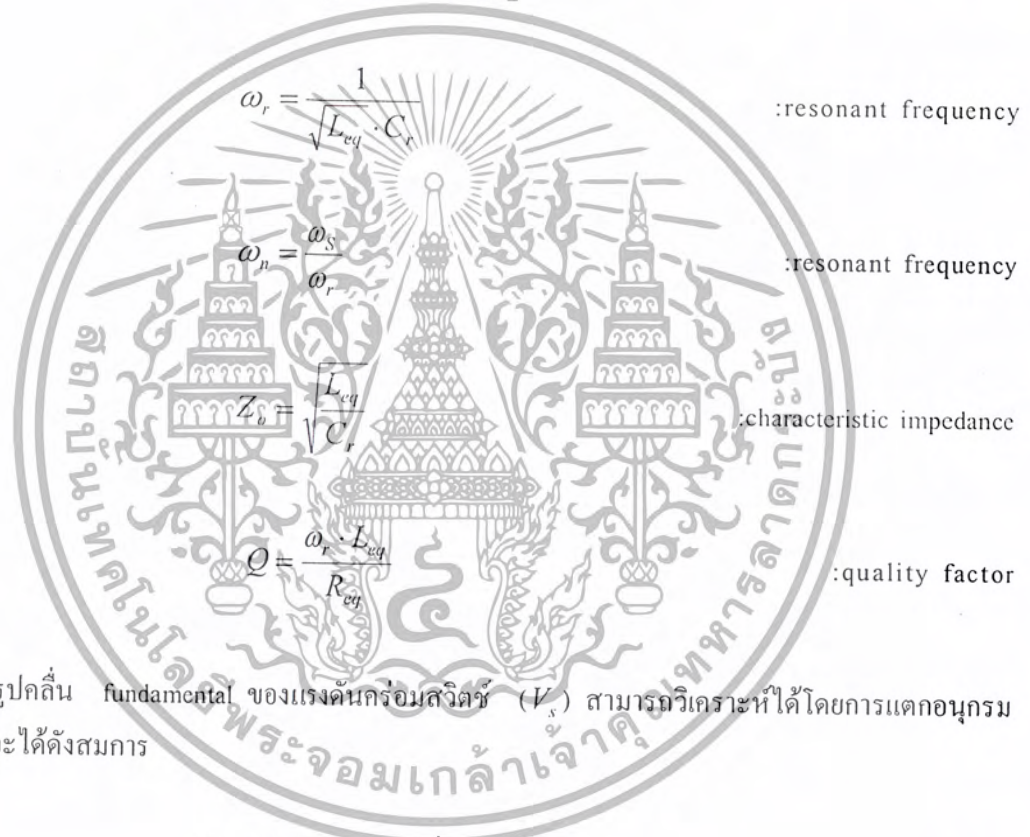
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ (Z)

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

$$= R_{eq} \cdot \sqrt{1 + Q^2 \cdot \left[\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right]^2} \angle \phi \quad (4.1)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left[Q \cdot \left[\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right] \right] \quad (4.2)$$



รูปคลื่น fundamental ของแรงดันกรอมสวิตช์ (V_s) สามารถวิเคราะห์ได้โดยการแตกอนุกรม Fourier จะได้ดังสมการ

$$V_s = V_m \cdot \sin \omega_s t \quad \text{เมื่อ } 0 < \omega_s < 2\pi \quad (4.3)$$

โดยที่
$$V_m = \frac{2 \cdot V_d}{\pi} \approx 0.636 \cdot V_d$$

กระแสโหลด (i_L)

$$i_L = I_m \cdot \sin(\omega_s t - \phi) \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$I_m = \frac{V_m}{|Z|}$$

ดังนั้นจะได้ เอพท์พวทที่จ่ายให้โหลดคือ

$$P_{out} = \frac{I_m^2 \cdot R_{eq}}{2} \quad (4.5)$$

$$= \frac{2 \cdot V_d^2}{\pi^2 \cdot R_{eq} \cdot \left(1 + Q^2 \cdot \left[\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right]^2\right)}$$

$$= \frac{2 \cdot V_d}{\pi \cdot R_{eq} \cdot \sqrt{1 + Q^2 \cdot \left[\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right]^2}}$$

(4.6)



บทที่ 5

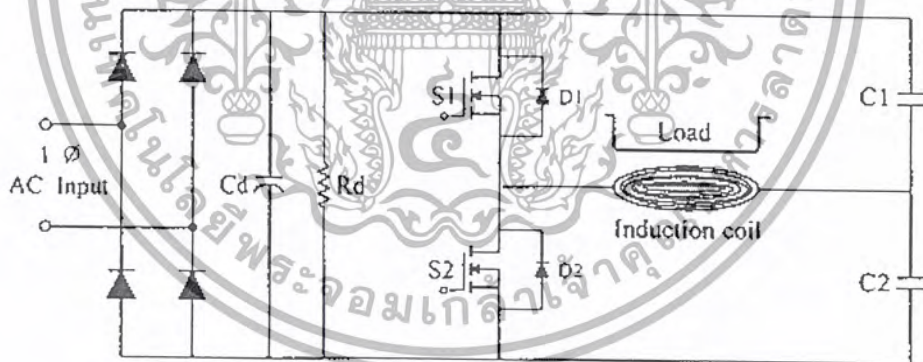
การวิเคราะห์วงจรฮาร์ดฟริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรม

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมเช่น อิมพีแดนซ์ (Z) Quality factor(Q) มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส (ϕ) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (Pout) ซึ่งค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์กันเมื่อมีการปรับความถี่ให้เปลี่ยนแปลงไป โดยจะพิจารณาช่วงที่ความถี่สวิตช์เท่ากับและสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์อีกทั้งยังอธิบายวิธีการคำนวณหาค่าความต้านทานเทียบเท่าและอินดักแตนซ์เทียบเท่า ซึ่งจะนำไปสู่การวิเคราะห์หาแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า เป็นต้น และจะได้นำผลที่ได้จากการวิเคราะห์นี้ ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองต่อไป เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องทางทฤษฎี

5.2 การวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงของค่าตัวแปรต่างๆในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

จากวงจรรูปที่ 5.1 ซึ่งเป็นโครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มสามารถแทนด้วยความต้านทานเทียบเท่าและอินดักแตนซ์เทียบเท่า ซึ่งกล่าวมาแล้วในบทที่ 2 และสามารถพิจารณาเป็นวงจรเทียบเท่าเรซินที่มี R L_{eq} และ C ต่ออนุกรมกันและค่าตัวแปรอื่นๆ ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมกำหนดได้ดังนี้



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

resonant frequency (ω_o)

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C}} \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

characteristic impedance (Z_o)

$$Z_o = \sqrt{\frac{1}{C}} = \omega_o L_{eq} = \frac{1}{\omega_o C} \quad (5.2)$$

loaded quality factor (Q_L)

$$Q_L = \frac{\omega_o L_{eq}}{R} = \frac{1}{\omega_o C} = \frac{Z}{R} = \frac{\sqrt{L_{eq}/C}}{R} \quad (5.3)$$

unload quality factor (Q_o)

$$Q_o = \frac{1}{\omega_o C} \quad (5.4)$$

อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะเป็น

$$\begin{aligned} Z &= R + j \left(\omega L_{eq} - \frac{1}{\omega C} \right) = R \left[1 + j Q \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right] \\ &= Z_o \left[\frac{R}{Z_o} + j \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right] = Z e^{j\varphi} = R + jX_{eq} \end{aligned} \quad (5.5)$$

จะได้

$$\begin{aligned} Z &= R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2} = Z_o \sqrt{\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2} \\ &= Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2} \end{aligned} \quad (5.6)$$

$$\varphi = \arctan \left[Q_L \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) \right] \quad (5.7)$$

$$R = Z \cos \varphi \quad (5.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X = Z \sin \varphi \quad (5.9)$$

$$\text{ดังนั้น } \cos \varphi = \frac{R}{Z}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \quad (5.10)$$

เมื่อ $R = R_{eq} + R_{DS(ON)}$

L คือ อินดักแตนซ์

C คือ คาปาซิเตอร์

φ คือ มุมต่างเฟสของแรงดันและกระแส



(a) วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

(b) รูปคลื่นแรงดันและกระแส เมื่อ $f_s > f_o$

รูปที่ 5.2 วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์และรูปคลื่นแรงดันและกระแส เมื่อ $f_s > f_o$

จากรูปที่ 5.2 แรงดันอินพุทของวงจรเรโซแนนท์ เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยมี Function ดังนี้

$$v_{s2} = V_d \quad \text{เมื่อ } 0 < \omega t \leq \pi$$

$$0 \quad \text{เมื่อ } \pi < \omega t \leq 2\pi$$

จากอนุกรมฟูเรียร์จะได้สมการแรงดันตกคร่อมสวิตช์ S2 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{S2} = \frac{V_d}{2} + \frac{V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin(n\omega t)$$

$$= V_d \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega t \dots \right) \quad (5.12)$$

fundamental ของแรงดัน v_{S2} คือ

$$v_{S2,1} = V_{\max} \sin \omega t \quad (5.13)$$

ซึ่งจะได้ขนาด peak เป็น

$$V_{\max} = \frac{2V_d}{\pi} \approx 0.637V_d \quad (5.14)$$

ดังนั้นค่า rms ของ $v_{S2,1}$ คือ

$$V_{rms} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}V_d}{\pi} \approx 0.45V_d \quad (5.15)$$

และจะได้สมการกระแสโหลด i_L ดังนี้

$$i_L = I_{\max} \sin(\omega t - \theta) \quad (5.16)$$

โดยที่

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{Z} = \frac{2V_d}{\pi Z} = \frac{2V_d \cos \theta}{\pi R} = \frac{2V_d}{\pi R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}}$$

$$= \frac{2V_d}{\pi Z \sqrt{\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \quad (5.17)$$

และจะได้แรงดันตกคร่อมความต้านทาน v_R คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_R = i_L R = V_R \sin(\omega t - \varphi) \quad (5.18)$$

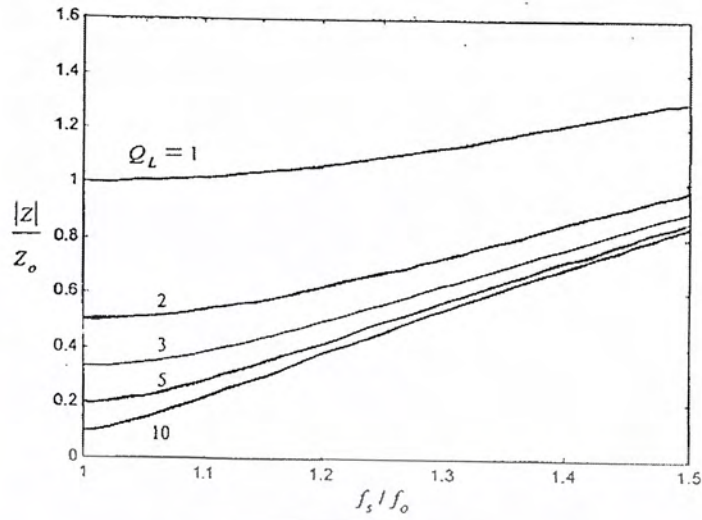
นั่นคือกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอเตอร์ที่ได้คือ

$$P_{Req} = \frac{I_m^2 R_{eq}}{2} = \frac{2V_d^2 R_{eq} \cos^2 \theta}{\pi^2 R^2} = \frac{2V_d^2 R_{eq}}{\pi^2 R^2 \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]}$$

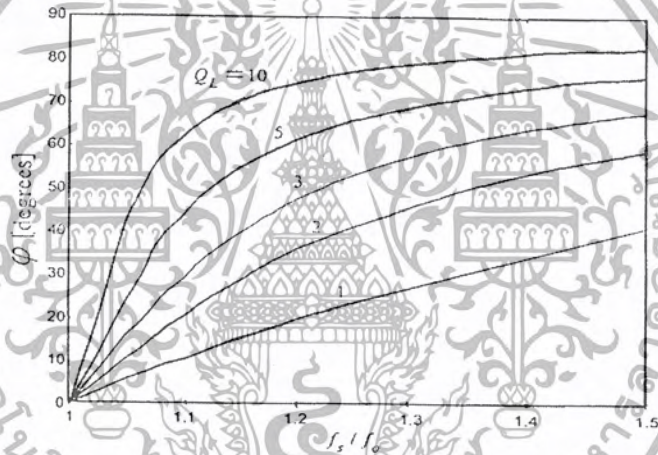
เมื่อ $f = f_o$

$$= \frac{2V_d^2 R_{eq}}{\pi^2 Z_o^2 \left[\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]} \quad (5.20)$$

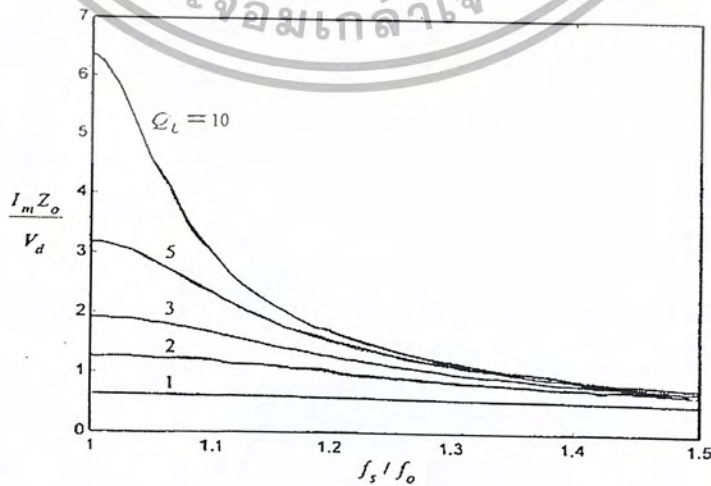
เมื่อกำหนดให้อินเวอเตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f > f_o$) และจากสมการ (5.6) เมื่อนำมาเขียนกราฟเป็นค่า normalized อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนท์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 5.3 สำหรับเดาท์แ่งคัมเหนี่ยวาน่าที่ใช้ในการทดลองนี้จะมีค่า Q_L ประมาณ 3 จากกราฟดังกล่าวจะเห็นได้ว่า เมื่อความถี่สวิตช์มากขึ้นอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าเพิ่มขึ้น แต่ที่ค่า Q_L สูงๆ การเปลี่ยนแปลงของอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีการเปลี่ยนแปลงมากกว่าที่ค่า Q_L ต่ำๆ จากสมการ (5.7) เมื่อนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมต่างเฟสของแรงดันและกระแสกับค่าความถี่ของสวิตช์ จะได้ดังรูปที่ 5.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่สวิตช์มากขึ้นมุมต่างเฟสของแรงดันและกระแสจะเพิ่มขึ้น โดยเฉพาะในบริเวณความถี่สวิตช์ใกล้ เรโซแนนท์ f_o และที่ค่า Q_L สูงๆ มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสจะมีการเปลี่ยนแปลงที่มาก จากสมการ (5.17) เมื่อนำมาเขียนเส้นกราฟค่า normalized กระแสไหลลเรโซแนนท์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 5.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่สวิตช์มากขึ้นกระแสไหลลจะลดลงและจะลดลงมากที่ค่า Q_L สูงๆ สมการ (5.19) เมื่อนำมาเขียนกราฟเป็นค่า normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอเตอร์ขณะปรับเปลี่ยนความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ จะได้รูปที่ 5.6 จะเห็นว่าเมื่อค่าความถี่สวิตช์สูงขึ้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอเตอร์จะลดลงมากที่ค่า Q_L สูงๆ



รูปที่ 5.3 normalized อิมพีแดนซ์ที่เด่นชัด ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ

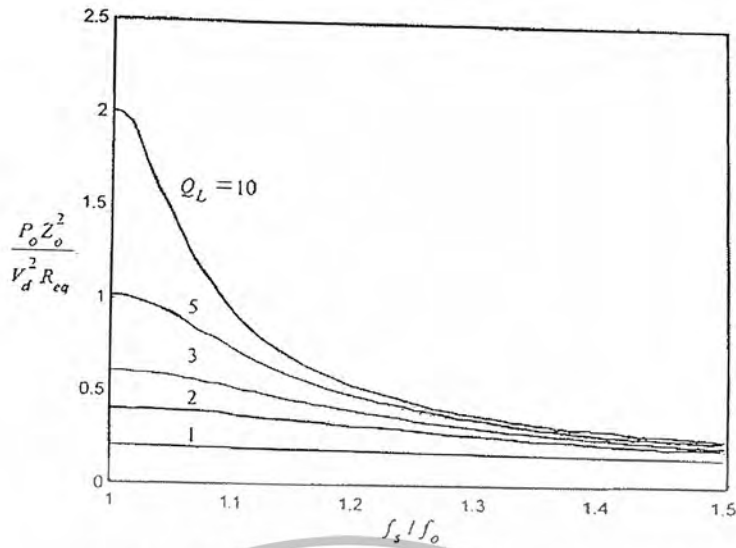


รูปที่ 5.4 มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส θ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ



รูปที่ 5.5 normalized กระแสไหลตรงโซแนนท์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ

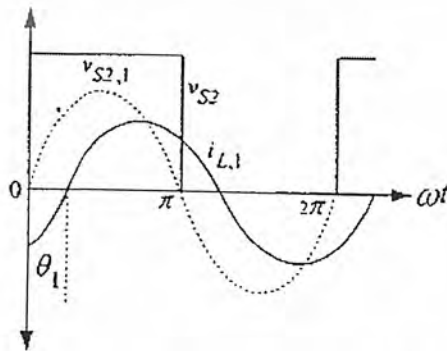
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ

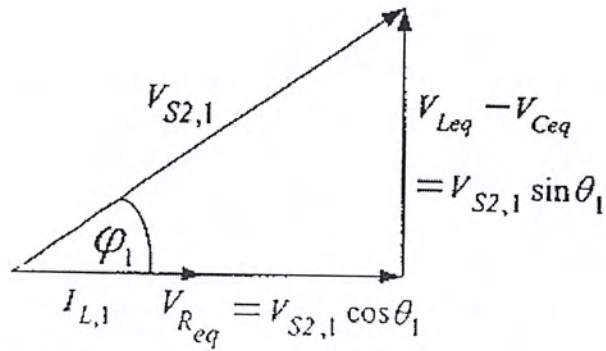
5.3 การคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่า

ในการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็น แรงดัน กระแส กำลังไฟฟ้า และ ประสิทธิภาพตามจุดต่างๆ ของเดาห์คัมเหนี่ยวนำนั้น จำเป็นต้องรู้ค่าความต้านทานเทียบเท่า R_{eq} และ อินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมก่อน ในการคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่านี้จะมีขั้นตอนการพิจารณาคือ จากวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5.2(a) เพื่อแสดงความต่างเฟสได้ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน v_{s2} คร่อมสวิตช์ S2 และกระแสไหล i_L ดังรูปที่ 5.7(a) และเมื่อนำลักษณะคลื่นที่ได้มาเขียนเป็นเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันและกระแสไหลจะได้ดังรูปที่ 5.7(b) จะเห็นได้ว่าทั้ง fundamental ของแรงดันกร่อมสวิตช์ $v_{s2,1}$ และกระแสไหล $i_{L,1}$ สามารถคำนวณค่าได้โดยกรณำคลื่นแรงดัน v_{s2} คร่อมสวิตช์ S2 และกระแสไหล i_L จากการทดลองในรูปที่ 5.8(a) มาแตกสเปกตรัมของแรงดันและกระแสไหลโดยใช้โปรแกรม MATLAB โดยจะได้สเปกตรัมของแรงดันดังรูปที่ 5.8(b) และสเปกตรัมของกระแสไหลดังรูปที่ 5.8(c) ซึ่งสเปกตรัมที่ได้ทั้งสองนี้สามารถนำมาคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่าได้โดยใช้สมการ (5.21) และ (5.22)



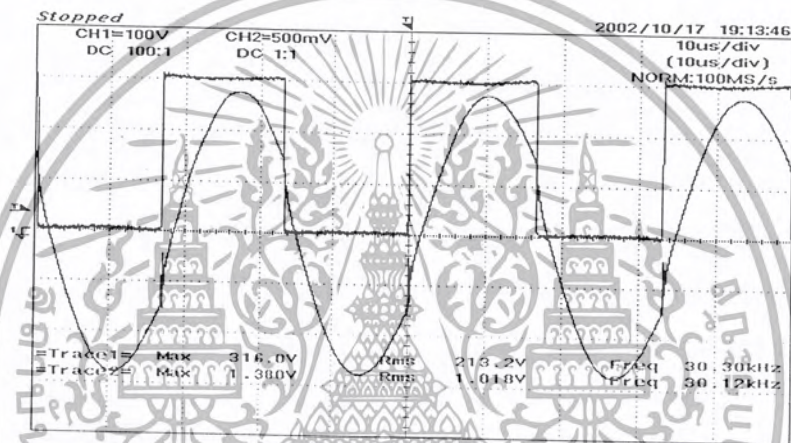
(a) รูปคลื่นแรงดัน v_{s2} และ $v_{s2,1}$ และกระแสไหล $i_{L,1}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

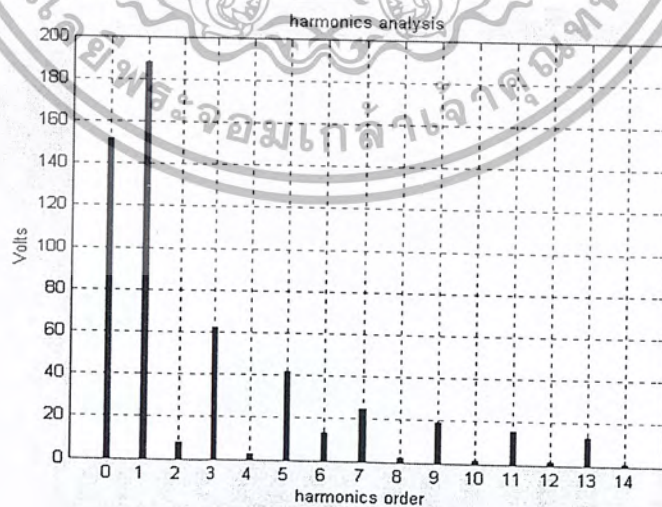


(b) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดัน $v_{S2,1}$ และกระแสโหลด $i_{L,1}$

รูปที่ 5.7 รูปแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสโหลดในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

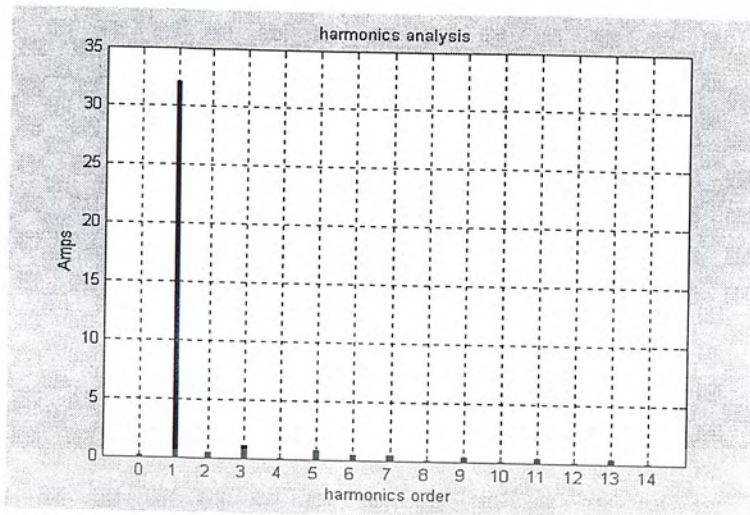


(a) ลักษณะรูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_L จากการทดลอง



(b) สเปกตรัมแรงดันคร่อมสวิตช์ v_{S2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) สเปกตรัมกระแสโหลด i_L

รูปที่ 5.8 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันคร่อมสวิตช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_L

ความต้านทานเทียบเท่า R_{eq} จะได้

$$R_{eq} = \frac{V_{R_{eq}}}{I_{L,1}}$$

$$R_{eq} = \frac{V_{S2,1} \cos \theta_1}{I_{L,1}}$$

(5.21)

อินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} จะได้

$$X_{L_{eq}} - X_C = \frac{V_{L_{eq}} - V_C}{I_{L,1}}$$

$$\omega_S L_{eq} - \frac{1}{\omega_S C} = \frac{V_{L_{eq}} - V_C}{I_{L,1}}$$

$$\omega_S L_{eq} - \frac{1}{\omega_S C} = \frac{V_{S2,1} \sin \theta_1}{I_{L,1}}$$

$$L_{eq} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{V_{S2,1} \sin \theta_1}{I_{L,1}} + \frac{1}{2\pi f_s C} \right] \tag{5.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 สรุป

1) จากการศึกษาวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม จะเห็นได้ว่าค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าต่างๆ ไม่ว่าจะเป็น อิมพีแดนซ์(Z) Quality factor(Q) มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส (φ) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (Pout) จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

2) ค่าความต้านทานเทียบเท่า R_{eq} และอินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} สามารถคำนวณหาได้ง่ายและถูกต้องเนื่องจากเมื่อนำค่าที่ได้จากการคำนวณนี้ไปคำนวณหาและเขียนคลื่นในเชิงทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากการทดลองจะมีลักษณะคลื่นที่ใกล้เคียงกันมาก

3) ที่แรงดันดีซีคงที่และไม่คงที่ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น R, L, C เรโซแนนซ์จะเหมือนกัน



บทที่ 6

การออกแบบและทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

6.1 บทนำ

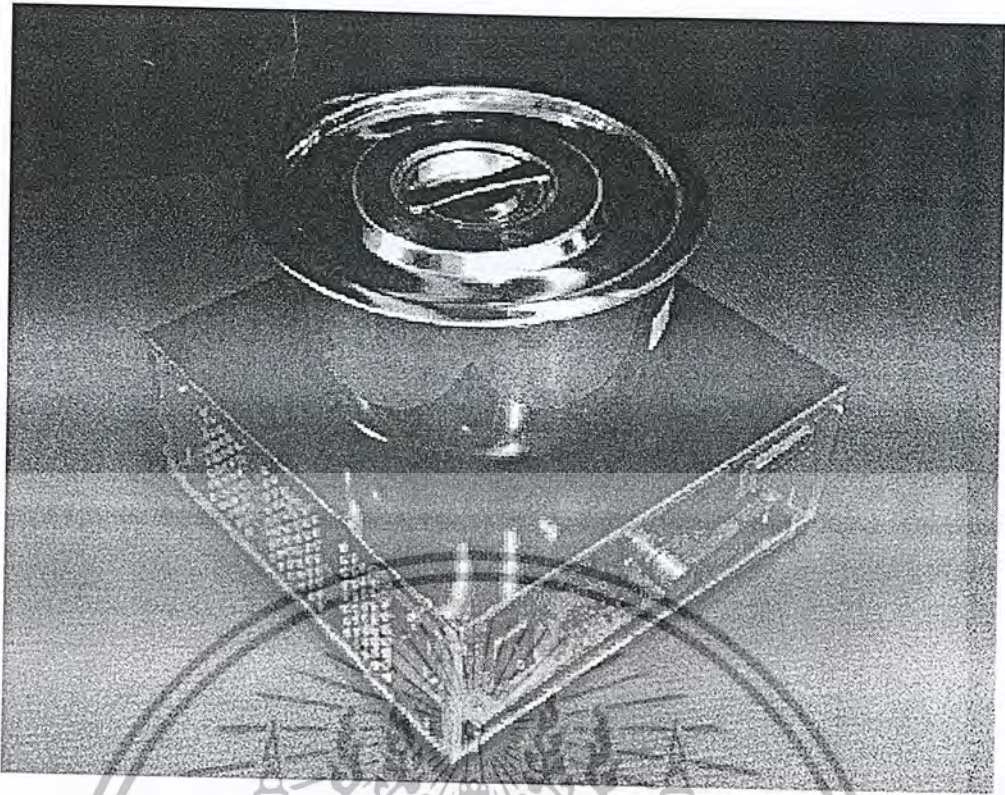
ในบทนี้จะกล่าวถึงถึงการทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ซึ่งจะแบ่งการทดสอบเป็น 2 ส่วนคือ การทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่ตัวแปรต่างๆ กัน และการทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำโดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ สำหรับการทดสอบที่ตัวแปรต่างๆ กัน ไม่ว่าจะเป็น จำนวนเส้นลวดตีเกลียวของขดลวดเหนี่ยวนำ ระยะห่างระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มและคาปาซิเตอร์เรโซแนนท์ โดยตัวแปรจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานเทียบเท่า อินดักแตนซ์เทียบเท่า กระแสไหลลความถี่เรโซแนนท์ กำลังไฟฟ้าและเวลาในการหุงต้มเดือด ซึ่งตัวแปรต่างๆ เหล่านี้ จะเป็นองค์ประกอบในการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ สำหรับการทดสอบการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ ซึ่งจะทำการทดสอบทั้งระบบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ โดยการปรับ เปลี่ยนความถี่ โดยจะทำการวิเคราะห์ทางด้านอินพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์

6.2 ขั้นตอนการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

ตารางที่ 6.1 ข้อกำหนดในการทดสอบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 24 cm เมื่อตัวแปรต่างๆมีการปรับเปลี่ยนไป

ตัวแปรที่ปรับเปลี่ยนไป	จำนวนเส้นลวดตีเกลียว	ระยะ Gap	ค่าของคาปาซิเตอร์ เรโซแนนท์
จำนวนเส้นลวดตีเกลียว	10,15,20เส้น	5 mm	117.5 nF
ระยะ Gap	15 เส้น	1-10 mm	117.5 nF
คาปาซิเตอร์เรโซแนนท์	15 เส้น	5 mm	94-329 μ F

เมื่อทำการออกแบบสิ่งแรกต้องกำหนดคือขนาดภาชนะและกำลังวัตต์ว่าต้องการขนาดเท่าไร ในที่นี้กำหนดให้ภาชนะมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 24 cm หุงต้มด้วยกำลังไฟฟ้าสูงสุดประมาณ 2 กิโลวัตต์ จากนั้นก็ทำการหาจำนวนเส้นลวดตีเกลียวซึ่งทำได้โดยการนำเส้นลวดตีเกลียวที่พันขึ้นด้วยจำนวนเส้นลวดต่างๆ กันมาทดสอบซึ่งจะใช้จำนวนเส้นลวดตีเกลียว 10 15 และ 20 เส้น มาทดสอบเพื่อหาแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้า



รูปที่ 6.1 เตาหุงต้มเหนี่ยวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่

6.3 การทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ที่แรงดันดีซีสูงที่

พารามิเตอร์ที่ใช้ทดสอบ

เส้นลวดดีเคิลิว 20 เส้น

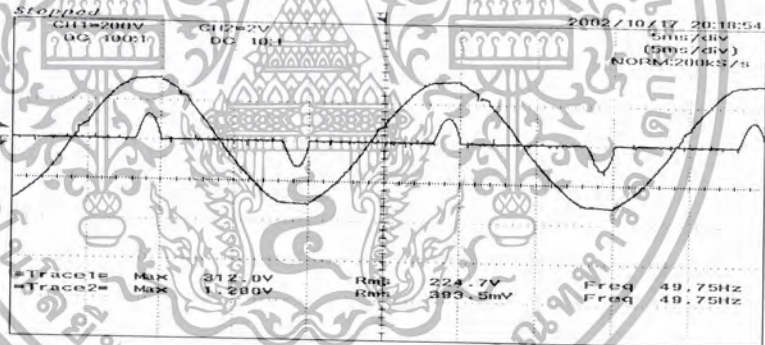
คาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์

ระยะ Gap 10 mm.

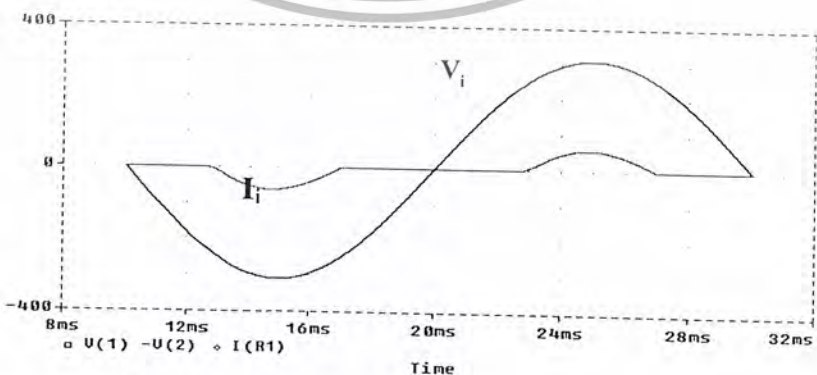
ในการทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำจะทำการทดสอบทั้งทางด้านอินพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์เมื่อปรับเปลี่ยนความถี่จาก 30-40 kHz โดยกำหนดให้ความถี่สวิทซ์เท่ากับ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 30 kHz และทำการเพิ่มค่าความถี่สวิทซ์ให้มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ไปจนถึง 40 kHz จะได้ลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 6.3 และรูปที่ 6.4 และเมื่อเปรียบเทียบลักษณะคลื่นที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีมีลักษณะใกล้เคียงกันมาก เมื่อพิจารณาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้าจะเห็นว่าที่ความถี่ 30 kHz แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า V_s จะลดลงและที่ความถี่ 40 kHz จะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 6.5 เนื่องจากที่ความถี่ 30 kHz จะมีแรงดันตกคร่อมความต้านทานด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า R_s มากเพราะว่ามีกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า I_s ไหลผ่านมาก ส่วนที่ความถี่ 40 kHz กระแส I_s น้อยลงดังรูปที่ 6.6 ทำให้แรงดัน V_s สูงขึ้นสำหรับค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันและกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 6.3 จะเห็นว่าที่ความถี่ 30 kHz แรงดันจะมีลักษณะใกล้เคียงไซน์น้อยกว่าที่ความถี่ 40 kHz จึงทำให้ค่าความผิดเพี้ยนหรือ %THD_v ของแรงดันที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ 30 kHz มากกว่าที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.7 ในทางกลับกัน จากลักษณะคลื่นกระแสจะเห็นได้ว่าที่ความ 30 kHz กระแสจะมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากกว่าที่ความถี่ 40 kHz จึงทำให้ค่าความผิดเพี้ยน หรือ %THDi ของกระแสที่ความถี่ 30kHz น้อยกว่าที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.10 สำหรับกำลังไฟฟ้าด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่ความถี่ 30 kHz กระแส I_s จะมีค่ามาก ทำให้กำลังไฟฟ้าจะมีค่ามากด้วย ส่วนที่ความถี่ 40 kHz จะน้อยดังรูปที่ 6.9 และรูปที่ 6.10 ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าปรากฏ S และกำลังไฟฟ้าจริง Pin ตามลำดับ ส่วนค่าเฟาเวอแฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้านี้สามารถคำนวณได้จากอัตราส่วนระหว่าง Pin/S ซึ่งปรากฏว่า เมื่อที่ความถี่ 30 kHz จะมากกว่าที่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.11 ส่วนทางด้านเอาต์พุตอินเวอเตอร์เมื่อที่ความถี่ 30kHz กระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามากขึ้นเป็นผลให้ด้านเอาต์พุตอินเวอเตอร์มีกระแสมากด้วยทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอเตอร์มีค่ามากด้วยความถี่ 30 kHz และจะลดลงที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.12 ส่วนประสิทธิภาพ เรกติฟายเออร์ อินเวอเตอร์ ที่ความถี่ 30 kHz จะมีค่าต่ำกว่าที่ความถี่ 40 kHz เนื่องจากมีกระแสมากกว่าทำให้เกิดการสูญเสียในส่วนต่างๆ มากขึ้นไม่ว่าจะเป็นด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและด้านอินเวอเตอร์ ดังรูปที่ 6.13 สำหรับการทดสอบสมรรถนะของเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ปริมาณน้ำ 1 ลิตรจะเห็นได้จากรูปที่ 6.14 ที่ความถี่ 30 kHz เวลาที่ใช้ในการหุงต้มเดือดจะใช้เวลา 6 นาทีครึ่ง แต่เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 35 kHz จะใช้เวลาในการหุงต้มเดือดประมาณ 9 นาที และเมื่อความถี่เป็น 40 kHz จะหรีต่ำสุดเพื่อไม่ให้น้ำเดือด แต่เป็นการอุ่น กรณีที่มีการหุงต้มเดือดที่กำลังวัตต์ต่างๆ ดังรูปที่ 6.15



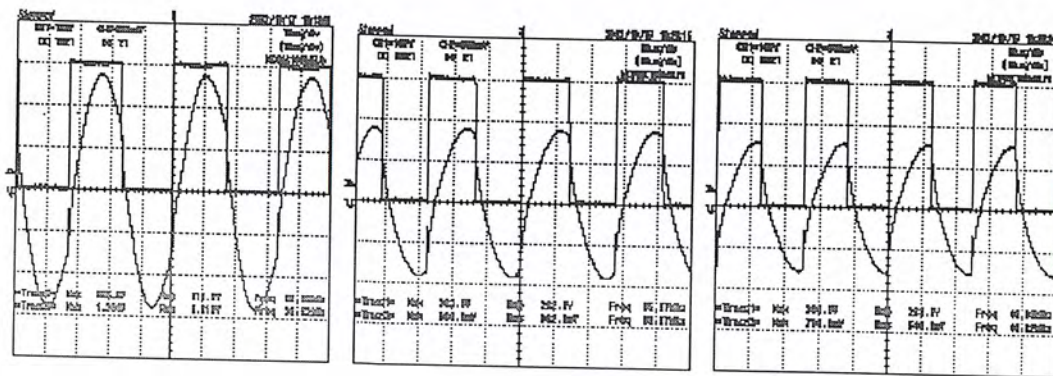
(a) ผลการทดลอง



(b) ผลทางทฤษฎี โดยใช้โปรแกรม MATLAB

รูปที่ 6.5 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



30 KHz

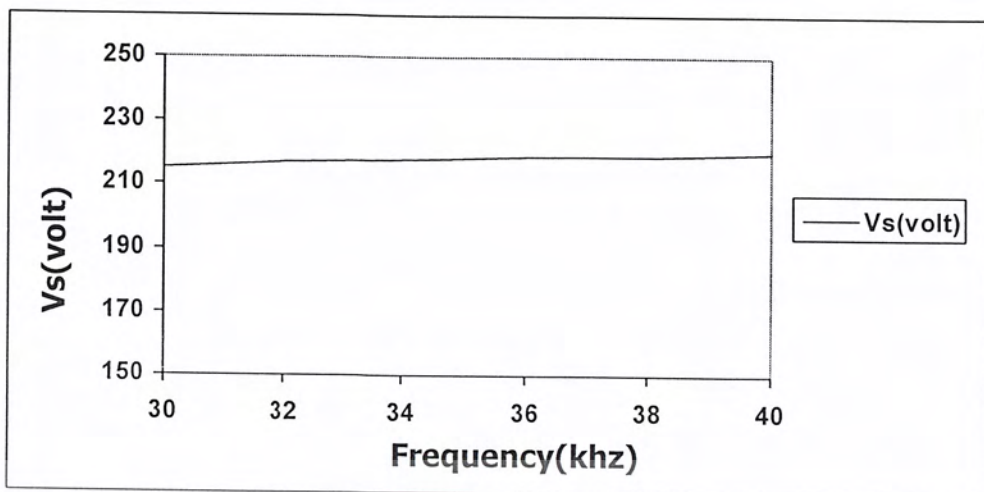
35 KHz

40 KHz

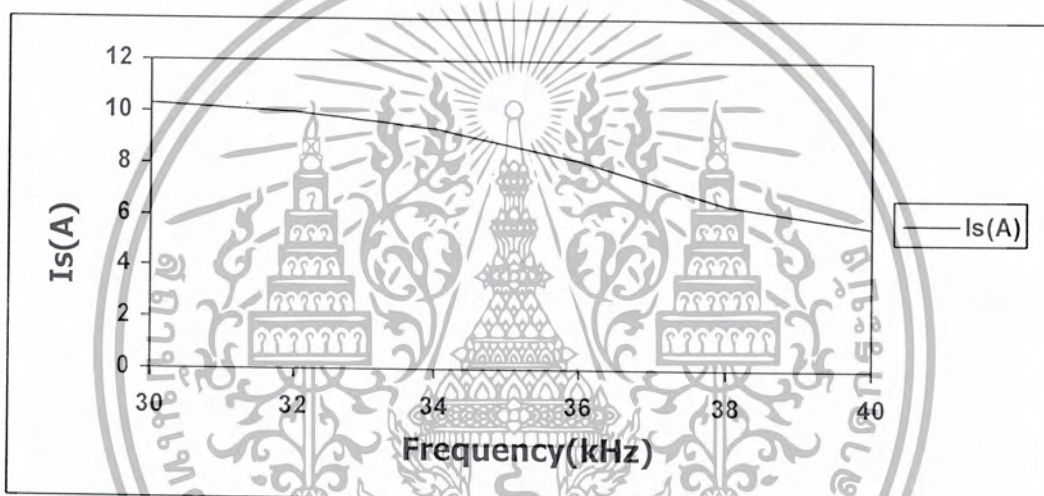


รูปที่ 6.3 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิทช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_l จากการทดลองและทฤษฎี

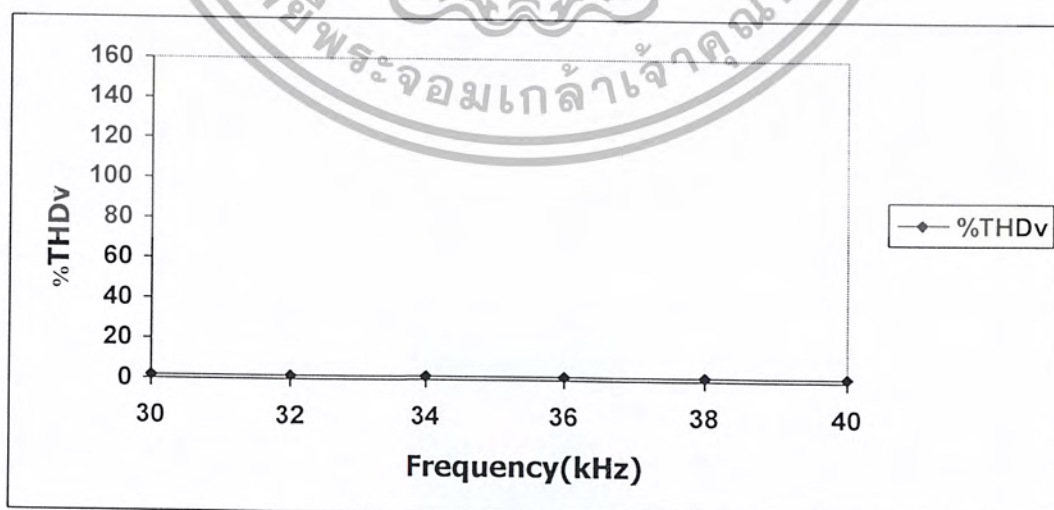
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4 แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (V_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

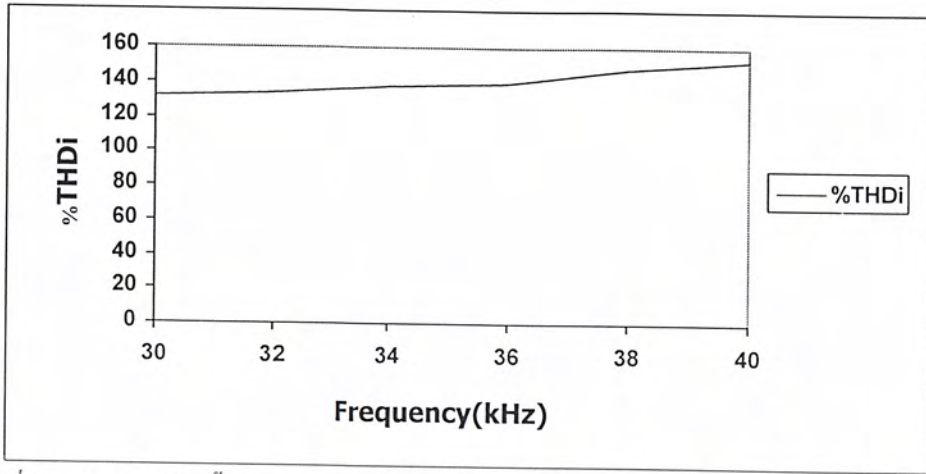


รูปที่ 6.5 กระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (I_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

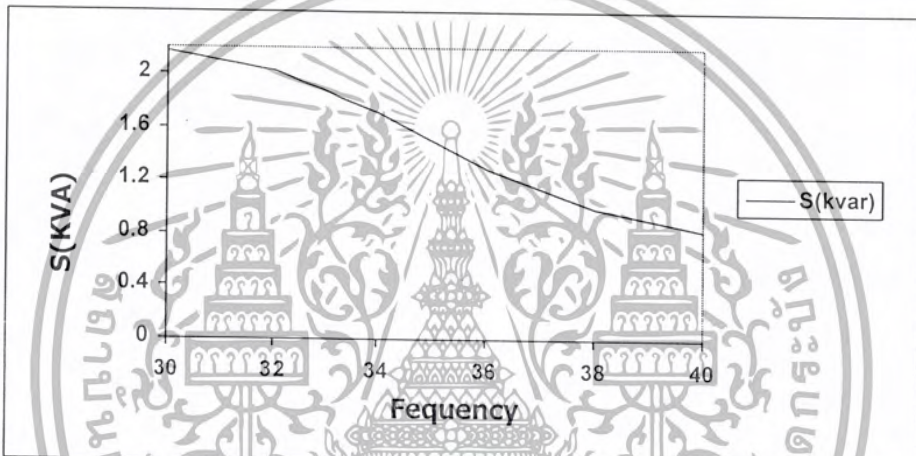


รูปที่ 6.6 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (%THDv) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

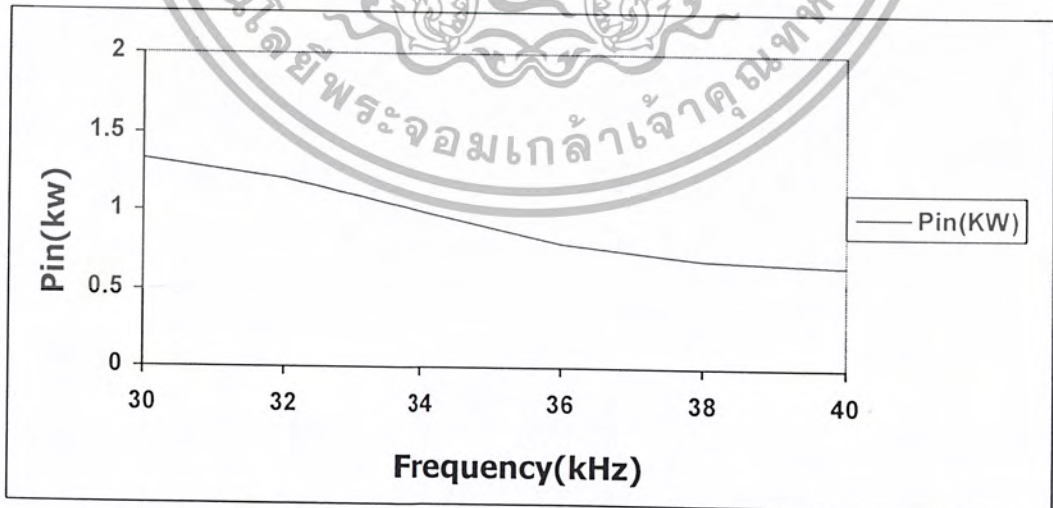
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.7 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้า (%THDi) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

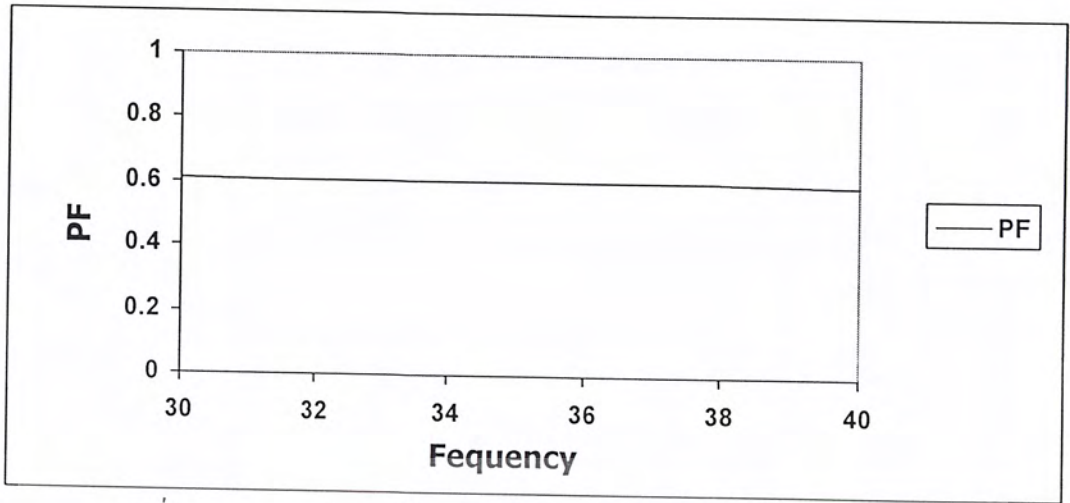


รูปที่ 6.8 กำลังไฟฟ้าอินพุตปรากฏด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (S) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

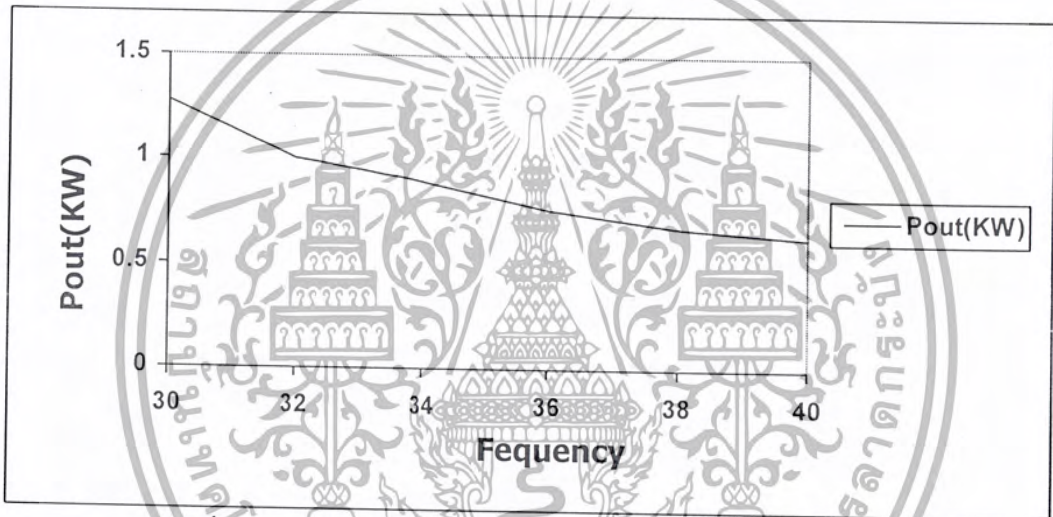


รูปที่ 6.9 กำลังไฟฟ้าอินพุตด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (Pin) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

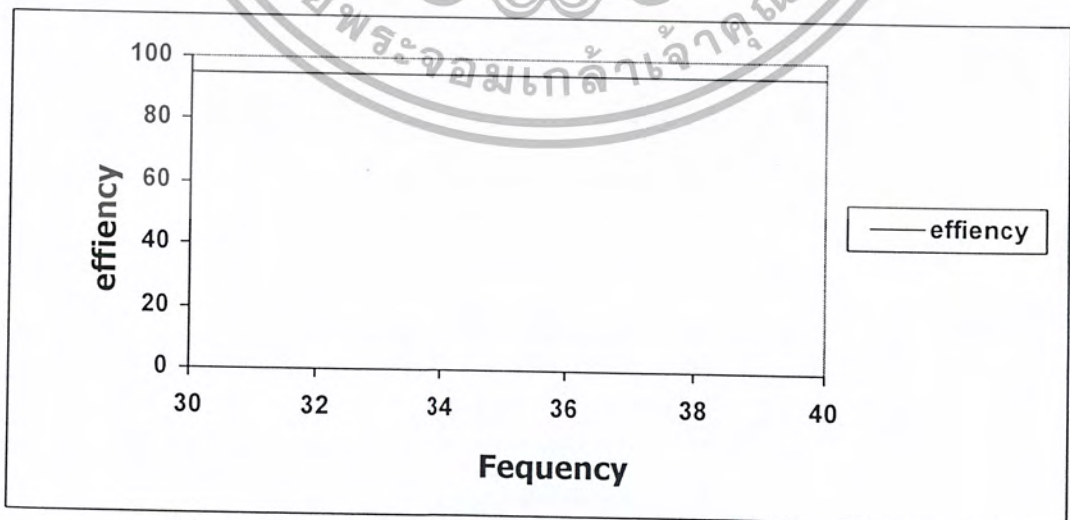
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 เพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายกรไฟฟ้า (PF) ขณะปรับเปลี่ยนความถี่

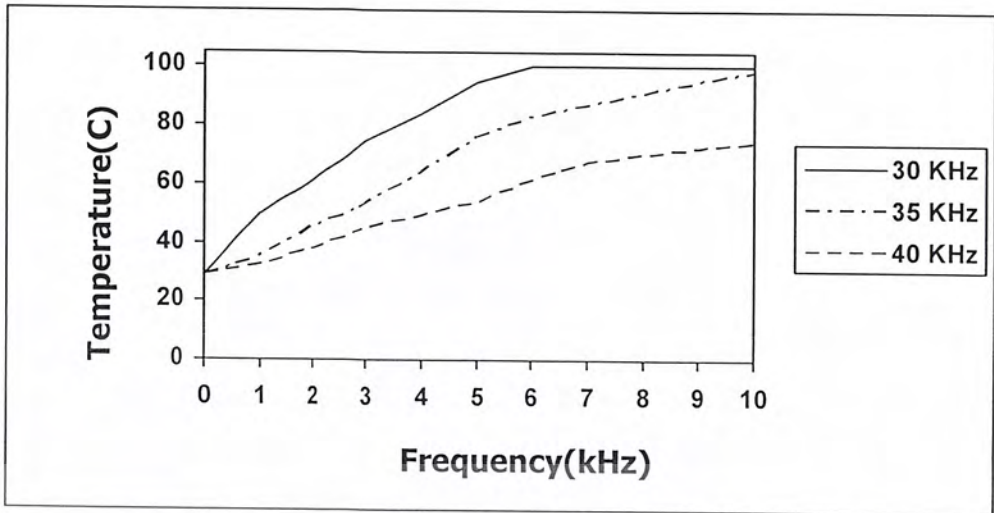


รูปที่ 6.11 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (Pout) ขณะปรับเปลี่ยนความถี่

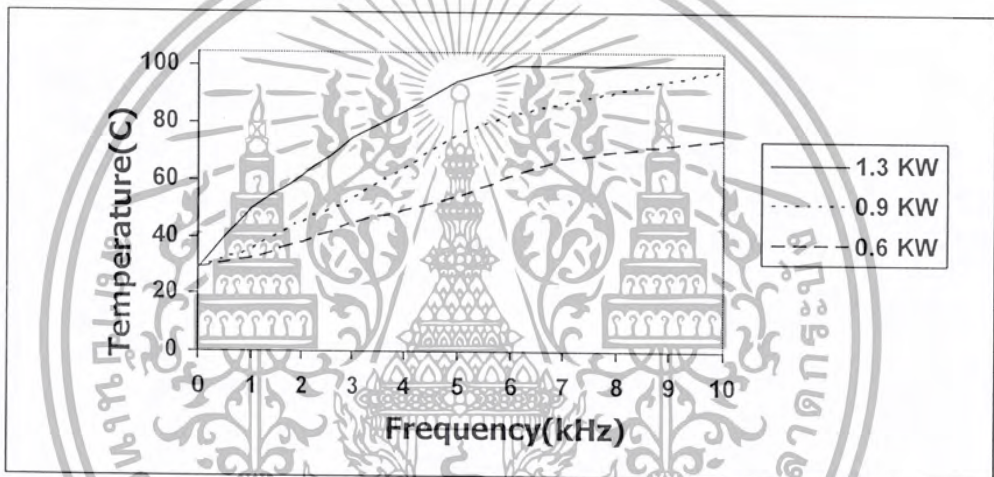


รูปที่ 6.12 ประสิทธิภาพ เรกติฟายเออร์-อินเวอร์เตอร์ ขณะปรับเปลี่ยนความถี่

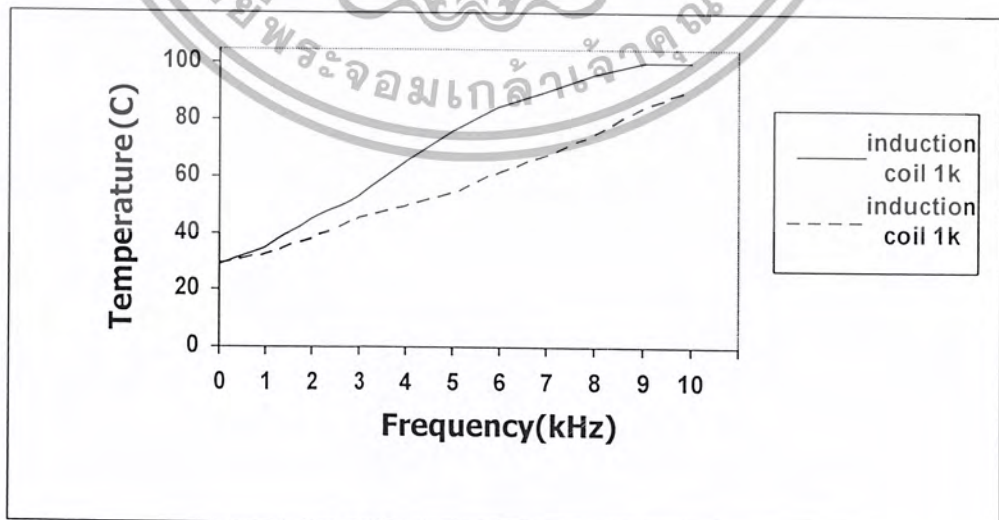
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.13 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร ขณะปรับเปลี่ยนความถี่



รูปที่ 6.14 อุณหภูมิน้ำปริมาณ 1 ลิตร เมื่อปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 6.15 เปรียบเทียบอุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตรของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำกับเตาหุงต้มที่ใช้ขด

ลวดความร้อนที่กำลังวัตต์เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 การทดสอบเตาหุงต้มเหนียวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ที่แรงดันดีซีไม่คงที่

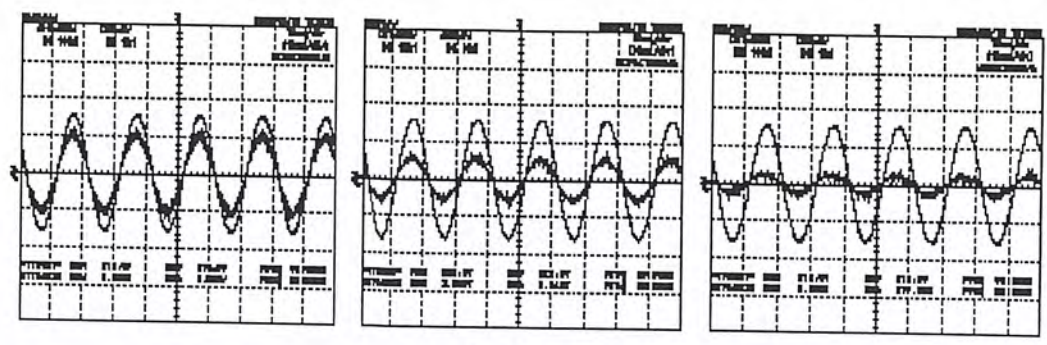
พารามิเตอร์ที่ใช้ทดสอบ

เส้นลวดดีเกลือว 20 เส้น

คาปาซิเตอร์เรโซแนนท์ $0.25 \mu F$

ระยะ Gap 13 mm.

ในการทดสอบเตาหุงต้มเหนียวนำจะทำการทดสอบทั้งทางด้านอินพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและทางด้านเอาต์พุทอินเวอเตอร์เมื่อปรับเปลี่ยนความถี่จาก 30-40 kHz โดยกำหนดให้ความถี่สวิทซ์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ที่ 30 kHz และทำการเพิ่มค่าความถี่สวิทซ์ให้มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ไปจนถึง 40 kHz จะได้ลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและเอาต์พุทอินเวอเตอร์ดังรูปที่ 6.16 และรูปที่ 6.17 และเมื่อเปรียบเทียบกับลักษณะคลื่นที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีมีลักษณะใกล้เคียงกันมาก เมื่อพิจารณาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้าจะเห็นว่าที่ความถี่ 30 kHz แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า V_s จะลดลงและที่ความถี่ 40 kHz จะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 6.18 เนื่องจากที่ความถี่ 30 kHz จะมีแรงดันตกคร่อมความต้านทานด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า R_s มากเพราะว่ามีกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า I_s ไหลผ่านมาก ส่วนที่ความถี่ 40 kHz กระแส I_s น้อยลงดังรูปที่ 6.19 ทำให้แรงดัน V_s สูงขึ้นสำหรับค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันและกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 6.16 จะเห็นว่าที่ความถี่ 30 kHz แรงดันจะมีลักษณะใกล้เคียงไซน์น้อยกว่าที่ความถี่ 40 kHz จึงทำให้ค่าความผิดเพี้ยนหรือ %THD_v ของแรงดันที่ความถี่ 30 kHz มากกว่าที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.20 ในทางเดียวกัน จากลักษณะคลื่นกระแสจะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 30 kHz กระแสจะมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากกว่าที่ความถี่ 40 kHz จึงทำให้ค่าความผิดเพี้ยนหรือ %THD_i ของกระแสที่ความถี่ 30 kHz น้อยกว่าที่ความถี่ 40 kHz และยังคงใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มาก ดังรูปที่ 6.20 สำหรับกำลังไฟฟ้าด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่ความถี่ 30 kHz กระแส I_s จะมีค่ามากทำให้กำลังไฟฟ้าจะมีค่ามากด้วย ส่วนที่ความถี่ 40 kHz จะน้อยดังรูปที่ 6.23 และรูปที่ 6.24 ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าปรากฏ S และกำลังไฟฟ้าจริง Pin ตามลำดับ ส่วนค่าเฟาแอมเพอเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้านี้สามารถคำนวณได้จากอัตราส่วนระหว่าง Pin/S ซึ่งปรากฏว่า เมื่อที่ความถี่ 30 kHz จะมากกว่าที่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.25 ส่วนทางด้านเอาต์พุทอินเวอเตอร์เมื่อที่ความถี่ 30 kHz กระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามากขึ้นเป็นผลให้ด้านเอาต์พุทอินเวอเตอร์มีกระแสมากด้วยทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทอินเวอเตอร์มีค่ามากด้วยความถี่ 30 kHz และจะลดลงที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.26 ส่วนประสิทธิภาพ เรกติฟายเออร์ อินเวอเตอร์ ที่ความถี่ 30 kHz จะมีค่าต่ำกว่าที่ความถี่ 40 kHz เนื่องจากมีกระแสมากกว่าทำให้เกิดการสูญเสียในส่วนต่างๆ มากขึ้นไม่ว่าจะเป็นด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและด้านอินเวอเตอร์ ดังรูปที่ 6.27 สำหรับการทดสอบสมรรถนะของเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงที่ปริมาณน้ำ 1 ลิตรจะเห็นได้จากรูปที่ 6.28 ที่ความถี่ 30 kHz เวลาที่ใช้ในการหุงต้มเดือดจะใช้เวลา 7 นาทีครึ่ง แต่เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 35 kHz จะใช้เวลาในการหุงต้มเดือดประมาณ 10 นาที และเมื่อความถี่เป็น 40 kHz จะหรีดต่ำสุดเพื่อไม่ให้น้ำเดือด แต่เป็นการอุ่น กรณีที่มีการหุงต้มเดือดที่ กำลังวัตต์ต่างๆ ดังรูปที่ 6.29

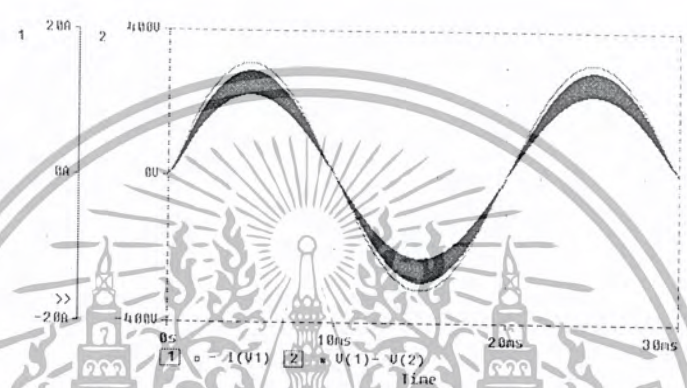


(a) ผลการทดลอง

30KHz

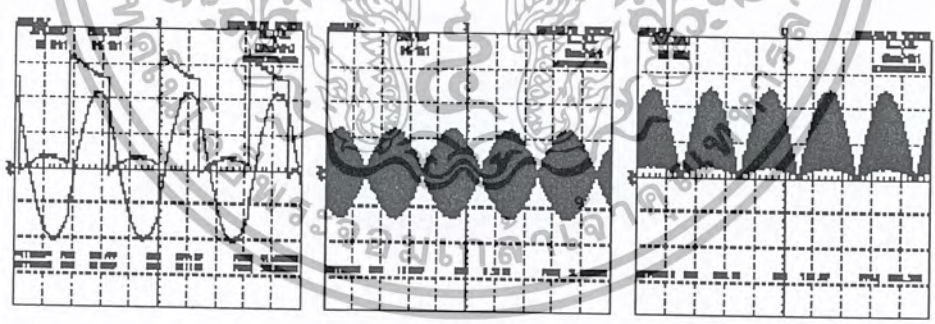
35KHz

40KHz

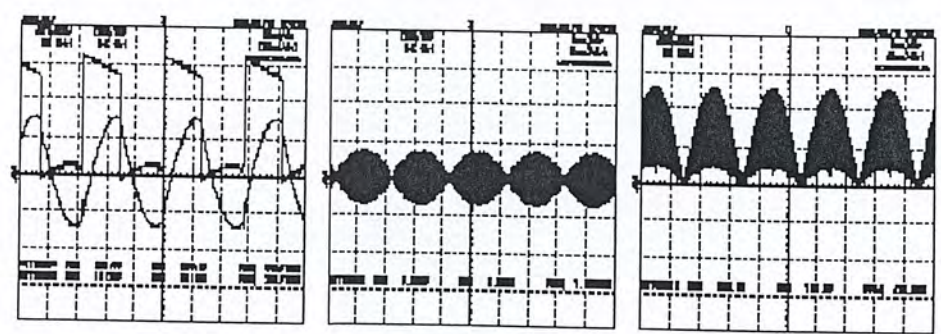


(b) ผลทางทฤษฎี โดยใช้โปรแกรม MATLAB

รูปที่ 6.16 ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน v และกระแส i แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี

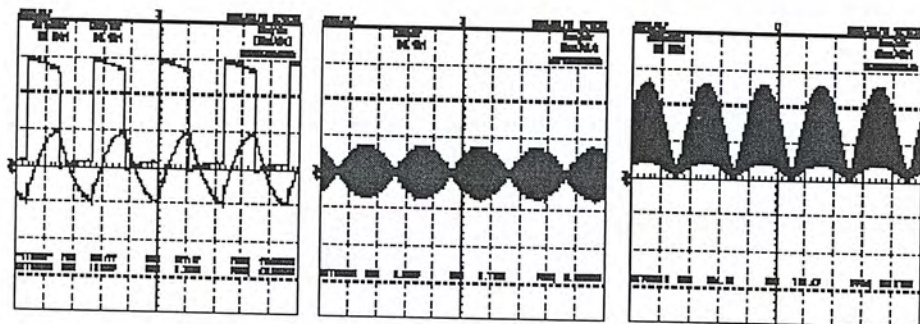


30KHz

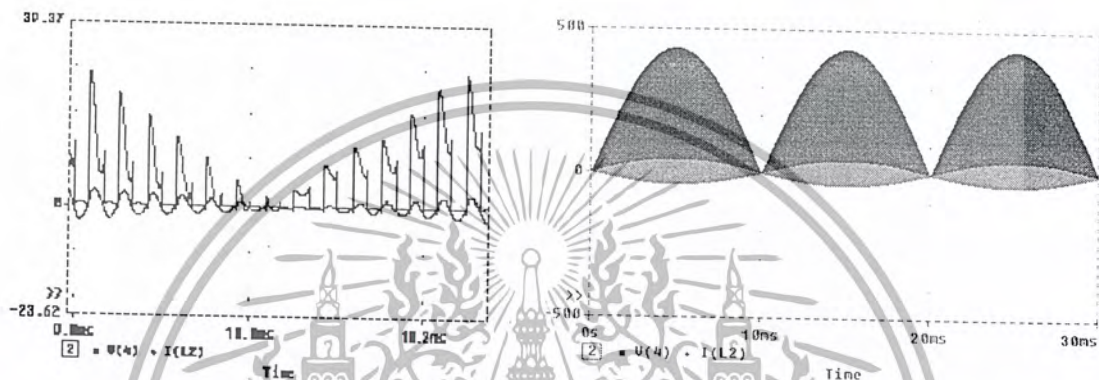


35KHz

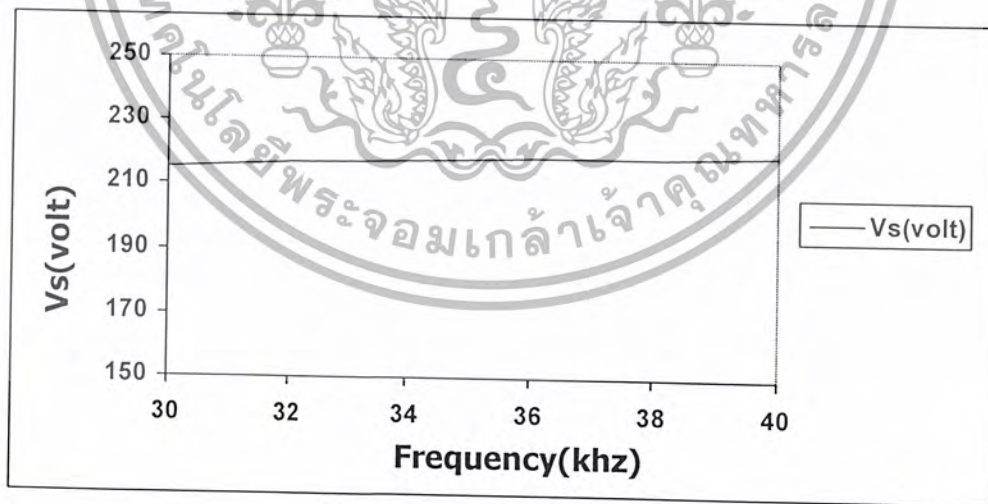
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



40KHz

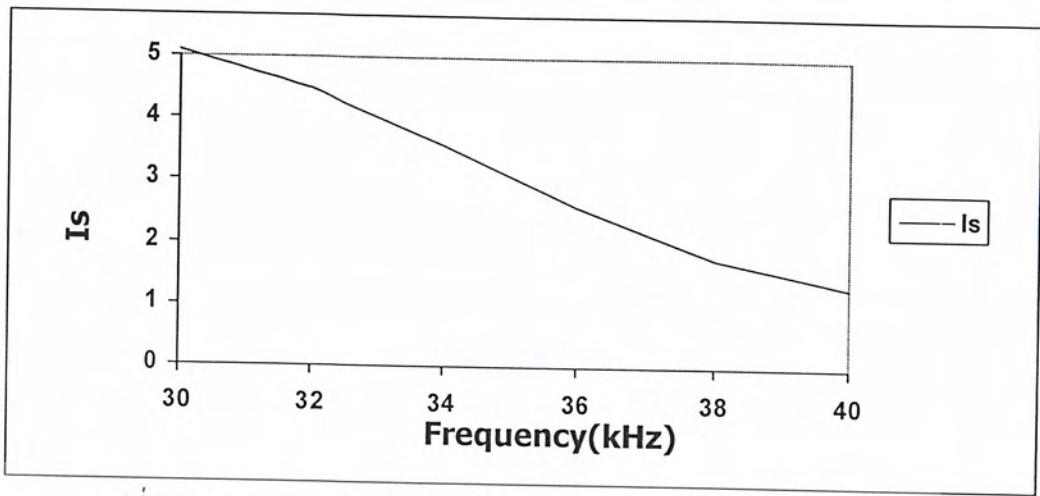


รูปที่ 6.17 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ v_{s2} และกระแสไหลตจ i_L จากการทดลองและทฤษฎี

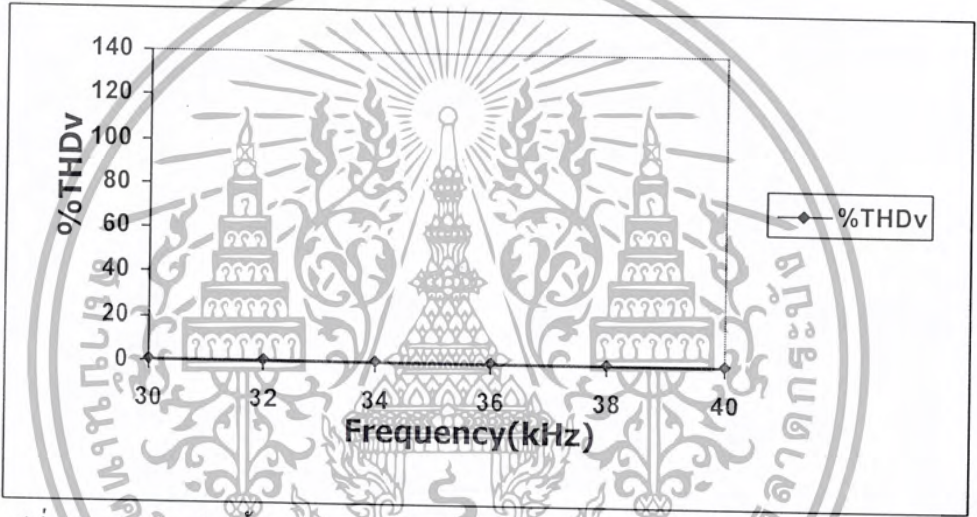


รูปที่ 6.18 แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (V_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

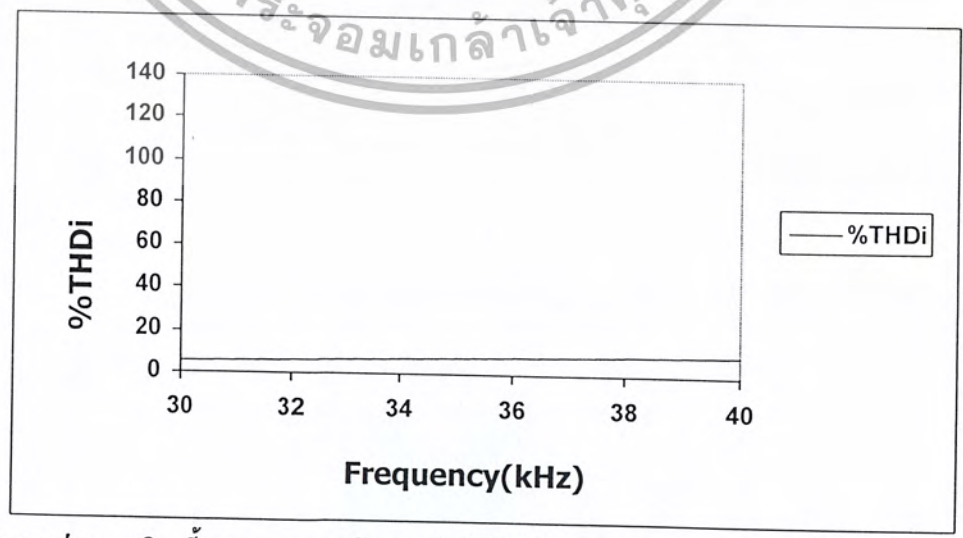
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.19 กระแสต้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (I_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

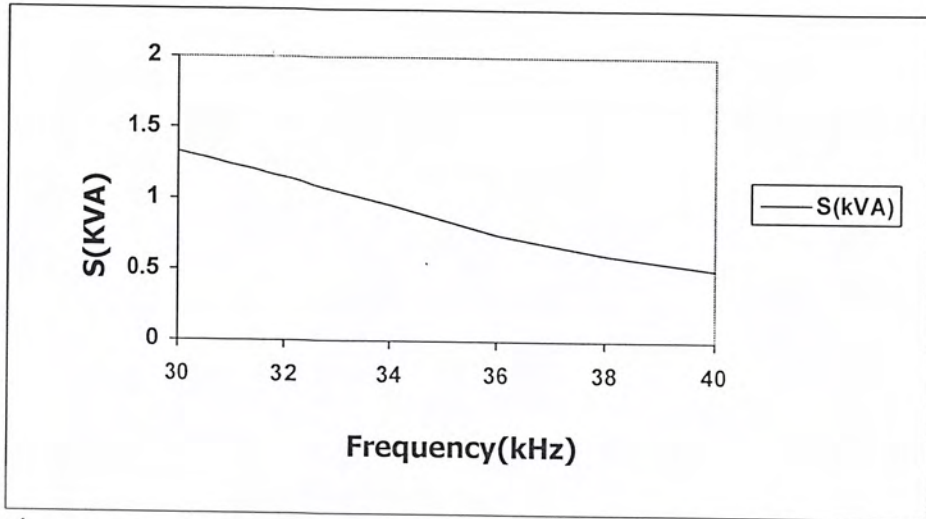


รูปที่ 6.20 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันต้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (%THDv) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

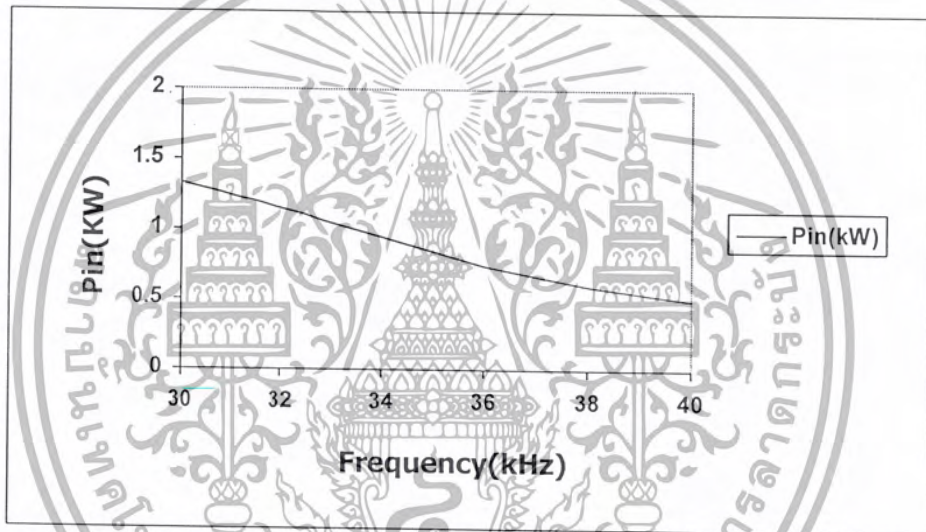


รูปที่ 6.21 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสต้านแหล่งจ่ายไฟฟ้า (%THDi) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

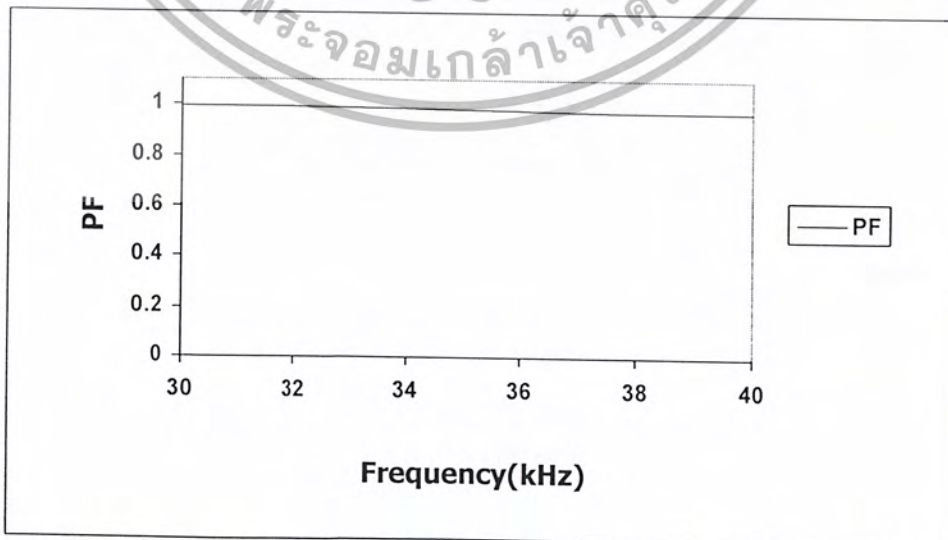
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.22 กำลังไฟฟ้าอินพุตปรากฏผ่านแหล่งจ่ายกรไฟฟ้า (S) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

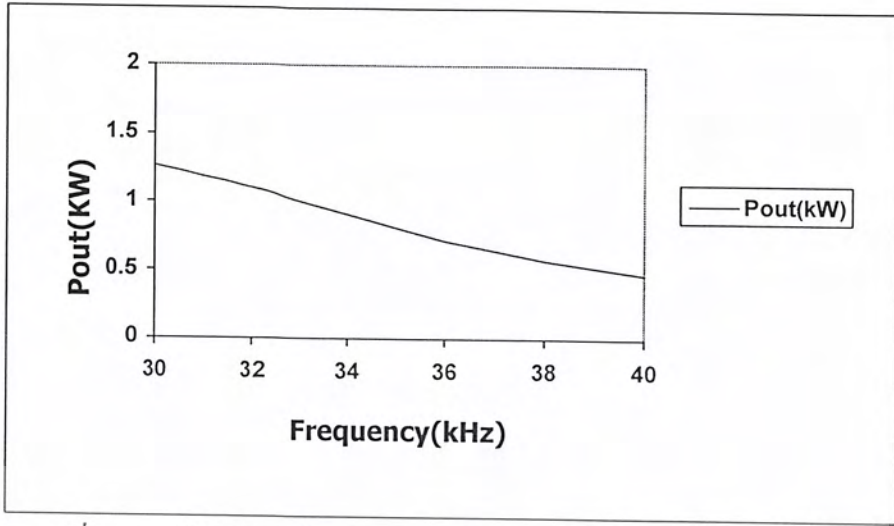


รูปที่ 6.23 กำลังไฟฟ้าอินพุตด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (P_{in}) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่

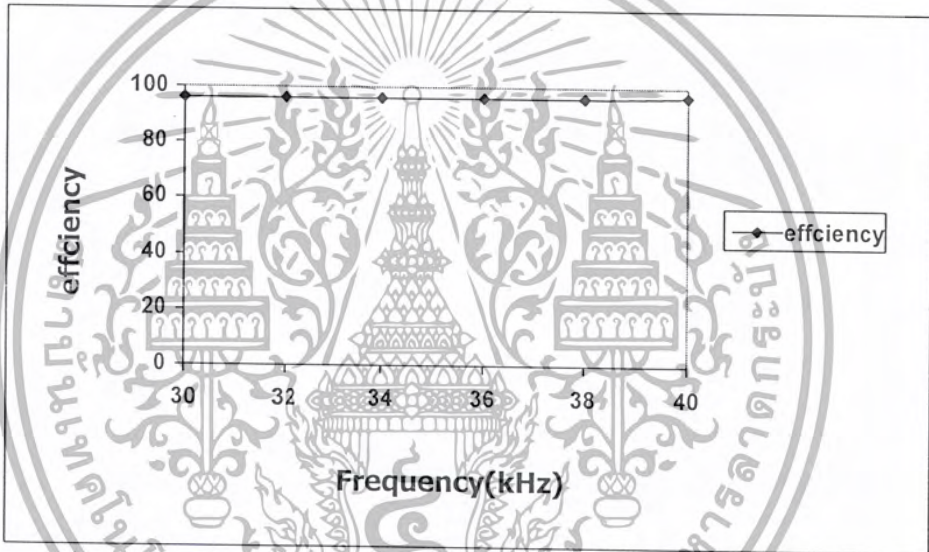


รูปที่ 6.24 เพาเวอร์แฟคเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (PF) ขณะปรับเปลี่ยนความถี่

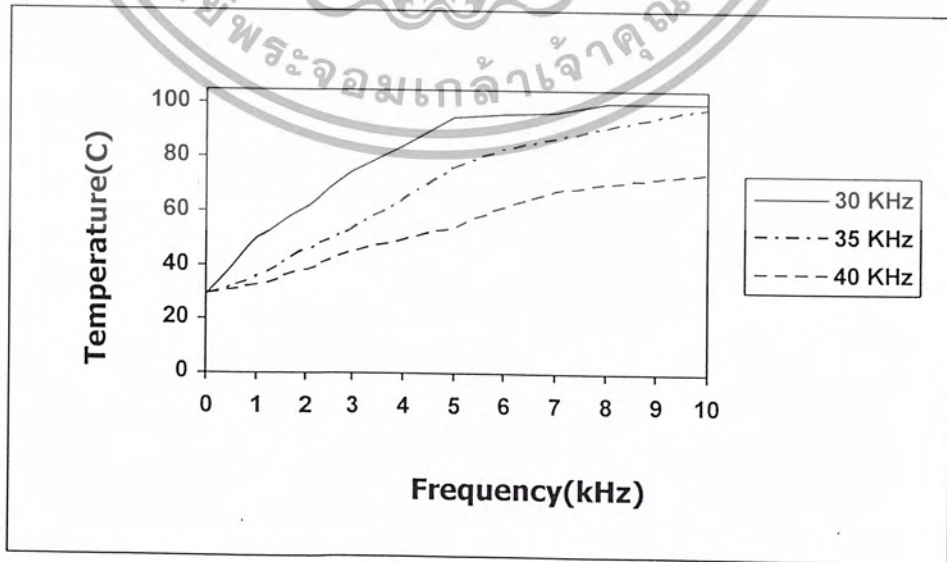
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.25 กำลังไฟฟ้านอกที่พลาสมาอินเวอร์เตอร์ (P_{out}) ขณะปรับเปลี่ยนความถี่

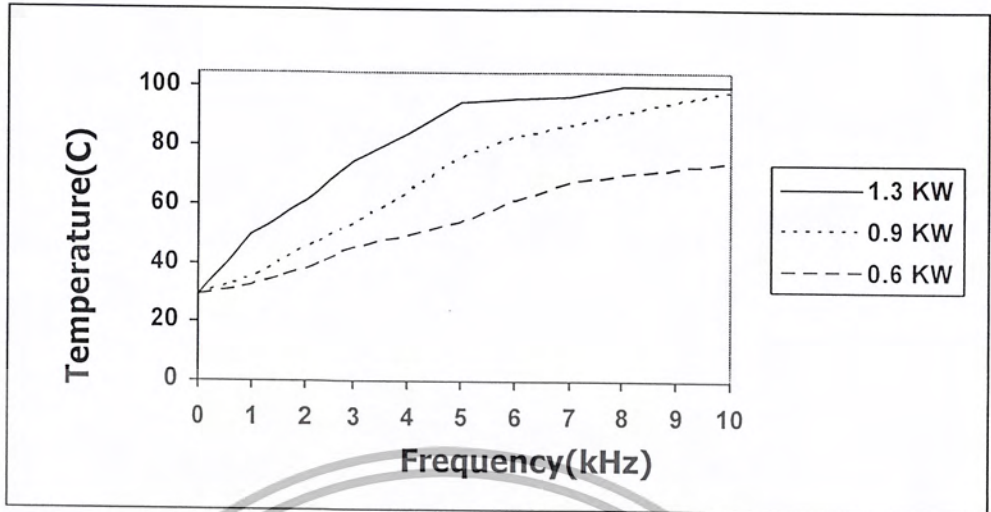


รูปที่ 6.26 ประสิทธิภาพ เรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์ ขณะปรับเปลี่ยนความถี่

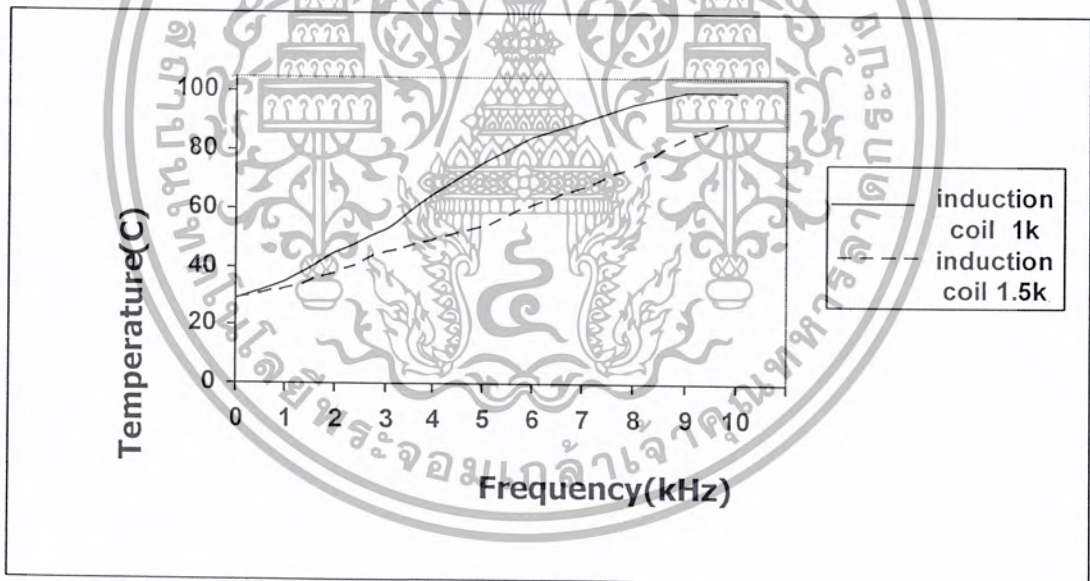


รูปที่ 6.27 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร ขณะปรับเปลี่ยนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.28 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร เมื่อปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 6.29 เปรียบเทียบอุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตรของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำกับเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อนที่กำลังวัตต์เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงที่แรงดันดีซีคิงที่และไม่คิงที่ ที่ความถี่ 30 kHz

	ที่แรงดันดีซีคิงที่	ที่แรงดันดีซีไม่คิงที่
Vs (V)	220	220
Is (A)	10.18	5.1
THDv (%)	1.94	1.09
THDi (%)	132.27	5
S (kVA)	2231	1020
Pin (kW)	1339	1010
PF	0.6	0.99
Pout (kW)	1282	969.6
Rectifier-Inverter Efficiency (%)	95	96
Heating Time (min)	6	7

6.5 สรุป

หลักเกณฑ์ที่ใช้ในการออกแบบเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงจะมีขั้นตอนดังนี้

- 1) ในขั้นตอนการออกแบบเตาหุงต้มเหนียวนำ จึงจำเป็นต้องกำหนดขนาดของภาชนะหุงต้มและเวลาที่ใช้ในการหุงต้มเดือดก่อน จากนั้นจึงกำหนดปริมาณวัตต์ที่ต้องการใช้ในการหุงต้ม เพื่อให้ได้เวลาในการหุงต้มเดือดตามที่ต้องการตามลักษณะการใช้งาน
- 2) จากนั้นก็กำหนดจำนวนเส้นลวดตีเกลียว เพื่อให้ได้ปริมาณวัตต์ที่ต้องการ โดยที่มอสเฟตสามารถปรับปริมาณกระแสที่วัตต์นั้นได้
- 3) จากนั้นเลือกกระยะ Gap เพื่อให้ได้ขดลวดเหนียวนำสามารถระบายความร้อนได้ดี โดยให้กระแสให้อยู่ในพิคที่มอสเฟตทนได้
- 4) จากนั้นเลือกคาปาซิเตอร์เรโซแนนท์ เพื่อให้ได้ความถี่สวิตช์อยู่ในช่วงที่วงจรจับมอสเฟตสามารถทำงานได้และคาปาซิเตอร์มีขนาดใหญ่ ซึ่งจะทำให้เครื่องมีขนาดใหญ่ด้วย โดยจะ ต้องให้ความถี่ประมาณ 25 kHz ขึ้นไป ขณะเดียวกันก็ต้องไม่ให้ความถี่สูงมากนักจนทำให้กำลังวัตต์ที่ใช้ในการหุงต้มต่ำไปกว่าที่กำหนดไว้แต่แรก
- 5) ในสภาวะแรงดันดีซีคิงที่จะให้เพาเวอร์มากกว่าแรงดันดีซีไม่คิงที่เนื่องจากค่าแรงดันที่ดีซีคิงที่ จะน้อยกว่า ถ้าต้องการให้เพาเวอร์ที่สูงจะต้องออกแบบตามขั้นตอนข้างต้นที่กล่าวมา

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากผลการคำนวณและทดลองเกี่ยวกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยการปรับความถี่สามารถสรุปประเด็นสำคัญต่างๆได้ดังนี้

1) เตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะใช้กับภาชนะที่ทำด้วยสาร Ferro-magnetic เนื่องจากมีค่าสภาพความต้านทาน (Resistivity) ρ และค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ (Relative permeability) μ_r สูง ทำให้ชุดขดลวดเหนี่ยวนำพร้อมภาชนะหุงต้มสามารถรับแรงดันที่มีการป้อนตรงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 220 V ผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ได้โดยตรง โดยมีกระแสค่าจำกัดตามพิกัดที่ได้ออกแบบที่แรงดันคิซีคิงที่ประมาณ 10 A และแรงดันคิซีคิงไม่คงที่ ประมาณ 10A

2) จากการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าด้านอินพุท ได้เริ่มต้นคำนวณลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า จากนั้นได้ไปคำนวณหาค่าคุณสมบัติต่างๆ ทางไฟฟ้า ด้านแหล่งจ่าย เช่น กำลังไฟฟ้อินพุท (Pin) และเฟาเวอแฟกเตอร์(PF) ด้านแหล่งจ่ายเป็นต้น พร้อมทั้งทำการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันคิซีคิงที่และไม่คงที่อีกด้วย

3) ในทำนองเดียวกับข้อ 2 ทางด้านเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ก็ได้ทำการคำนวณหาลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ โดยใช้หลักการของเรวินิน เพื่อช่วยในการวิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น จากนั้นได้นำคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้นี้ไปทำการคำนวณหาค่าคุณสมบัติต่างๆ ทางไฟฟ้าด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ เช่น กำลังไฟฟ้เอาต์พุท(Pout) และประสิทธิภาพ (η) ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำเป็นต้น เมื่อนำค่าเหล่านี้ไปเทียบกับผลการทดลองปรากฏว่าได้ค่าใกล้เคียงกัน

4) ในการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ จะเริ่มต้นจากการกำหนดขนาดของภาชนะหุงต้มให้เหมาะสมกับการใช้งานและช่วงเวลาของการหุงต้มเดือด จากนั้นจึงทำการคำนวณและทดสอบหาปริมาณกำลังไฟฟ้ที่เหมาะสม เพื่อใช้ในการหุงต้มขนาดดังกล่าวให้สามารถหุงต้มเดือดได้ภายในช่วงเวลาตามที่กำหนด จากนั้นจะเป็นขั้นตอนการกำหนด จำนวนเส้นลวดตีเกลียวของขดลวดเหนี่ยวนำ ระยะ Gap ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำและตัวภาชนะหุงต้ม และความถี่สวิทซ์ที่ใช้

5) เตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่พัฒนาและสามารถสร้างขึ้นเพื่อใช้งานวิจัยนี้ เมื่อทำการทดสอบเปรียบเทียบกับเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดทั่วไปภายใต้เงื่อนไขกำลังไฟฟ้เท่ากัน ปรากฏว่าสามารถหุงต้มเดือดได้เร็วกว่าเตาตัว โดยใช้เวลา 6 นาที และ 10 นาทีตามลำดับ ที่ปริมาณน้ำ 1 ลิตร และกำลังไฟฟ้ 1500 วัตต์เท่ากัน

6) จากการวิเคราะห์แรงดันคิซีคิงที่และไม่คงที่จะพบว่า สิ่งที่แตกต่างกันคือ %THDi และเฟาเวอแฟกเตอร์ทางแรงดันคิซีคิงไม่คงที่จะมีสัญญาณที่ดึกว่า แต่พิกัดกำลังไฟฟ้จะต่ำกว่าแรงดันคิซีคิงที่ ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยปรับพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ระยะ Gap คาปาซิเตอร์เรโซแนนท์ และจำนวนตีเกลียวของเส้นลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

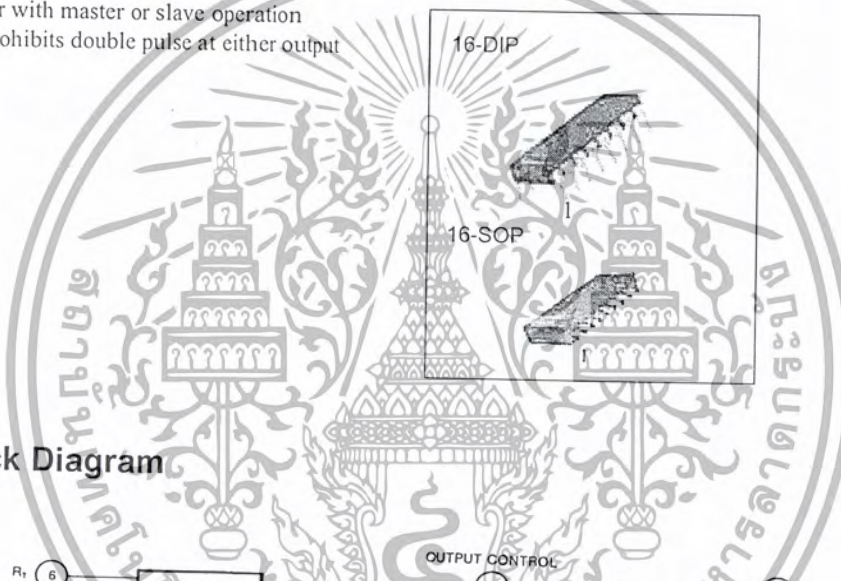
SMPS Controller

Features

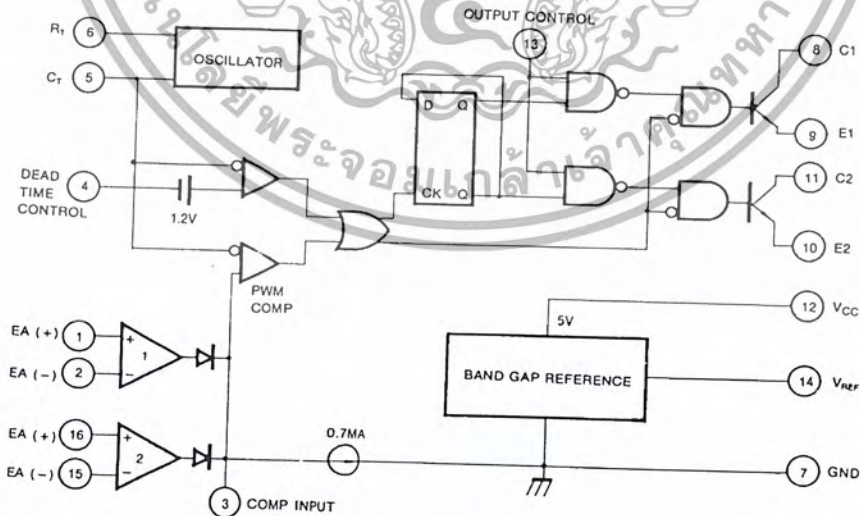
- Internal regulator provides a stable 5V reference supply trimmed to 5%
- Uncommitted output TR for 200mA sink or source current
- Output control for push-pull or single-ended operation
- Variable duty cycle by dead time control (pin 4) Complete PWM control circuit
- On-chip oscillator with master or slave operation
- Internal circuit prohibits double pulse at either output

Description

The TL494 is used for the control circuit of the PWM switching regulator. The TL494 consists of 5V reference voltage circuit, two error amplifiers, flip flop, an output control circuit, a PWM comparator, a dead time comparator and an oscillator. This device can be operated in the switching frequency of 1 KHz to 300 KHz.



Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	42	V
Collector Supply Voltage	V _C	42	V
Output Current	I _O	250	mA
Amplifier Input Voltage	V _{IN}	V _{CC} + 0.3	V
Power Dissipation (T _A = 25°C)	P _D	1 (TL494CN) 0.9 (TL494CD)	W
Operating Temperature Range	T _{OPR}	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 ~ + 150	°C



Electrical Characteristics

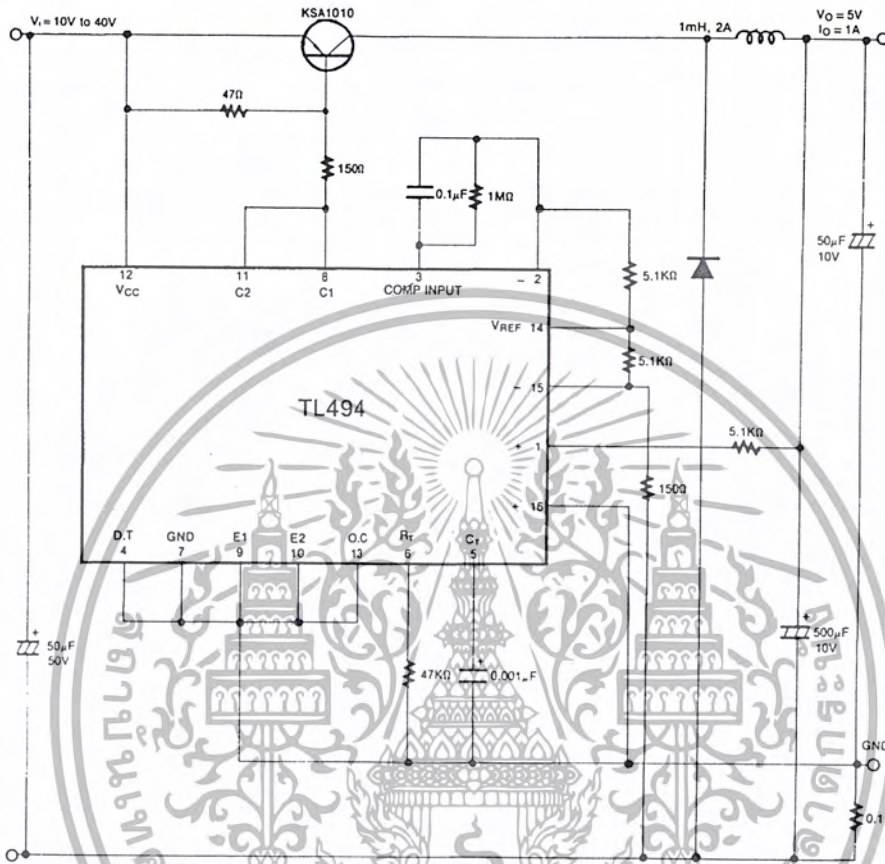
($V_{CC} = 20V$, $f = 10KHz$, $T_A = 0^\circ C$ to $+70^\circ C$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
REFERENCE SECTION						
Reference Output Voltage	V_{REF}	$I_{REF} = 1mA$	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation	ΔV_{REF}	$V_{CC} = 7V$ to $40V$	-	2.0	25	mV
Temperature Coefficient of V_{REF}	$\Delta V_{REF}/\Delta T$	$T_A = 0^\circ C$ to $70^\circ C$	-	0.01	0.03	%/ $^\circ C$
Load Regulation	ΔV_{REF}	$I_{REF} = 1mA$ to $10mA$	-	1.0	15	mV
Short-Circuit Output Current	I_{SC}	$V_{REF} = 0V$	10	35	50	mA
OSCILLATOR SECTION						
Oscillation Frequency	f	$C_T = 0.01\mu F$, $R_T = 12K\Omega$	-	10	-	KHz
Frequency Change with Temperature	$\Delta f/\Delta T$	$C_T = 0.01\mu F$, $R_T = 12K\Omega$	-	-	2	%
DEAD TIME CONTROL SECTION						
Input Bias Current	I_{BIAS}	$V_{CC} = 15V$, $0V \leq V_4 \leq 5.25V$	-	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle	$D(MAX)$	$V_{CC} = 15V$, $V_4 = 0V$ $O.C Pin = V_{REF}$	45	-	-	%
Input Threshold Voltage	V_{ITH}	Zero Duty Cycle	-	3.0	3.3	V
		Max. Duty Cycle	0	-	-	
ERROR AMP SECTION						
Input Offset Voltage	V_{IO}	$V_3 = 2.5V$	-	2.0	10	mV
Input Offset Current	I_{IO}	$V_3 = 2.5V$	-	25	250	mA
Input Bias Current	I_{BIAS}	$V_3 = 2.5V$	-	0.2	1.0	μA
Common Mode Input Voltage	V_{CM}	$7V \leq V_{CC} \leq 40V$	-0.3	-	V_{CC}	V
Open-Loop Voltage Gain	G_{VO}	$0.5V \leq V_3 \leq 3.5V$	70	95	-	dB
Unit-Gain Bandwidth	BW	-	-	650	-	KHz
PWM COMPARATOR SECTION						
Input Threshold Voltage	V_{ITH}	Zero Duty Cycle	-	4	4.5	V
Input Sink Current	I_{SINK}	$V_3 = 0.7V$	-0.3	-0.7	-	mV
OUTPUT SECTION						
Output Saturation Voltage Common Emitter	$V_{CE(SAT)}$	$V_E = 0$, $I_C = 200mA$	-	1.1	1.3	V
Common Collector	$V_{CC(SAT)}$	$V_C = 15V$, $I_E = -200mA$	-	1.5	2.5	
Collector Off-State Current	$I_C(OFF)$	$V_{CC} = 40V$, $V_{CE} = 40V$	-	2	100	μA
Emitter Off-State Current	$I_E(OFF)$	$V_{CC} = V_C = 40V$, $V_E = 0$	-	-	-100	
TOTAL DEVICE						
Supply Current	I_{CC}	$Pin 6 = V_{REF}$, $V_{CC} = 15V$	-	6	10	mA
OUTPUT SWITCHING CHARACTERISTIC						
Rise Time	t_R	-	-	-	-	-
Common Emitter	-	-	-	100	200	ns
Common Collector	-	-	-	100	200	
Fall Time	t_F	-	-	-	-	-
Common Emitter	-	-	-	25	100	ns
Common Collector	-	-	-	40	100	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Application

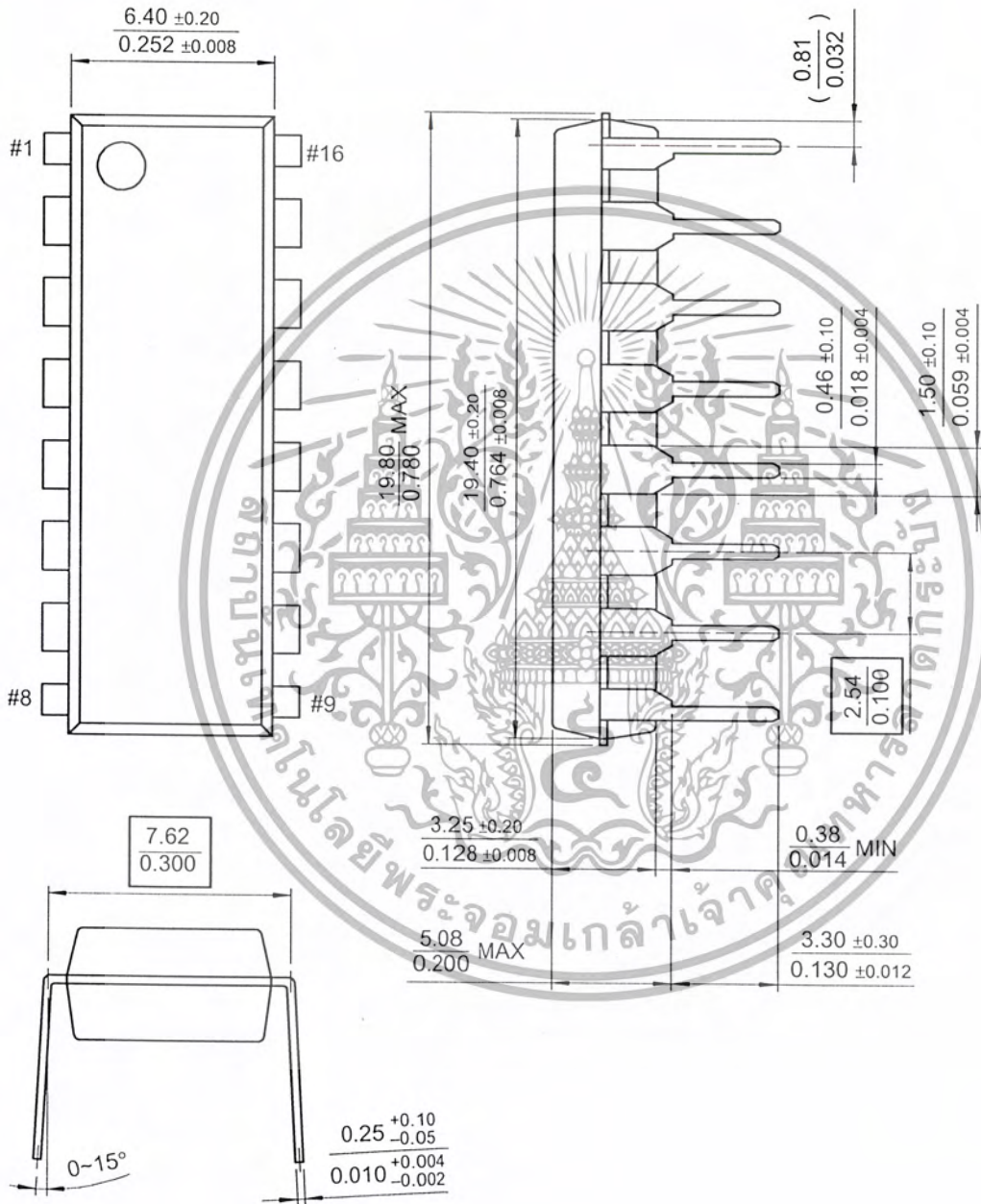
Pulse Width Modulated Step-down Converter



Mechanical Dimensions

Package

16-DIP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นการค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ordering Information

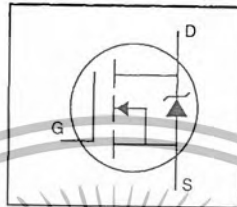
Product Number	Package	Operating Temperature
TL494CN	16 DIP	0 ~ + 70°C
TL494CD	16 SOP	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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

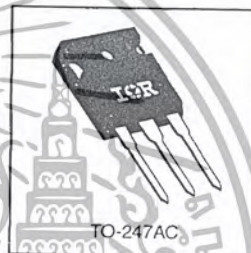


$V_{DSS} = 500V$
 $R_{DS(on)} = 0.27\Omega$
 $I_D = 20A$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$ Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$ Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	13	
I_{DM} Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$ Power Dissipation	280	W
Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS} Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS} Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR} Avalanche Current ③	20	A
E_{AR} Repetitive Avalanche Energy ④	28	mJ
dv/dt Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	3.5	V/ns
T_J Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

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

IRFP460



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

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	500	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	—	—	0.27	Ω	V _{GS} =10V, I _D =12A ②
V _{GS(th)}	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	13	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =12A ②
I _{DSS}	—	—	25	μA	V _{DS} =500V, V _{GS} =0V
I _{GSS}	—	—	100	nA	V _{DS} =400V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
Q _g	—	—	210	nC	V _{GS} =20V
Q _{gs}	—	—	29	nC	V _{DS} =400V
Q _{gd}	—	—	110	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ③
t _{d(on)}	—	18	—	ns	V _{DD} =250V
t _r	—	59	—	ns	I _D =20A
t _{d(off)}	—	110	—	ns	R _G =4.3Ω
t _f	—	58	—	ns	R _D =13Ω See Figure 10 ④
L _D	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	—	13	—	nH	
C _{iss}	—	4200	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	—	870	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	—	350	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	—	—	80	A	
V _{SD}	—	—	1.8	V	T _J =25°C, I _S =20A, V _{GS} =0V ③
t _{rr}	—	570	860	ns	T _J =25°C, I _F =20A
Q _{rr}	—	5.7	8.6	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	—	—	—	ns	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)

Notes:

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

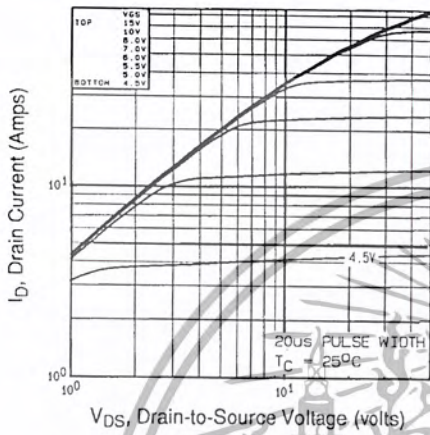


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

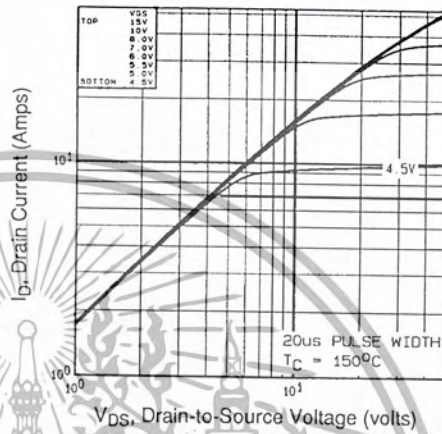


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

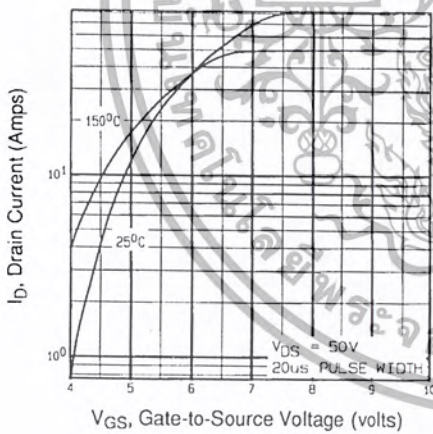


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

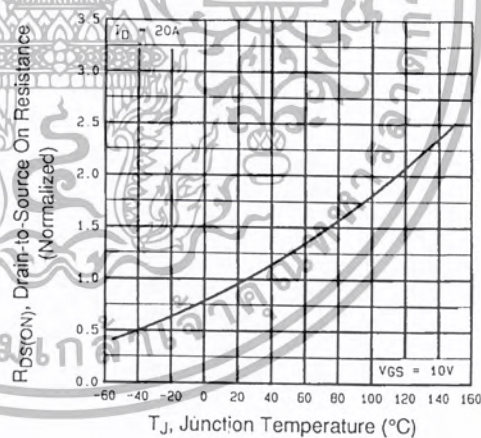


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

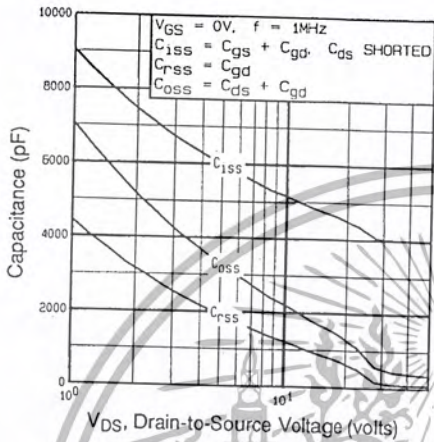


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

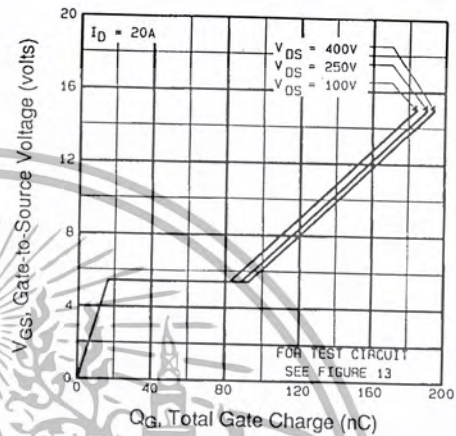


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

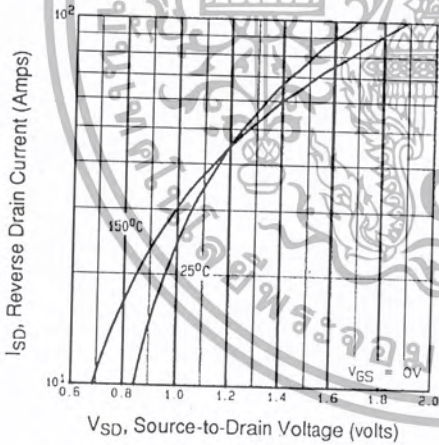


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

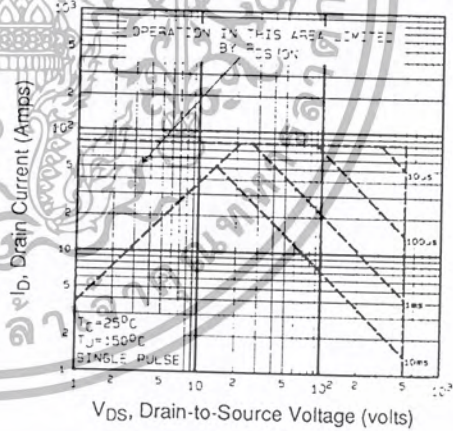


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

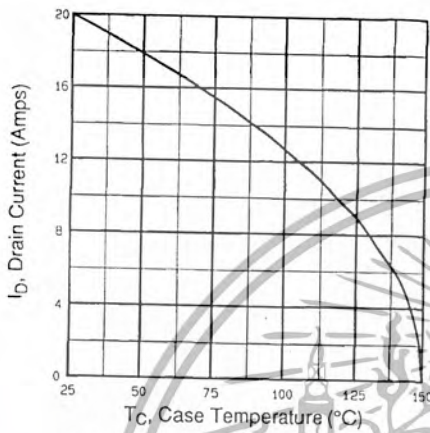


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

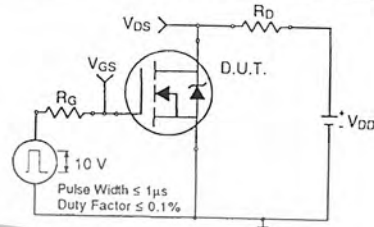


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

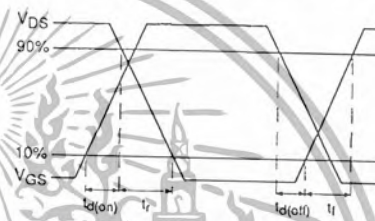


Fig 10b. Switching Time Waveforms

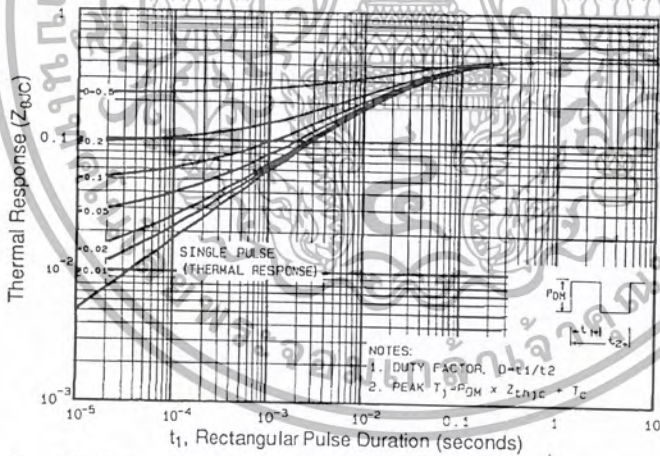


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

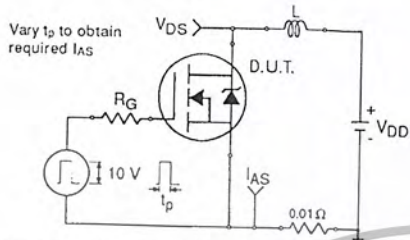


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

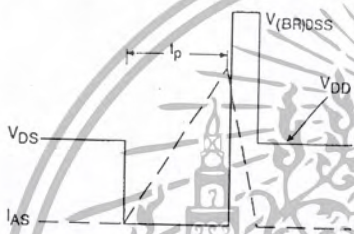


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

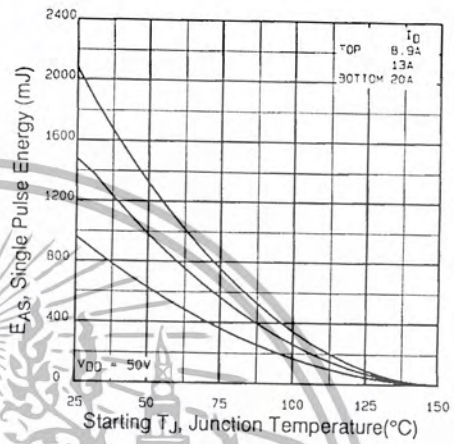


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

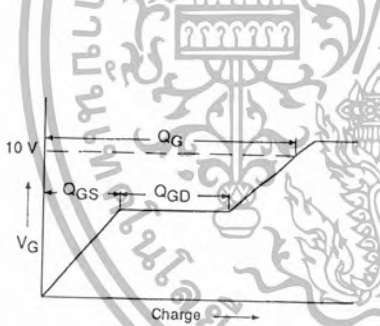


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

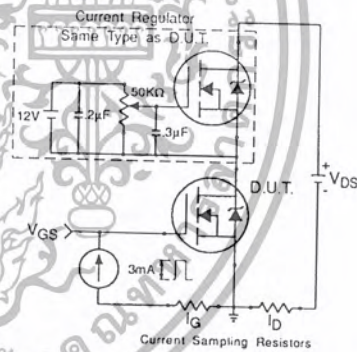


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

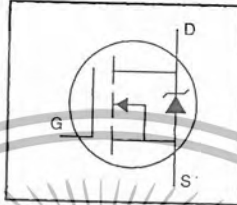
Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

HEXFET® Power MOSFET

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

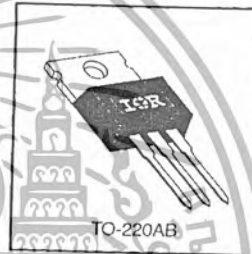


$V_{DSS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$
$I_D = 5.6A$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$ Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	5.6	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$ Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	4.0	
I_{DM} Pulsed Drain Current ①	20	W
$P_D @ T_C = 25^\circ C$ Power Dissipation	43	
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	
E_{AR} Repetitive Avalanche Energy ①	4.3	A
dv/dt Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	
T_J Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510



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

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	100	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	—	0.12	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	—	—	0.54	Ω	V _{GS} =10V, I _D =3.4A ①
V _{GS(th)}	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	1.3	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =3.4A ②
I _{DSS}	—	—	25	μA	V _{DS} =100V, V _{GS} =0V
I _{GSS}	—	—	100	nA	V _{DS} =80V, V _{GS} =0V, T _J =150°C
Q _g	—	—	8.3	nC	V _{GS} =-20V
Q _{gs}	—	—	2.3	nC	V _{DS} =80V
Q _{gd}	—	—	3.8	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	—	6.9	—	ns	V _{DD} =50V
t _r	—	16	—	ns	I _D =5.6A
t _{d(off)}	—	15	—	ns	R _G =24Ω
t _f	—	9.4	—	ns	R _D =8.4Ω See Figure 10 ④
L _D	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	—	7.5	—	nH	
C _{iss}	—	180	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	—	81	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	—	15	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

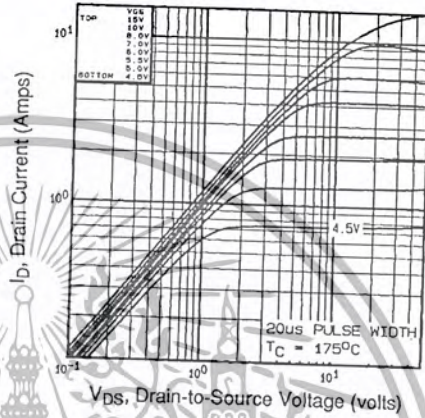
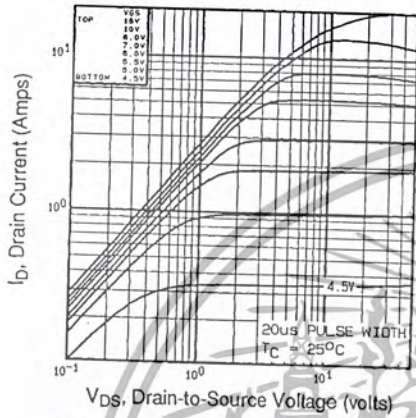
Source-Drain Ratings and Characteristics

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

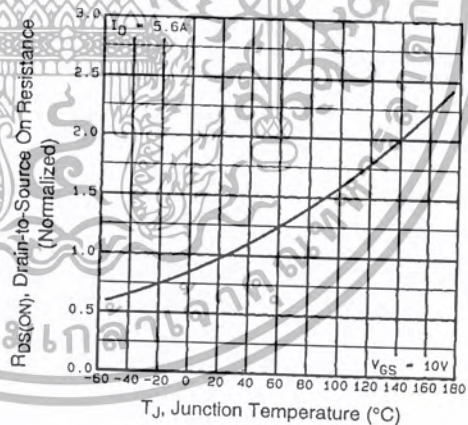
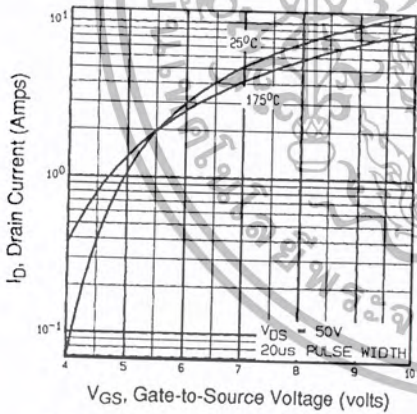
Notes:

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



DATA SHEETS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

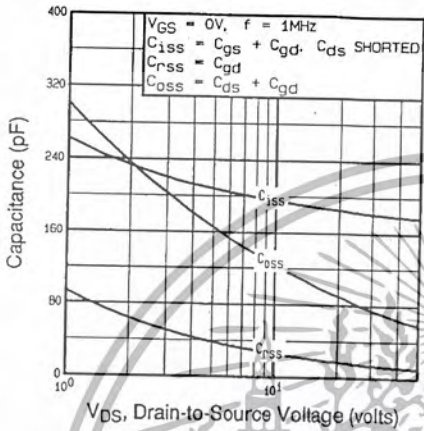


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

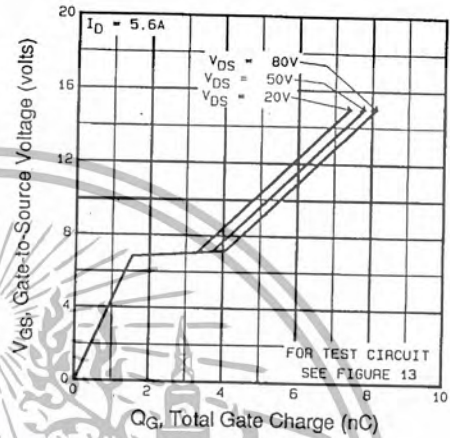


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

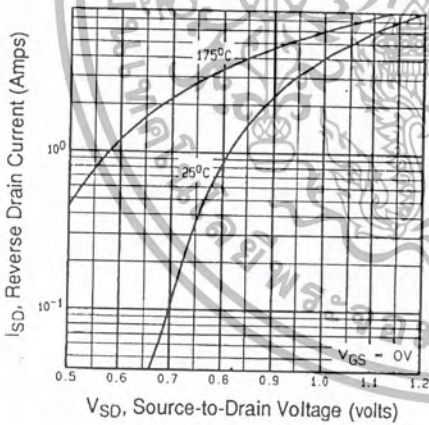


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

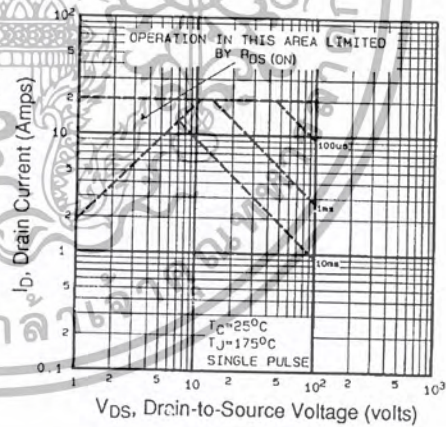


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

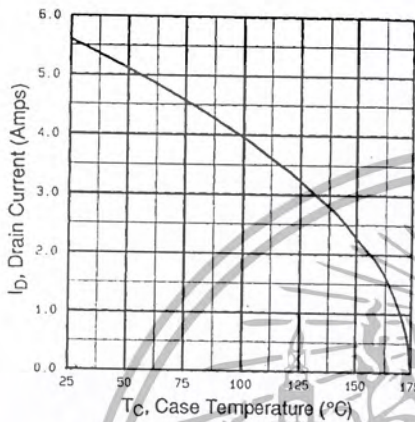


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

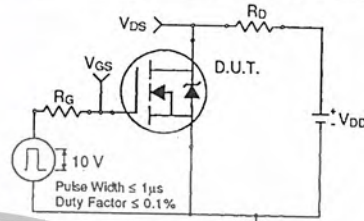


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

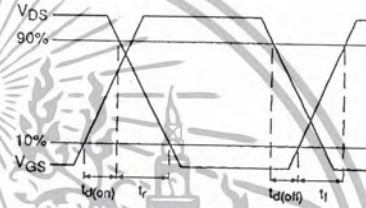


Fig 10b. Switching Time Waveforms

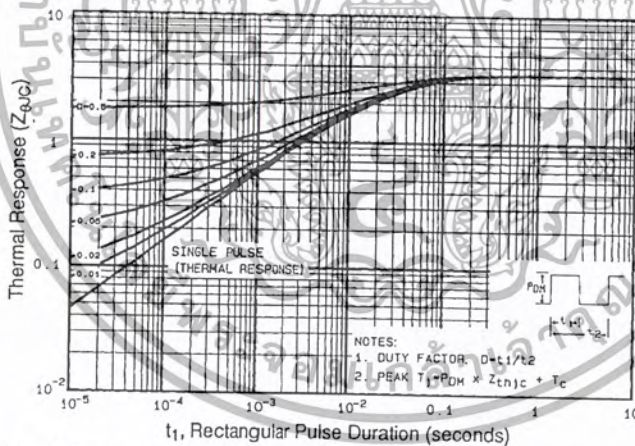


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

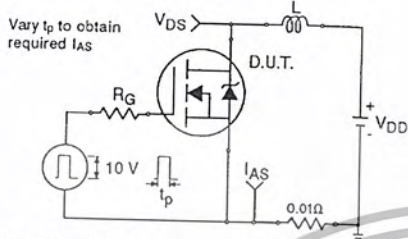


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

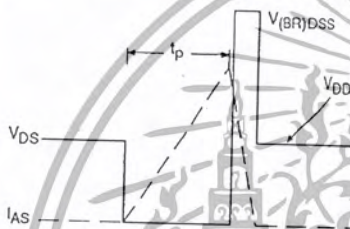


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

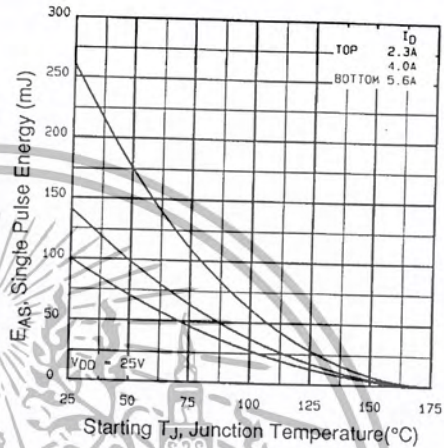


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

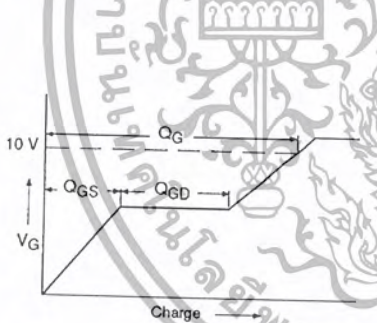


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

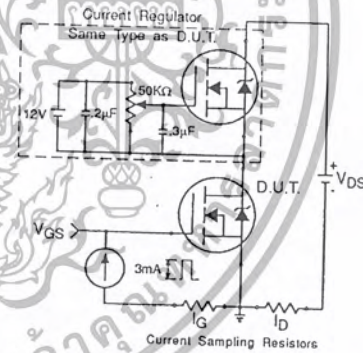


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

International
IR Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] M.K.Koertzen, J.V.Wyk and J.A. Ferreira “Investigating the Influence of Material Proper On the Efficiency of Induction Heating Load Transformer Us FEM Simulation” IEEE-PESC Conf.Rec.,1995. pp. 868-873.
- [2] T.tanaka, “A New Induction Cooking Range for Heating and Kind Metal Vessels”, IEEE Tran.Consumer Electronic, Vol.35, No.3, 1989. pp. 636-641.
- [3] M. K. Kazimierczuk “Class D voltage-switch MOSFET power a amplifier” IEE Paoc..Vol. 138, No.6 ,1991.pp.285-296.
- [4] P.Viriya , S.Sittichok and K.Matsuse “Analysis of High-Frequency Induction Cooker with Variable Frequency Power Control” PCC-OSAKA Conf.Rec ,2002.
- [5] 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.
- [6] B.K. Lee, J.W.Jung, B.S.Suh, and D.S. Hyun, “A New Haif-bridge Inverter Topology with Actve Auxiliary Resonant Circuit Using Insulated Gate Bipolar Transistors for Induction Heating Application’ IEEE-PESC Conf. Recf.,1997.pp.1232-1237.
- [7] J.Davies and P.Simpson “Induction Heating Handbook” Mograw-Hill:London,1979.
- [8] E.J.Dedel, V.Esteve, J.V. Gonzalez, J. Garcia, L.Lapiedra and M.fernandez “design of Seris Resonant Converter or Induction Heating” IEEE - PESCC Conf REC ..1991.pp.1384-1387

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้