

การวิเคราะห์ที่เสถียรที่มีพื่นี่ยวนำความถี่สูงขพิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่

ANALYSIS OF HIGH FREQUENCY INDUCTION COOKER
WITH VARIABLE FREQUENCY

สิทธิโชค สินรัตน์
SITTICHOK SINRAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-675-6

การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่

ANALYSIS OF HIGH FREQUENCY INDUCTION COOKER
WITH VARIABLE FREQUENCY



สิทธิโชค สินรัตน์

SITTICHOK SINRAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2545

ISBN 974-648-675-6

**ANALYSIS OF HIGH FREQUENCY INDUCTION COOKER
WITH VARIABLE FREQUENCY**

SITTICHOK SINRAT

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2002
ISBN 974-648-675-6**

COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่
นักศึกษา	นายสิทธิโชค สีนรัตน์
รหัสประจำตัว	43061125
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2545
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งมีการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่ โดยใช้ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม โดยจะแบ่งรายละเอียดออกเป็นบทๆ ในส่วนแรกจะกล่าวถึงหลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยมีโพลเป็นชุดขดลวดเหนี่ยวนำพร้อมภาชนะหุงต้ม และหลักการคำนวณหาจรรยาสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำพร้อมภาชนะหุงต้ม ซึ่งจะอยู่ในบทที่ 2 จากนั้นจะเป็นการเปรียบเทียบวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 2 ลักษณะ และการวิเคราะห์หาคุณสมบัติทางไฟฟ้าด้านอินพุทและเอาต์พุทของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ โดยใช้โปรแกรม MATLAB พร้อมกับการเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวไว้ในบทที่ 3 และ 4 ส่วนในบทที่ 5 และ 6 จะเป็นการคำนวณวิเคราะห์หาลักษณะการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนท์เมื่อมีการปรับเปลี่ยนความถี่ จากนั้นจะเป็นหลักการคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่าของโพลเรโซแนนท์อนุกรมซึ่งสามารถนำไปใช้ในการคำนวณวิเคราะห์หาลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ เพื่อนำไปคำนวณหาค่าคุณสมบัติต่างๆ ทางไฟฟ้าต่อไป พร้อมกับการเปรียบเทียบกับผลการทดสอบเพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องทางทฤษฎี โดยจะทำการทดสอบในช่วงกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 0.5-2 กิโลวัตต์ และความถี่ในช่วง 30-40 กิโลเฮิรตซ์ เตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นเพื่อใช้ในการงานวิจัยนี้ สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดได้ 2 กิโลวัตต์ ที่ความถี่ 30 กิโลเฮิรตซ์ และสามารถหุงต้มน้ำ 1 ลิตร ให้เดือดได้ภายในเวลา 3.5 นาที ขณะที่เตาหุงต้มแบบขดลวดความร้อนทั่วไปจะใช้เวลามากกว่าประมาณเท่าตัว

Thesis Title	Analysis of High Frequency Induction Cooker with Variable Frequency
Student	Mr. Sittichok Sinrat
Student ID	43061125
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr.Viriya Pichetjamroen

ABSTRACT

This thesis presents an analysis of high frequency induction cooker with variable-frequency power control , using a half-bridge series resonant inverter. The details are divided into various chapters. The principle of high-frequency induction heating with a load of induction coil with cooking vessel , and the principle of calculation for an equivalent circuit of the induction coil with the cooking vessel placed on it are first described in chapter 2. Then , the comparison of two types of half-bridge inverter circuit , and the analysis of electrical characteristics on the input and output sides of the induction cooker both theoretically and experimentally to verify the theoretical result using MATLAB are also performed in chapters 3 and 4. Chapters 5 and 6 concern the calculation of various resonant circuit parameters under a changing condition of switching frequency and then followed by the calculation of equivalent resistance and inductance of a series resonant load circuit which can be used to calculate various voltage and current waveforms which again can lead to the calculation of various electrical characteristics of the load circuit , the theoretical results of which are also verified by experiment which operates in the power range of 0.5-2 kW and switching frequency range of 30-40 kHz. The induction cooker developed for use in this research can deliver a maximum power of 2 kW at 30 kHz and can boil one litre of water within 3.5 minutes , while the boiling time becomes approximately twice for the conventional heater cooker.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินการศึกษาและวิจัยจาก รศ.ดร. วิริยะ พิเศษจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณพี่ๆ บริษัท APY ENGINEERING จำกัด ที่ให้คำแนะนำต่างๆ และขอขอบคุณคุณธรรมรงค์ วนาถฤทธิกุล และคุณอาฉัตร ถึงสาคร ที่ให้ความช่วยเหลือให้คำแนะนำทางด้านการเขียนโปรแกรมและปรับปรุงแก้ไขอุปกรณ์ ตลอดจนเพื่อนๆ และพี่ๆ ทุกคนที่ได้ช่วยเหลือทั้งแรงกายแรงใจจนงานวิจัยนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อเสนอ และคุณแม่ละออง สินรัตน์ ที่เป็นผู้สนับสนุนและให้กำลังใจตั้งแต่เริ่มต้นจนสำเร็จสมความตั้งใจ

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สิทธิโชค สินรัตน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา	4
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
บทที่ 2 ทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	5
2.1 บทนำ	5
2.2 พื้นฐานของการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง	5
2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน	11
2.3.1 โหลดเรโซแนนท์	11
2.3.2 อินเวเตอร์	13
2.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวเตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม	14
2.4 สรุป	19
บทที่ 3 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทและเอาต์ ของวงจรเรกติฟายเออร์ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ	20
3.1 บทนำ	20
3.2 การวิเคราะห์หาวงจรมูลของวงจรเรกติฟายเออร์ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ	20
3.3 การวิเคราะห์หาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทของวงจรเรกติฟายเออร์	22

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3.1 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า	22
3.3.2 การวิเคราะห์หาค่า R_s L_s และ V_d	25
3.3.3 การคำนวณหาค่า Percent Total Harmonic Distortion(%THD) และ Power factor(PF)	32
3.4 สรุป	36
บทที่ 4 การเลือกชนิดของฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม เพื่อใช้กับเตาหุงต้มความถี่สูง	37
4.1 บทนำ	37
4.2 การเปรียบเทียบวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมทั้ง 2 ลักษณะ	37
4.3 การวิเคราะห์ แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์	45
4.4 การวิเคราะห์เปรียบเทียบทั้งกรณีใช้ C และ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์	51
4.5 สรุป	53
บทที่ 5 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม	54
5.1 บทนำ	54
5.2 การวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนท์อนุกรม	54
5.3 การคำนวณหาความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่า	61
5.4 สรุป	63
บทที่ 6 การทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	64
6.1 บทนำ	64
6.2 ขั้นตอนการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ	64
6.4 การทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่	67
6.5 สรุป	77
บทที่ 7 สรุป	78
บรรณานุกรม	79
ภาคผนวก	80
ประวัติผู้เขียน	106

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆ ที่ใช้ภาชนะหุงต้มที่ความถี่ 20 kHz	10
2.2 การเปรียบเทียบข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน	12
2.3 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ใน วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน	13
6.1 ข้อกำหนดในการทดสอบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 24 cm. เมื่อตัวแปรต่างๆ มีการปรับเปลี่ยนไป	64
6.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ค่าพิกัด	76

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การเปรียบเทียบเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อนและเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	2
2.1 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	5
2.2 วงจรเทียบเท่าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม	6
2.3 อิมพีแดนซ์เทียบเท่าของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม	6
2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของภาชนะหุงต้ม	9
2.5 เส้นกราฟแสดงการหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของภาชนะหุงต้มจากรายที่ 2.1	10
2.6 บล็อกไดอะแกรมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	11
2.7 วงจรอินเวอเตอร์เรโซแนนซ์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์	14
2.8 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอเตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์	14
2.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ที่ความถี่สวิตช์ต่างๆ	15
2.10 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ที่ความถี่สวิตช์ต่างๆ	15
2.11 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ	16
2.12 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ	16
2.13 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตอินเวอเตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ	18
2.14 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ	18
3.1 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินินของวงจรเรกติฟายเออร์ในโหมด 1 และ 2 ของแรงดันการไฟฟ้า 1 ไซเคิล	21
3.2 วงจรเทียบเท่าเรวินินของวงจรเรกติฟายเออร์	23
3.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์	23
3.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า	23
3.5 โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการหาค่า R_s และ L_s ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า	26
3.6 โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการหาค่า V_d เอาต์เรกติฟายเออร์	27
3.7 กระแส $I_{s,peak}$ และ $\alpha - \beta$ เมื่อ L_s คงที่เท่ากับ 0.4 mH และให้ความต้านทาน R_s เปลี่ยนแปลงจาก 0.1- 1 โอห์ม	28
3.8 กระแส $I_{s,peak}$ และ $\alpha - \beta$ เมื่อ R_s คงที่เท่ากับ 0.4 โอห์ม และให้อินดักแตนซ์ L_s เปลี่ยนแปลงจาก 0.1- 1 mH	28
3.9 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อ L_s คงที่เท่ากับ 0.4 mH	29

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 ลักษณะคลื่นแรงดัน และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อ R_s คงที่เท่ากับ 0.4 โอห์ม	29
3.11 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี ..	30
3.12 ลักษณะสเปกตรัมของแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 3.11	31
3.13 แรงดันเอาต์พุตเรกติฟายเออร์ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	34
3.14 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสต้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	34
3.15 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันต้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	34
3.16 กำลังไฟฟ้าอินพุต เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	35
3.17 กำลังไฟฟ้าอินพุตปรากฏ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	35
3.18 เพาเวอร์แฟกเตอร์ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง	35
4.1 วงจรฮาร์โมนิกอินเวอเตอร์กรณีใช้ C และกรณีที่ใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์ ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ	37
4.2 วงจรฮาร์โมนิกอินเวอเตอร์กรณีใช้ C และ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์	37
4.3 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์เมื่อ $f_s > f_o$	38
4.4 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์เมื่อ $f_s = f_o$	39
4.5 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์เมื่อ $f_s > f_o$	40
4.6 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์เมื่อ $f_s = f_o$	41
4.7 วงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์	44
4.8 วงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์	44
4.9 ลักษณะคลื่นแรงดันตามจุดต่างๆ กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์	48
4.10 ลักษณะคลื่นแรงดันตามจุดต่างๆ กรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์	49
4.11 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 : V_{S2} และกระแสโหลด : i_L	49
4.12 เปรียบเทียบสเปกตรัมของแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 และกระแสโหลดที่ได้ การทดลองและทฤษฎี	50
4.13 รูปคลื่นกระแสโหลดอินพุตอินเวอเตอร์	51
5.1 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	54
5.2 วงจรฮาร์โมนิกอินเวอเตอร์และรูปคลื่นแรงดันและกระแส เมื่อ $f_s > f_o$	56
5.3 normalized อินพุตอิมพีแดนซ์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ	59
5.4 มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส θ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ	59

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 normalized กระแสโหลดเรโซแนนท์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ	60
5.6 normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ	60
5.7 รูปความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสโหลดวงจรเรโซแนนท์อนุกรม	61
5.8 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันคร่อมสวิตช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_L	62
6.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าเมื่อจำนวนเส้นลวดตีเกลียวเปลี่ยนแปลง(Gap 5 mm.)	65
6.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าเมื่อระยะ Gap เปลี่ยนแปลง	65
6.3 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าเมื่อคาปาซิเตอร์เรโซแนนท์เปลี่ยนแปลง(Gap 5 mm.)	65
6.4 เตาหุงต้มเหนี่ยวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่	66
6.5 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี	68
6.6 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_L จากการทดลองและทฤษฎี	68
6.7 แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(V_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	69
6.8 กระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(I_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	69
6.9 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(%THDv) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	70
6.10 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(%THDi) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	70
6.11 กำลังไฟฟ้าอินพุตปรากฏด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(S) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	71
6.12 กำลังไฟฟ้าอินพุตด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(Pin) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	71
6.13 เพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(PF) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	72
6.14 แรงดันเอาต์พุตเรกติฟายเออร์(Vd) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	72
6.15 กระแสเอาต์พุตเรกติฟายเออร์(Id) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	73
6.16 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์(Pout) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	73
6.17 ประสิทธิภาพ เรกติฟายเออร์-อินเวอร์เตอร์ ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	74
6.18 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่	74
6.19 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร เมื่อปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้า	75
6.20 เปรียบเทียบอุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ กับเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อนที่กำลังวัตต์เท่ากัน	75

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันอุปกรณ์ที่ให้ความร้อนในการหุงต้มมีอยู่มากมายหลายชนิด ไม่ว่าจะเป็นการใช้หลอดเปล่งแสงให้ความร้อนหรือขดลวดให้ความร้อนก็ตาม แต่ในช่วงหลายปีที่ผ่านมาความก้าวหน้าทางด้านอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์และระบบควบคุมได้พัฒนาไปมาก ซึ่งรวมถึงการวิจัยและพัฒนาจอร์อินเวอเตอร์ความถี่สูง ที่สามารถจ่ายโหลดความร้อนเหนี่ยวนำด้วยเพาเวอร์ในระดับสูง โดยจะเป็นอินเวอเตอร์ที่ใช้ MOSFET และ IGBT ซึ่งมีความไวในการสวิตช์สูง ทำให้อุปกรณ์ LC ที่ใช้มีขนาดเล็กลง น้ำหนักเบา และจ่ายกำลังไฟฟ้าในระดับสูงขึ้นได้ เป็นผลให้อินเวอเตอร์ที่พัฒนาในระยะหลังนี้มีประสิทธิภาพสูง [1]

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้ ความร้อนจะเกิดขึ้นที่ภาชนะโดยตรง โดยอาศัยกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะหุงต้ม ทำให้หุงต้มเดือดได้ในเวลาอันรวดเร็ว โดยจะมีหลักการพิจารณาคือ เมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetic Flux) เพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ขึ้นที่กั้นภาชนะหุงต้ม ถ้าภาชนะหุงต้มเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่กั้นภาชนะหุงต้ม และจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ในภาชนะ ทำให้น้ำเดือดในที่สุด ความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม ทำให้ปลอดภัยต่อการใช้งาน เตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้จะมีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากความร้อนจะเกิดขึ้นโดยตรงที่บริเวณกั้นภาชนะหุงต้ม [1-3]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้า เมื่อตัวแปรต่างๆ มีการปรับเปลี่ยนไป ไม่ว่าจะเป็น จำนวนเส้นลวดดีเกลือของขดลวดเหนี่ยวนำ ระยะห่างระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม และคาปาซิเตอร์ ซึ่งตัวแปรต่างๆ เหล่านี้จะป็นองค์ประกอบในการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่สำคัญ

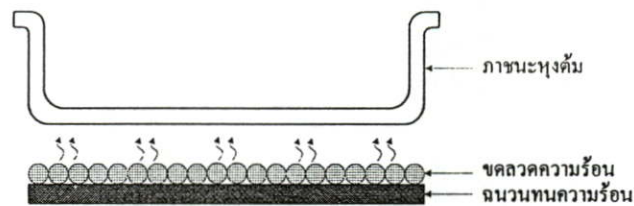
1.2.3 สามารถวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม เช่น อิมพีแดนซ์ Quality factor มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเอาท์พุท และกำลังไฟฟ้า ซึ่งตัวแปรเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่ที่ปรับเปลี่ยนไป

1.2.4 เพื่อเปรียบเทียบชนิดของอินเวเตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม 2 ลักษณะ เพื่อใช้ในการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่

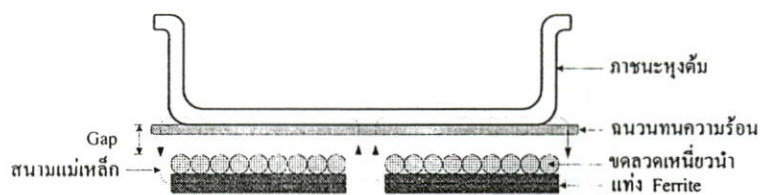
1.2.5 สามารถวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและเอาต์พุทอินเวเตอร์ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำได้เมื่อมีการปรับเปลี่ยนความถี่

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยทั่วไปแล้วเตาหุงต้มที่ใช้ในครัวเรือนทั่วไปจะเป็นขดลวดความร้อนซึ่งมีหลักการทำงานดังรูปที่ 1.1(a) จะเห็นได้ว่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดจากการถ่ายเทความร้อนจากขดลวดความร้อนผ่านชั้นอากาศก่อนไปยังภาชนะหุงต้ม ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มในลักษณะนี้จะเป็นการให้ความร้อนโดยวิธีอ้อม ซึ่งจะทำให้การหุงต้มเดือดช้า และเมื่อใช้งานเสร็จสิ้นแล้วขดลวดความร้อนจะมีช่วงเวลานานมากกว่าจะเย็นลง ซึ่งระหว่างนั้นอาจจะเป็นอันตรายต่อผู้ใช้ได้



a) เตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อน



b) เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

รูปที่ 1.1 การเปรียบเทียบเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อนและเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

สำหรับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงจะมีหลักการทำงานดังรูปที่ 1.1(b) หลักการคือความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดจากสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม ทำให้เกิดความร้อน จะเห็นได้ว่าความร้อนจะเกิดขึ้น โดยตรงที่ก้นภาชนะหุงต้มเป็นผลให้หุงต้มเดือดได้เร็วและเมื่อใช้งานเสร็จสิ้นแล้วเตาหุงต้มนี้จะไม่ร้อน ทำให้ไม่เป็นอันตรายต่อผู้ใช้ได้

1.4 ขอบเขตการวิจัย

การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ในงานวิจัยนี้สามารถแบ่งเรื่องได้ดังนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนการศึกษา และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อน โดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงและหลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งจะพิจารณาในส่วนของโครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

บทที่ 3 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ โดยการนำวงจรอินเวอร์เตอร์มาพิจารณาใหม่ให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเท่าเรวินิน เพื่อวิเคราะห์ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้ง่ายขึ้นที่จะนำไปสู่การคำนวณหา กำลังไฟฟ้าอินพุต(Pin) เพาเวอร์แฟกเตอร์(PF) และ Percent Total Harmonic Distortion(THD)

บทที่ 4 การเปรียบเทียบวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมเพื่อใช้กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 2 ลักษณะคือ กรณีใช้ C และ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์ โดยการนำวงจรอินเวอร์เตอร์มาพิจารณาใหม่ให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเท่าเรวินิน เพื่อวิเคราะห์ลักษณะกระแสตามจุดต่างๆ ได้ง่ายขึ้น

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

บทที่ 6 การออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงและทดสอบ โดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ ซึ่งจะทำการทดสอบทั้งระบบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง โดยจะทำการวิเคราะห์ทางด้านอินพุตแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับทั้งในเชิงทฤษฎีและการทดลอง

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.5.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง และเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
- 1.5.2 ศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบต่างๆ ที่สามารถนำมาใช้กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ
- 1.5.3 ออกแบบวงจรรวมและขดลวดเหนี่ยวนำ
- 1.5.4 ทดสอบพร้อมทั้งเก็บข้อมูล เพื่อพัฒนาระบบให้ดีขึ้น
- 1.5.5 เก็บข้อมูลและวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี
- 1.5.6 เขียนและพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สามารถนำเครื่องต้นแบบที่ได้จากการวิจัย นำไปพัฒนาผลิตเพื่อใช้ในครัวเรือน และลดการนำเข้าเทคโนโลยีจากต่างประเทศ

บทที่ 2

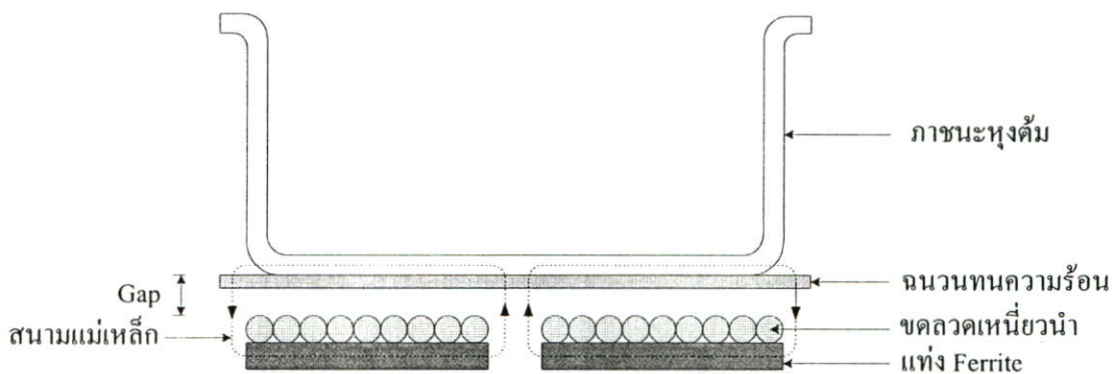
ทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง การพิจารณาวงจรสเทียบเท่าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำในลักษณะของหม้อแปลง เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ชุดโพลคาชนะหุงต้มได้ง่ายขึ้น สำหรับโพลคาชนะหุงต้มที่ใช้วัสดุต่างชนิดกันจะมีค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ดังนั้นวัสดุของภาชนะหุงต้มแต่ละชนิดจึงเป็นองค์ประกอบสำคัญในการพิจารณาและการออกแบบลักษณะการพันขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อให้เหมาะสมกับโพลคาชนะหุงต้มนั้นๆ และการพิจารณาหลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งจะพิจารณาในส่วนของโครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำจะประกอบด้วย ชุดเรกติฟายเออร์ เปรียบเทียบอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์และฮาร์ฟบริดจ์ เปรียบเทียบโพลครโซแนนท์ทั้งแบบอนุกรมและขนาน และการควบคุมกำลังไฟฟ้าในวิธีต่างๆ กัน

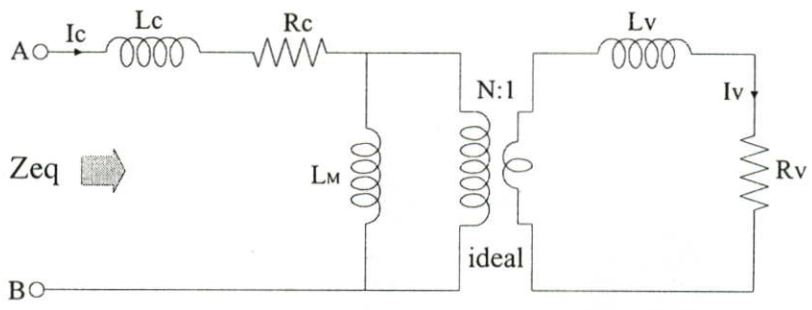
2.2 พื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ ความร้อนจะเกิดขึ้นที่ภาชนะโดยตรง โดยอาศัยกระแสไหลวนในภาชนะหุงต้ม ทำให้หุงต้มได้เดือดในเวลาอันรวดเร็ว โดยจะมีหลักการพิจารณาเหมือนกับหม้อแปลง เพื่อหาค่าอินดักแตนซ์และความต้านทานเทียบเท่าต่างๆ ของขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุของภาชนะแต่ละชนิด ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาเลือกใช้ภาชนะหุงต้มให้เหมาะสมกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำต่อไป

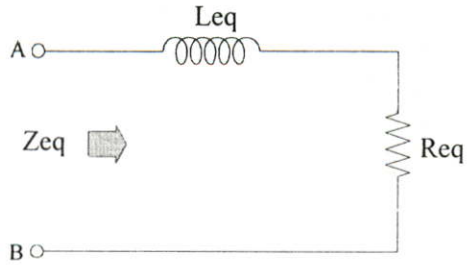


รูปที่ 2.1 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากรูปที่ 2.1 เมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวกับคล่อง(Magnetic Flux) กับภาชนะหุงต้ม ถ้าภาชนะหุงต้มเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic สนามแม่เหล็กที่เกี่ยวกับคล่องกับภาชนะจะทำให้เกิดกระแสไหลวน(Eddy Current) ในภาชนะหุงต้มเป็นเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่ก้นของภาชนะหุงต้ม และจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ภายในภาชนะ ทำให้น้ำเดือดได้ในที่สุด ความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม ทำให้ปลอดภัยต่อการใช้งาน เตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้จะมีประสิทธิภาพในการหุงต้มสูง เนื่องจากความร้อนจะเกิดขึ้นที่ตัวภาชนะโดยตรง จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของขดลวดเหนี่ยวนำและโหนดภาชนะหุงต้มจะมีเส้นแรงแม่เหล็กคล่องผ่านซึ่งกันและกัน ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลง โดยสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าของหม้อแปลงดังรูปที่ 2.2 โดยภาชนะหุงต้มทำหน้าที่เป็นขดลวดทุติยภูมิมีจำนวนขดลวดเพียง 1 รอบ โดยมี Leakage Inductance ของภาชนะหุงต้ม L_v และความต้านทานของภาชนะ R_v ส่วนขดลวดทางด้านปฐมภูมิสามารถแทนด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมี Leakage Inductance ของขดลวดเหนี่ยวนำ L_c ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ R_c และ Magnetizing Inductance L_M ซึ่งมีค่าน้อย และเมื่อรวมกับ R_v และ L_v ทางด้านทุติยภูมิที่ย้ายมารวมกับด้านปฐมภูมิแล้วจะได้อิมพีแดนซ์รวม Z_{eq} ประกอบด้วย R_{eq} และ L_{eq} ดังรูปที่ 2.3 ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำและโหนดภาชนะหุงต้มนี้สามารถเขียนแทนด้วยวงจรเทียบเท่า ซึ่งประกอบด้วย อินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} และความต้านทานเทียบเท่า R_{eq} [1,2-3]



รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเท่าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม



รูปที่ 2.3 อิมพีแดนซ์เทียบเท่าของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม

ขดลวดเหนี่ยวนำและโพลคาขนะหุงต้มสามารถเขียนแทนด้วยวงจรมุมเทียบเท่า ซึ่งประกอบด้วย อินดักแตนซ์เทียบเท่า และความต้านทานเทียบเท่าสามารถหาค่าได้ดังสมการ [1,3-5]

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

เมื่อ $R_{vp} = N^2 R_c$ จะได้

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

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

โดยที่ N คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

R_c คือ ความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิหรือขดลวดเหนี่ยวนำ

R_v คือ ความต้านทานของขดลวดทุติยภูมิหรือโพลคาขนะหุงต้ม

L_c คือ Leakage Inductance ทางด้านปฐมภูมิ

L_v คือ Leakage Inductance ทางด้านทุติยภูมิ

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 กระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ

ดังนั้นประสิทธิภาพของโพลคาขนะหุงต้มจะได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

ความร้อนส่วนมากจะเกิดขึ้นโดยกระแสไหลวนในโพลคาขนะหุงต้มที่บริเวณชั้นผิวนอกของแกนภาชนะหุงต้มที่มีความลึกเท่ากับ δ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของภาชนะหุงต้มดังสมการ

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

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

f คือ ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อน (Hz)

μ_r คือ ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์

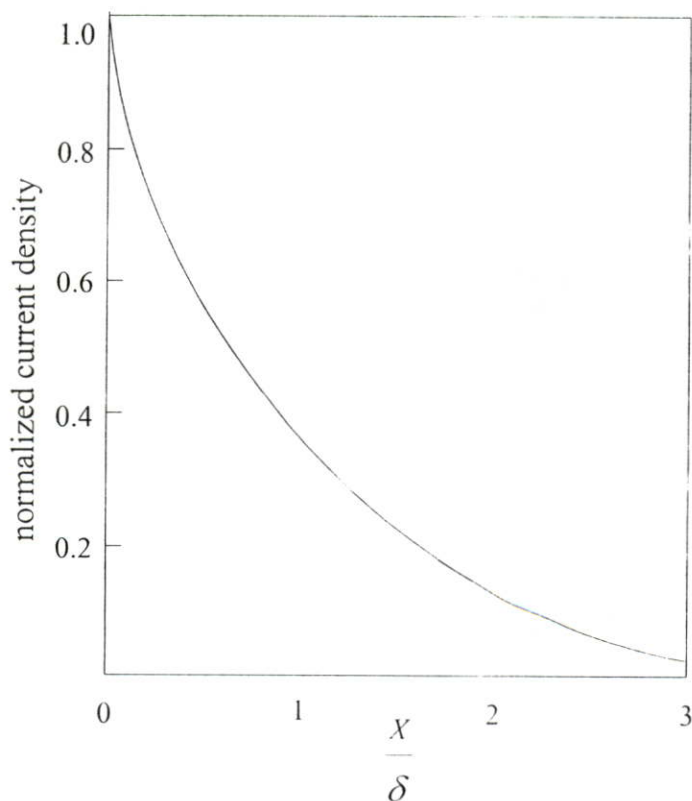
ดังนั้นความต้านทานที่ผิวของโพลีเอทิลีนหุ้มในย่านความถี่สูง R_v มีค่าดังนี้

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

แทนค่าสมการ (2.15) ใน (2.5) จะได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของโพลีเอทิลีนหุ้ม P_v ดังนี้

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

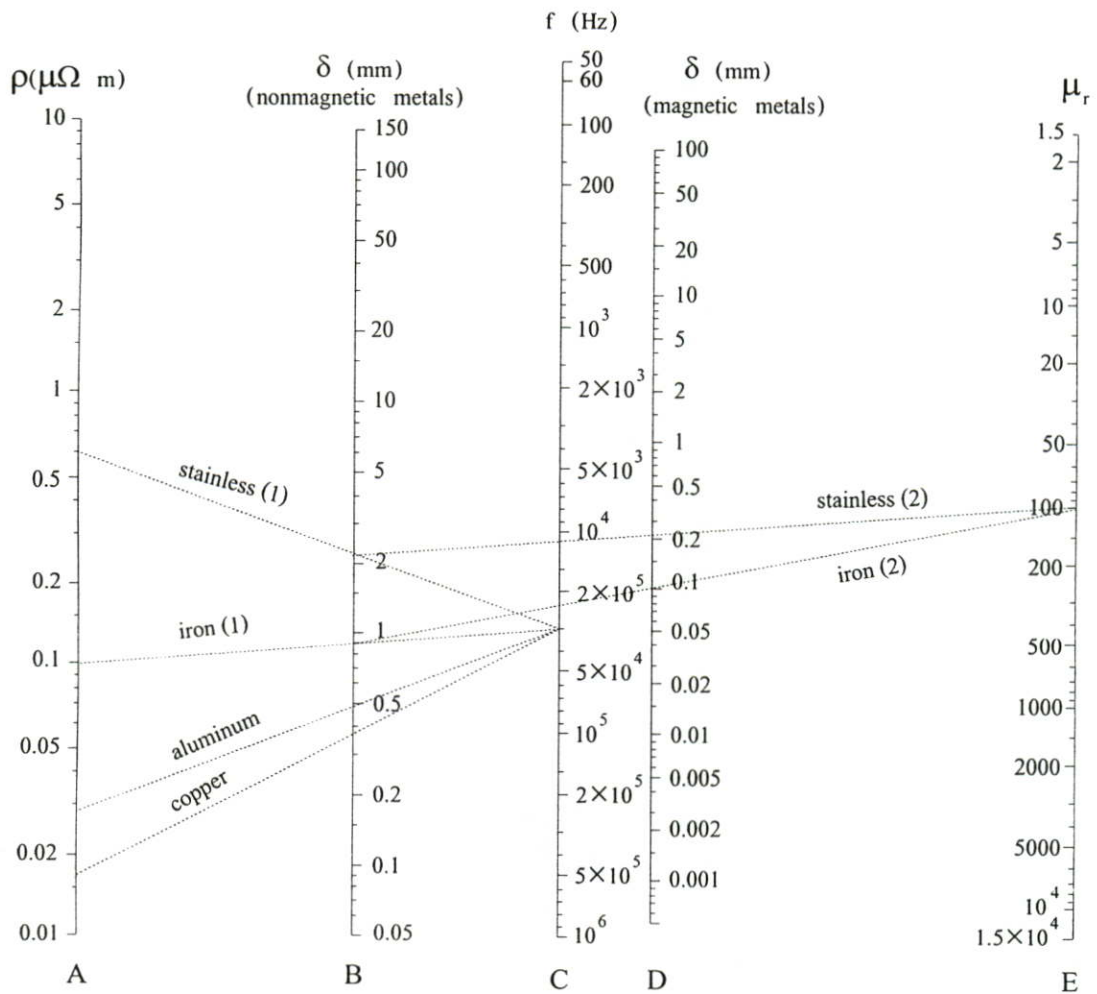
จากสมการ (2.15) จะเห็นได้ว่าความต้านทานของภาชนะหุ้ม R_v จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ ของภาชนะหุ้ม ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ f ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ จากสมการ (2.16) จะได้ว่า การเพิ่มของเพาเวอร์เอาต์พุต P_v ของภาชนะหุ้มสามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ f ของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำและแอมแปร์-เทิร์น $N \cdot I_c$ ของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะความลึกจากผิวด้านนอกของภาชนะหุ้ม จะเห็นได้ว่ากระแสมีความหนาแน่นสูงสุดที่ผิวด้านนอกของกั้นภาชนะและจะลดลงเมื่อระยะความลึกจากผิวมากขึ้น [1]



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของภาชนะหุ้ม

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆ ที่ใช้ในภาชนะหุงต้มที่ความถี่ 30 kHz[1,3]

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}



กรณีใช้วัสดุสาร Non-Ferro-Magnetic

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

กรณีใช้วัสดุสาร Ferro-Magnetic

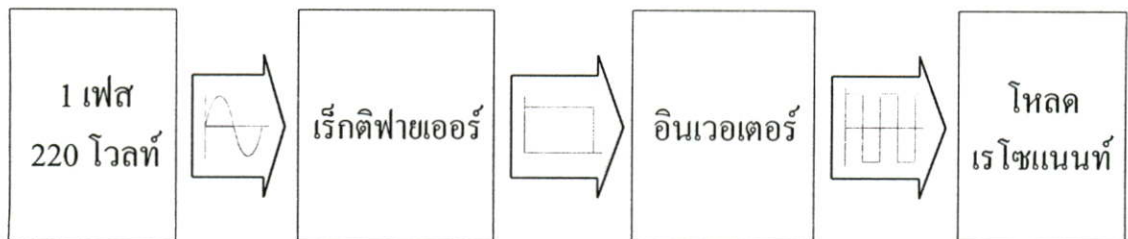
ลากเส้นระหว่างตำแหน่งบนสเกล ρ : A และสเกล f : C จะได้จุดตัดกับตำแหน่งบนสเกล δ : B จากนั้นลากเส้นระหว่างจุดตัดนี้กับตำแหน่งบนสเกล μ_r : E จะได้จุดตัดใหม่ที่ตำแหน่งบนสเกล D อ่านค่า δ ที่ได้ตำแหน่งจุดตัดนี้

รูปที่ 2.5 เส้นกราฟแสดงการหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของภาชนะหุงต้มจากตารางที่ 2.1

จากตารางที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของภาชนะหุ้มดัมที่วัสดุต่างๆ กัน ที่ความถี่ 20 kHz จะเห็นได้ว่า วัสดุที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic เช่น อลูมิเนียมและทองแดง มีค่าสภาพความต้านทาน ρ และความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ต่ำมากเมื่อเทียบกับสแตนเลสและเหล็กซึ่งทำด้วยสาร ferro-magnetic ดังนั้นการเพิ่มกำลังเอาต์พุตเพาเวอร์สำหรับโหลดที่ภาชนะทำด้วยสาร nonferro-magnetic สามารถกำหนดได้ตามสมการที่ (2.16) คือ เพิ่มความถี่ในขดลวดเหนี่ยวนำและเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ [1]

2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน

สำหรับโครงสร้างของเตาหุ้มดัมเหนี่ยวนำความถี่สูงสามารถแบ่งการทำงานออกเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.5 รายละเอียดประกอบด้วย แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเพื่อป้อนให้กับชุดเรกติฟายเออร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อกรองไฟกระแสตรงให้เรียบขึ้น แล้วจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูง โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์เพื่อจ่ายให้กับชุดโหลดเรโซแนนท์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของเตาหุ้มดัมเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.3.1 โหลดเรโซแนนท์

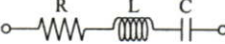
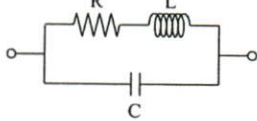
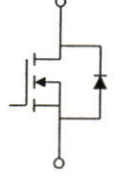
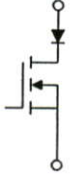
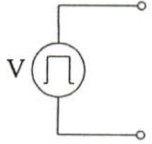
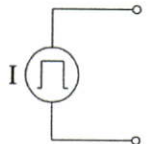
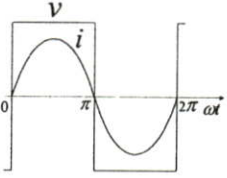
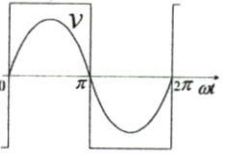
สำหรับโหลดเรโซแนนท์ที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงโดยทั่วไป เช่น เครื่องชุบแข็งผิวโลหะ เครื่องหลอมโลหะ เตาหุ้มดัมเหนี่ยวนำ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องเชื่อมความถี่สูง จะมีข้อได้เปรียบที่สำคัญคือลดการสูญเสียในการสวิตช์ เมื่อสวิตช์ตัดวงจรที่กระแสศูนย์ (Zero Current Switch : ZCS) หรือ สวิตช์ตัดวงจรที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) และข้อเสียเปรียบที่สำคัญของวงจรเรโซแนนท์คือ ที่ตำแหน่งใกล้จุดความถี่เรโซแนนท์กระแสในวงจรมีค่ามาก ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมวงจรมีค่ามากด้วย สำหรับวงจรเรโซแนนท์ที่มีค่า Q สูง ดังนั้นสวิตช์ที่เลือกใช้จะต้องสามารถทนแรงดันตกคร่อมขณะ OFF ได้สูง และ LC ในวงจรเรโซแนนท์ที่

เลือกใช้ก็เช่นกัน จะต้องมีขนาดใหญ่ เพื่อให้สามารถเก็บพลังงานได้มาก อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ โดยทั่วไปจะมีด้วยกัน 2 ชนิด คือ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน ทั้งสองชนิดนี้มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันดังแสดงในตารางที่ 2.2 และมีโครงสร้างของวงจรดังแสดงใน ตารางที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์โพลาร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรมจะใช้แหล่งจ่ายชนิดแรงดันคงที่ (Constant Voltage Source) เนื่องจากต้องใช้คาปาซิเตอร์ขนานใหญ่เพื่อกรองแรงดันให้เรียบแล้ว จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ สำหรับลักษณะคลื่นแรงดันจะเป็นรูปคลื่นสแควร์และกระแสจะเป็นรูปคลื่นไซน์ ส่วนอินเวอร์เตอร์โพลาร์เรโซแนนท์ขนานจะมีลักษณะที่ตรงข้ามกันคือ จะเป็นชนิดแหล่งจ่าย

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม [6] และขนาน

วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
เรโซแนนท์อนุกรม	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างง่ายและราคาถูก - สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์ โดยไม่ต้องมีการปรับแรงดัน - กำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่วงจรอินเวอร์เตอร์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโพลจะเปิดวงจรออกไม่ได้ - ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่โพลได้ - ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิทซ์ให้เลื่อนห่างออกจากความถี่เรโซแนนท์ ทำให้กระแสไม่ค่อเป็นไซน์ ซึ่งเป็นผลให้มีฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นตามมา
เรโซแนนท์ขนาน	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโพลสามารถเปิดวงจรออกได้ - สามารถทนการลัดวงจรที่โพลได้ - อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนท์ไม่จำเป็นต้องมีพิคคแรงดันสูง เนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่นสแควร์ จึงมีค่า Peak คงที่ที่ตำแหน่งเรโซแนนท์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์ แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้สวิทซ์ควบคุม - จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current - มีขนาดใหญ่เนื่องจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันดีซีอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน [6]

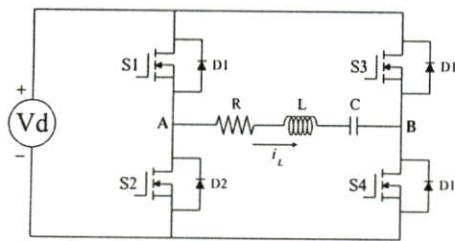
Inverter	Series Resonant	Parallel Resonant
Load		
Switch		
Source		
Output Waveform		

กระแสคงที่(Constant Current Source) เนื่องจาก ต้องใช้อินดักเตอร์ขนานใหญ่เพื่อกรองกระแสให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ส่วนลักษณะรูปคลื่นแรงดันจะเป็นรูปคลื่นไซน์ ในขณะที่รูปคลื่นกระแสจะเป็นรูปสแควร์ ในกรณีเตาหุงต้มเหนี่ยวนำนั้นเหมาะที่จะใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม เนื่องจากต้องการกำลังไฟฟ้าไม่มากนัก วงจรควบคุมไม่ซับซ้อนและมีขนาดเล็กเหมาะที่จะใช้เป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าในครัวเรือน

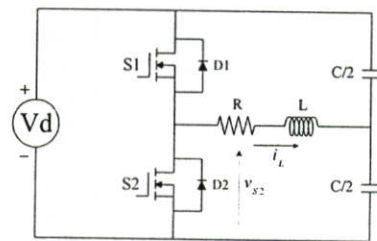
2.3.2 อินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง จากที่กล่าวมาแล้ว โหลดเตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้จะป็นวงจรโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม โดยมีวงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมนี้ ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และฮาร์ฟบริดจ์ ซึ่งมีข้อแตกต่างกันดังรูปที่ 2.6(a) และ 2.6(b) ตามลำดับ สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ดังรูปที่ 2.6(a) จะมีคู่สวิตช์ S1, S4 และ S2, S3 ทำงานสลับกันเพื่อแปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง เมื่อวัดแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์

เตอร์ (V_{AB}) จะได้รูปคลื่นสแควร์ที่มีแรงดันสูงสุดเท่ากับ $+V_d$ และแรงดันต่ำสุดเท่ากับ $-V_d$ และกระแสไหลผ่านโหลด (i_L) เป็นรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.7(a) ส่วนวงจรอินเวอเตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ดังรูปที่ 2.6(b) ทำหน้าที่เหมือนกับฟูลบริดจ์อินเวอเตอร์ แต่จะมีสวิตช์ S1 และ S2 ทำงานสลับกันเมื่อวัดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ (V_{S2}) จะได้ค่าแรงดันสูงสุดเท่ากับ $+V_d$ และค่าแรงดันต่ำสุดเท่ากับ 0 และกระแสไหลผ่านโหลด (i_L) เป็นรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.7(b) จะเห็นได้ว่าวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอเตอร์ มีแรงดันตกคร่อมโหลดและกระแสไหลผ่านโหลดเป็นครึ่งหนึ่งของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอเตอร์ ดังนั้นกำลังไฟฟ้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอเตอร์จะมากกว่าฮาล์ฟบริดจ์อินเวอเตอร์เป็น 4 เท่า จะเห็นได้ว่าฟูลบริดจ์อินเวอเตอร์ให้กำลังไฟฟ้าได้มาก ซึ่งจะต้องสามารถรับแรงดันและกระแสที่มีปริมาณมากได้ ด้วยเหตุนี้จึงเลือกใช้อินเวอเตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์กับกรณีเตาหุงต้มนี้ โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำนี้จะถูกจำกัดเนื้อที่ของแผ่นขดลวดให้มีขนาดเท่ากับกันของภาชนะหุงต้มในครัวเรือน

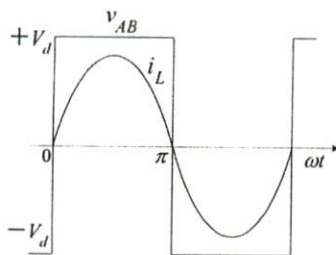


(a) อินเวอเตอร์ชนิดฟูลบริดจ์

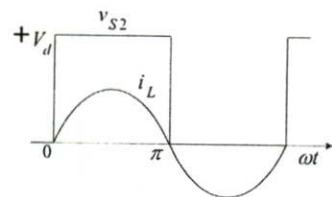


(b) อินเวอเตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์

รูปที่ 2.6 วงจรอินเวอเตอร์เรโซแนนซ์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์



a) อินเวอเตอร์ชนิดฟูลบริดจ์



(b) อินเวอเตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์

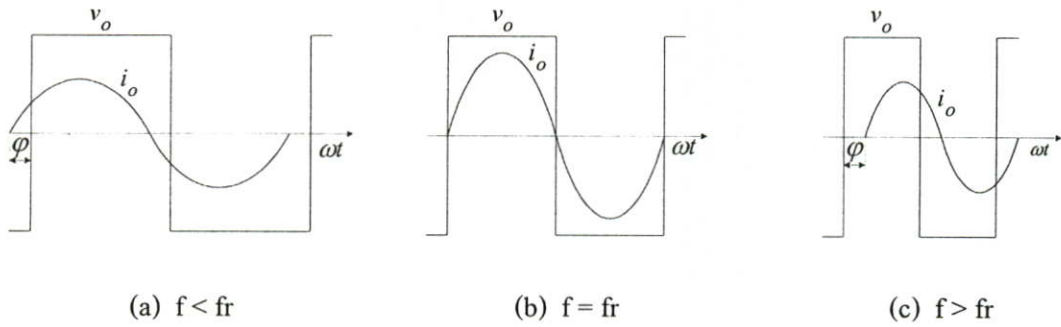
รูปที่ 2.7 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอเตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์

2.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอเตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

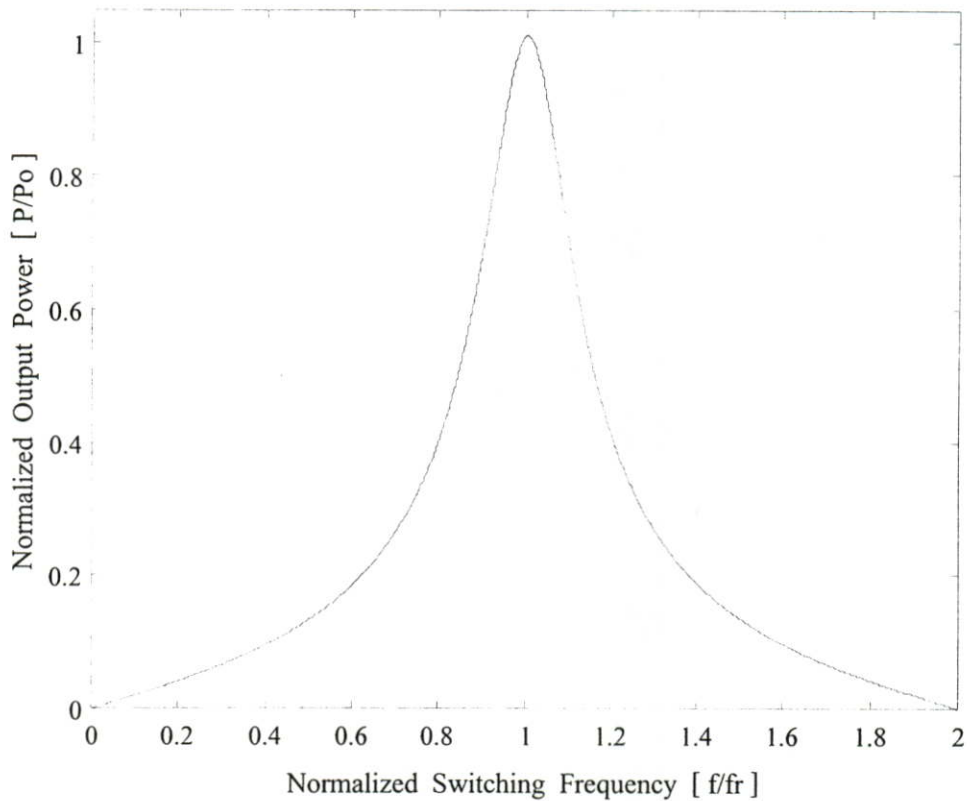
การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอเตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมสามารถควบคุมได้ 3 แบบ คือ

- 1) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับความถี่
- 2) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการการปรับมุม Phase-Shift
- 3) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธี Pulse-Density-Modulation

1) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับความถี่ : f



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตช์ซึ่งต่างๆ

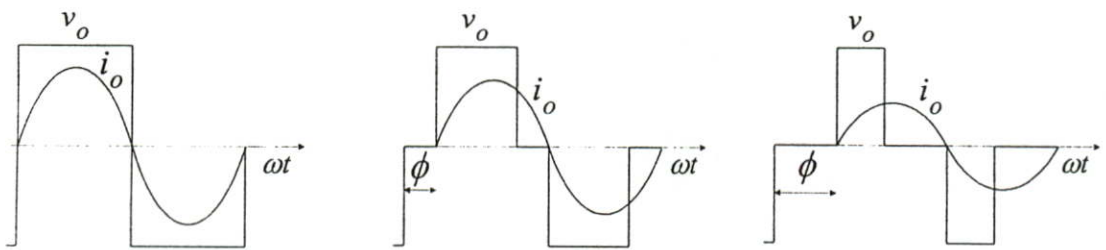


รูปที่ 2.9 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิตช์ซึ่งต่างๆ

การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าในกรณีนี้ สามารถทำได้โดยปรับความถี่สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยจะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสที่โหลดดังแสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ความถี่สวิตช์น้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.8(a) และรูปที่ 2.8(c) จะได้ปริมาณกระแสที่ลดลง ส่วนที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ดังแสดงในรูปที่ 2.8(b) จะได้กระแสที่มีปริมาณสูงสุด ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลัง

ไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับค่าความถี่สวิทช์ซึ่งที่เปลี่ยนแปลงจะได้ดังรูปที่ 2.9 ซึ่งจะเห็นว่า กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่สวิทช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ และจะได้กำลังไฟฟ้าน้อยกว่าที่ความถี่สวิทช์ซึ่งน้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับความถี่นี้มีข้อดีคือ ระบบควบคุมไม่ซับซ้อน แต่มีข้อจำกัดคือ จะมีการสูญเสียที่ตัวสวิทช์และเมื่อปรับความถี่สวิทช์ให้มีค่าสูงขึ้น ก็จะทำให้กระแสเพิ่มขึ้นจากลักษณะคลื่นไซน์มากขึ้น ทำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกเกิดขึ้นตามมาด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่ค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์มีค่าต่ำลง [7]

2) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift : ϕ

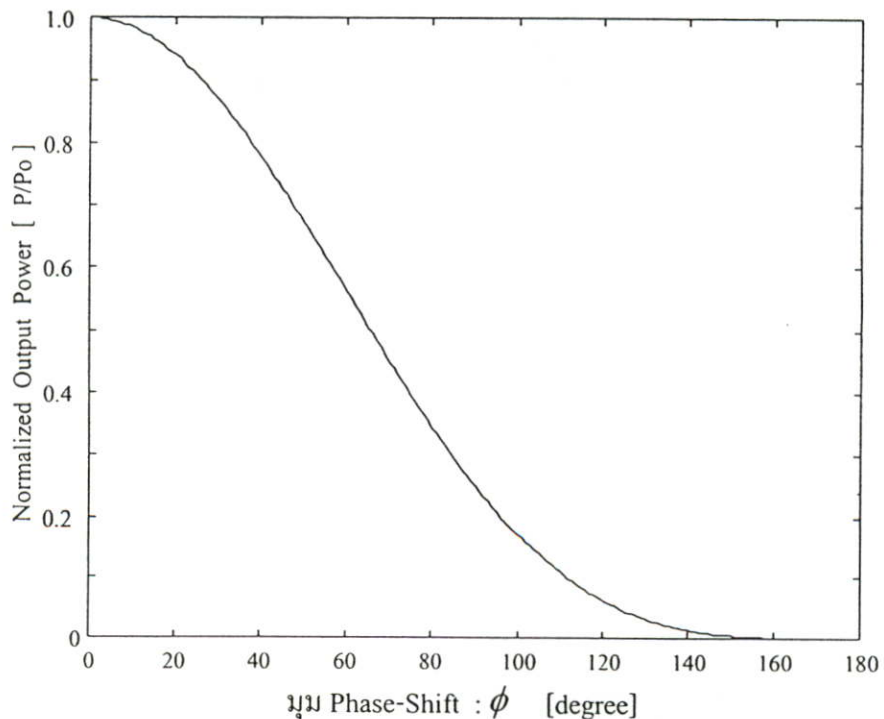


(a) มุม Phase-Shift 0 องศา

(b) มุม Phase-Shift 60 องศา

(c) มุม Phase-Shift 120 องศา

รูปที่ 2.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ

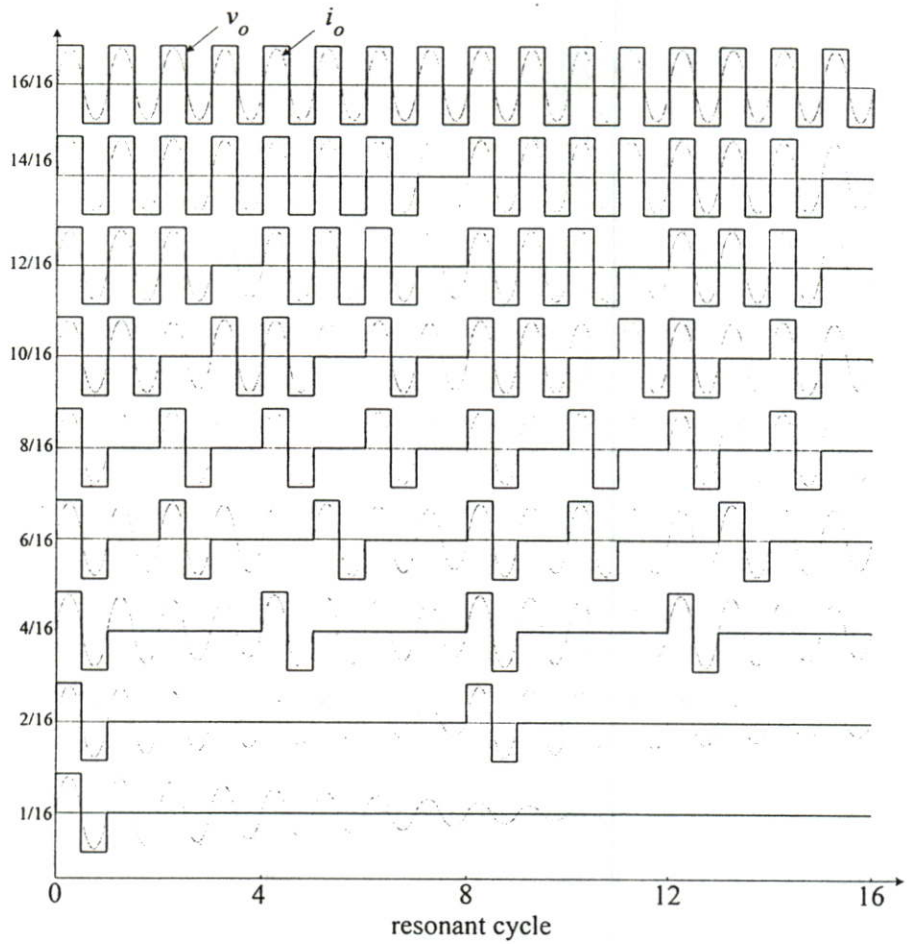


รูปที่ 2.11 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ

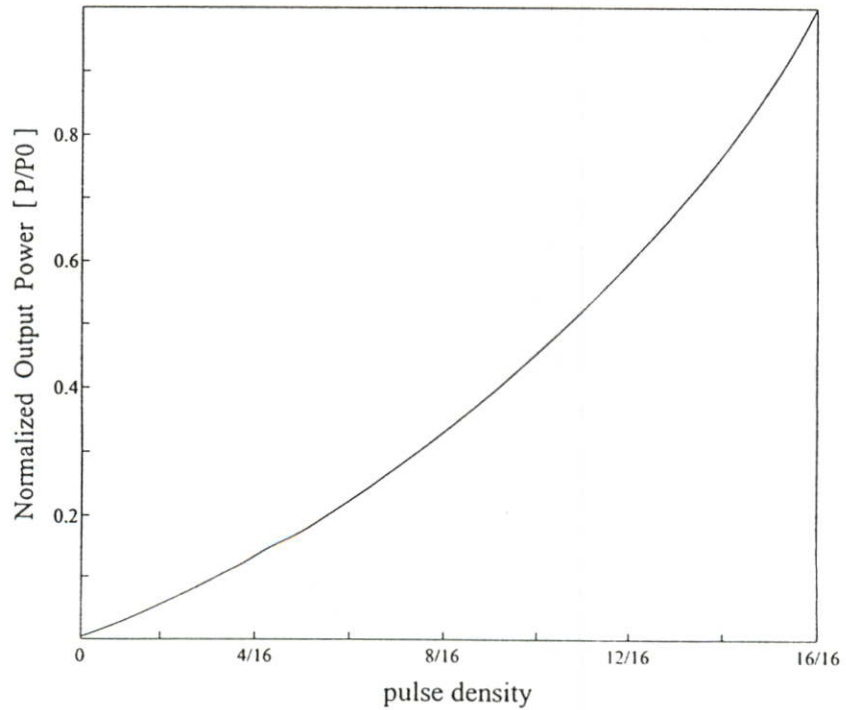
การควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift จะเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้ที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุตอินเวอเตอร์ด้วยหลักการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอเตอร์ให้ซ้อนทับสัญญาณอีกกึ่งหนึ่งเป็นบางส่วนตามขนาดของมุม Phase-Shift โดยที่ความถี่สวิซิ่งจะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อย เพื่อให้อินเวอเตอร์ทำงานที่ตำแหน่ง ZVS เสมอ ดังรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ เช่น ที่มุม Phase-Shift 0 องศา ดังรูปที่ 2.10(a) จะได้ปริมาณกระแสมากที่สุด และเมื่อปรับมุม Phase-Shift เพิ่มขึ้นเป็น 60 องศา และ 120 องศา ดังรูปที่ 2.10(b) และรูปที่ 2.10(c) ตามลำดับ ปริมาณกระแสจะลดต่ำลงเรื่อยๆ ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้เอาต์พุตของอินเวอเตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 2.11 โดยจะเห็นได้ว่าเมื่อปรับมุม Phase-Shift มากขึ้นกำลังไฟฟ้เอาต์พุตของอินเวอเตอร์จะลดลงเรื่อยๆ การควบคุมกำลังไฟฟ้โดยวิธีการปรับมุม Phase-Shift นี้มีข้อด้อยคือ เมื่อปรับมุม Phase-Shift มากขึ้น จะมีผลทำให้กระแสจ่ายโหลดทางด้านเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ผิดเพี้ยนไปจากคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งข้อด้อยนี้สามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยการเลือกค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์ให้มีค่าสูงขึ้น [8]

3) การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธี Pulse-Density-Modulation

การควบคุมด้วยวิธีนี้เป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้ที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุตอินเวอเตอร์ด้วยหลักการลดจำนวนไซเคิลของคลื่นสแควร์ของเอาต์พุตอินเวอเตอร์จากจำนวนมากไปหาน้อยดังแสดงในรูปที่ 2.12 จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอเตอร์จะมีการปรับเปลี่ยนจาก 16 ไซเคิล ไปจนถึง 1 ไซเคิล กระแสไหลผ่านโหลดจะมีปริมาณมากที่สุดเมื่อปรับแรงดันเอาต์พุตอินเวอเตอร์ที่มีจำนวนไซเคิลสูงสุดเท่ากับ 16 ไซเคิล และปริมาณกระแสที่ไหลผ่านโหลดจะลดลงเรื่อยๆ เมื่อปรับแรงดันเอาต์พุตอินเวอเตอร์ที่มีจำนวนไซเคิลลดลง ดังนั้นเมื่อนำมาเขียนกราฟกำลังไฟฟ้เอาต์พุตของอินเวอเตอร์ขณะปรับจำนวนไซเคิลเอาต์พุตอินเวอเตอร์ไปจะได้ดังรูปที่ 2.13 โดยจะเห็นได้ว่าที่จำนวนไซเคิลสูงสุดเท่ากับ 16 ไซเคิล กำลังไฟฟ้เอาต์พุตอินเวอเตอร์จะมีค่ามากที่สุด และจะลดลงเรื่อยๆ เมื่อปรับจำนวนไซเคิลลดลง การควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยวิธีนี้จะมีข้อด้อยคือ ระดับกำลังไฟฟ้ที่ปรับเปลี่ยนค่าไปจะมีลักษณะที่ไม่ต่อเนื่อง แต่จะเป็นไปที่ละ step ซึ่งมีทั้งหมดรวม 16 step ดังแสดงในรูปที่ 2.12 นอกจากนั้นในกรณีที่มีการปรับลดกำลังไฟฟ้ลงไปถึงระดับต่ำๆ จะมีผลทำให้กระแสที่จ่ายโหลดของอินเวอเตอร์ จะมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่ไม่คงที่ แต่ระดับ peak ของคลื่นไซน์จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่คงที่ [9]



รูปที่ 2.12 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ



รูปที่ 2.13 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่างๆ

2.4 สรุป

จากทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงดังได้กล่าวมาแล้วนี้ สามารถสรุปเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1) คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆ ที่นำมาใช้ทำภาชนะหุงต้มจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุนั้นไม่ว่าจะเป็น สภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ ของภาชนะหุงต้ม ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ความลึกผิว δ สภาพความต้านทานของภาชนะหุงต้ม R_p จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ N และความถี่กระแสไฟฟ้าสลับที่ป้อนขดลวดเหนี่ยวนำ f ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ทำให้ค่าความต้านทานเทียบเท่าและอินดักแตนซ์เทียบเท่าของวงจรโซแนนท์เปลี่ยนแปลงไป โดยที่ภาชนะหุงต้มที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic เช่น อลูมิเนียมและทองแดงจะมีค่าสภาพความต้านทานของภาชนะหุงต้ม R_p ต่ำมากเมื่อเทียบกับภาชนะที่ทำด้วยสาร ferro-magnetic เช่น สเตนเลสและเหล็ก เป็นต้น โดยจะมีความแตกต่างกันถึงประมาณ 50 เท่า ดังนั้นเมื่อวัสดุที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic มาใช้เป็นภาชนะหุงต้มจะทำให้มีกระแสมากเกินไปเป็นผลให้ชุดอินเวอร์เตอร์เสียหายได้ ขณะเดียวกันจึงเลือกภาชนะหุงต้มที่ทำด้วยสาร ferro-magnetic ก็จะทำให้กระแสความถี่สูงจากวงจรอินเวอร์เตอร์มีขนาดลดลงได้มาก

2) เตาหุงต้มเหนี่ยวนำเหมาะที่จะใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม เนื่องจากกำลังไฟที่ใช้ในการหุงต้มมีไม่มากนัก วงจรควบคุมไม่ซับซ้อนและมีขนาดเล็กเหมาะที่จะใช้เป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าในครัวเรือน

3) ชุดอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรมที่เหมาะสมกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำจะเป็นอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ เนื่องจากสามารถรับแรงดันจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้โดยตรงโดยใช้ขดลวดเหนี่ยวนำของเตาหุงต้มเพียงชั้นเดียว

4) สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้า จะเลือกใช้วิธีการปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่าย วงจรไม่ซับซ้อน ต่างจากวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับมุม Phase-Shift ซึ่งไม่สามารถใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ได้ เนื่องจากวงจรนี้มีสวิทช์เพียง 2 ตัวและมีเพียงกึ่งเดียว ต่างจากวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมี 2 กิ่ง และสามารถควบคุมการทำงานด้วยวิธี Phase-Shift ได้ ส่วนการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธี Pulse-Density-Modulation เนื่องจากวงจรควบคุมมีความซับซ้อนมาก ถ้านำมาใช้แล้วจะทำให้โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำมีขนาดใหญ่

บทที่ 3

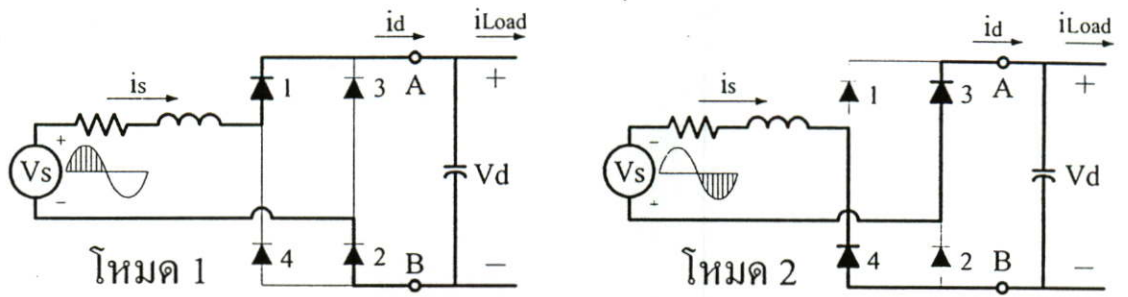
การวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทและเอาต์พุท ของวงจรเรกติฟายเออร์ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

3.1 บทนำ

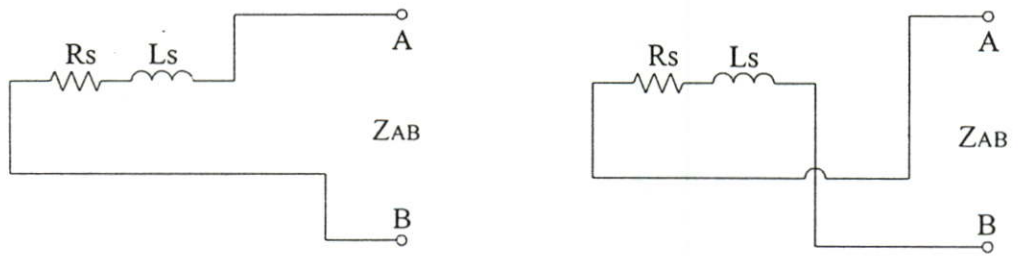
ในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทและเอาต์พุทของวงจรเรกติฟายเออร์ที่ใช้ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ เพื่อให้ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าคงที่ เพื่อเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อไป โดยรายละเอียดจะกล่าวถึง การแปลงวงจรเรกติฟายเออร์ที่ใช้กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำให้เป็นวงจรสมมูล โดยใช้หลักการของเทวินิน เพื่อให้การวิเคราะห์ลักษณะคลื่นแรงดันกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรเรกติฟายเออร์ ขณะที่วงจรมีการสวิตชิ่งซึ่งชื่อกวักและลบจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้าให้ออกเป็นไฟตรง เพื่อจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยวงจรการทำงาน 2 วงจร สามารถทำได้ด้วยการใช้โหมดการทำงานของวงจรแทนเพียงวงจรเดียว ซึ่งจะทำการคำนวณวิเคราะห์สะดวกและง่ายขึ้น สำหรับคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้จากการคำนวณวิเคราะห์เหล่านี้ จะนำไปคำนวณหาลักษณะสเปกตรัมของแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเพื่อนำไปคำนวณหาค่า กำลังไฟฟ้าอินพุท(Pin) เพาเวอร์แฟกเตอร์(PF) และ Percent Total Harmonic Distortion(%THD) ผลที่ได้จากการวิเคราะห์เหล่านี้ยังได้นำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในบทต่อไป

3.2 การวิเคราะห์หาวงจรมมูลของวงจรเรกติฟายเออร์ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

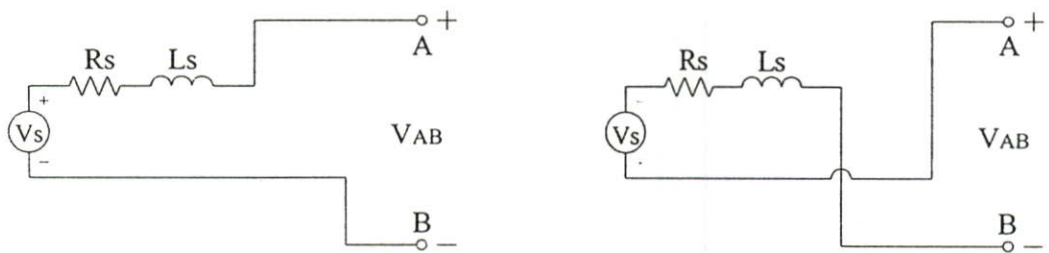
วงจรเรกติฟายเออร์จะทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรไดโอด 1 เฟส เป็นสวิตช์ตัดต่อใหม่เป็นแรงดันไฟตรง เพื่อป้อนให้กับวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะแปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูงในขั้นตอนต่อไป เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรเรกติฟายเออร์สามารถทำได้ง่ายขึ้น จะเริ่มจากการมองวงจรเรกติฟายเออร์แบบฟูลบริดจ์ให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเท่าเทวินินดังแสดงด้วยหลักการในรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นการพิจารณาหาวงจเทียบเท่าเทวินินของวงจรเรกติฟายเออร์ รูปที่ 3.1(a) เป็นการแสดงลักษณะการทำงานในจังหวะต่างๆ ในช่วง 1 ไซเคิล จะเห็นได้ว่าในโหมด 1 เมื่อแรงดันไฟซีกบวกเข้ามา ไดโอดตัวที่ 1 และ 2 ทำงานพร้อมกัน และในโหมด 2 เมื่อแรงดันไฟซีกลบเข้ามา ไดโอดตัวที่ 3 และ 4 ทำงานพร้อมกัน และช่วงไซเคิลต่อไปก็จะทำงานในลักษณะเดียวกันไปเรื่อยๆ สำหรับการหาค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเทวินินที่จุด A และ B ของวงจรด้านเอาต์พุทก็สามารถทำได้โดยการลัดวงจรที่แหล่งจ่าย



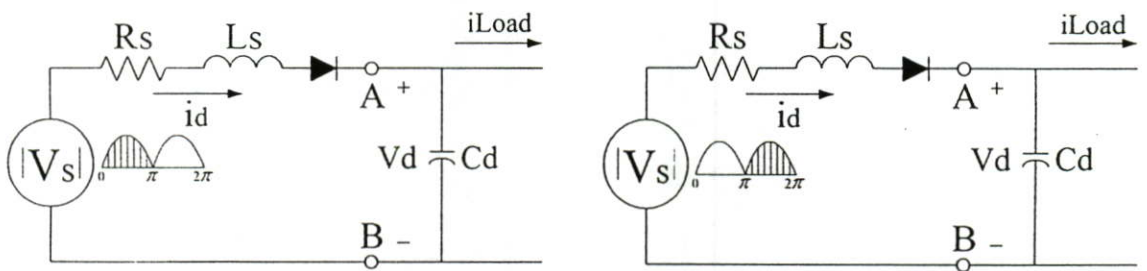
(a) วงจรแสดงการทำงานในจังหวะซีกบวกและซีกลบของแรงดันการไฟฟ้า ในช่วง 1 ไซเคิล



(b) วงจรแสดงการหาค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินทางด้าน DC ของวงจรเรกติฟายเออร์



(c) วงจรแสดงการหาค่าแรงดันเทียบเท่าเรวินินทางด้าน DC ของวงจรเรกติฟายเออร์



(d) วงจรเทียบเท่าเรวินินพิจารณาจากอิมพีแดนซ์และแรงดันเทียบเท่าเรวินิน

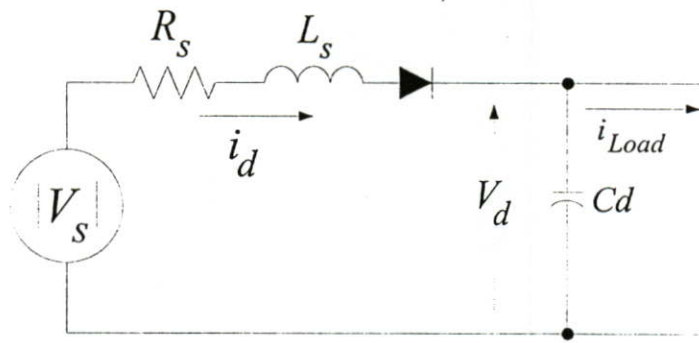
รูปที่ 3.1 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินินของวงจรเรกติฟายเออร์ในโหมด 1 และ 2 ของแรงดันการไฟฟ้า 1 ไซเคิล

การไฟฟ้า V_s แล้วทำการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าที่จุด A และ B ทั้งในโหมด 1 และโหมด 2 ก็จะได้อิมพีแดนซ์เทียบเท่าเท่ากับ $R_s + jX_{L_s}$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.1(b) ในทำนองเดียวกันการหาแรงดันเทียบเท่าเรวินินที่จุด A และ B ก็สามารถทำได้โดยการเปิดวงจรที่ตำแหน่ง A และ B ของโหลดออก แล้วทำการคำนวณหาค่าแรงดันตกคร่อม V_{AB} ในโหมด 1 กรณีแรงดันไฟชีกบวกรวมเข้ามา ซึ่งจะได้แรงดันตกคร่อมที่โหลดเท่ากับ $+V_s$ และในโหมด 2 กรณีแรงดันไฟชีกลบเข้ามา ก็ทำการคำนวณในทำนองเดียวกัน จะได้แรงดันตกคร่อมที่โหลดเท่ากับ $+V_s$ เช่นกันดังแสดงในรูปที่ 3.1(c) และเมื่อนำอิมพีแดนซ์เทียบเท่าและแรงดันเทียบเท่ามาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าเรวินินแล้ว จะได้ดังรูปที่ 3.1(d) ซึ่งจะเห็นได้ว่าทั้งโหมด 1 และโหมด 2 จะได้วงจรเทียบเท่าเรวินินที่เหมือนกัน และสามารถนำไปคำนวณวิเคราะห์หาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทของเรกติฟายเออร์ต่อไป

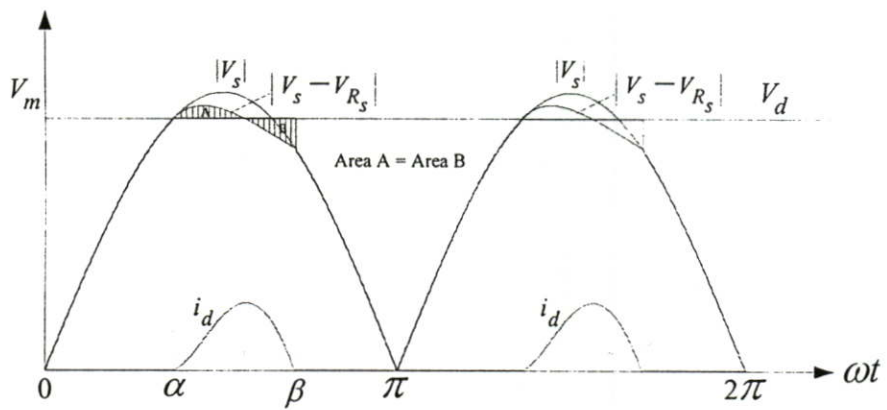
3.3 การวิเคราะห์หาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทของวงจรเรกติฟายเออร์

3.3.1 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า

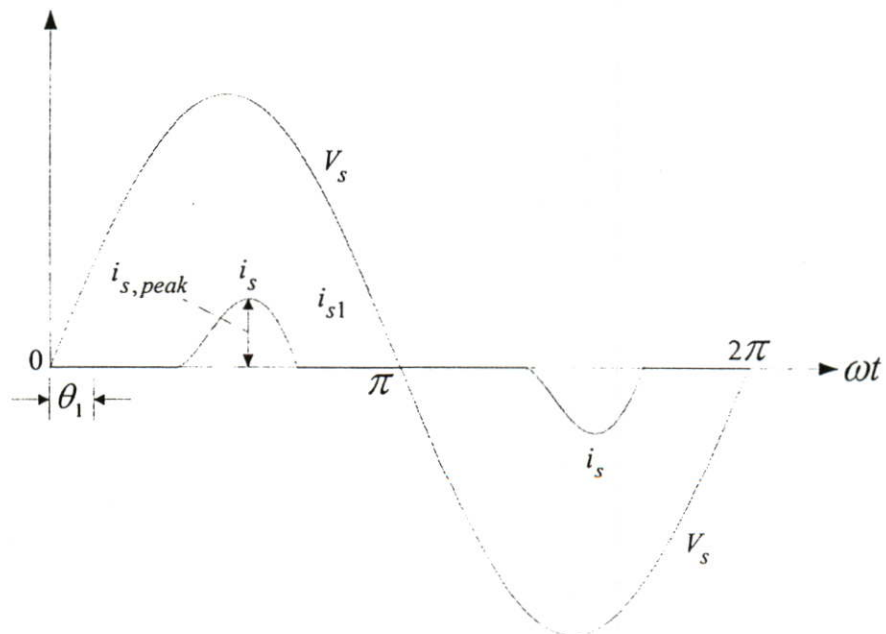
จากการพิจารณาวงจรเทียบเท่าเรวินินในหัวข้อที่ 3.2 สามารถนำวงจรดังกล่าวมาเขียนใหม่อีกครั้งดังในรูปที่ 3.2 ซึ่งประกอบด้วย R_s และ L_s เป็นค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่าตามลำดับภายในแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและมี $|V_s|$ เป็นแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกมาจากวงจรฟูลบริดจ์เรกติฟายเออร์ที่ได้มาจากแรงดันแหล่งจ่ายการไฟฟ้าสลับ V_s ที่ไม่คิดเครื่องหมายของซีกลบ และมีไดโอด 1 ตัว เพื่อแสดงว่าที่ตำแหน่งเอาต์พุตนี้จะให้กระแสไหลได้เพียงทิศทางเดียว เพื่อให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้น จึงกำหนดให้ Cd มีค่ามากพอจนไม่มีรีปเปิลของแรงดันดีซี V_d อยู่ด้วย ดังนั้นแรงดัน V_d จึงมีลักษณะเรียบ จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่ากระแส i_d จะมีลักษณะคลื่นที่ไม่ต่อเนื่อง โดยจะมีช่วงการไหลและขอดคลื่นของกระแสในแต่ละครึ่งไซเคิลของแหล่งจ่ายที่ขึ้นกับความแตกต่างระหว่างระดับแรงดันดีซี V_d กับระดับความสูงของแรงดัน $|V_s - V_{R_s}|$ ตลอดจนขึ้นกับค่า L_s และ R_s ในวงจรเทียบเท่านี้ด้วย โดยที่กระแส i_d นี้จะเริ่มไหลที่ตำแหน่ง α ซึ่งเป็นตำแหน่งที่ $|V_s - V_{R_s}|$ และ V_d มีค่าเท่ากัน และจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ในช่วงที่แรงดันไฟการไฟฟ้า $|V_s - V_{R_s}|$ มีค่ามากกว่าระดับแรงดันดีซี V_d และจะมีค่าลดลงเมื่อแรงดัน $|V_s - V_{R_s}|$ มีระดับลดลงต่ำกว่าระดับแรงดันดีซี V_d โดยจะมีระดับลดลงจนเป็นศูนย์ที่ตำแหน่ง β ของแกน ωt เมื่อเนื้อที่ส่วนที่แรง A เท่ากับเนื้อที่ส่วนที่แรง B สำหรับลักษณะของคลื่นกระแสสลับที่จ่ายออกจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้านั้น 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 [10]



รูปที่ 3.2 วงจรเทียบเท่าเรวินินของวงจรเรกติฟายเออร์



รูปที่ 3.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของวงจรเรกติฟายเออร์



รูปที่ 3.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายไฟสลับของการไฟฟ้า

จากวงจรเทียบเท่าเรวินินรูปที่ 3.2 เมื่อไม่คิดแรงดันตกคร่อมไดโอดจะสามารถหาความสัมพันธ์ของสมการแรงดัน V_d และกระแส i_d ในรูปสมการอนุพันธ์ได้ดังนี้

$$V_m \sin(\omega t) = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} + V_d \quad (3.1)$$

กระแส i_d ในสมการที่ (3.1) สามารถคำนวณหาได้จากผลรวมของกระแส forced responses : $i_f(t)$ และกระแส natural responses : $i_n(t)$ ในวงจรเทียบเท่าเรวินินในรูปที่ 3.2 กระแส forced responses : $i_f(t)$ นี้ยังแบ่งออกได้เป็น 2 เทอม คือ $i_{f,ac}(t)$ ซึ่งพิจารณาจากแหล่งจ่าย ac เพียงอย่างเดียว และ $i_{f,dc}(t)$ ซึ่งพิจารณาจากแหล่งจ่าย dc เพียงอย่างเดียว ในขณะที่วงจรอยู่ในสภาวะ steady state ส่วน $i_n(t)$ จะได้จาก วงจรซึ่งไม่มีทั้งแหล่งจ่าย ac และ dc ในขณะที่วงจรอยู่ในสภาวะกระแสลดลงเรื่อยๆ จากค่าสูงสุด จนมีค่าต่ำสุดเป็นศูนย์ ดังนั้น กระแสจริงในวงจรสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

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

$$\text{โดยที่} \quad \alpha \leq \omega t \leq \beta$$

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

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

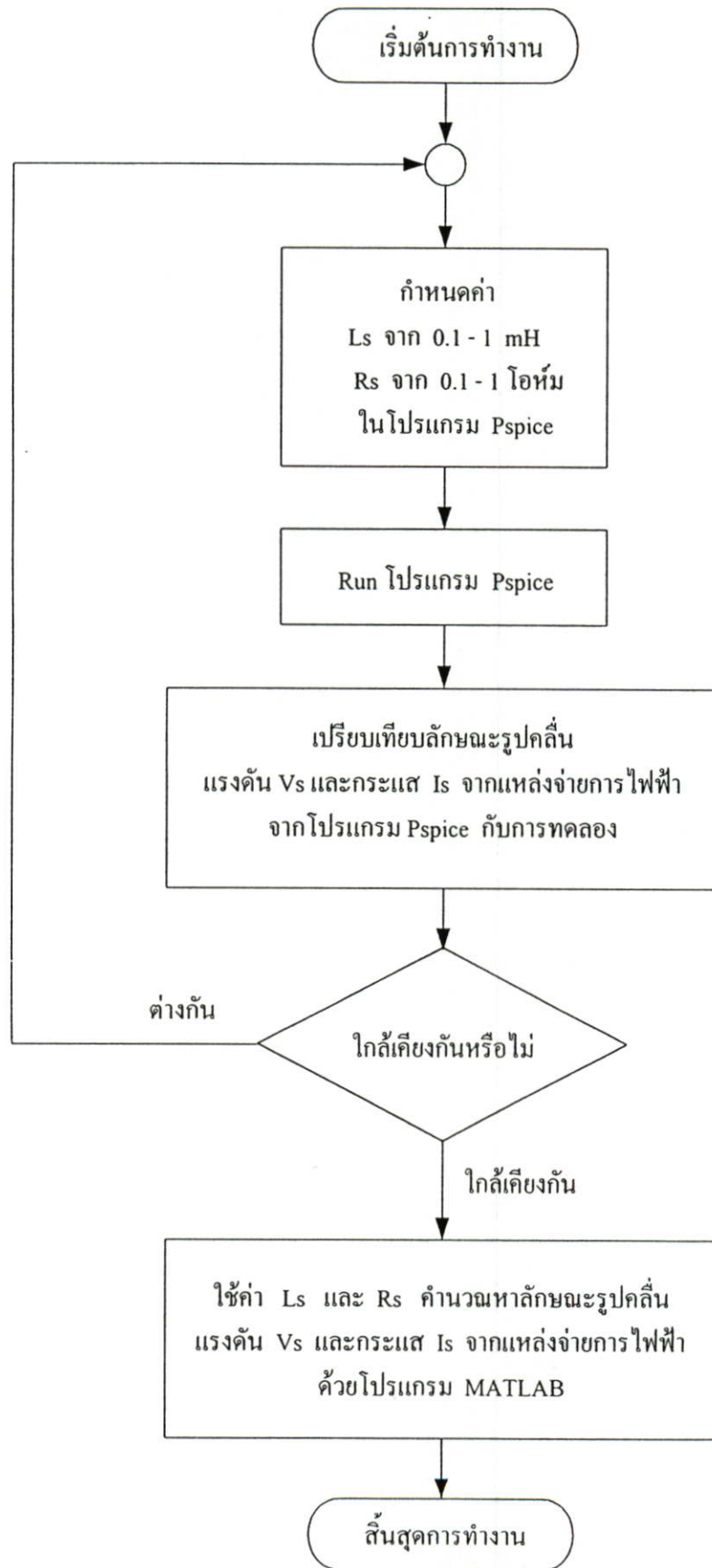
$$\theta_1 = \tan^{-1}(\omega L_s / R_s)$$

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

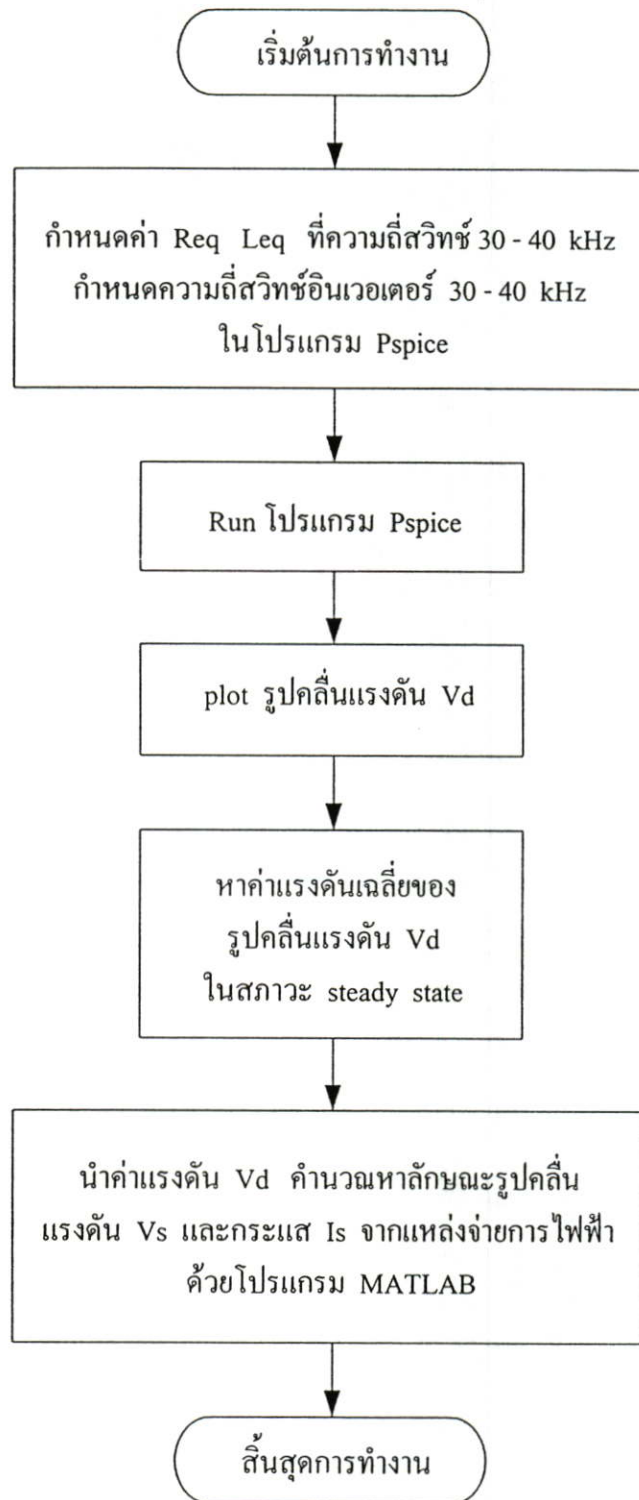
β คือ ตำแหน่งมุมของแกน ωt ซึ่งกระแส $i_d(t)$ มีค่าลดลงจนเท่ากับศูนย์และสามารถหาค่าได้โดยวิธี Numerical Solution โดยเริ่มแทนค่าจาก $\omega t = \alpha$ จนถึงค่าที่ทำให้สมการ (3.6) เป็นจริงที่ตำแหน่ง $\omega t = \beta$

3.3.2 การวิเคราะห์หาค่า R_s , L_s และ V_d

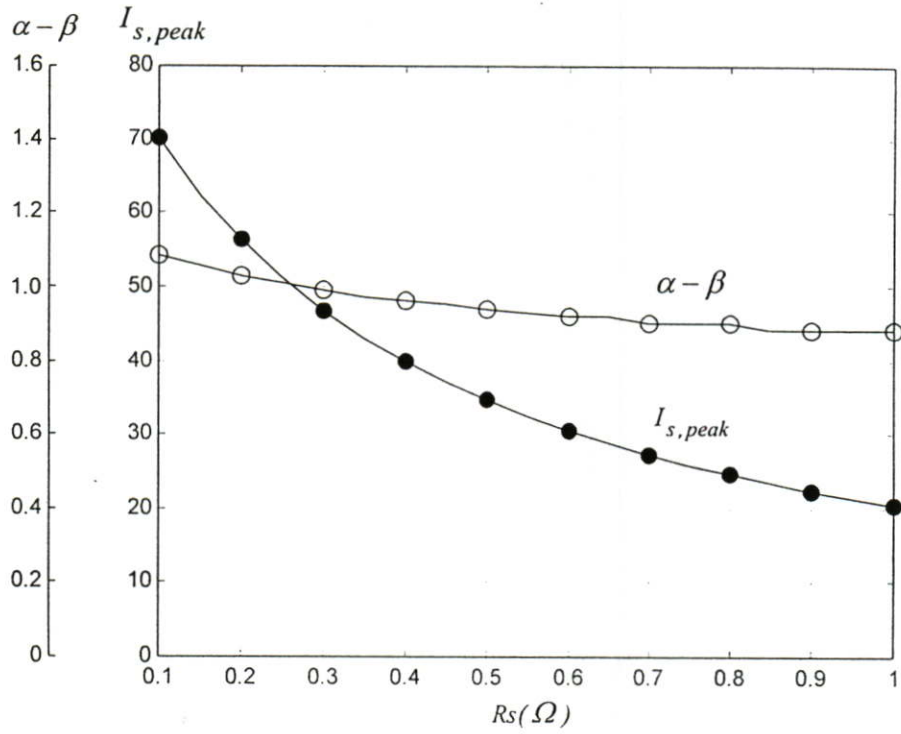
สำหรับค่า R_s และ L_s เป็นค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่าภายในแหล่งจ่ายการไฟฟ้า V_d เป็นแรงดันดีซีเอาต์พุตเรกติไฟายเออร์ ซึ่งพารามิเตอร์เหล่านี้เป็นค่าคงที่ในสมการ (3.6) สามารถใช้ในการคำนวณหาค่ากระแส i_s จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าโดยที่ค่า R_s และ L_s จะมีการคำนวณหาค่าต่างๆ ตามโพลซาร์จในรูปที่ 3.5 สำหรับค่า V_d จะมีการคำนวณหาค่าตามโพลซาร์จในรูปที่ 3.6 และเมื่อนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแส $I_{s,peak}$ และ $\alpha - \beta$ โดยกำหนดให้อินดักแตนซ์ L_s มีค่าคงที่เท่ากับ 0.4 mH ขณะให้ความต้านทาน R_s ค่าเปลี่ยนแปลงจาก 0.1 ถึง 1 โอห์ม ขณะที่ V_d มีค่าคงที่ จะได้ดังรูปที่ 3.7 โดยจะเห็นได้ว่าเมื่อความต้านทาน R_s เพิ่มขึ้น กระแส $I_{s,peak}$ จะลดลง และ $\alpha - \beta$ ลดลงด้วย และเมื่อกำหนดให้ค่าความต้านทาน R_s คงที่เท่ากับ 0.4 โอห์ม และให้ค่าอินดักแตนซ์เปลี่ยนแปลงจาก 0.1 ถึง 1 mH ขณะที่ V_d มีค่าคงที่ จะได้ดังรูปที่ 3.8 โดยจะเห็นได้ว่า เมื่ออินดักแตนซ์ L_s เพิ่มขึ้น กระแส $I_{s,peak}$ จะลดลง และ $\alpha - \beta$ จะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อนำมาเขียนลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าขณะที่ L_s มีค่าคงที่ จะได้ดังรูปที่ 3.9 และเมื่อ R_s คงที่ จะได้ดังรูปที่ 3.10



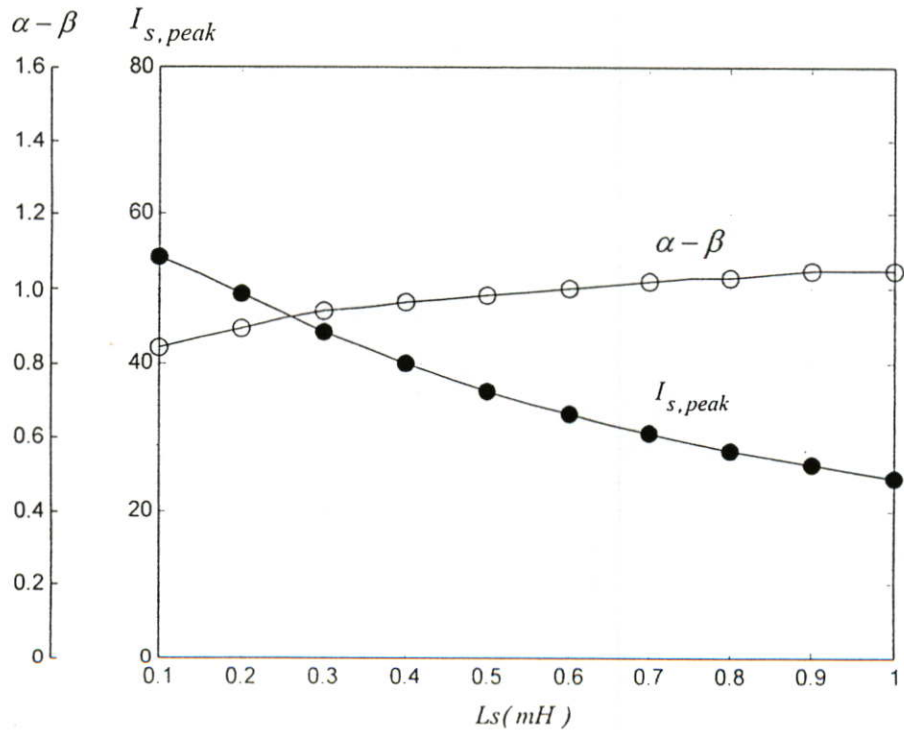
รูปที่ 3.5 โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการหาค่า R_s และ L_s ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า



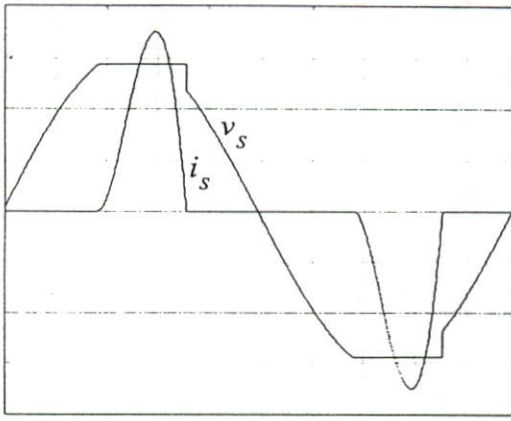
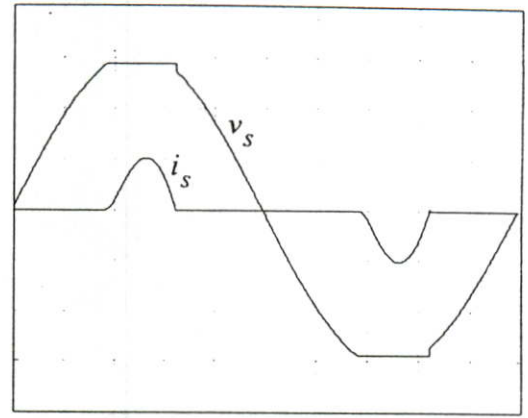
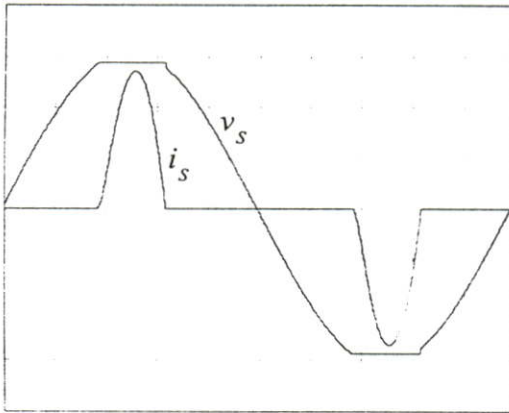
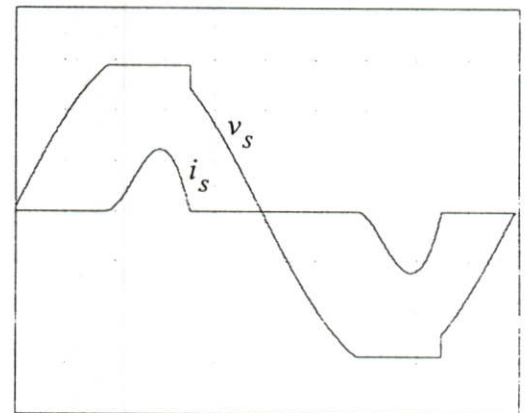
รูปที่ 3.6 โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการหาค่า V_d เอ้าท์พุทเรกติไฟายเออร์



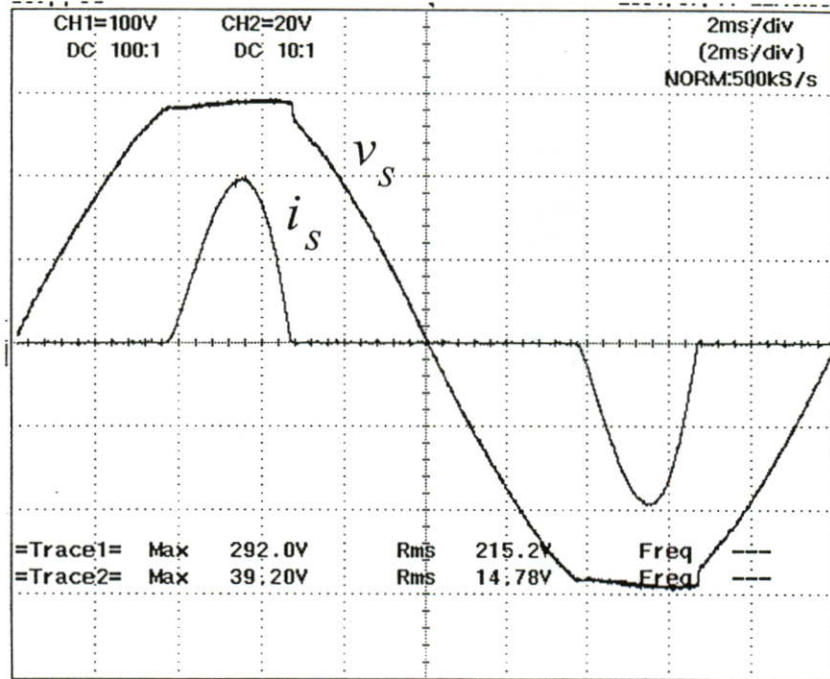
รูปที่ 3.7 กระแส $I_{s,peak}$ และ $\alpha - \beta$ เมื่อ L_s คงที่เท่ากับ 0.4 mH และให้ความต้านทาน R_s เปลี่ยนแปลงจาก 0.1-1 โอห์ม



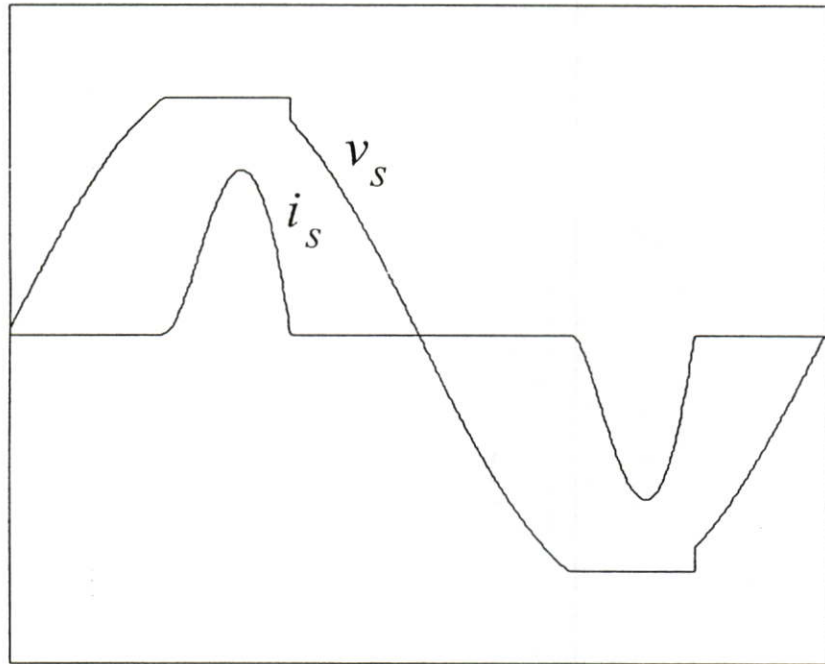
รูปที่ 3.8 กระแส $I_{s,peak}$ และ $\alpha - \beta$ เมื่อ R_s คงที่เท่ากับ 0.4 โอห์ม และให้อินดักแตนซ์ L_s เปลี่ยนแปลงจาก 0.1-1 mH

(a) $R_s = 0.1$ โอห์ม(b) $R_s = 1$ โอห์มรูปที่ 3.9 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าเมื่อ L_s คงที่เท่ากับ 0.4 mH(a) $L_s = 0.1$ mH(b) $L_s = 1$ mHรูปที่ 3.10 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าเมื่อ R_s คงที่เท่ากับ 0.4 โอห์ม

เมื่อนำสมการที่ (3.6) ที่ได้มาเขียนลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าโดยใช้โปรแกรม MATLAB จะได้ดังรูปที่ 3.11(b) จะเห็นได้ว่าลักษณะรูปคลื่นที่ได้จากการทดลองดังรูปที่ 3.11(a) และทฤษฎีดังรูปที่ 3.11(b) จะมีลักษณะเหมือนกัน โดยสังเกตได้ว่ากระแส i_s เริ่มไหลเมื่อแรงดัน $|V_s - V_{R_s}|$ เริ่มมีค่ามากกว่าแรงดัน V_d และจะมีค่า peak ของกระแสขึ้นกับแรงดัน V_d กล่าวคือถ้าแรงดัน V_d มีค่ามากจะทำให้ peak ของกระแส i_s มีค่าน้อย ในทางตรงกันข้ามถ้าแรงดัน V_d มีค่าน้อยจะทำให้กระแส i_s มีค่า peak สูง สำหรับ R_s และ L_s จะมีค่าคงที่ ส่วนแรงดันกระแสสลับที่จ่ายให้กับเรกติฟายเออร์จะไม่เป็นรูปไซน์ เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อมที่ R_s และ L_s และเมื่อนำลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีมาแตกสเปกตรัมจะได้ดังรูปที่ 3.12(a) และ 3.12(b) ตามลำดับ โดยจะเห็นว่า

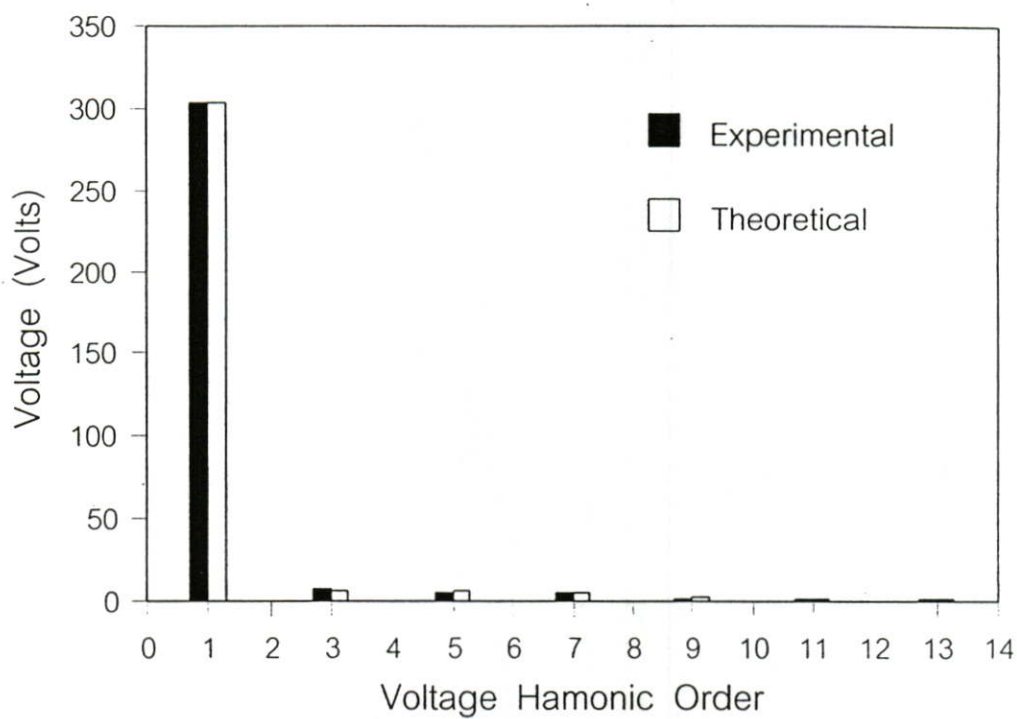
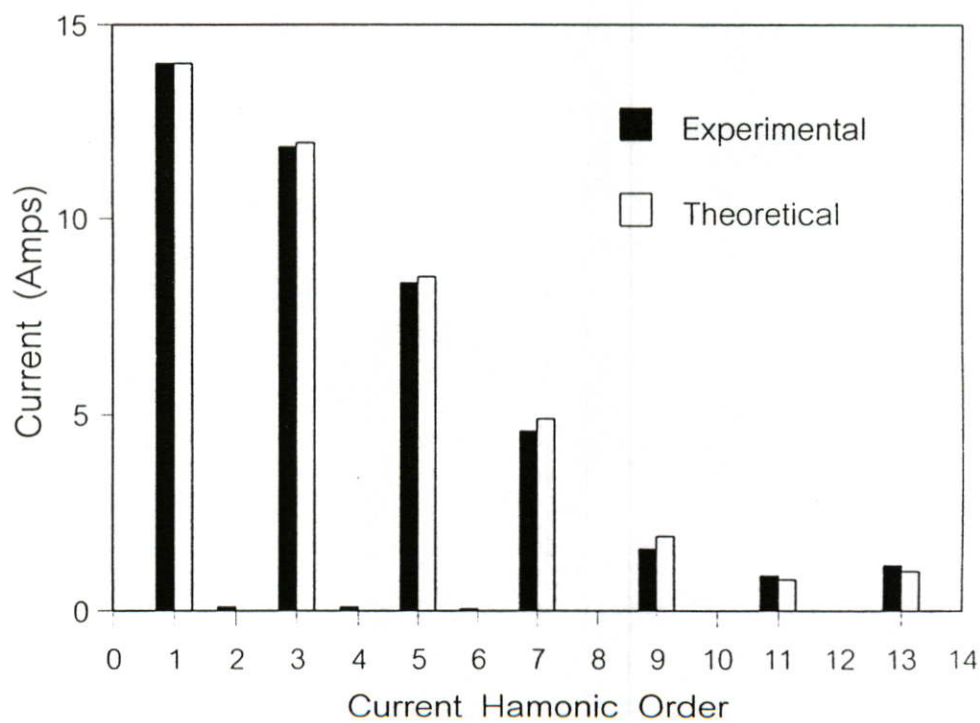


(a) ผลการทดลอง



(b) ผลทางทฤษฎี โดยใช้โปรแกรม MATLAB

รูปที่ 3.11 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี

(a) สเปกตรัมของแรงดัน v_s (b) สเปกตรัมของกระแส i_s

รูปที่ 3.12 ลักษณะสเปกตรัมของแรงดัน v_s และกระแส i_s จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 3.11

ได้ว่าขนาดสเปกตรัมของแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าทั้งจากการทดลองและทฤษฎีมีค่าใกล้เคียงกันมาก โดยที่สเปกตรัมของแรงดันจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้างดรูปที่ 3.12(a) มีฮาโมนิกน้อยมาก เนื่องจากลักษณะคลื่นแรงดันใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และสเปกตรัมของกระแสดรูปที่ 3.10(b) มีฮาโมนิกมากเนื่องจากลักษณะคลื่นกระแสเป็นรูปคลื่นกระแสดับที่ไม่ต่อเนื่องเมื่อเปรียบเทียบแถบสเปกตรัมจากการทดลองและผลทางทฤษฎี จะเห็นว่ามีแถบสเปกตรัมที่ใกล้เคียงกันและแถบสเปกตรัมของแรงดันและกระแสที่ได้เหล่านี้สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการทดลอง

ในรูปที่ 3.9 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 มุมเฟสของกระแส i_s ที่ล่าช้าไปจากแรงดัน v_s ที่ลำดับใด ๆ

3.3.3 การคำนวณหาค่า Percent Total Harmonic Distortion (%THD) และ

Power factor (PF)

จากรูปคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้างดรูปที่ 3.5 เมื่อนำมาวิเคราะห์ด้วยอนุกรม Fourier กระแส i_s จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าจะมี fundamental เป็นกระแส i_{s1} ซึ่งแสดงเป็นเส้นประในรูปที่ 3.4 และค่ากระแส I_s สามารถคำนวณโดย RMS ของรูปคลื่นกระแส i_s เป็นไปตามสมการดังนี้ [11]

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

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 ของส่วนประกอบของกระแสผิดเพี้ยน I_{dis} จะมีสมการดังนี้

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

ในทำนองเดียวกัน RMS ของส่วนประกอบของแรงดันผิดเพี้ยน V_{dis} จะมีสมการดังนี้

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

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

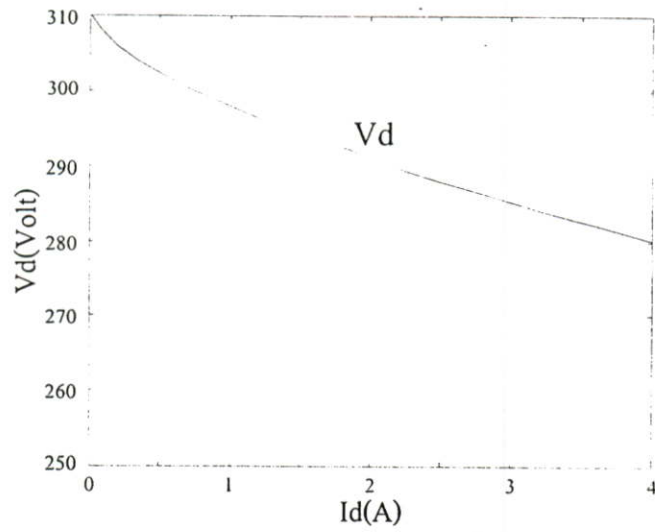
$$S = V_s \cdot I_s = \left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn}^2 \right]^{1/2} \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \right]^{1/2} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.9) และ (3.14) สามารถคำนวณหาเพาเวอร์แฟกเตอร์ได้ดังนี้

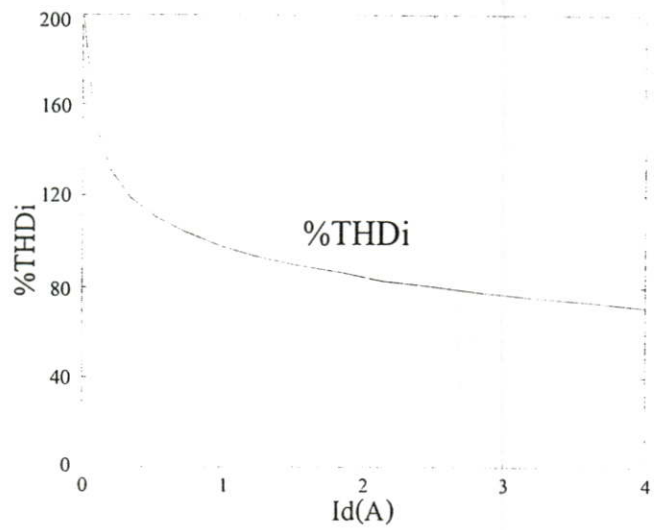
$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn} I_{sn} \cos \theta_n}{\left[\sum_{n=1}^{\infty} V_{sn}^2 \right]^{1/2} \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} I_{sn} \right]^{1/2}} \quad (3.15)$$

ค่าการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส i_s เรียกว่า percent total harmonic distortion จะมีสมการดังนี้

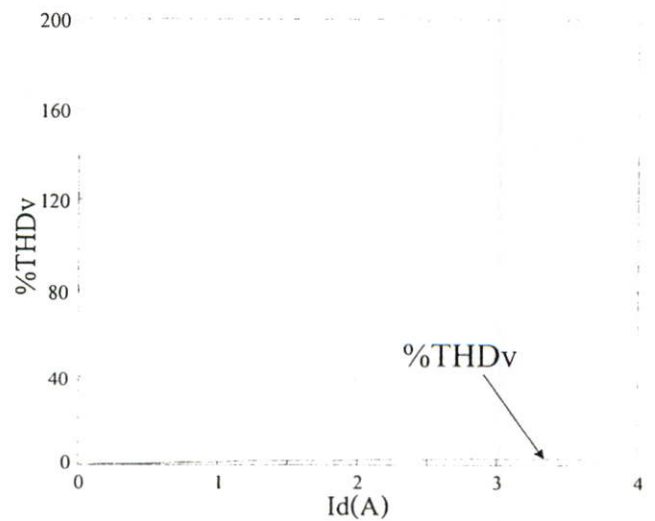
$$\%THD_I = \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \times 100 \quad (3.16)$$



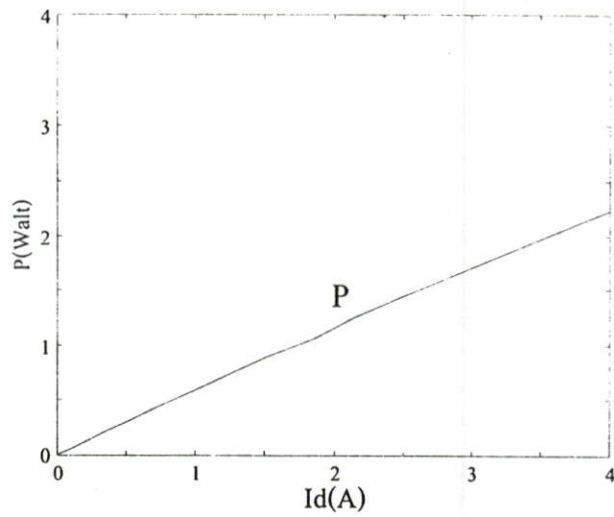
รูปที่ 3.13 แรงดันเอาต์พุตเรกติไฟายเออร์ เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง



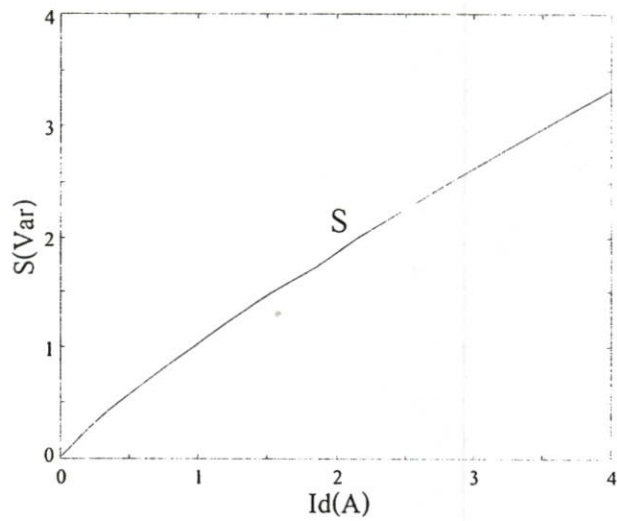
รูปที่ 3.14 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง



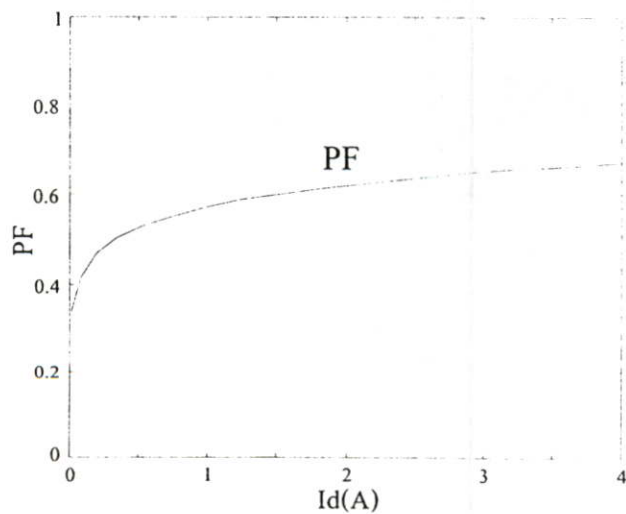
รูปที่ 3.15 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 3.16 กำลังไฟฟ้าอินพุต เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 3.17 กำลังไฟฟ้าอินพุตปรากฏ เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 3.18 เพาเวอร์เฟกเตอร์ เมื่อกระแสไหลดเปลี่ยนแปลง

ในทำนองเดียวกันค่าการบิดเบี้ยวของรูปคลื่นกระแส i_s เรียกว่า percent total harmonic distortion จะมีสมการดังนี้

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

จากสมการ (3.6) เมื่อนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน V_d และกระแส i_d โดยที่กำหนดให้ค่า R_s และ L_s มีค่าคงที่ จะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดัน V_d ลดลง จะทำให้กระแส i_d เพิ่มขึ้นดังแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_d และ i_d ในรูปที่ 3.13 และเมื่อ i_d เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่าความบิดเบี้ยวของกระแส i_s (THDi) ลดลงและค่าความบิดเบี้ยวของแรงดัน v_s (THDv) เพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.14 และรูปที่ 3.15 ตามลำดับ และเมื่อกระแส i_d เพิ่มขึ้นจะทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุต(P) และกำลังไฟฟ้าปรากฏ(S) เพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 3.16 และรูปที่ 3.17 ตามลำดับ ดังนั้นจึงเป็นผลทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ (PF) เพิ่มขึ้นเมื่อกระแส i_d เพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.18

3.4 สรุป

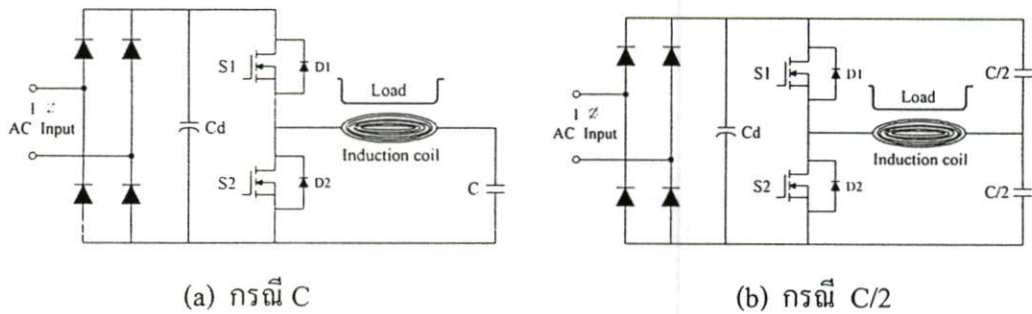
เมื่อทำการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์ในเดาหุงดัมเหนี่ยวนำ สามารถวิเคราะห์ลักษณะสมการคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ได้ง่ายขึ้น โดยการมองวงจรเรกติฟายเออร์แบบฟูลบริดจ์ให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเท่าเรวินิน และเมื่อนำสมการแรงดันและกระแสมาเขียนลักษณะคลื่นโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับลักษณะคลื่นจากการทดลอง จะเห็นได้ว่ามีลักษณะคลื่นที่ได้ใกล้เคียงกันมาก สำหรับคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้จากการวิเคราะห์เหล่านี้ จะนำไปคำนวณหาลักษณะสเปกตรัมของแรงดันและกระแสไฟฟ้า เพื่อนำไปคำนวณหาค่า กำลังไฟฟ้าอินพุต Percent Total Harmonic Distortion(%THD) และเพาเวอร์แฟกเตอร์(PF) และผลที่ได้จากการวิเคราะห์เหล่านี้ยังได้นำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองในบทต่อไป ซึ่งปรากฏว่าได้ผลสอดคล้องและใกล้เคียงเช่นกัน

การเปรียบเทียบวงจรฮาร์ดฟรیدจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม เพื่อใช้กับเตาหุงต้มความถี่สูง

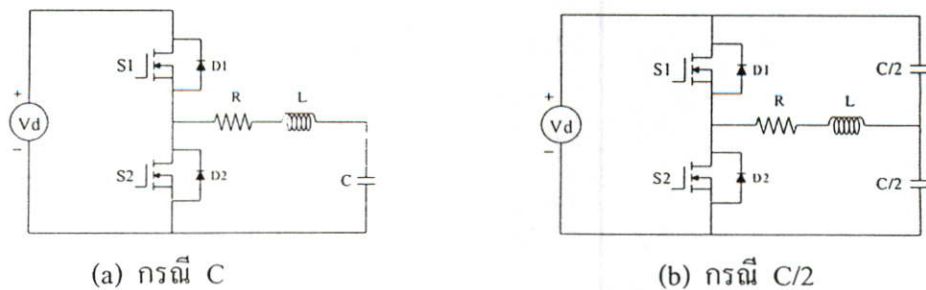
4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการเปรียบเทียบวงจรฮาร์ดฟรیدจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม เพื่อนำไปใช้กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ โดยการเปรียบเทียบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 2 ลักษณะคือ กรณีใช้ C และ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์ ซึ่งทั้งสองกรณีมีลักษณะการต่อวงจรที่แตกต่างกัน ในที่นี้จะพิจารณาโหมดการทำงานต่างๆ ของวงจรในช่วง 1 ไซเคิล ในกรณีที่อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์สูงกว่าและเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ และเพื่อให้สามารถเข้าใจการวิเคราะห์การทำงานของวงจรได้ง่ายขึ้น ก็จะนำวงจรอินเวอร์เตอร์มาพิจารณาใหม่ให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเท่าเรวินิน เพื่อจะนำวงจรเทียบเท่าเรวินินที่ได้ไปวิเคราะห์ลักษณะแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ซึ่งจะนำไปสู่การคำนวณหากำลังไฟฟ้าอินพุตและเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ได้ และผลที่ได้จากการคำนวณนี้ยังจะนำไปเปรียบเทียบกับผลจากการทดลองต่อไป [7]

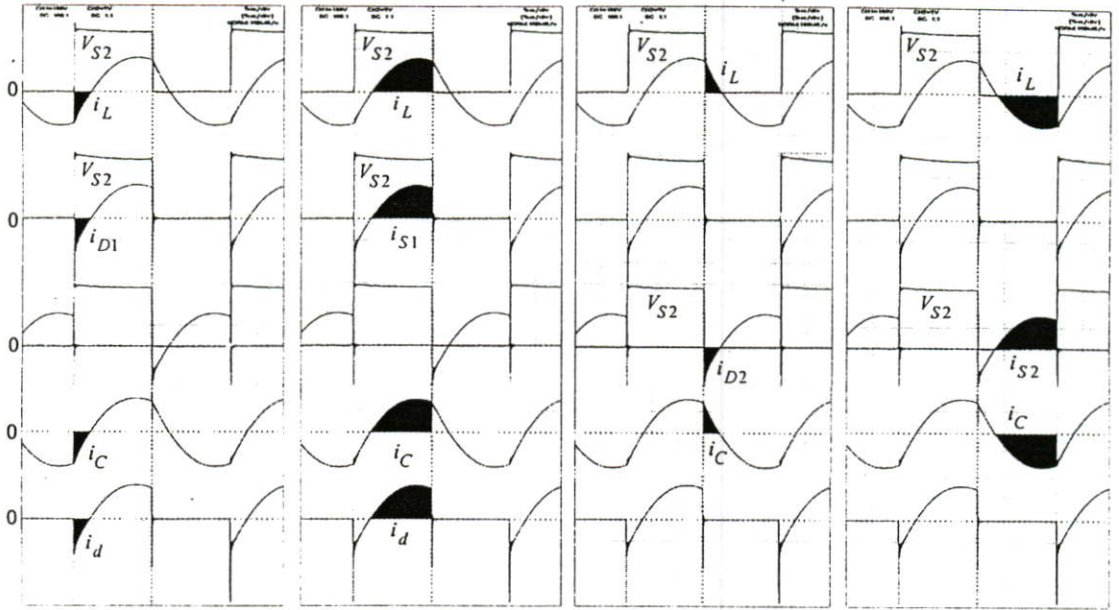
4.2 การเปรียบเทียบวงจรฮาร์ดฟรیدจ์อินเวอร์เตอร์ เรโซแนนท์อนุกรมของทั้ง 2 ลักษณะ



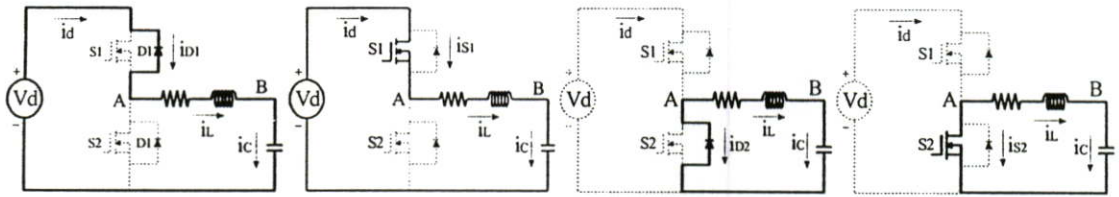
รูปที่ 4.1 วงจรฮาร์ดฟรیدจ์อินเวอร์เตอร์กรณีใช้ C และกรณีที่ใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ



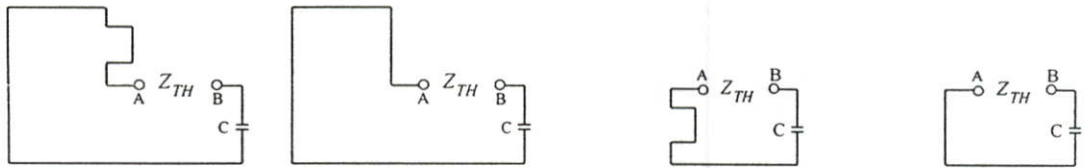
รูปที่ 4.2 วงจรฮาร์ดฟรیدจ์อินเวอร์เตอร์กรณีใช้ C และ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์



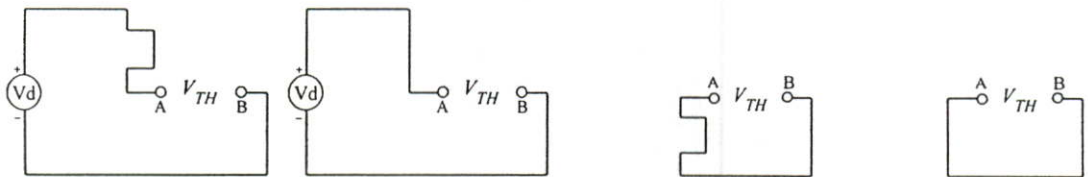
(a) รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการทดลองเมื่อ $f_s > f_o$



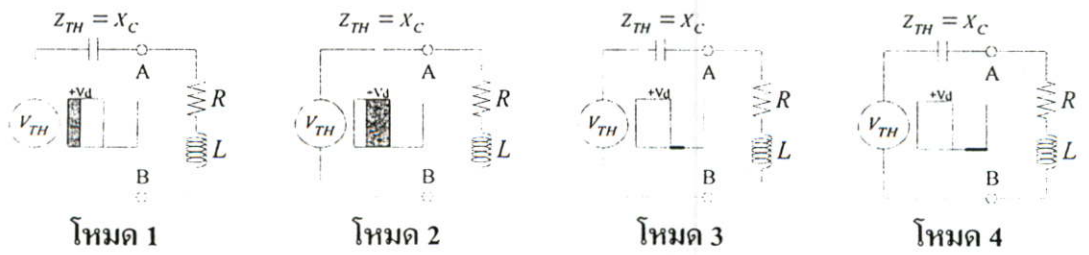
(b) วงจรแสดงการทำงานในจังหวะต่างๆ ในช่วง 1 ไซเคิล ของวงจรอินเวอร์เตอร์



(c) วงจรแสดงการหาอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินที่จังหวะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

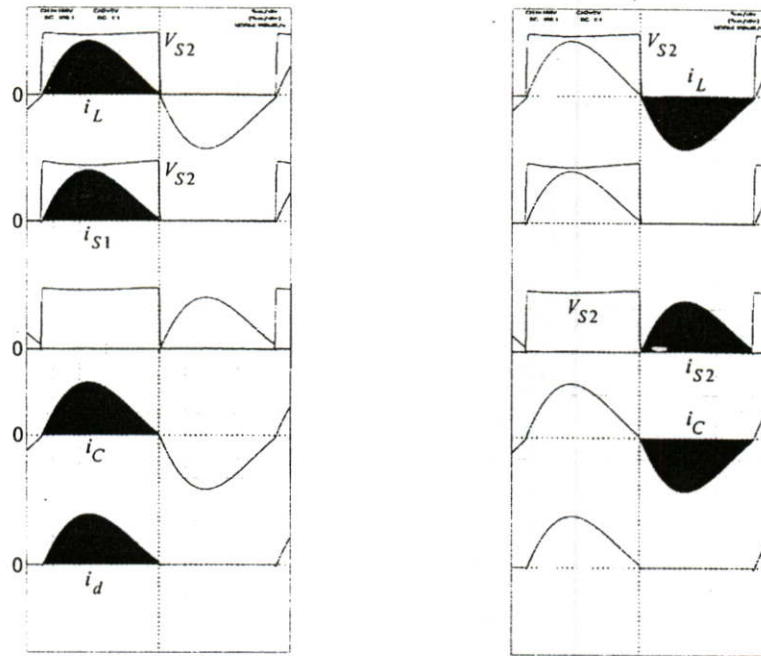


(d) วงจรแสดงการหาแรงดันเทียบเท่าเรวินินที่จังหวะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์



(e) วงจรเทียบเท่าพิจารณาจากอิมพีแดนซ์และแรงดันเทียบเท่าเรวินิน

รูปที่ 4.3 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนซ์เมื่อ $f_s > f_o$



(a) รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการทดลองเมื่อ $f_s = f_o$



(b) วงจรแสดงการทำงานในจังหวะต่างๆ ในช่วง 1 ไซเคิล ของวงจรอินเวอร์เตอร์



(c) วงจรแสดงการหาอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินที่จังหวะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

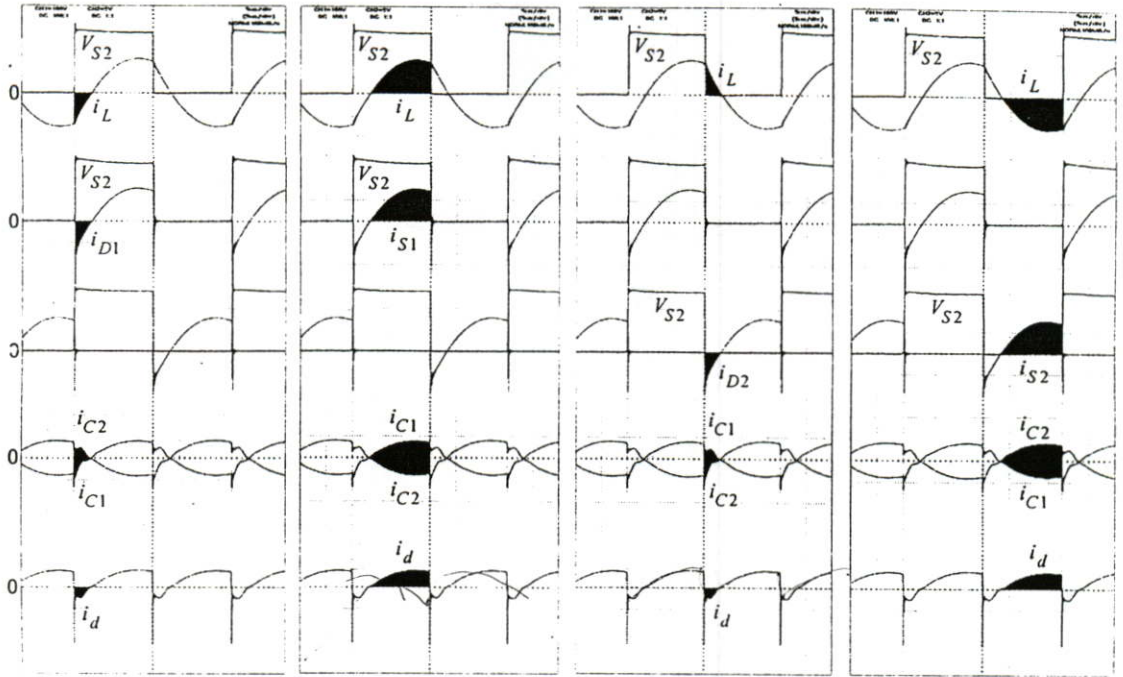


(d) วงจรแสดงการหาแรงดันเทียบเท่าเรวินินที่จังหวะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

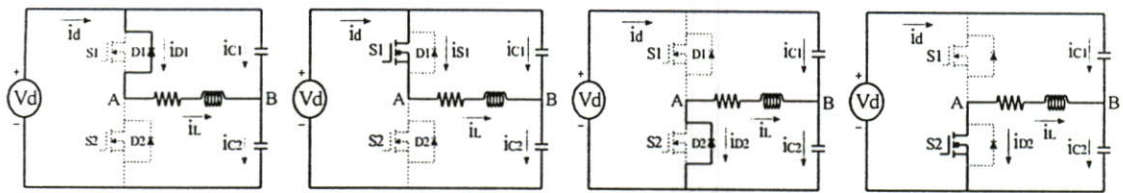


(e) วงจรเทียบเท่าพิจารณาจากอิมพีแดนซ์และแรงดันเทียบเท่าเรวินิน

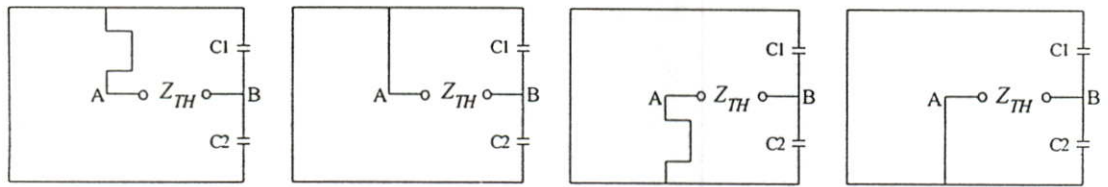
รูปที่ 4.4 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนซ์เมื่อ $f_s = f_o$



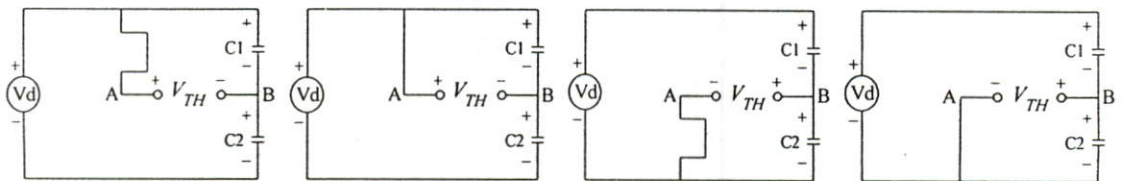
(a) รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการทดลองเมื่อ $f_s > f_o$



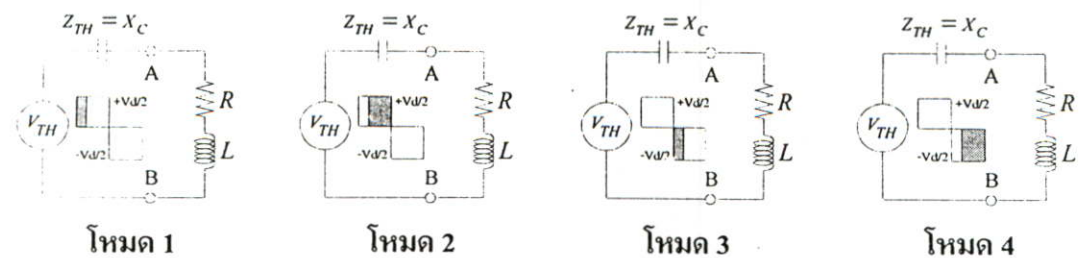
(b) วงจรแสดงการทำงานในจังหวะต่างๆ ในช่วง 1 ไซเคิล ของวงจรอินเวอร์เตอร์



(c) วงจรแสดงการหาอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินที่จังหวะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

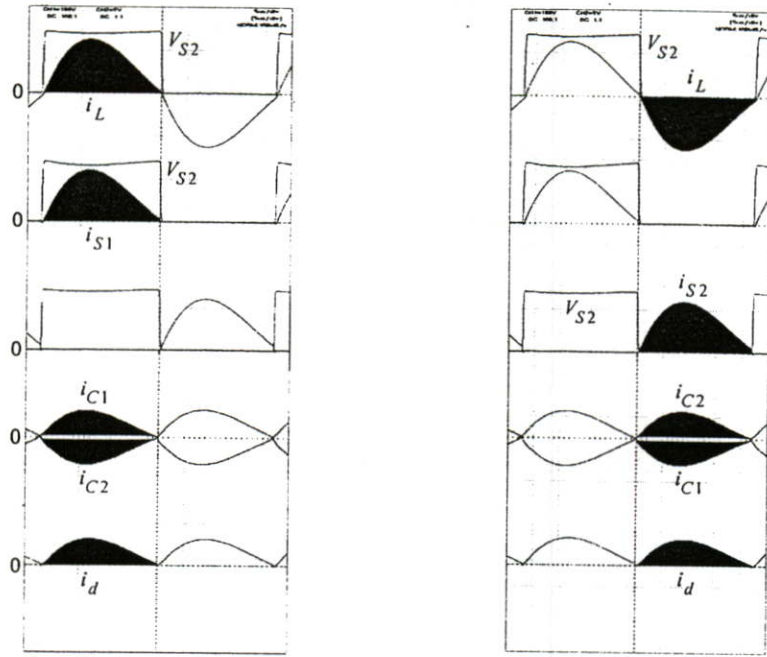


(d) วงจรแสดงการหาแรงดันเทียบเท่าเรวินินที่จังหวะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์



(e) วงจรเทียบเท่าพิจารณาจากอิมพีแดนซ์และแรงดันเทียบเท่าเรวินิน

รูปที่ 4.5 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนซ์เมื่อ $f_s > f_o$



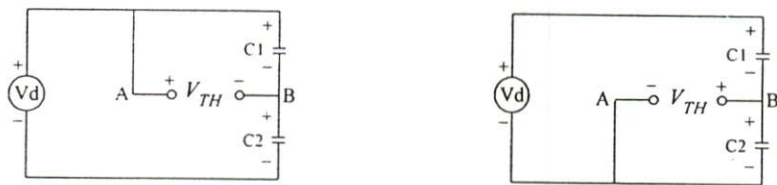
(a) รูปคลื่นแรงดันคันและกระแสเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการทดลองเมื่อ $f_s = f_o$



(b) วงจรแสดงการทำงานในจังหวะต่างๆ ในช่วง 1 ไซเคิล ของวงจรอินเวอร์เตอร์



(c) วงจรแสดงการหาอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินที่จังหวะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์



(d) วงจรแสดงการหาแรงดันเทียบเท่าเรวินินที่จังหวะต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์



(e) วงจรเทียบเท่าพิจารณาจากอิมพีแดนซ์และแรงดันเทียบเท่าเรวินิน

รูปที่ 4.6 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนซ์เมื่อ $f_s = f_o$

ในการเปรียบเทียบวงจรฮาร์ฟบริดจ์เรโซแนนท์อนุกรม เพื่อใช้กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ซึ่งวงจรที่ใช้จะมีอยู่ด้วยกัน 2 ลักษณะคือ กรณีใช้ C และ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนท์ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งขดลวดเหนี่ยวนำและภาชนะจะมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลง โดยที่ขดลวดทางด้านปฐมภูมิสามารถแทนด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ ส่วนภาชนะหุงต้มเป็นเสมือนลัดวงจรทางด้านขดลวดทุติยภูมิ ดังได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ทั้งขดลวดเหนี่ยวนำและภาชนะหุงต้มสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของอินดักแตนซ์ (L_{eq}) และความต้านทาน (R_{eq}) เพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์และสามารถมองเป็นวงจรในลักษณะเรโซแนนท์อนุกรม ซึ่งมี R_{eq} , L_{eq} และ C ต่ออนุกรมกัน และไฟจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 1 เฟส ผ่านวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์ออกมาเป็นไฟกระแสตรงคือ V_d ดังแสดงในรูปที่ 4.2 เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรได้ง่ายขึ้น สามารถพิจารณาวงจรทั้งสองแบบให้อยู่ในรูปของวงจรเทียบเท่าเรวินินในจังหวะต่างๆ ในช่วง 1 ไชเคิล ของวงจรอินเวอเตอร์ [12]

(1) **กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์** เมื่อกำหนดให้อินเวอเตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_o$) สามารถแบ่งออกเป็น 4 โหมดดังรูปที่ 4.3 โดยมีการพิจารณาดังนี้

โหมด 1 ไดโอด $D1$ ทำงาน กระแส i_L, i_{D1}, i_C และ i_d มีลักษณะรูปคลื่นและทิศทางจริงดังวงจรโหมด 1 ดังรูปที่ 4.3(a) และรูปที่ 4.3(b) ในโหมดนี้โหลดจะคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่าย เนื่องจากกระแสมีค่าเป็นลบ เมื่อพิจารณาห้วงจรเทียบเท่าเรวินินที่ตำแหน่งของโหลด AB โดยการเปิดวงจรโหลด RL และลัดวงจรแหล่งจ่ายแรงดัน ก็จะได้อิมพีแดนซ์เทียบเท่า $Z_{TH} = X_C$ ดังรูปที่ 4.3(c) ในทำนองเดียวกันการหาแรงดันเทียบเท่า ก็สามารถทำได้โดยการเปิดวงจรที่ตำแหน่ง AB ของโหลดออกและคำนวณหาค่าแรงดันตกคร่อม V_{AB} ที่โหลดจะได้เท่ากับ $+V_d$ ดังรูปที่ 4.3(d) เมื่อนำค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่า Z_{TH} และแรงดันเทียบเท่า V_{TH} มาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าเรวินินจะได้ดังรูปที่ 4.3(e)

โหมด 2 สวิตช์ $S1$ ทำงาน กระแส i_L, i_{S1}, i_C และ i_d มีลักษณะรูปคลื่นและทิศทางจริงดังวงจรโหมด 2 รูปที่ 4.3(a) และรูปที่ 4.3(b) ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลด เนื่องจากกระแสมีค่าเป็นบวก และเมื่อพิจารณาด้วยหลักการเรวินินในทำนองเดียวกันกับโหมด 1 จะได้ว่าวงจรเทียบเท่าเรวินินดังแสดงในโหมด 2 ของรูปที่ 4.3(e) โดยที่แรงดันเทียบเท่า V_{TH} มีค่าเท่ากับ $+V_d$ และอิมพีแดนซ์เทียบเท่า $Z_{TH} = X_C$ เหมือนกับในโหมด 1

โหมด 3 ไดโอด $D2$ ทำงาน กระแส i_L, i_{D2}, i_C และ i_d มีลักษณะรูปคลื่นและทิศทางจริงดังวงจรโหมด 3 รูปที่ 4.3(a) และรูปที่ 4.3(b) ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะไม่จ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากไม่มีกระแสจากแหล่งจ่าย i_d และเมื่อพิจารณาด้วยหลักการเรวินินในทำนองเดียวกันกับโหมด 1 จะได้ว่าวงจรเทียบเท่าเรวินินดังแสดงในโหมด 3 ของรูปที่ 4.3(e) โดยที่แรงดันเทียบเท่า V_{TH} มีค่าเท่ากับศูนย์และอิมพีแดนซ์เทียบเท่า $Z_{TH} = X_C$

โหมด 4 สวิตช์ S2 ทำงาน กระแส i_L, i_{S2}, i_C และ i_d มีลักษณะรูปคลื่นและทิศทางจริงดังวงจรโหมด 4 รูปที่ 4.3(a) และรูปที่ 4.3(b) ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะไม่จ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากไม่มีกระแสจากแหล่งจ่าย i_d และเมื่อพิจารณาด้วยหลักการเรวินินในทำนองเดียวกับโหมด 1 จะได้ว่าวงจรเทียบเท่าเรวินินดังแสดงในโหมด 4 ของรูปที่ 4.3(e) โดยที่แรงดันเทียบเท่า V_{TH} มีค่าเท่ากับศูนย์และอิมพีแดนซ์เทียบเท่า $Z_{TH} = X_C$ เหมือนกับในโหมด 3

เมื่อต้องการให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด สามารถกำหนดให้อินเวอเตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s = f_o$) ซึ่งสามารถพิจารณาโหมดการทำงานได้ดังรูปที่ 4.4 ในกรณีนี้โหมด 1 และโหมด 3 จะหายไปเหลือแต่โหมด 2 และโหมด 4 ก็จะมีเฉพาะกระแสไหลผ่านสวิตช์ กระแสจะไม่ไหลผ่านไดโอด

(2) **กรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนซ์** เมื่อกำหนดให้อินเวอเตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s > f_o$) สามารถแบ่งออกเป็น 4 โหมดดังรูปที่ 4.5 โดยมีการพิจารณาดังนี้

โหมด 1 ไดโอด D1 ทำงาน กระแส $i_L, i_{D1}, i_{C1}, i_{C2}$ และ i_d ลักษณะรูปคลื่นและทิศทางจริงดังวงจรโหมด 1 รูปที่ 4.5(a) และรูปที่ 4.5(b) ในโหมดนี้โหลดจะกินพลังงานให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นลบและไหลเข้าขั้วบวกของแหล่งจ่าย DC เมื่อพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินินที่ตำแหน่งของโหลด AB โดยการเปิดวงจรโหลด RL และลัดวงจรแหล่งจ่ายแรงดัน ก็จะได้อิมพีแดนซ์เทียบเท่า $Z_{TH} = X_C$ ซึ่งได้จาก C1 และ C2 ขนานกันและมีผลรวมเท่ากับ C ดังรูปที่ 4.5(c) ในทำนองเดียวกันในการหาแรงดันเทียบเท่า ก็สามารถหาได้เหมือนกับกรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนซ์ โดยการคำนวณหาแรงดันตกคร่อม V_{TH} ที่โหลดซึ่งจะได้ $V_{TH} = +V_d/2$ ดังรูปที่ 4.5(d) เมื่อนำค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าและแรงดันเทียบเท่ามาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าเรวินินจะได้ดังรูปที่ 4.5(e)

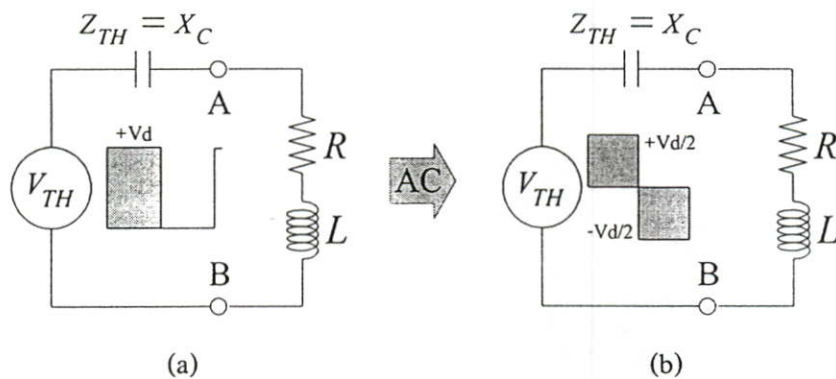
โหมด 2 สวิตช์ S1 ทำงาน กระแส $i_L, i_{S1}, i_{C1}, i_{C2}$ และ i_d ลักษณะรูปคลื่นและทิศทางจริงดังวงจรโหมด 2 รูปที่ 4.5(a) และรูปที่ 4.5(b) ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นบวกและไหลออกจากขั้วบวกของแหล่งจ่าย DC เมื่อพิจารณาด้วยหลักการเรวินินจะได้อิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินดังแสดงในโหมด 2 รูปที่ 4.5(e) โดยที่แรงดันเทียบเท่า $V_{TH} = +V_d/2$ และอิมพีแดนซ์เทียบเท่า $Z_{TH} = X_C$ เหมือนกับในโหมด 1

โหมด 3 ไดโอด D2 ทำงาน กระแส $i_L, i_{D2}, i_{C1}, i_{C2}$ และ i_d ลักษณะรูปคลื่นและทิศทางจริงดังวงจรโหมด 3 รูปที่ 4.5(a) และรูปที่ 4.5(b) ในโหมดนี้โหลดจะกินพลังงานให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจากกระแสมีทิศทางเป็นลบและไหลเข้าขั้วบวกของแหล่งจ่าย DC และเมื่อพิจารณาด้วยหลักการเรวินินจะได้อิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินดังแสดงในโหมด 3 ของรูปที่ 4.5(e) โดยที่แรงดันเทียบเท่า $V_{TH} = -V_d/2$ และอิมพีแดนซ์เทียบเท่า $Z_{TH} = X_C$

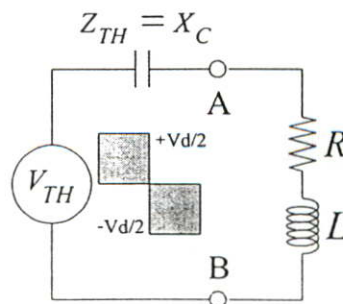
โหมด 4 สวิตช์ S2 ทำงานกระแส $i_L, i_{S2}, i_{C1}, i_{C2}$ และ i_d ลักษณะรูปคลื่นและทิศทางจริงดังวงจรโหมด 4 รูปที่ 4.5(a) และรูปที่ 4.5(b) ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นบวกและไหลออกจากขั้วบวกของแหล่งจ่าย DC เมื่อพิจารณาด้วยหลักการเรวินินจะได้วงจรเทียบเท่าเรวินินดังแสดงในโหมด 4 ของรูปที่ 4.5(c) โดยที่แรงดันเทียบเท่า $V_{TH} = -V_d/2$ และอิมพีแดนซ์เทียบเท่า $Z_{TH} = X_C$ เหมือนกับในโหมด 3

เมื่อต้องการให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด สามารถกำหนดให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s = f_o$) ซึ่งสามารถพิจารณาโหมดการทำงานได้ดังรูปที่ 4.6 ในกรณีนี้โหมด 1 และโหมด 3 จะหายไปเหลือแต่โหมด 2 และโหมด 4 ก็จะมีเฉพาะกระแสไหลผ่านสวิตช์ กระแสจะไม่ไหลผ่านไดโอด เหมือนกับกรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์

จากการพิจารณาวงจรเทียบเท่าเรวินินในโหมด 1 ถึงโหมด 4 ในกรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์ เมื่อนำมาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าเรวินินจะได้ดังรูปที่ 4.7(a) ซึ่งจะเห็นได้ว่า V_{TH} มีค่าเป็น $+V_d$ กับศูนย์ ซึ่งจะมีแรงดันไฟตรงอยู่ภายใน แต่เมื่อจ่ายแรงดัน V_{TH} ให้กับโหลดเรโซแนนท์ RLC แรงดันไฟตรงจะถูกกรองโดย LC ก็จะไม่ยอมให้ไฟตรงผ่าน ดังนั้นก็จะเหลือแต่แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับที่มีระดับแรงดัน $+V_d/2$ และ $-V_d/2$ ดังรูปที่ 4.7(b) และสำหรับในกรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์ เมื่อนำมาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าเรวินินจะได้ดังรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าวงจรฮาร์บริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมของทั้ง 2 ลักษณะ จะได้วงจรเทียบเท่าเรวินินที่เหมือนกัน



รูปที่ 4.7 วงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์



รูปที่ 4.8 วงจรเทียบเท่าเรวินิน กรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์

4.3 การวิเคราะห์ แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนซ์ จากรูปวงจรถ่ายเทอเรนินดังรูปที่ 4.7(b) สามารถนำมาพิจารณาสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ เป็นโหมคๆ ได้ดังนี้ [12]

โหมค 1 จากวงจรในรูปที่ 4.7(b) สามารถเขียนเป็นสมการจะได้นี้

$$V_R + V_L + V_C = V_{TH} \quad (4.1)$$

จากสมการ (4.1) เมื่อเขียนเป็นสมการอนุพันธ์ของวงจรจะได้

$$Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int i_L dt = +V_d / 2 \quad (4.2)$$

จากสมการ (4.2) เมื่อแก้สมการอนุพันธ์แล้วจะได้กระแสไหลผ่านโหลดดังนี้

$$i_L = e^{-\alpha t} \left[I_1 \cos \beta t + \left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \sin \beta t \right] \quad (4.3)$$

จากสมการ (4.3) แรงดันตกคร่อมความต้านทานสามารถคำนวณหาค่าได้ดังนี้

$$V_R = R \cdot e^{-\alpha t} \left[I_1 \cos \beta t + \left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \sin \beta t \right] \quad (4.4)$$

จากสมการ (4.3) เนื่องจาก $V_L = L \frac{di_L}{dt}$ จะได้สมการแรงดันตกคร่อมอินดักแตนซ์เท่ากับ

$$V_L = L e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \cdot (\beta \cos \beta t - \alpha \sin \beta t) - I_1 (\beta \sin \beta t + \alpha \cos \beta t) \right] \quad (4.5)$$

ดังนั้นแรงดันคร่อมโหนด RL จะมีค่าดังนี้

$$V_{RL} = V_R + V_L \quad (4.6)$$

จากสมการ (4.6) เมื่อแทนค่าจากสมการ (4.4) และ (4.5) จะได้ค่า V_{RL} ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{RL} = & \operatorname{Re}^{-\alpha I} \left[I_1 \cos \beta t_I + \left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \sin \beta t_I \right] + \\ & L e^{-\alpha I} \left[\left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \cdot (\beta \cos \beta t_I - \alpha \sin \beta t_I) \right] - \\ & L \cdot e^{-\alpha I} \cdot I_1 ((\beta \sin \beta t_I) + \alpha \cos \beta t_I) \end{aligned} \quad (4.7)$$

จากสมการ (4.1) และ (4.7) จะได้สมการแรงดันคร่อมคาปาซิเตอร์เท่ากับ

$$V_C = V_d - V_{RL} \quad (4.8)$$

เมื่อ $\alpha = R/2L$, $\beta = \sqrt{(R/4L)^2 - (1/LC)}$ และ $R = R_{eq} + R_{DS(ON)}$

V_1, I_1 คือ ค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C และกระแสไหลผ่าน L เทียบเท่า

โหมด 2 สมการ i_L , V_R , V_L , V_{RL} และ V_C จะเหมือนกับ โหมด 1

โหมด 3 สมการ i_L , V_R , V_L , V_{RL} และ V_C จะเหมือนกับ โหมด 1 เพียงแต่ในกรณีนี้ค่าแรงดันแหล่งจ่าย V_{TH} จะมีค่าตรงกันข้ามกับ V_{TH} ในโหมด 1 คือ V_{TH} มีค่าเท่ากับ $-V_d/2$

โหมด 4 สมการ i_L , V_R , V_L , V_{RL} และ V_C จะเหมือนกับ โหมด 3

กรณีใช้ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนท์ เมื่อพิจารณาวงจรเทียบเท่าเรวินิน จะได้ดังรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าวงจรเทียบเท่าเรวินินที่ได้มีลักษณะเหมือนกับกรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์ ดังนั้นการพิจารณาสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ จะเหมือนกับกรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์ เมื่อได้สมการคร่อมโหนด RL สามารถนำมาคำนวณหาสมการแรงดัน V_{C1} , V_{C2} และ V_{S2} ในวงจรจริงได้ดังนี้

$$V_{C1} = V_{RL} \quad (4.9)$$

$$V_{C1} = V_d + V_{RL} \quad (4.10)$$

$$V_{C2} = V_d - V_{RL} \quad (4.11)$$

$$V_{C2} = -V_{RL} \quad (4.12)$$

$$V_{S2} = V_{RL} + V_{C2} \quad (4.13)$$

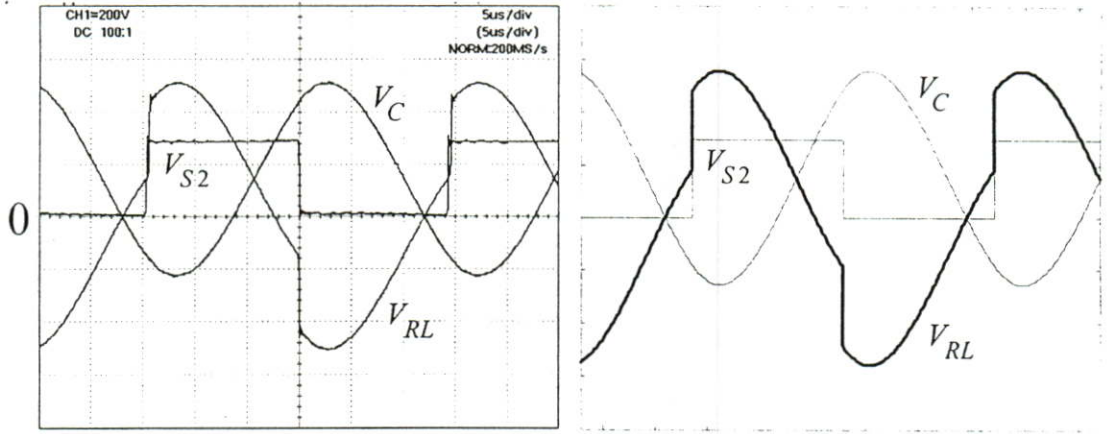
$$V_{S2} = 0 \quad (4.14)$$

เมื่อ สมการ (4.9) (4.11) และ (4.13) ใช้สำหรับโหมด 1 และ 2 และสมการ (4.10) (4.12) และ (4.14) ใช้สำหรับโหมด 3 และ 4 จากสมการ (4.1) - (4.14) สามารถเขียนลักษณะคลื่นแรงดัน V_{RL} V_C V_{C1} V_{C2} และ V_{S2} ทั้งกรณีใช้ C และ C/2 ในวงจรเรโซแนนซ์ในเชิงทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อเปรียบเทียบกับลักษณะคลื่นที่ได้จากการทดลองจะได้ดังรูปที่ 4.9 และรูปที่ 4.10 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าได้ลักษณะรูปคลื่นที่ใกล้เคียงกันมาก สำหรับลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ V_{S2} และกระแสโหลด i_L ทั้งสองกรณีจะเหมือนกันดังได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งสามารถคำนวณได้ในเชิงทฤษฎีจากสมการ (4.3) (4.4) (4.5) (4.13) และ (4.14) โดยใช้โปรแกรม MATLAB เช่นเดียวกันเพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลองซึ่งจะได้รูปคลื่นที่ใกล้เคียงกันดังรูปที่ 4.11 จากรูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ V_{S2} และกระแสโหลด i_L ทั้งสองนี้สามารถนำมาแตกสเปกตรัมได้ดังรูปที่ 4.12 จะเห็นได้ว่ามีลักษณะใกล้เคียงกันทั้งในเชิงทฤษฎีและการทดลองและแถบสเปกตรัมเหล่านี้สามารถนำมาคำนวณหากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เพื่อเปรียบเทียบกับระหว่าค่าที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีโดยใช้สมการ (4.15) (4.16) และ (4.17) ตามลำดับ

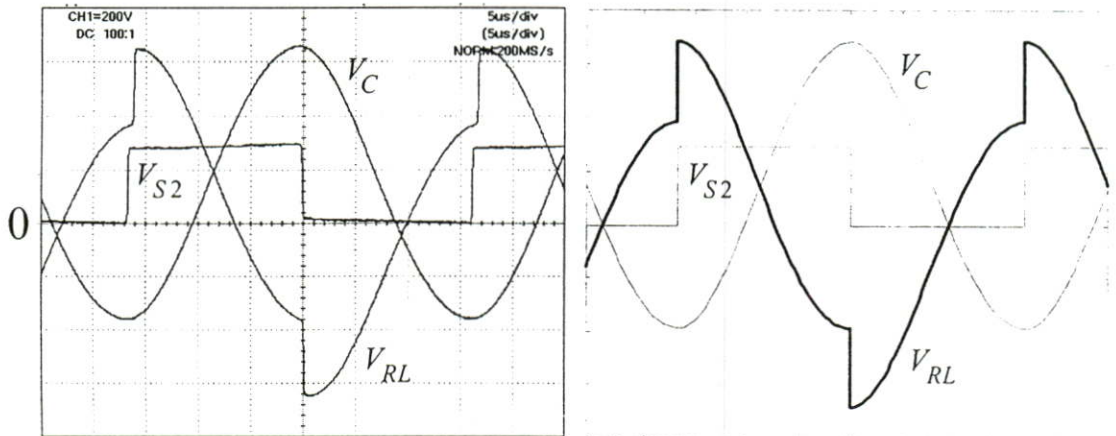
$$v_{AB} = \sum_{n=1}^{\infty} V_{S2n} \sin(n\omega t) \quad (4.15)$$

$$i_L = \sum_{n=1}^{\infty} I_{Ln} \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (4.16)$$

$$P_o = \sum_{n=1}^{\infty} V_{S2n} I_{Ln} \cos \varphi_n \quad (4.17)$$



(a) กรณีความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_o$)

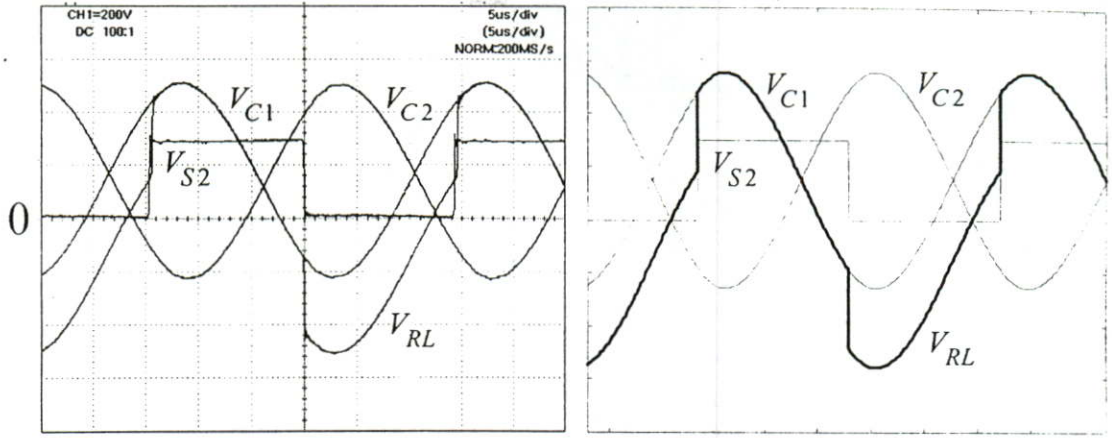


(b) กรณีความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_o$)

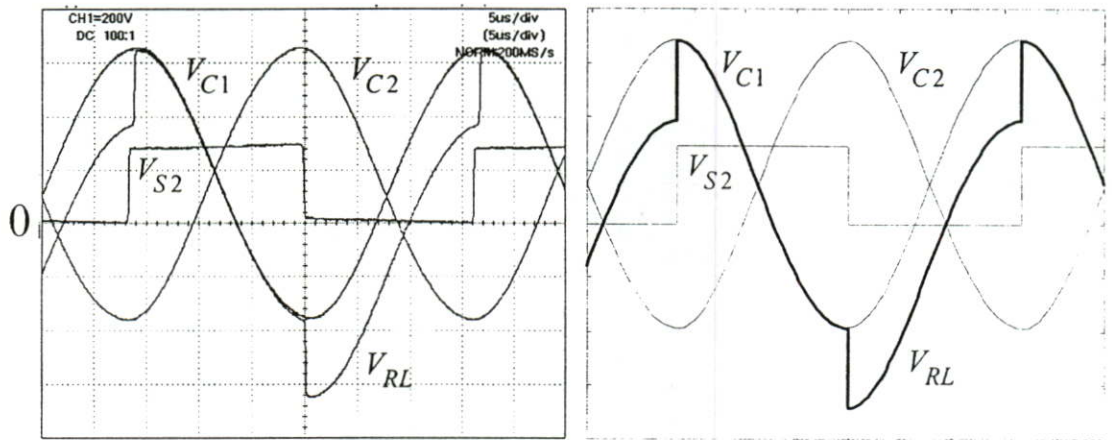
Experimental

MATLAB

รูปที่ 4.9 ลักษณะคลื่นแรงดันตามจุดต่างๆ กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์ (200V/div)



(a) กรณีความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_o$)

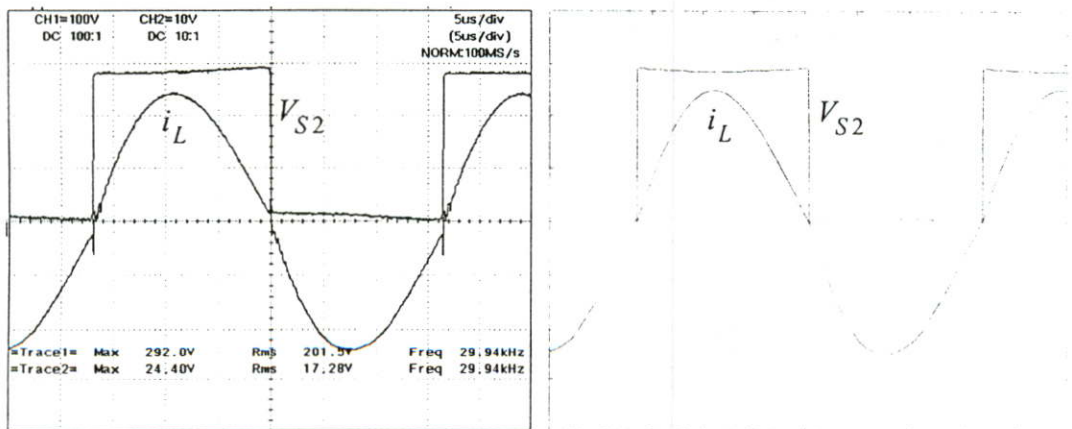


(b) กรณีความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_o$)

Experimental

MATLAB

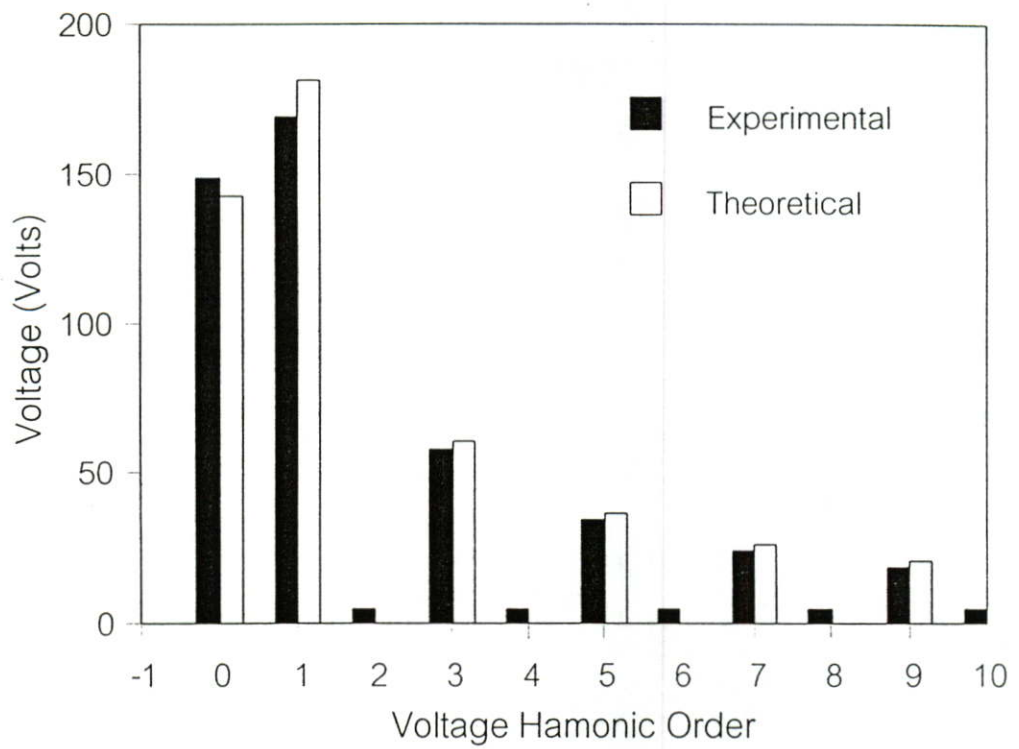
รูปที่ 4.10 ลักษณะคลื่นแรงดันตามจุดต่างๆ กรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนท์ (200V/div)



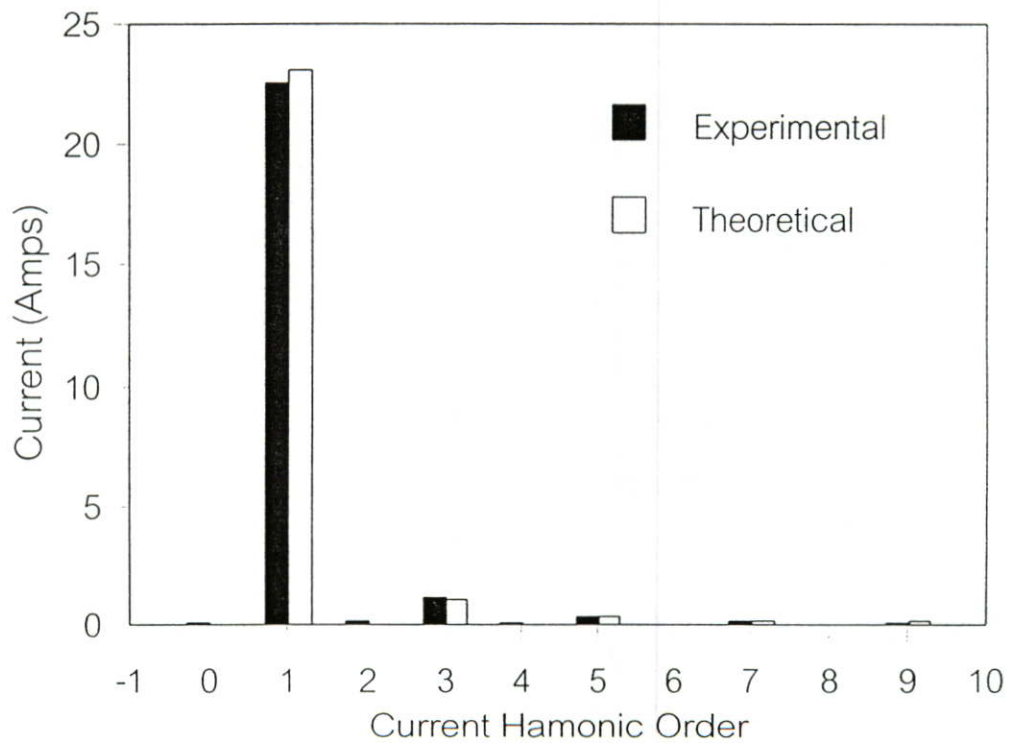
Experimental

MATLAB

รูปที่ 4.11 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 : V_{S2} และกระแสไหลอด : i_L (100V/div, 20A/div)



(a) สเปกตรัมของแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 : V_{S2} ในรูปที่ 4.11

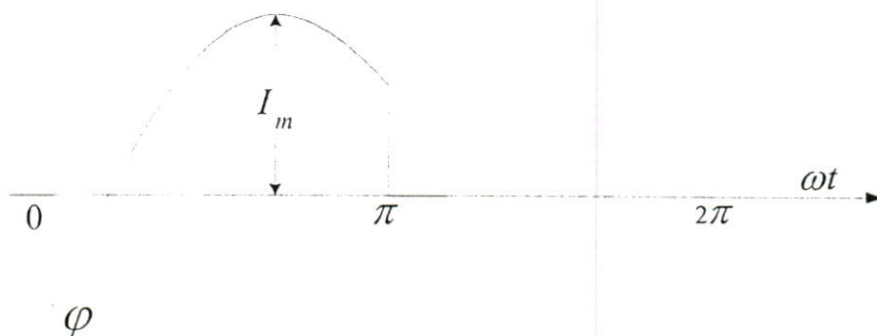


(b) สเปกตรัมของกระแสโหลด : i_L ในรูปที่ 4.11

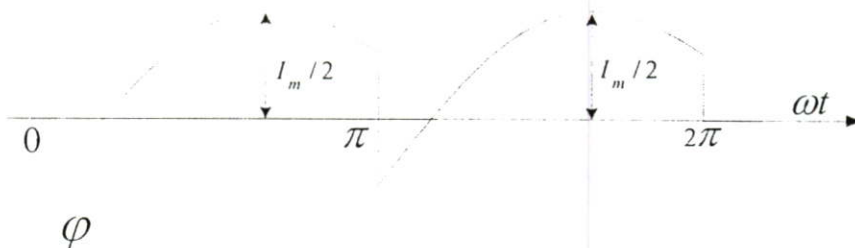
รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบสเปกตรัมของแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 และกระแสโหลดที่ได้จากการทดลองและทฤษฎี

4.4 การวิเคราะห์เปรียบเทียบทั้งกรณีใช้ C และ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนท์

จากวงจรฮาร์ฟบริจอินเวอเตอร์เรโซแนนท์อนุกรมทั้ง 2 กรณี จะเห็นได้ว่าลักษณะคลื่นจากรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.5 กระแส i_L i_{D1} i_{D2} i_{S1} และ i_{S2} จะมีรูปร่างและขนาดเท่ากัน แต่ที่แตกต่างกันคือกระแส i_{C1} i_{C2} i_C และ i_d มีลักษณะต่างกันคือ กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์ดังรูปที่ 4.13(a) กระแสจะมีเฉพาะครึ่งคาบ ส่วนกรณีใช้ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนท์ดังรูปที่ 4.13(b) กระแสจะมีทุกๆ ครึ่งคาบ สังเกตว่าทั้ง 2 กรณีจะมีกระแสสูงสุดต่างกัน คือ กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์ กระแสสูงสุดจะสูงกว่าสองเท่าของกรณีใช้ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนท์



(a) กรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนท์



(b) กรณีใช้ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนท์

รูปที่ 4.13 รูปคลื่นกระแสโวลตอินพุทอินเวอเตอร์

จากรูปที่ 4.13(a) กระแสอินพุทอินเวอร์เตอร์ของวงจรกรณีใช้ C ในวงจรเรโซแนนซ์ (i_d) คือ

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d d(\omega t) \quad (4.18)$$

เพื่อให้่ายในการพิจารณาจะกำหนดให้ Quality factor Q ของวงจรเรโซแนนซ์มีค่ามากกว่า 2.5 ขึ้นไป ทำให้กระแสโหลดเป็นรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ ดังนั้นกระแสโหลดจะมีค่าประมาณได้ดังนี้

$$i_L = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad (4.19)$$

เมื่อกระแส $i_d = i_L$ ในช่วง $\omega t = 0$ ถึง π สามารถแทนค่า (4.19) ลงใน (4.18) และจะได้สมการกระแส i_d ดังนี้

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{I_m}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) \\ &= \frac{I_m \cos \varphi}{\pi} \end{aligned} \quad (4.20)$$

ในทำนองเดียวกันจากรูปที่ 4.13(b) กระแสอินพุทอินเวอร์เตอร์ของวงจรกรณีใช้ C/2 ในวงจรเรโซแนนซ์ i_d สามารถคำนวณค่าได้ดังนี้

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d d(\omega t) \quad (4.21)$$

เนื่องจากกระแสโหลดมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ ดังนั้นกระแสโหลดจะมีสมการดังนี้

$$i_L = \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) \quad (4.22)$$

เมื่อกระแส $i_d = i_L$ ในช่วง $\omega t = 0$ ถึง π แทนค่า (4.22) ลงใน (4.21) และจะได้สมการกระแส i_d ดังนี้

$$I_d = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{I_m}{2} \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) \quad (4.23)$$

$$= \frac{I_m \cos \varphi}{\pi} \quad (4.24)$$

4.5 สรุป

เมื่อทำการพิสูจน์วงจรมูลค่าพรีดิคชันอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ลักษณะคือกรณีใช้ $C/2$ ในวงจรเรโซแนนซ์และ C ในวงจรเรโซแนนซ์ จะเห็นได้ว่าทั้งสองกรณีจะมีลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เหมือนกัน จะแตกต่างกันเฉพาะลักษณะรูปคลื่นของกระแสอินพุตอินเวอร์เตอร์เท่านั้น แต่เมื่อพิสูจน์ทางด้านทฤษฎีเพื่อหาค่ากระแสเฉลี่ยจะได้ค่ากระแสเฉลี่ยที่เท่ากัน ทำให้ได้กำลังไฟฟ้าอินพุตอินเวอร์เตอร์ทั้ง 2 ลักษณะมีค่าเท่ากัน และวงจรทั้งสองสามารถมองอย่างง่ายๆ ในรูปของวงจรสมมูลเทียบเท่าเรวินินที่เหมือนกัน ทำให้เข้าใจวงจรและสามารถวิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น

บทที่ 5

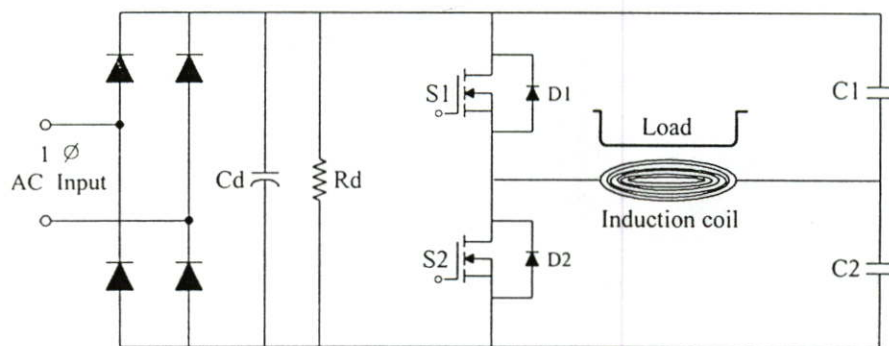
การวิเคราะห์วงจรฮาร์ดฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรม

5.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนท์อนุกรม เช่น อิมพีแดนซ์(Z) Quality factor(Q) มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส(ϕ) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต(P_{out}) ซึ่งค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์กันเมื่อมีการปรับความถี่ให้เปลี่ยนแปลงไป โดยจะพิจารณาช่วงที่ความถี่สวิทซ์เท่ากับและสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ อีกทั้งยังอธิบายวิธีการคำนวณหาค่าความต้านทานเทียบเท่าและอินดักแตนซ์เทียบเท่า ซึ่งจะนำไปสู่การวิเคราะห์หาแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า เป็นต้น และจะได้นำผลที่ได้จากการวิเคราะห์นี้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองต่อไป เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องทางทฤษฎี

5.2 การวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงของค่าตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนท์อนุกรม

จากวงจรรูปที่ 5.1 ซึ่งเป็นโครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มสามารถแทนด้วยความต้านทานเทียบเท่าและอินดักแตนซ์เทียบเท่า ซึ่งกล่าวมาแล้วในบทที่ 2 และสามารถพิจารณาเป็นวงจรเทียบเท่าเรวินินที่มี R L_{eq} และ C ต่ออนุกรมกันและค่าตัวแปรอื่นๆ ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมกำหนดได้ดังนี้ [7]



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

resonant frequency (ω_o)

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

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)

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

unloaded quality factor (Q_o)

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

อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะเป็น

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

จะได้

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

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

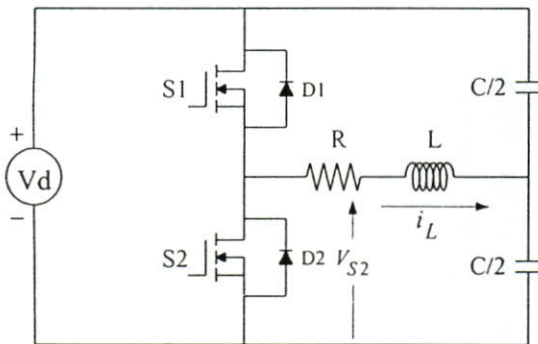
$$R = Z \cos \varphi \tag{5.8}$$

$$X = Z \sin \varphi \tag{5.9}$$

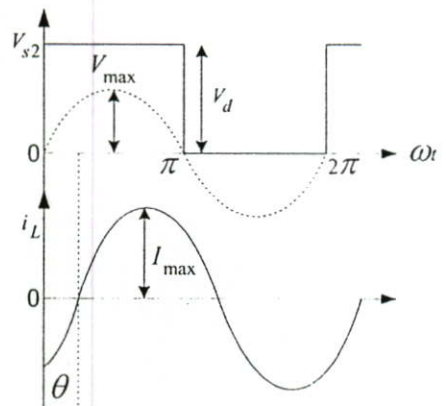
ดังนั้น

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{R}{Z} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \end{aligned} \tag{5.10}$$

- เมื่อ $R = R_{eq} + R_{DS(ON)}$
 L คืออินดักแตนซ์เทียบเท่า
 C คือคาปาซิเตอร์เรโซแนนท์
 φ คือมุมต่างเฟสของแรงดันและกระแส



(a) วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์



(b) รูปคลื่นแรงดันและกระแส เมื่อ $f_s > f_o$

รูปที่ 5.2 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์และรูปคลื่นแรงดันและกระแส เมื่อ $f_s > f_o$

จากรูปที่ 5.2 แรงดันอินพุทของวงจรเรโซแนนซ์ เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยมี Function ดังนี้

$$v_{S2} = \begin{cases} V_d & \text{เมื่อ } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{เมื่อ } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5.11)$$

จากอนุกรมฟูเรียร์จะได้สมการแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{S2} &= \frac{V_d}{2} + \frac{2V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin n\omega t \\ &= V_d \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega t \dots \right) \end{aligned} \quad (5.12)$$

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

$$\begin{aligned} I_{\max} &= \frac{V_{\max}}{Z} = \frac{2V_d}{\pi Z} = \frac{2V_d \cos \theta}{\pi R} = \frac{2V_d}{\pi R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \\ &= \frac{2V_d}{\pi Z_o \sqrt{\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2}} \end{aligned} \quad (5.17)$$

และจะได้แรงดันตกความต้านทาน v_R คือ

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

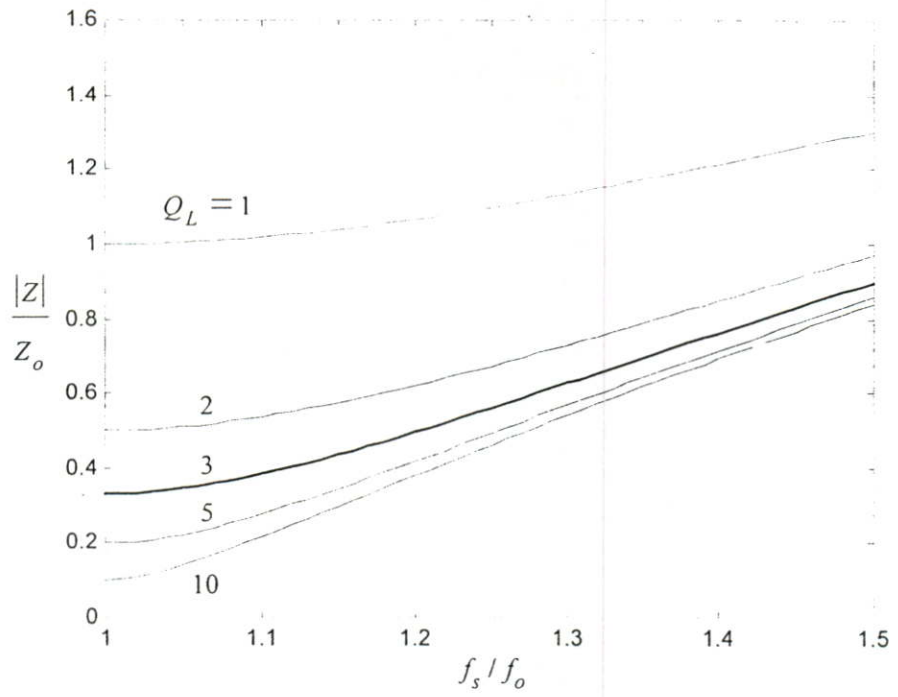
นั่นคือกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวเตอร์ที่ได้คือ

$$\begin{aligned} P_{Req} &= \frac{I_m^2 R_{eq}}{2} = \frac{2V_d^2 R_{eq} \cos^2 \theta}{\pi^2 R^2} = \frac{2V_d^2 R_{eq}}{\pi^2 R^2 \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]} \\ &= \frac{2V_I^2 R_{eq}}{\pi^2 Z_o^2 \left[\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)^2 \right]} \end{aligned} \quad (5.19)$$

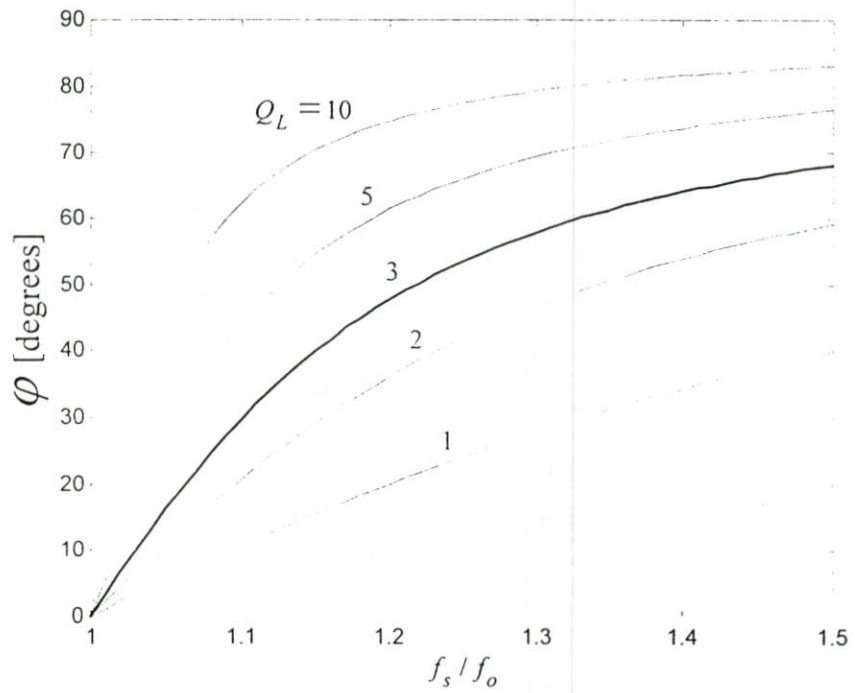
เมื่อ $f = f_o$

$$P_{Req} = \frac{2V_I^2 R_{eq}}{\pi^2 R^2} \approx \frac{V_I^2 R_{eq}}{5R^2} \quad (5.20)$$

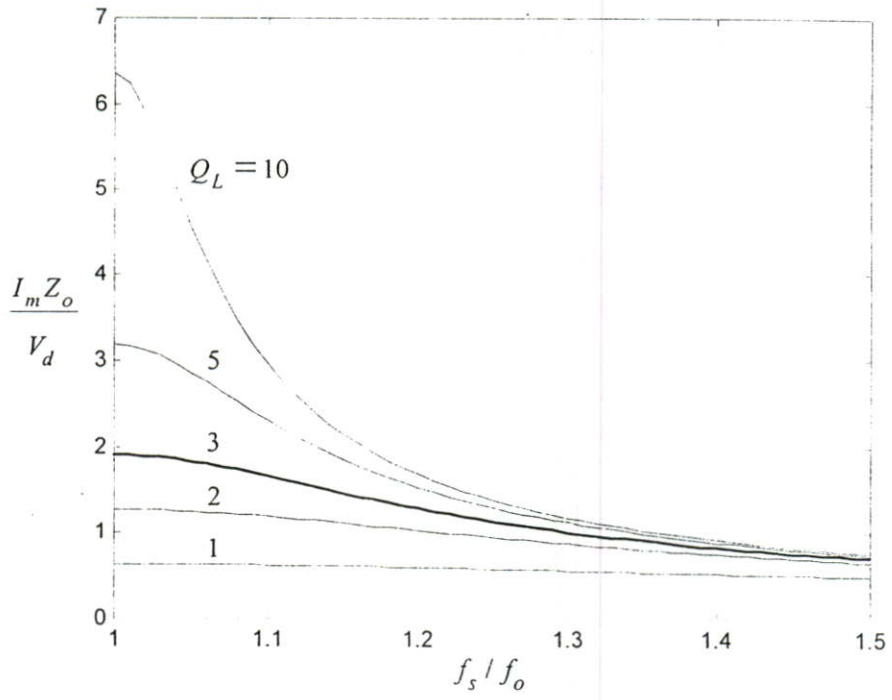
เมื่อกำหนดให้อินเวเตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_o$) และจากสมการ (5.6) เมื่อนำมาเขียนกราฟเป็นค่า normalized อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนท์ เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงที่ค่า Q_L ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 5.3 สำหรับเดาหุงต้มเหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดลองนี้จะมีค่า Q_L ประมาณ 3 จากรูปกราฟดังกล่าวจะเห็นได้ว่า เมื่อความถี่สวิตช์มากขึ้นอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าเพิ่มขึ้น แต่ที่ค่า Q_L สูงๆ การเปลี่ยนแปลงของอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีการเปลี่ยนแปลงมากกว่าที่ค่า Q_L ต่ำๆ จากสมการ (5.7) เมื่อนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมต่างเฟสของแรงดันและกระแสกับค่าความถี่สวิตช์ จะได้ดังรูปที่ 5.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่สวิตช์มากขึ้นมุมต่างเฟสของแรงดันและกระแสจะเพิ่มขึ้น โดยเฉพาะในบริเวณความถี่สวิตช์ใกล้เรโซแนนท์ f_o และที่ค่า Q_L สูงๆ มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสจะมีการเปลี่ยนแปลงที่มาก จากสมการ (5.17) เมื่อนำมาเขียนเส้นกราฟค่า normalized กระแสโหลดเรโซแนนท์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงที่ Q_L ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 5.5 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่สวิตช์มากขึ้นกระแสโหลดจะลดลงและจะลดลงมากที่สุดที่ค่า Q_L สูงๆ สมการ (5.19) เมื่อนำมาเขียนกราฟเป็นค่า normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวเตอร์ขณะปรับเปลี่ยนความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 5.6 จะเห็นว่าเมื่อความถี่สวิตช์สูงขึ้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวเตอร์จะลดลงและจะลดลงมากที่สุดที่ค่า Q_L สูงๆ



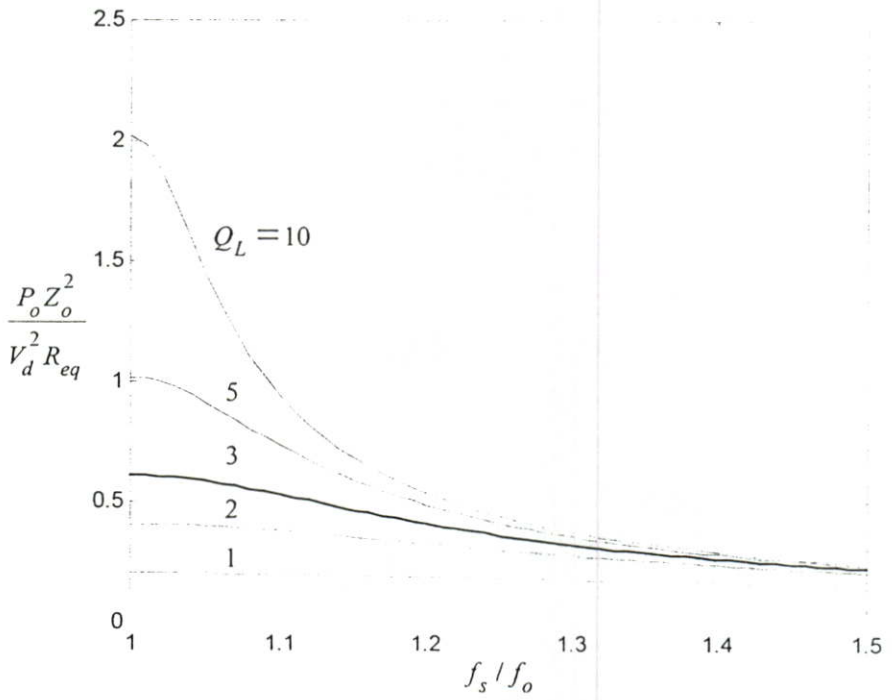
รูปที่ 5.3 normalized อินพุทอิมพีแดนซ์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ



รูปที่ 5.4 มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส θ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ



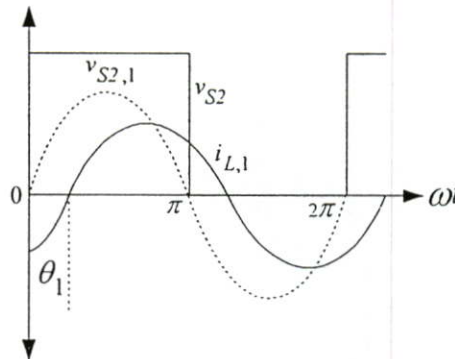
รูปที่ 5.5 normalized กระแสโหลดเรโซแนนท์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ



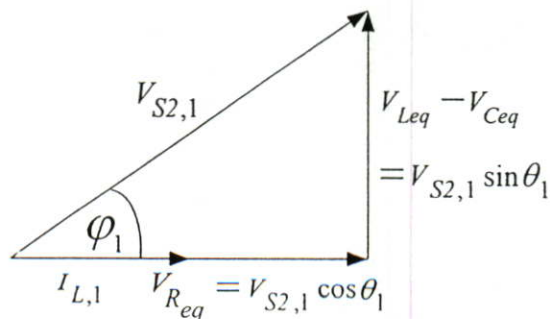
รูปที่ 5.6 normalized กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวเตอร์ ขณะปรับความถี่ที่ค่า Q_L ต่างๆ

5.3 การคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่า

ในการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างทางไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็น แรงดัน กระแส กำลังไฟฟ้า และประสิทธิภาพตามจุดต่างๆ ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำนั้น จำเป็นต้องรู้ค่าความต้านทานเทียบเท่า R_{eq} และอินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมก่อน ในการคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่านี้จะมีขั้นตอนการพิจารณา คือ จากวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 5.2(a) เพื่อแสดงความต่างเฟสได้ลักษณะรูปคลื่นแรงดัน v_{S2} คร่อมสวิตช์ S2 และกระแสไหล i_L ดังรูปที่ 5.7(a) และเมื่อนำลักษณะคลื่นที่ได้มาเขียนเป็นเฟสเซอร์ไดโอดแกรมของแรงดันและกระแสไหลจะได้ดังรูปที่ 5.7(b) ซึ่งจะเห็นได้ว่าทั้ง fundamental ของแรงดันคร่อมสวิตช์ $v_{S2,1}$ และกระแสไหล $i_{L,1}$ สามารถคำนวณค่าได้โดยการนำคลื่นแรงดัน v_{S2} คร่อมสวิตช์ S2 และกระแสไหล i_L จากการทดลองในรูปที่ 5.8(a) มาแตกสเปกตรัมของแรงดันและกระแสไหลโดยใช้โปรแกรม MATLAB โดยจะได้สเปกตรัมของแรงดันดังรูปที่ 5.8(b) และสเปกตรัมของกระแสไหลดังรูปที่ 5.8(c) ซึ่งสเปกตรัมที่ได้ทั้งสองนี้สามารถนำมาคำนวณหาค่าความต้านทานและอินดักแตนซ์เทียบเท่าได้โดยใช้สมการ (2.21) และ (2.22) [13]

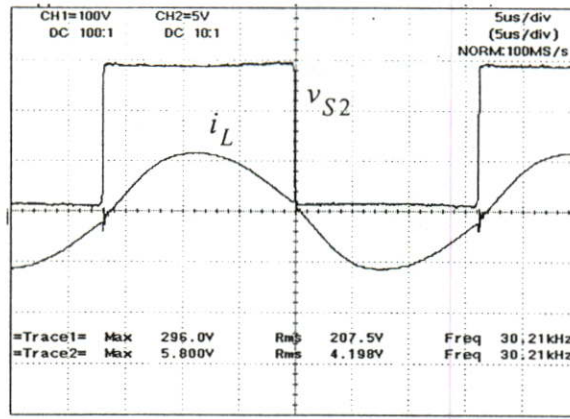


(a) รูปคลื่นแรงดัน v_{S2} และ $v_{S2,1}$ และกระแสไหล $i_{L,1}$

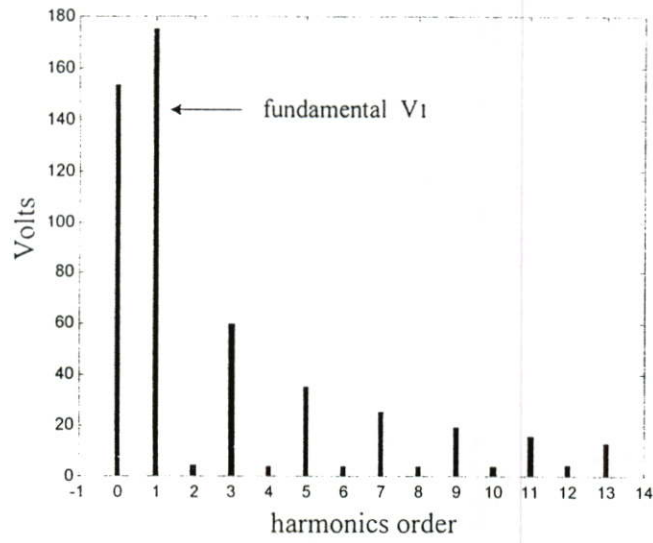


(b) เฟสเซอร์ไดโอดแกรมของแรงดัน $v_{S2,1}$ และกระแสไหล $i_{L,1}$

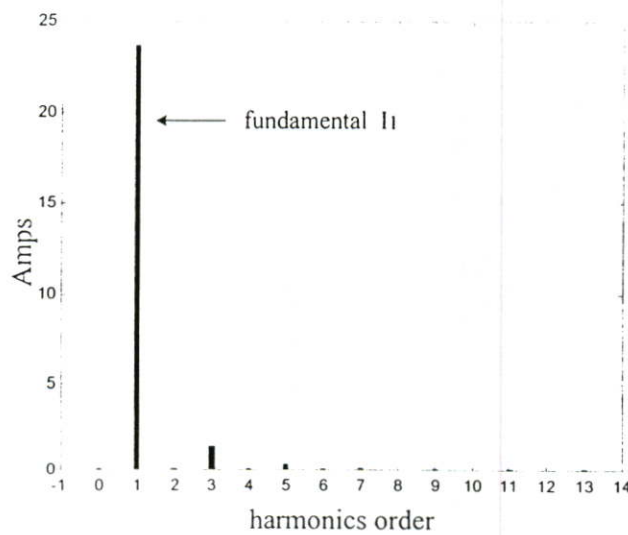
รูปที่ 5.7 รูปความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสไหลในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม



(a) ลักษณะคลื่นแรงดันคั่นคร่อมสวิตช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_L จากการทดลอง



(b) สเปกตรัมแรงดันคั่นคร่อมสวิตช์ v_{S2}



(c) สเปกตรัมกระแสโหลด i_L

รูปที่ 5.8 ลักษณะคลื่นและสเปกตรัมของแรงดันคั่นคร่อมสวิตช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_L

ความต้านทานเทียบเท่า R_{eq} จะได้

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

$$R_{eq} = \frac{V_{S2,1} \cos \theta_1}{I_{L,1}} \quad (2.21)$$

อินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} จะได้

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

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

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

$$L_{eq} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{V_{S2,1} \sin \theta_1}{I_{L,1}} + \frac{1}{2\pi f_s C} \right] \quad (2.22)$$

5.4 สรุป

1) จากการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆ ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม จะเห็นได้ว่าค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าต่างๆ ไม่ว่าจะเป็น อิมพีแดนซ์ (Z) Quality factor (Q) มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแส (φ) และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (Pout) จะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความถี่สวิทช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

2) ค่าความต้านทานเทียบเท่า R_{eq} และอินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} สามารถคำนวณหาได้ง่ายและถูกต้อง เนื่องจากเมื่อนำค่าที่ได้จากการคำนวณนี้ไปไปคำนวณหาและเขียนคลื่นในเชิงทฤษฎีโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อเปรียบเทียบกับคลื่นที่ได้จากผลการทดลองจะมีลักษณะคลื่นที่ใกล้เคียงกันมาก

บทที่ 6

การออกแบบและทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

6.1 บทนำ

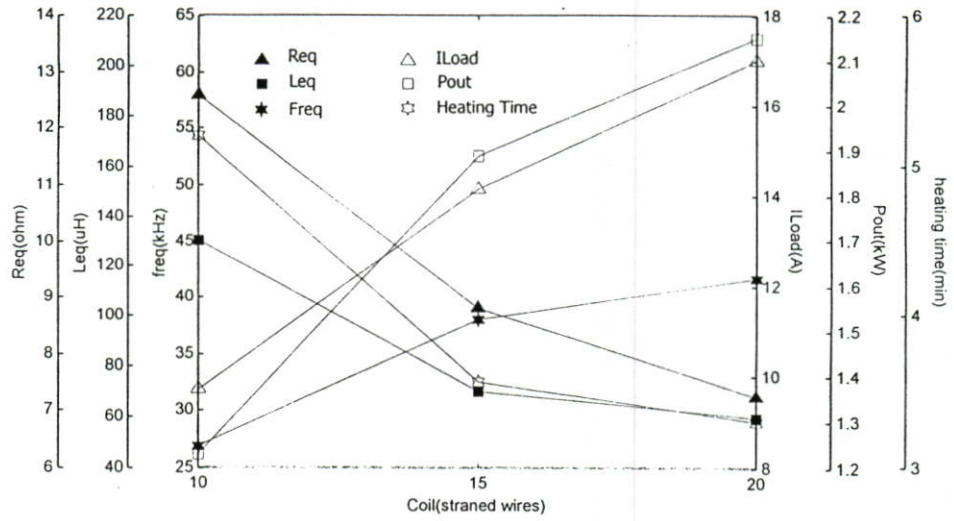
ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ซึ่งจะแบ่งการทดสอบเป็น 2 ส่วน คือ การทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่ตัวแปรต่างๆ กัน และการทดสอบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำโดยการควบคุมกำลังด้วยความถี่ สำหรับการทดสอบที่ตัวแปรต่างๆ กัน ไม่ว่าจะเป็น จำนวนเส้นลวดตีเกลียวของขดลวดเหนี่ยวนำ ระยะห่างระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม และคาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์ โดยตัวแปรเหล่านี้จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์เทียบเท่า อินดักแตนซ์เทียบเท่า กระแสไหล ความถี่เรโซแนนซ์ กำลังไฟฟ้าและเวลาในการหุงต้มเดือด ซึ่งตัวแปรต่างๆ เหล่านี้ จะเป็นองค์ประกอบในการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ สำหรับการทดสอบการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ ซึ่งจะทำการทดสอบทั้งระบบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำโดยการปรับเปลี่ยนความถี่ โดยจะทำการวิเคราะห์ทางด้านอินพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์

6.2 ขั้นตอนการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

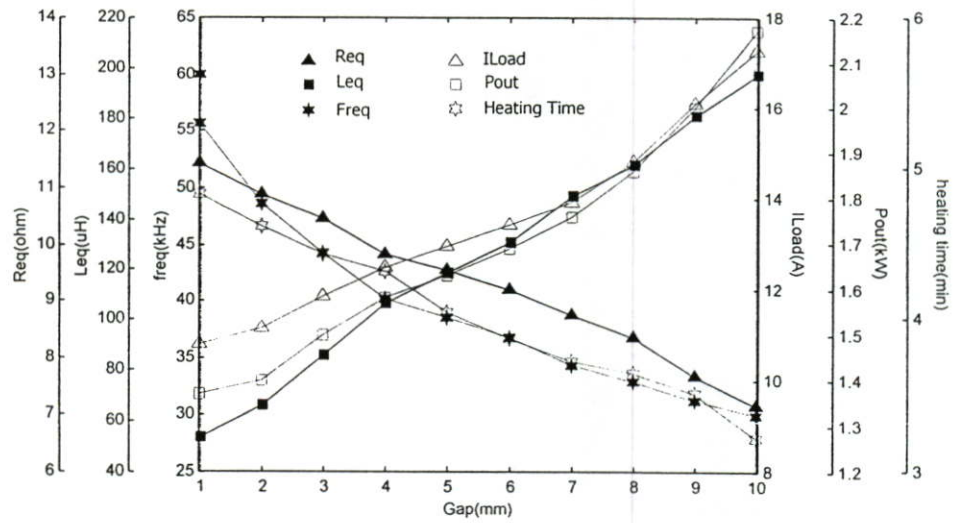
ตารางที่ 6.1 ข้อกำหนดในการทดสอบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 24 cm. เมื่อตัวแปรต่างๆ มีการปรับเปลี่ยนไป

ตัวแปรที่ปรับเปลี่ยนไป	จำนวนเส้นลวดตีเกลียว	ระยะ Gap	ค่าของคาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์
จำนวนเส้นลวดตีเกลียว	10 , 15 , 20 เส้น	5 mm.	117.5 nF
ระยะ Gap	15 เส้น	1-10 mm.	117.5 nF
คาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์	15 เส้น	5 mm.	94 – 329 uF

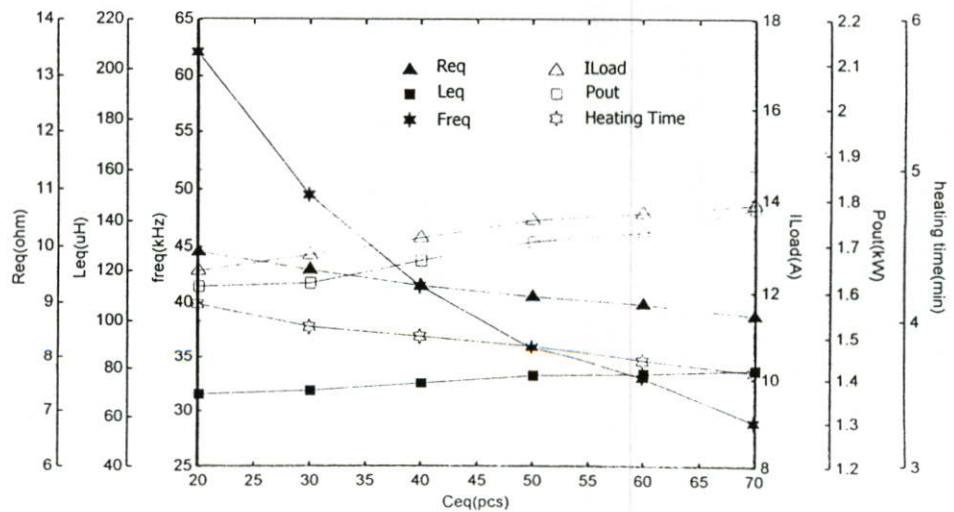
เมื่อทำการออกแบบสิ่งแรกที่ต้องกำหนดคือขนาดภาชนะและกำลังวัตต์ว่าต้องการขนาดเท่าไร ในที่นี้กำหนดให้ภาชนะมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 24 cm. หุงต้มด้วยกำลังไฟฟ้าสูงสุดประมาณ 2 กิโลวัตต์ จากนั้นก็ทำการหาจำนวนเส้นลวดตีเกลียวซึ่งทำได้โดยการนำเส้นลวดตีเกลียวที่พันขึ้นด้วยจำนวนเส้นลวดต่างๆ กันมาทดสอบ ซึ่งจะใช้จำนวนเส้นลวดตีเกลียว 10 15 และ 20 เส้น มาทดสอบเพื่อหาแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ต่างๆทางไฟฟ้าโดยที่มีข้อ



รูปที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าเมื่อจำนวนเส้นลวดตีเกลียวเปลี่ยนแปลง(Gap 5 mm.)



รูปที่ 6.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าเมื่อระยะ Gap เปลี่ยนแปลง



รูปที่ 6.3 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้าเมื่อคาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลง(Gap 5 mm.)

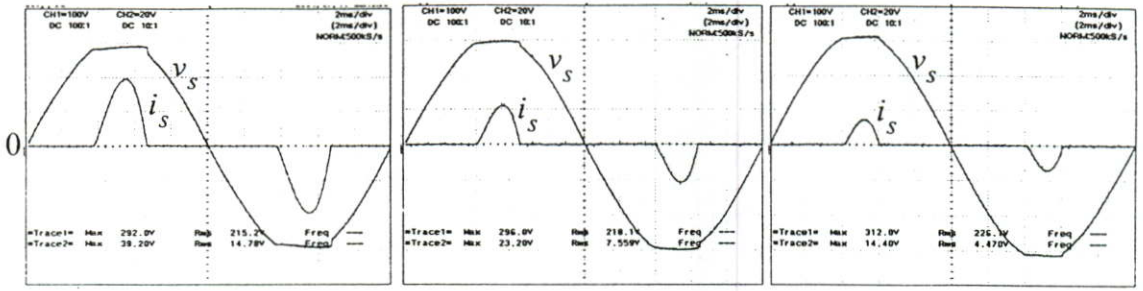
กำหนดดังตารางที่ 6.1 ซึ่งผลการทดสอบจะได้ดังรูปที่ 6.1 จะเห็นว่าที่จำนวนเส้นลวดตีเกลียว 10 15 และ 20 เส้น กระแสประมาณ 9.71 14.15 และ 17 แอมป์ ตามลำดับ จากการทดสอบนี้ จะเห็นว่าระยะ Gap 5 mm. เมื่อทำการหุงต้มนานจะทำให้เกิดการถ่ายเทความร้อนจากภาชนะหุงต้มมายังขดลวดเหนี่ยวนำได้ เป็นผลทำให้เกิดความร้อนสะสมขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำและจะทำให้ขดลวดเหนี่ยวนำได้รับความเสียหายได้ ควรกำหนดให้ระยะ Gap มากกว่านี้ เพื่อให้มีช่องระบายความร้อนได้ดี ดังนั้นเมื่อนำจำนวนเส้นลวดตีเกลียว 10 15 และ 20 เส้น เพิ่มระยะ Gap ให้มากขึ้นจะเห็นได้ว่าที่จำนวนเส้นลวดตีเกลียว 20 เส้น จะทำให้มีกระแสมากเกินไปทำให้อุปกรณ์มอสเฟตเสียหาย เนื่องจากมอสเฟตทำงานในย่านที่ปลอดภัยที่กระแสไม่เกิน 18 แอมป์ แต่เมื่อใช้จำนวนเส้นลวดตีเกลียว 10 เส้น กระแสก็จะน้อยเกินไปไม่ได้กำลังวัตต์ตามที่ต้องการ ดังนั้นจึงนำจำนวนเส้นลวดตีเกลียว 15 เส้น มาทำการทดสอบอีกครั้งเพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ต่างๆ ทางไฟฟ้า เมื่อระยะ Gap เปลี่ยนแปลงจาก 1-10 mm. โดยมีข้อกำหนดดังตารางที่ 6.1 ซึ่งผลการทดสอบจะได้ดังรูปที่ 6.2 จะเห็นได้ว่าที่ระยะ Gap เท่ากับ 10 mm. จะได้กระแสประมาณ 17.26 แอมป์ และได้กำลังไฟฟ้าประมาณ 2 กิโลวัตต์ ซึ่งมอสเฟตสามารถทนกระแสได้และการระบายความร้อนระหว่างภาชนะหุงต้มกับขดลวดเหนี่ยวนำสามารถทำได้ดี สำหรับการปรับเปลี่ยนค่าของคาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์โดยมีข้อกำหนดดังตารางที่ 6.1 ซึ่งผลการทดสอบจะได้ดังรูปที่ 6.3 จะเห็นได้ว่าเมื่อคาปาซิเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นกระแสจะเปลี่ยนแปลงไม่มากนัก ในขณะที่ความถี่เรโซแนนซ์จะมีค่าลดลงไปมาก ถ้าคาปาซิเตอร์มีค่ามากกว่านี้ จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าต่ำกว่า 25 kHz ซึ่งจะส่งผลให้ชุดขับอินเวอร์เตอร์ไม่สามารถทำงานได้ นั่นคือต้องการใช้ภาชนะขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 24 cm. ให้ได้กำลังไฟฟ้าประมาณ 2 กิโลวัตต์ จะต้องกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ ดังนี้ คือ จำนวนเส้นลวดตีเกลียว 15 เส้น ระยะ Gap 10 mm. คาปาซิเตอร์เรโซแนนซ์ 235 μF (4700 pF 50 ตัวขนานกัน) ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 30 kHz ซึ่งจะได้เครื่องต้นแบบดังรูปที่ 6.4



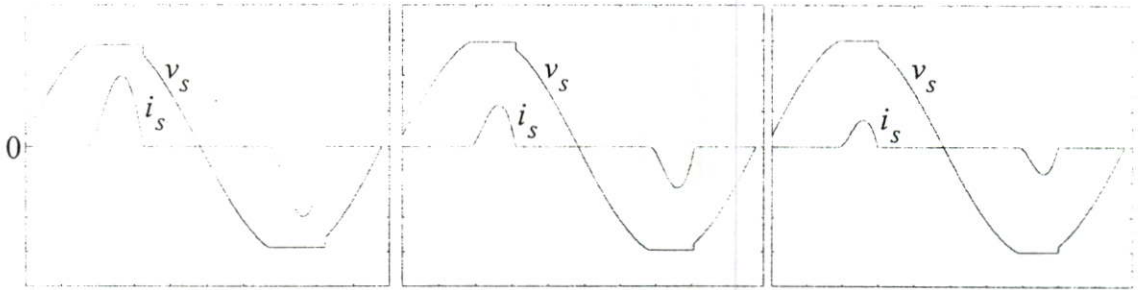
รูปที่ 6.4 เตาหุงต้มเหนี่ยวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่

6.3 การทดสอบเตาหุงต้มเหนียวนำชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่

ในการทดสอบเตาหุงต้มเหนียวนำจะทำการทดสอบทั้งทางด้านอินพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์เมื่อปรับเปลี่ยนความถี่จาก 30-40 kHz โดยกำหนดให้ความถี่สวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ที่ 30 kHz และทำการเพิ่มความถี่สวิตช์ให้มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ไปจนถึง 40 kHz จะได้ลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 6.5 และรูปที่ 6.6 และเมื่อเปรียบเทียบลักษณะคลื่นที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีจะเห็นว่ามิลักษณะใกล้เคียงกันมาก เมื่อพิจารณาคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าจะเห็นว่าที่ความถี่ 30 kHz แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า V_s จะลดลงและที่ความถี่ 40 kHz จะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 6.7 เนื่องจากที่ความถี่ 30 kHz จะมีแรงดันตกคร่อมความต้านทานด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า R_s มากเพราะว่ามีกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า I_s ไหลผ่านมาก ส่วนที่ความถี่ 40 kHz กระแส I_s น้อยลงดังรูปที่ 6.8 ทำให้แรงดัน V_s สูงขึ้น สำหรับค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันและกระแสแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 6.5 จะเห็นว่าที่ความถี่ 30 kHz แรงดันจะมีลักษณะใกล้เคียงไซน์น้อยกว่าที่ความถี่ 40 kHz จึงทำให้ค่าความผิดเพี้ยนหรือ %THDv ของแรงดันที่ความถี่ 30 kHz มากกว่าที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.9 ในทางกลับกัน จากลักษณะคลื่นกระแสจะเห็นได้ว่าที่ความถี่ 30 kHz กระแสจะมีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากกว่าที่ความถี่ 40 kHz จึงทำให้ค่าความผิดเพี้ยนหรือ %THDi ของกระแสที่ความถี่ 30 kHz น้อยกว่าที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.10 สำหรับกำลังไฟฟ้านี้สามารถคำนวณได้จากอัตราส่วนระหว่าง P_{in} / S ซึ่งปรากฏว่า เมื่อที่ความถี่ 30 kHz จะมากกว่าที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.13 สำหรับทางด้านดีซีลิงค์จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุท V_d ดังรูปที่ 6.14 จะมีค่าต่ำที่ความถี่ 30 kHz เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อมความต้านทานด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเนื่องจากมีกระแสมาด้วยเช่นกันดังรูปที่ 6.15 ส่วนทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์เมื่อที่ความถี่ 30 kHz กระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้ามากขึ้นเป็นผลให้ด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์มีกระแสมาด้วยทำให้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์มีค่ามากด้วยที่ความถี่ 30 kHz และจะลดลงที่ความถี่ 40 kHz ดังรูปที่ 6.16 ส่วนประสิทธิภาพ เรกติฟายเออร์-อินเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 30 kHz จะมีค่าต่ำกว่าที่ความถี่ 40 kHz เนื่องจากมีกระแสมากกว่าทำให้เกิดการสูญเสียในส่วนต่างๆ มากขึ้นไม่ว่าจะเป็นด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและด้านอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 6.17 สำหรับการทดสอบสมรรถนะของเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงที่ปริมาณน้ำ 1 ลิตร จะเห็นได้จากรูปที่ 6.18 ที่ความถี่ 30 kHz เวลาที่ใช้ในการหุงต้มเดือดจะใช้เวลา 3 นาทีครึ่ง แต่เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น 35 kHz จะใช้เวลาในการหุงต้มเดือดประมาณ 7 นาที และเมื่อความถี่เป็น 40 kHz จะหรีดต่ำสุดเพื่อไม่ให้น้ำเดือด แต่เป็นการอุ่น กรณีที่มีการหุงต้มเดือดที่กำลังวัตต์ต่างๆ ดังรูปที่ 6.19 จะเห็นได้ว่าที่



a) ผลการทดลอง



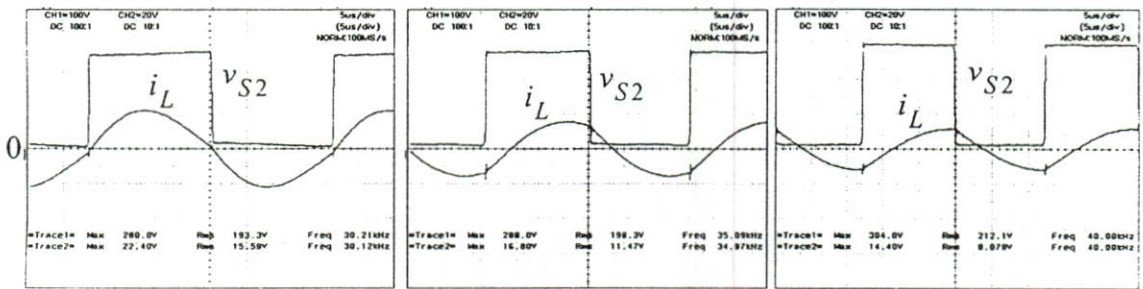
30 kHz

35 kHz

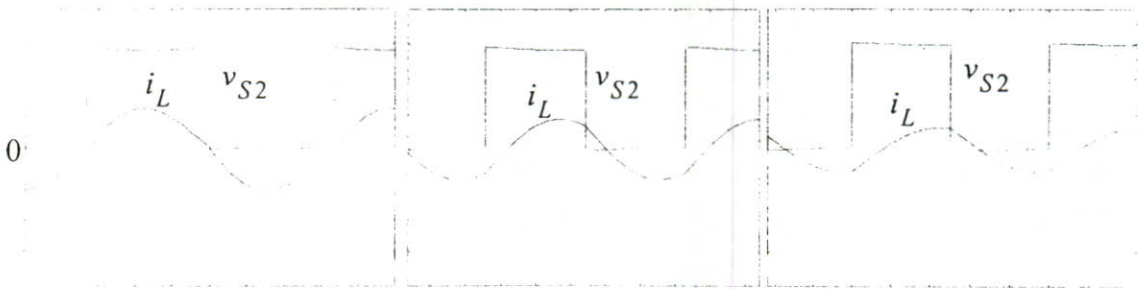
40 kHz

b) ผลทางทฤษฎี โดยใช้โปรแกรม MATLAB

รูปที่ 6.5 ลักษณะคลื่นแรงดัน v_s และกระแส i_s แหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎี



a) ผลการทดลอง



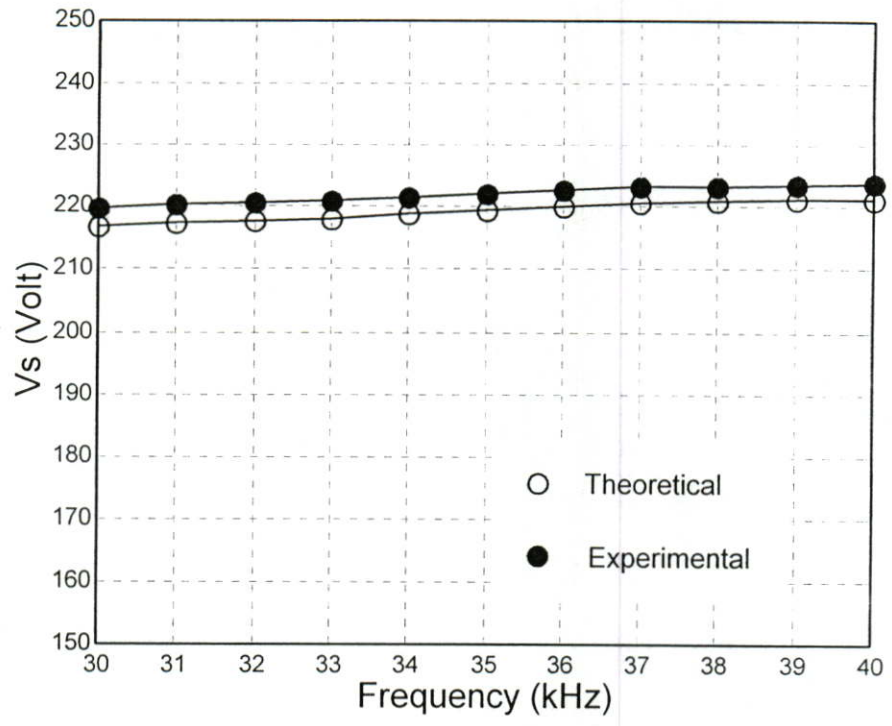
30 kHz

35 kHz

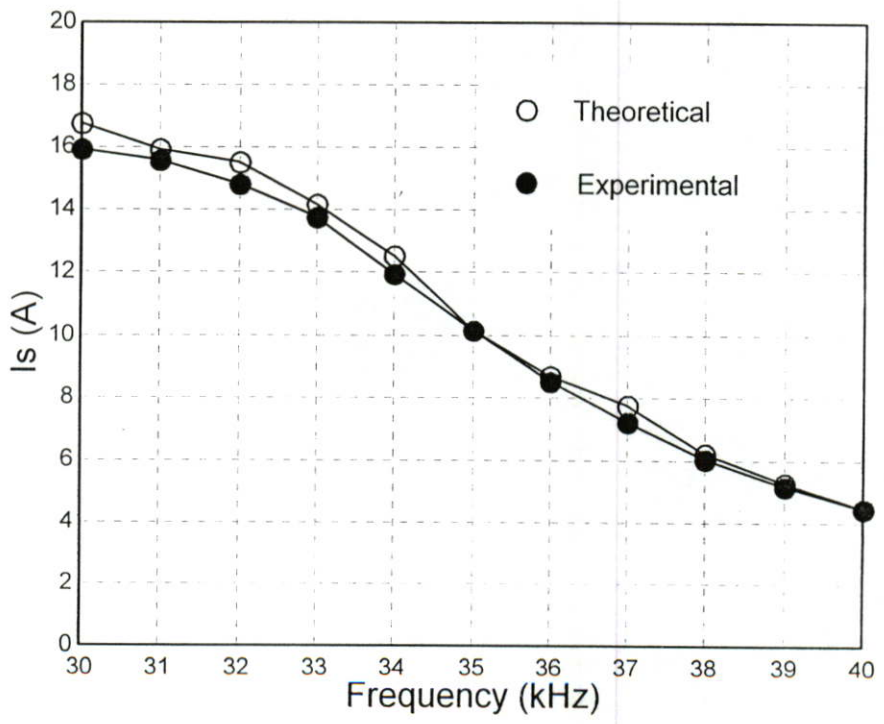
40 kHz

b) ผลทางทฤษฎี โดยใช้โปรแกรม MATLAB

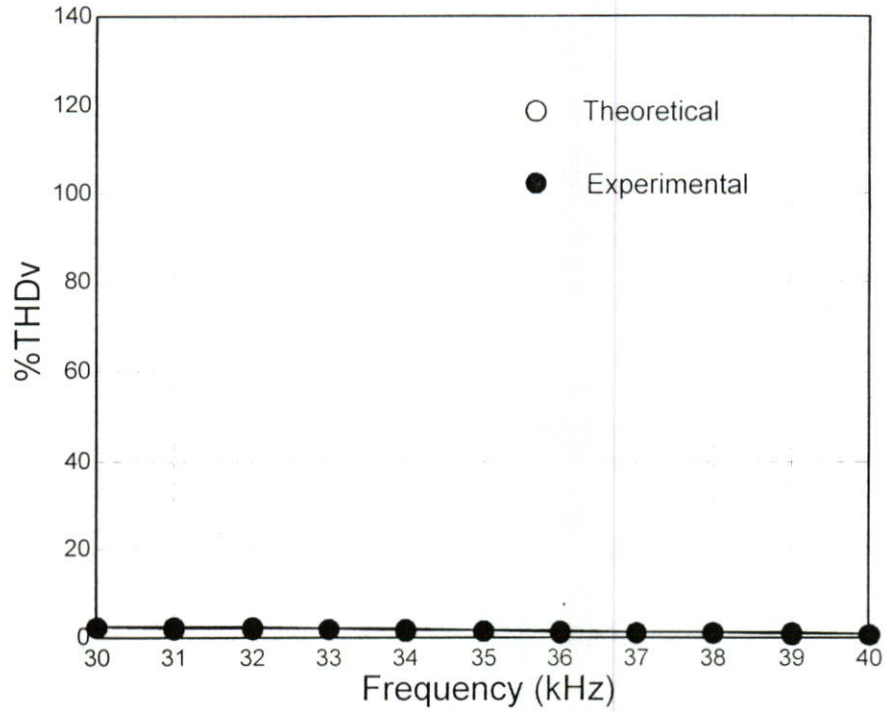
รูปที่ 6.6 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ v_{S2} และกระแสโหลด i_L จากการทดลองและทฤษฎี



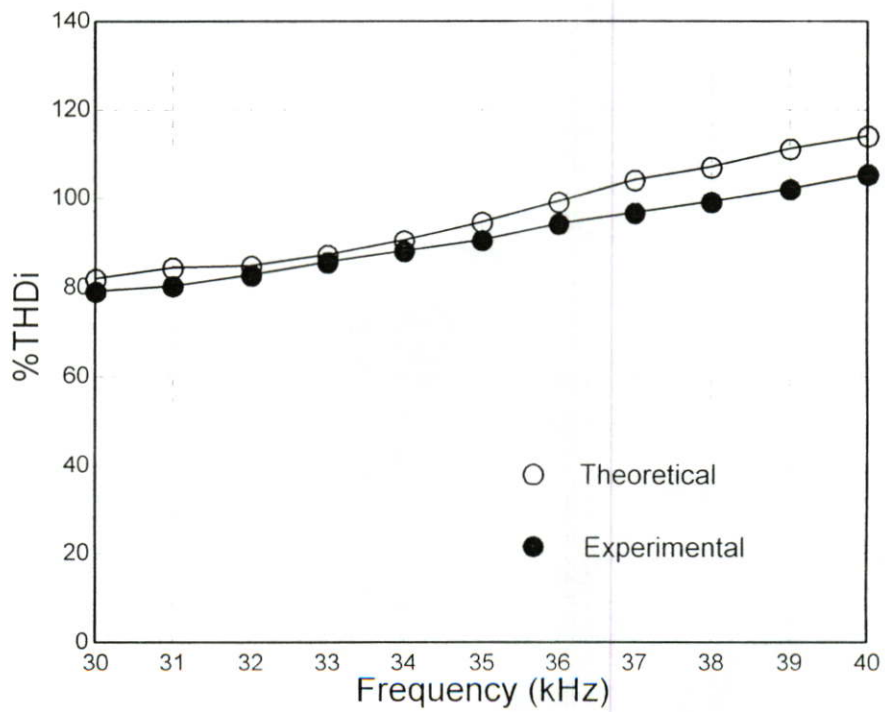
รูปที่ 6.7 แรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (V_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



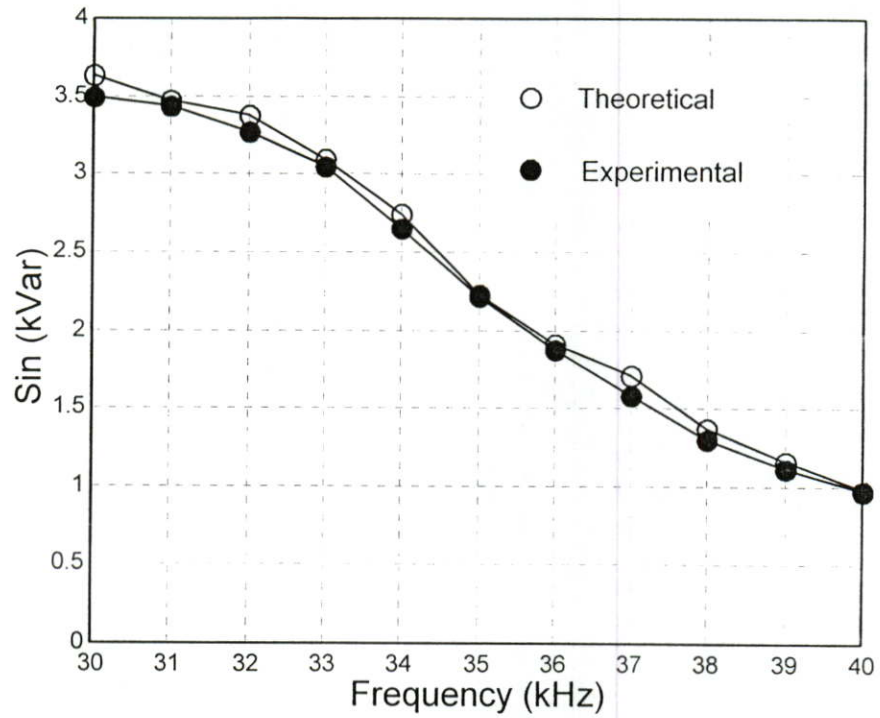
รูปที่ 6.8 กระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (I_s) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



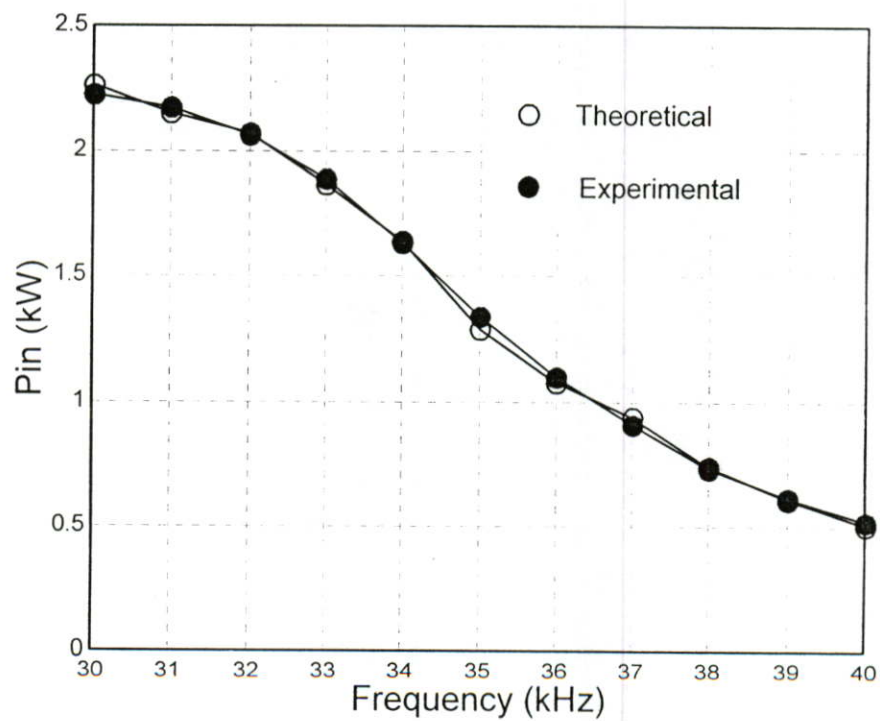
รูปที่ 6.9 ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(%THDv) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



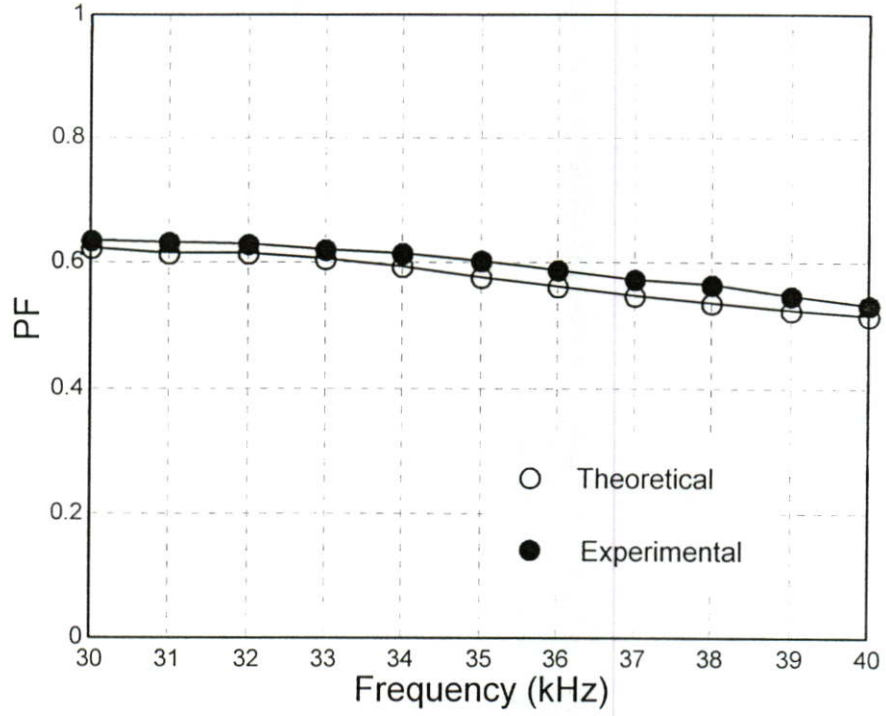
รูปที่ 6.10 ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(%THDi) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



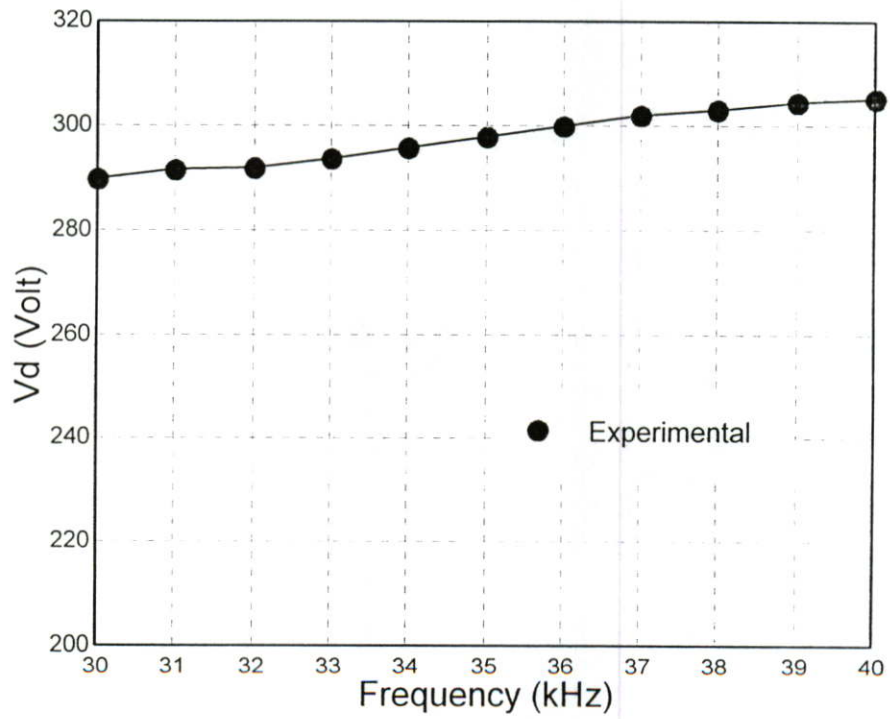
รูปที่ 6.11 กำลังไฟฟ้าอินพุตปรากฏด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(S) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



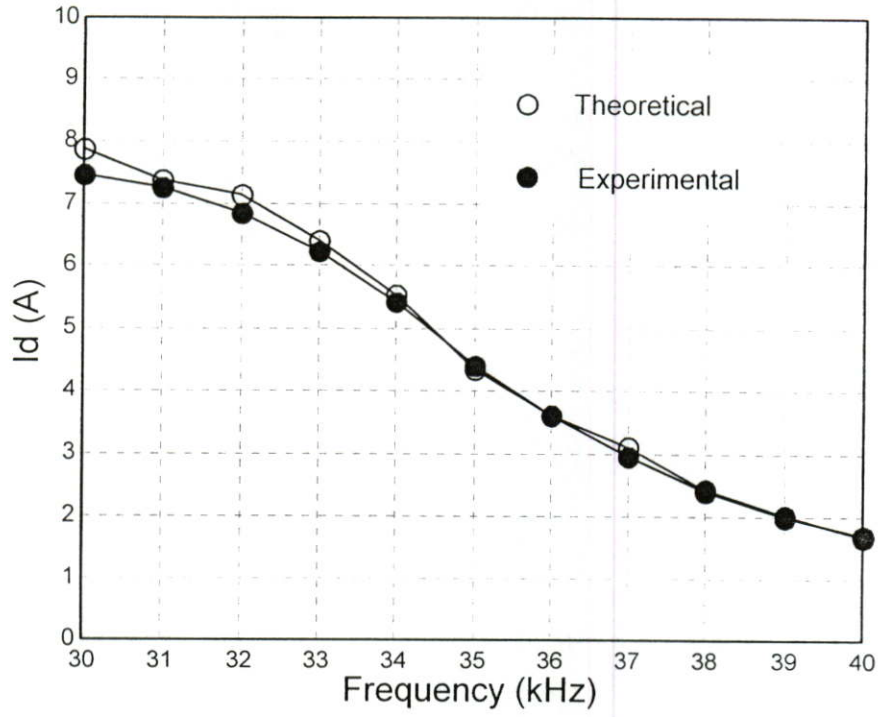
รูปที่ 6.12 กำลังไฟฟ้าอินพุตด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(Pin) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



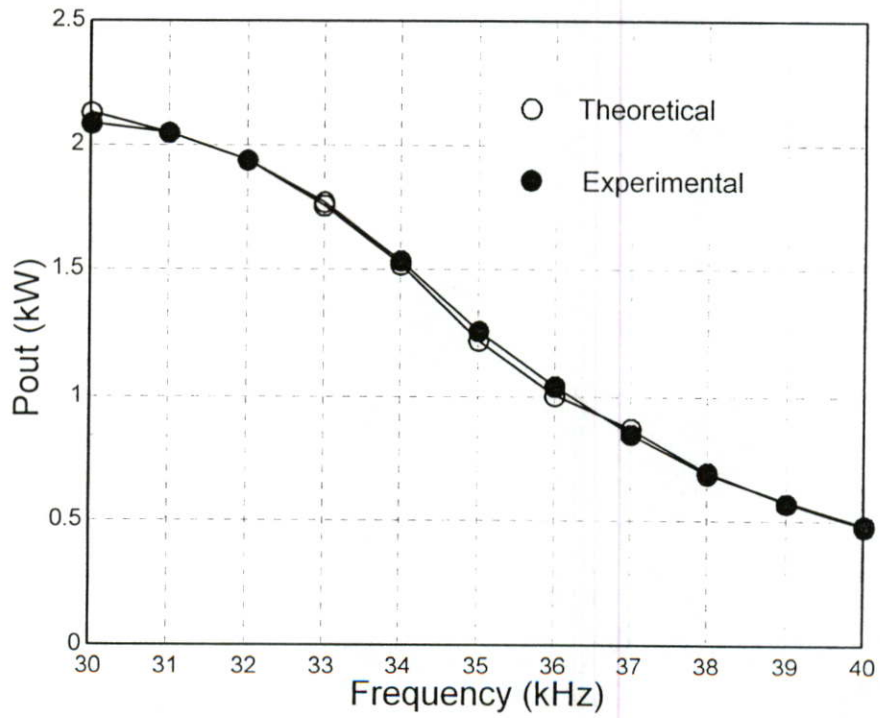
รูปที่ 6.13 เฟาเวอเฟกเตอร์ด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า(PF) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



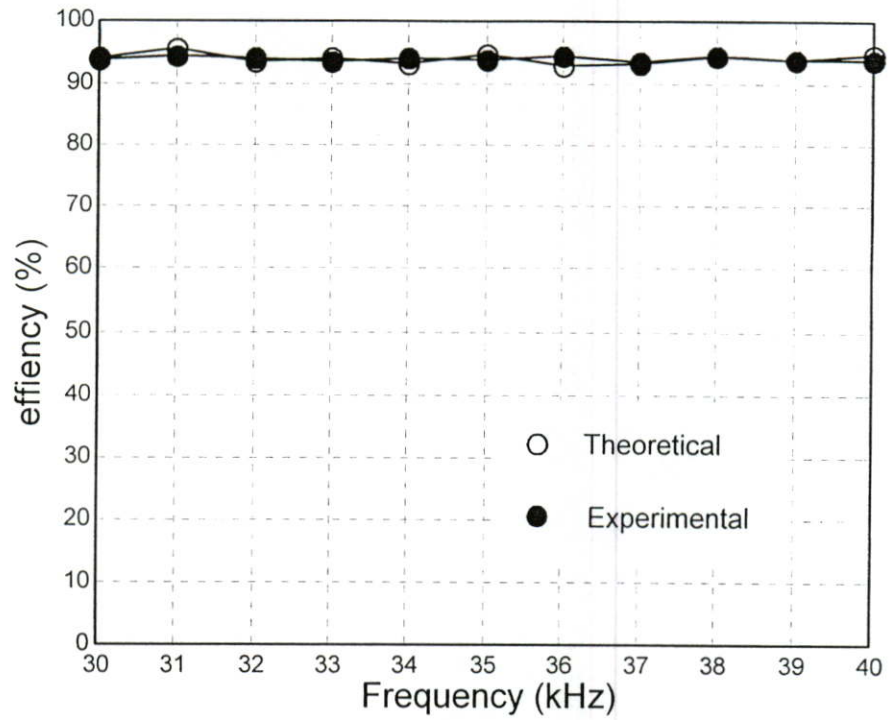
รูปที่ 6.14 แรงดันเอาต์พุตเรกติไฟายเออร์(Vd) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



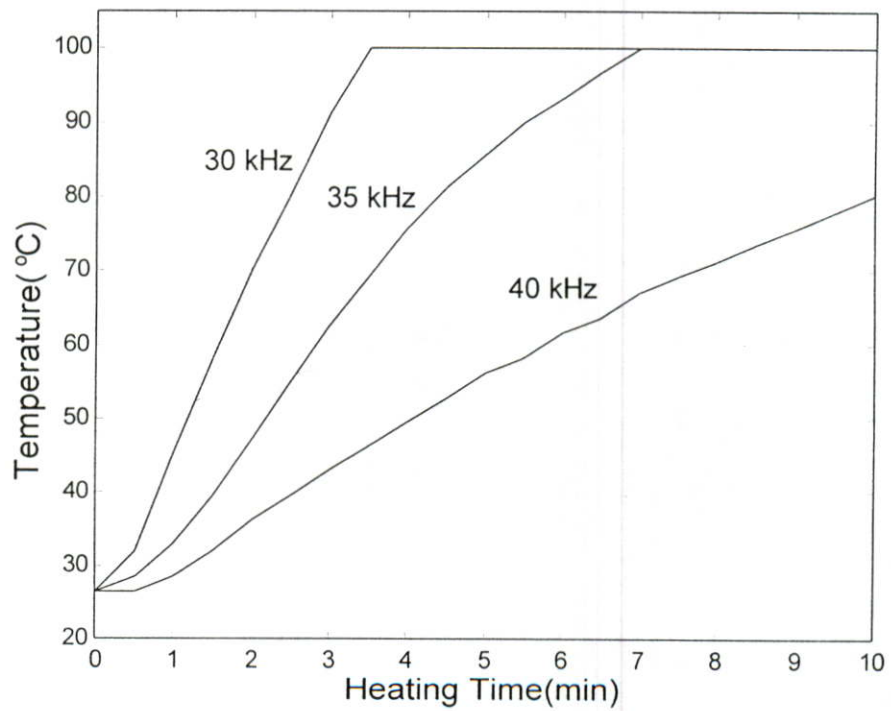
รูปที่ 6.15 กระแสเอาต์พุตเรกติไฟเออร์(I_d) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



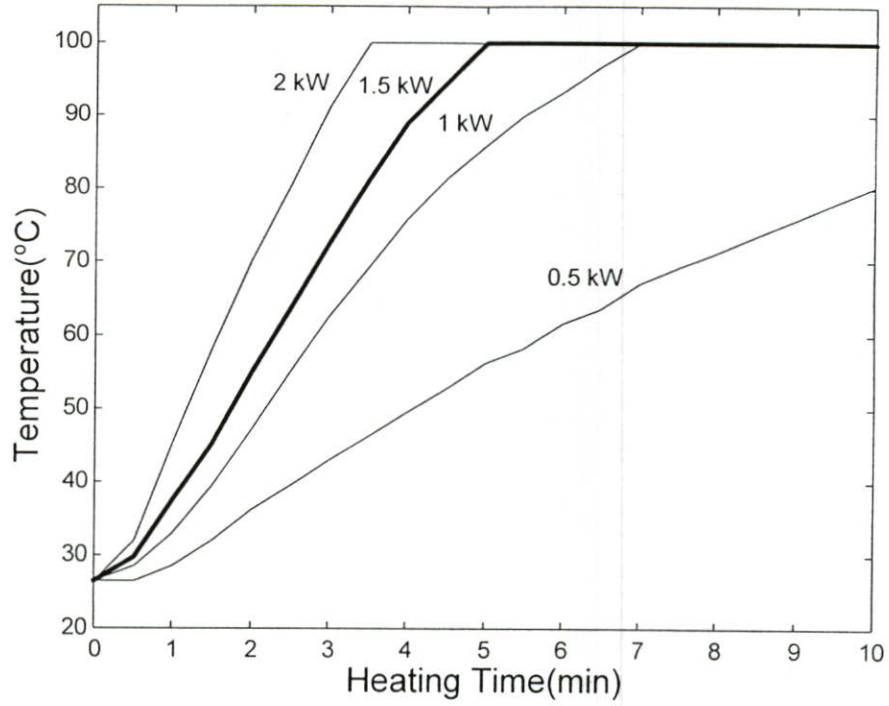
รูปที่ 6.16 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์(P_{out}) ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



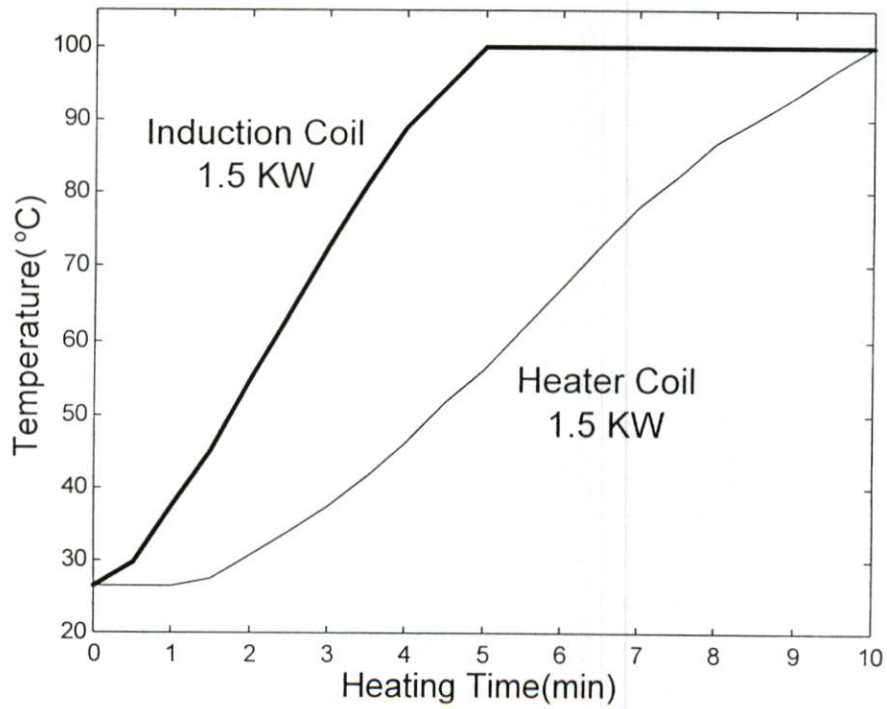
รูปที่ 6.17 ประสิทธิภาพ เรกติฟายเออร์ - อินเวอร์เตอร์ ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



รูปที่ 6.18 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร ขณะปรับเปลี่ยนค่าความถี่



รูปที่ 6.19 อุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร เมื่อปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 6.20 เปรียบเทียบอุณหภูมิของน้ำปริมาณ 1 ลิตร ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำกับเตาหุงต้มที่ใช้
ขดลวดความร้อนที่กำลังวัตต์เท่ากัน

ตารางที่ 6.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเตาหุงต้มเหนียวนำความร้อนสูงที่ค่าพิกัด

f_s (kHz)	30
V_s (V)	219.66
I_s (A)	15.94
THD _v (%)	2.57
THD _i (%)	79.25
S_{in} (kV)	3.49
P_{in} (kW)	2.22
PF	0.67
V_d (V)	289.76
I_d (A)	7.46
P_{out} (kW)	2.09
Rectifier-Inverter Efficiency (%)	93.96
Heating Time (min)	3.5

กำลังวัตต์ 2 kW เวลาที่ใช้ในการหุงต้มเดือดประมาณ 3 นาทีครึ่ง และเมื่อกำลังวัตต์ลดลง เวลาที่ใช้ในการหุงต้มเดือดจะนานขึ้นและเมื่อกำลังวัตต์ต่ำสุด 0.5 kW น้ำจะไม่สามารถเดือดได้เลยและเมื่อเปรียบเทียบเตาหุงต้มเหนียวนำกับเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อนทั่วไปที่ 1.5 kW เท่ากัน จะเห็นได้ว่าจากรูปที่ 6.20 เมื่อเปรียบเทียบเวลาที่ใช้ในการหุงต้มเดือดที่ปริมาตรน้ำ 1 ลิตร เท่ากัน เตาหุงต้มเหนียวนำจะใช้เวลาในการหุงต้มเพียง 5 นาที ในขณะที่เตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดความร้อนทั่วไปจะใช้เวลาในการหุงต้มถึง 10 นาที

จากผลการวิเคราะห์ในเชิงทฤษฎีและปฏิบัติในบ่อนี้ สามารถเขียนสรุปคุณลักษณะเฉพาะของค่าตัวแปรต่างๆ ทางไฟฟ้ารวม 12 รายการได้ดังตารางที่ 6.2 ภายใต้เงื่อนไขการปรับเปลี่ยนความถี่จาก 30-40 kHz ซึ่งเป็นย่านความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ โดยที่ความถี่เรโซแนนท์เท่ากับ 30 kHz

6.4 สรุป

หลักเกณฑ์ที่ใช้ในการออกแบบเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงจะมีขั้นตอนดังนี้

- 1) ในขั้นตอนการออกแบบเตาหุงต้มเหนียวนำ จึงจำเป็นต้องกำหนดขนาดของภาชนะหุงต้มและเวลาที่ต้องการใช้ในการหุงต้มเดือดก่อน จากนั้นจึงกำหนดปริมาณวัตต์ที่ต้องการใช้ในการหุงต้ม เพื่อให้ได้เวลาในการหุงต้มเดือดตามที่ต้องการตามลักษณะการใช้งาน
- 2) จากนั้นก็ทำการกำหนดจำนวนเส้นลวดตีเกลียว เพื่อให้ได้ปริมาณวัตต์ที่ต้องการ โดยที่มอสเฟตสามารถรับปริมาณกระแสที่วัตต์นั้นได้
- 3) จากนั้นเลือกกระยะ Gap เพื่อให้ขดลวดเหนียวนำสามารถระบายความร้อนได้ดี โดยให้กระแสต้องอยู่ในพิสัยที่มอสเฟตสามารถทนได้
- 4) จากนั้นเลือกคาปาซิเตอร์เรโซแนนท์ เพื่อให้ได้ความถี่สวิตช์อยู่ในช่วงที่วงจรขับมอสเฟตสามารถทำงานได้และคาปาซิเตอร์มีขนาดใหญ่ ซึ่งจะทำให้เครื่องมีขนาดใหญ่ด้วย โดยจะต้องให้ความถี่ประมาณ 25 kHz ขึ้นไป ขณะเดียวกันก็จะต้องไม่ให้ความถี่สูงมากนักจนทำให้กำลังวัตต์ที่ใช้ในการหุงต้มต่ำไปกว่าที่กำหนดไว้แต่แรก

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากผลการคำนวณและทดลองเกี่ยวกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่สามารถสรุปประเด็นสำคัญต่างๆ ได้ดังนี้

1) เตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะใช้กับภาชนะที่ทำด้วยสาร Ferro-magnetic เนื่องจากมีค่าสภาพความต้านทาน(Resistivity) ρ และค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์(Relative permeability) μ_r สูง ทำให้ชุดขดลวดเหนี่ยวนำพร้อมภาชนะหุงต้มสามารถรับแรงดันที่มีการป้อนตรงจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า 220 V ผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ได้โดยตรง โดยมีกระแสค่าจำกัดตามพิกัดที่ได้ออกแบบไว้ประมาณ 16 A ได้

2) จากการวิเคราะห์คุณสมบัติทางไฟฟ้าด้านอินพุท ได้เริ่มต้นคำนวณลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า จากนั้นได้นำไปคำนวณหาค่าคุณสมบัติต่างๆ ทางไฟฟ้า ด้านแหล่งจ่าย เช่น กำลังไฟฟ้าอินพุท(Pin) และเพาเวอเฟกเตอร์(PF) ด้านแหล่งจ่าย เป็นต้น พร้อมทั้งทำการทดลองเพื่อนำผลที่ได้ทั้งสองมาเปรียบเทียบกับ เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องทางทฤษฎี ซึ่งปรากฏว่าได้ค่าใกล้เคียงกัน

3) ในทำนองเดียวกับข้อ 2 ทางด้านเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ก็ได้ทำการคำนวณหาลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ โดยใช้หลักการของเซวินิน เพื่อช่วยในการวิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น จากนั้นได้นำคลื่นแรงดันและกระแสที่ได้นี้ไปคำนวณหาค่าคุณสมบัติต่างๆ ทางไฟฟ้าด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ เช่น กำลังไฟฟ้าเอาต์พุท(Pout) และประสิทธิภาพ(η) ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ เป็นต้น เมื่อนำค่าเหล่านี้ไปเทียบกับผลการทดลองปรากฏว่าได้ค่าใกล้เคียงกันด้วย

4) ในการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ จะเริ่มต้นจากการกำหนดขนาดของภาชนะหุงต้มให้เหมาะสมกับการใช้งานและช่วงเวลาที่ต้องการหุงต้มเดือด จากนั้นจึงทำการคำนวณและทดสอบหาปริมาณกำลังไฟฟ้าที่เหมาะสม เพื่อใช้ในการหุงต้มขนาดดังกล่าวให้สามารถหุงต้มเดือดได้ภายในช่วงเวลาตามที่กำหนด จากนั้นจะเป็นขั้นตอนการกำหนด จำนวนเส้นลวดดีเกิลยของขดลวดเหนี่ยวนำ ระยะ Gap ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำและตัวภาชนะหุงต้ม และความถี่สวิทซ์ที่ใช้

5) เตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่พัฒนาและสร้างขึ้นเพื่อใช้ในงานวิจัยนี้ เมื่อทำการทดสอบเปรียบเทียบกับเตาหุงต้มที่ใช้ขดลวดทั่วไปภายใต้เงื่อนไขกำลังไฟฟ้าเท่ากัน ปรากฏว่าสามารถหุงต้มเดือดได้เร็วกว่าเท่าตัว โดยใช้เวลา 5 นาที และ 10 นาที ตามลำดับ ที่ปริมาณน้ำ 1 ลิตร และกำลังไฟฟ้า 1500 วัตต์ เท่ากัน

บรรณานุกรม

- [1] Y.S. Kwon, S.B.Yoo and D.S. Hyun, " Half Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Application with Load Adaptive PFW control Strategy", IEEE-PESC Conf. Rec., 1999. pp. 575-581.
- [2] J. Davies and P. Simpson " Induction Heating Handbook " McGraw-Hill:London, 1979.
- [3] T.Tanaka, " A New Induction Cooking Range for Heating and Kind of Metal Vessels", IEEE Tran.Consumer Electronic, Vol.35, No.3, 1989. pp. 635-641.
- [4] B. K. Lee, J. W. Jung, B. S. Suh, and D.S. Hyun, " A New Half-Bridge Inverter Topology with Active Auxiliary Resonant Circuit Using Insulated Gate Bipolar Transistors for Induction Heating Application " IEEE-PESC Conf. Rec., 1997. pp. 1232-1237.
- [5] H. W. Koertzen, J. V. Wyk and J. A. Ferreira " Investigating the Influence of Material Proper On the Efficiency of Induction Heating Load Transformer Us FEM Simulations " IEEE-PESC Conf. Rec., 1995. pp. 868-873.
- [6] E. J. Dedel, V. Esteve, J.V. Gonzalez, J. Garcia, L. Lapedra and M. Fernandez " Design of Seris Resonant Converter for Induction Heating" IEEE-PESCCConf. Rec.,1991.pp.1384-1387.
- [7] M. K. Kazimierzuk "Class D voltage-switch MOSFET power a amplifier " IEE Proc., Vol. 138, No. 6 , 1991. pp. 285-296.
- [8] S. Nagai, H. Nagura, M. Nakaoka and A. Okuno " High-Frequency Inverter with Phase-Shifted Control Strategy for Industrial Induction -Heating " IEEE-PESC Conf. Rec., 1995. pp. 2165-2172.
- [9] H. Fujita " Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW , 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications " IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 32, No. 2 , 1996. pp. 279-286.
- [10] D. W. Hart " Introduction to Power Electronic " Prentice-Hall, 1997.
- [11] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins "Power Electronics Converters Applications and Design" John Willy & Sons , 1989.
- [12] P.Viriya , S.Sittichok and K.Matsuse "Analysis of High-Frequency Induction Cooker with Variable Frequency Power Control " PCC-OSAKA Conf.Rec., 2002.
- [13] 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.

ภาคผนวก

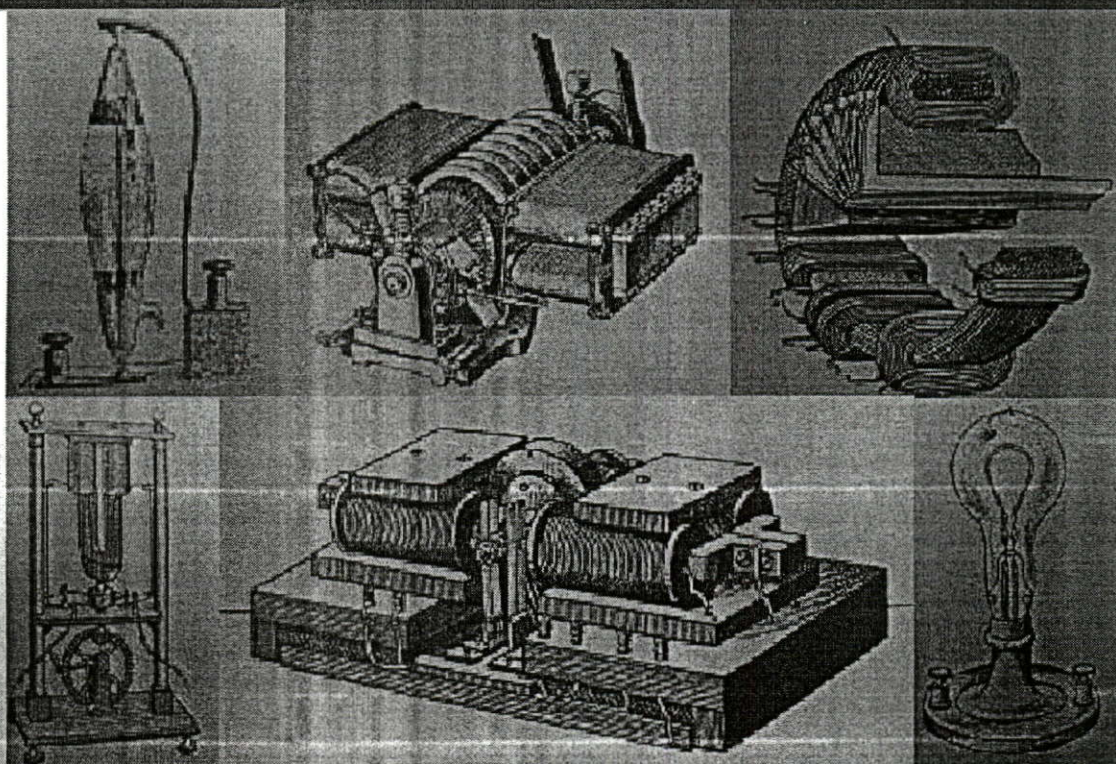
ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] สิทธิโชค สิ้นรัตน์, วิริยะ พิเชฐจำเริญ “ การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยใช้ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์โซแนนท์แบบอนุกรม ” วิศวกรรมสารลาดกระบัง ฉบับที่ 1 มกราคม 2543
- [2] สิทธิโชค สิ้นรัตน์, วิริยะ พิเชฐจำเริญ “ เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 22-23 พฤศจิกายน 2544
- [3] P.Viriya , S.Sittichok and K.Matsuse “Analysis of High-Frequency Induction Cooker with Variable Frequency Power Control ” PCC-OSAKA Conf. Rec., 2002.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



22 - 23 พฤศจิกายน 2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ High Frequency Induction Cooker with variable Frequency Power Control

สิทธิโชค สินรัตน์ วิริยะ พิเชฐจำเริญ
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร : (02)7372541 E-mail:kpviriya@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนท์ รัยละเอียดจะประกอบด้วยหลักการการทำงานของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง พร้อมกับการวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสในจังหวะการทำงานต่างๆ ของวงจรในช่วง 1 ไชเคิล ซึ่งสามารถใช้วิเคราะห์หาวงจรถือเทียบเท่า เพื่อนำไปใช้คำนวณหาค่าปริมาณไฟฟ้าต่างๆ ของวงจร โดยอาศัยการแปลงค่าประกอบอาร์มอนิกส์ของแรงดันและกระแสช่วยในการคำนวณ ปริมาณไฟฟ้าที่ได้จากการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีนี้ ยังได้นำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลอง โดยใช้เครื่องต้นแบบที่สามารถปรับระดับกำลังไฟฟ้าได้จนถึง 2 กิโลวัตต์ โดยการปรับความถี่จนถึงค่าสุดท้ายเท่ากับ 30 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งปรากฏว่าเตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

Abstract

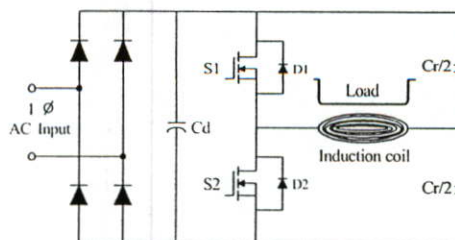
This paper presents analysis of high frequency induction cooker using half-bridge series resonant inverter. The circuit operation is first analyzed. The equations of voltage and current in various parts of the circuit are then obtained to determine the equivalent circuit of the induction cooker, which can simplify the calculation of various electrical quantities. These quantities are calculated with the aid of voltage and current harmonic spectra. The theoretical results are verified by experiment using a prototype test-set with a variable power level up to 2 kW at a minimum variable frequency of 30 kHz. The test result shows that the induction cooker can operate successfully.

1. บทนำ

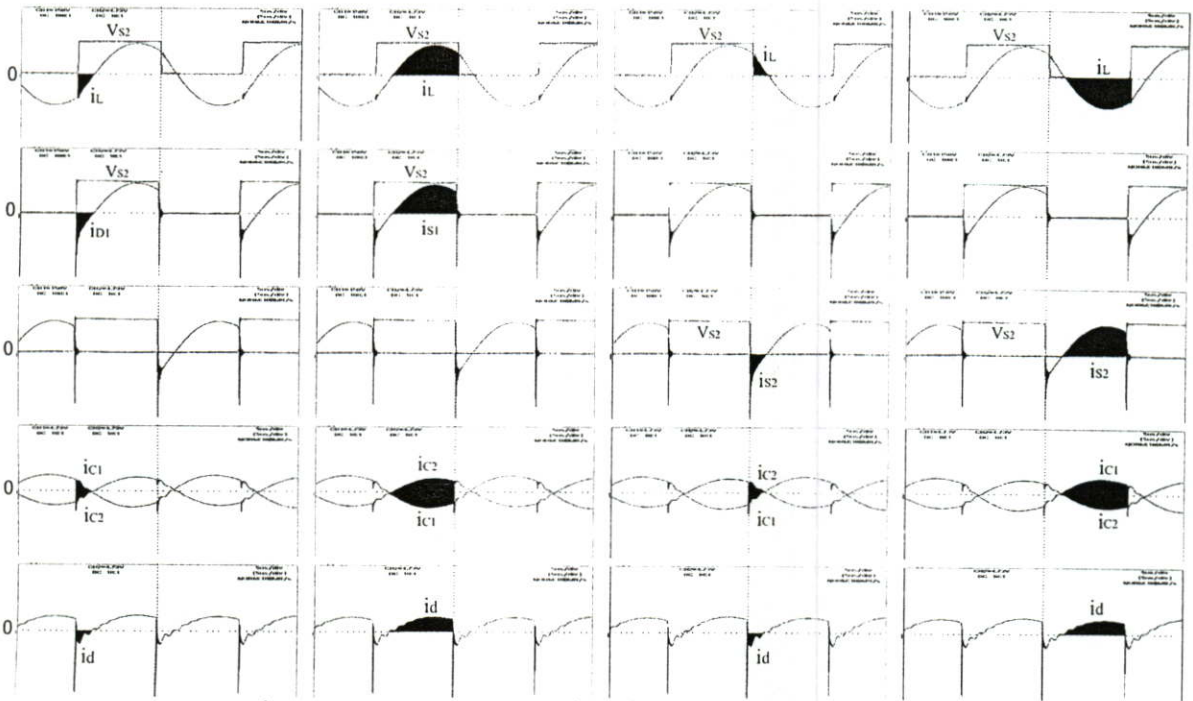
ในปัจจุบันอุปกรณ์ที่อาศัยหลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูงจะมีด้วยกันหลายชนิดไม่ว่าจะเป็น เครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก เครื่องหลอมโลหะและเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำความถี่สูงเป็นต้น อุปกรณ์เหล่านี้อาศัยหลักการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กความถี่สูงซึ่งที่ตัวชิ้นงานหรือภาชนะที่เป็นเหล็กหรือโลหะ ในกรณีเตา

หุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ จะเป็นกรณีของการสร้าง สนามแม่เหล็กความถี่สูงขึ้นด้วยวงจร 1 - เฟส อินเวอร์เตอร์ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อให้เกิดการเหนี่ยวนำกระแสไหลวนกลับไปกลับมาขึ้นที่ตัวภาชนะ ซึ่งหลักการดังกล่าวนี้สามารถทำให้เป็นจริงได้ด้วยวงจรที่เขียนแสดงในรูปที่ 1 เตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่นำเสนอนี้มีข้อดีด้วยกันหลายประการ กล่าวคือ สะอาด ปลอดภัย น้ำหนักเบา ประสิทธิภาพในการหุงต้มสูง ทำให้สามารถหุงต้มเดือดได้ในเวลาอันรวดเร็ว โดยทั่วไปแล้วเตาหุงต้มเหนี่ยวนำจะใช้กับภาชนะประเภทสแตนเลส เพราะมีความนำและความซึมซาบแม่เหล็กสูง ในบทความวิจัยนี้ได้นำเสนอประเด็นการวิเคราะห์ต่างๆ ทั้งในเชิงทฤษฎีควบคู่กับการวัดทดสอบจริงในทางปฏิบัติ เพื่อให้เข้าใจถึงพฤติกรรมการทำงานทางไฟฟ้าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำได้อย่างแท้จริง โดยจะมีการคำนวณวิเคราะห์และวัดทดสอบหาค่าปริมาณกำลังไฟฟ้าต่างๆ ในวงจรทดสอบ โดยจะเริ่มทำการวิเคราะห์ หลักการทำงานของวงจรในโหมดต่างๆ เพื่อนำไปพิจารณาหาวงจรถือเทียบเท่า ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการคำนวณหาค่าแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าตามจุดต่างๆ ตลอดจนค่าประสิทธิภาพของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำได้อย่างสะดวกและเข้าใจง่าย การคำนวณหาค่าปริมาณไฟฟ้าเหล่านี้ สามารถทำได้โดยอาศัยการคำนวณหาอาร์มอนิกสเปกตรัมของแรงดันและกระแส พร้อมกับการขึ้นต้นเปรียบเทียบกับค่าทดสอบ ในตอนท้ายยังได้ทำการทดสอบประสิทธิภาพการหุงต้มเดือดเทียบกับเตาหุงต้มทั่วไปที่ใช้ Heater ซึ่งปรากฏว่าสามารถหุงต้มเดือดได้ด้วยเวลาที่รวดเร็วกว่า [1-2]

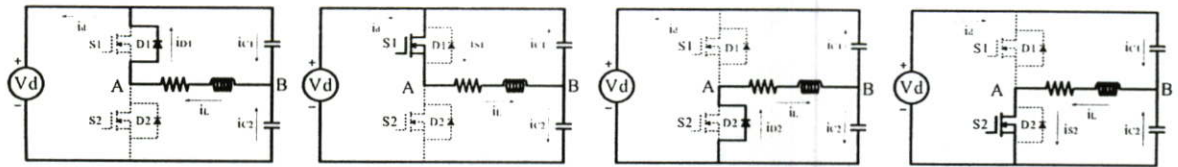
2. หลักการทำงานของวงจร



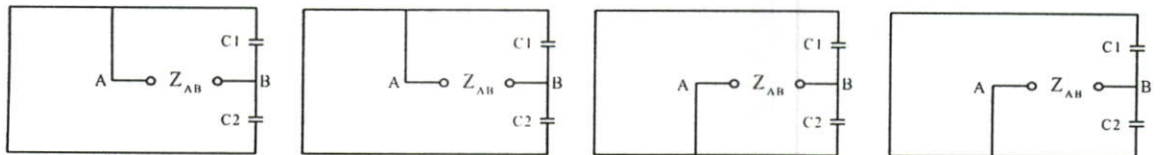
รูปที่ 1 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ใช้ในเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง



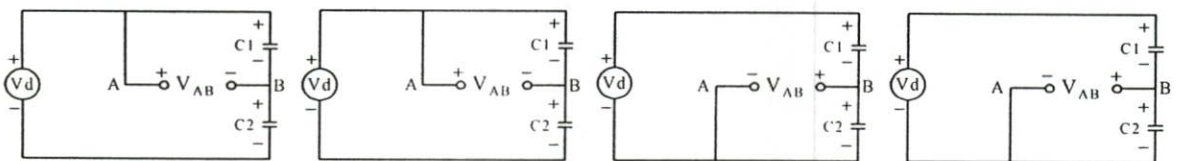
(a) รูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรทดลองที่ความถี่สวิตซ์สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ (150V/div, 5A/div)



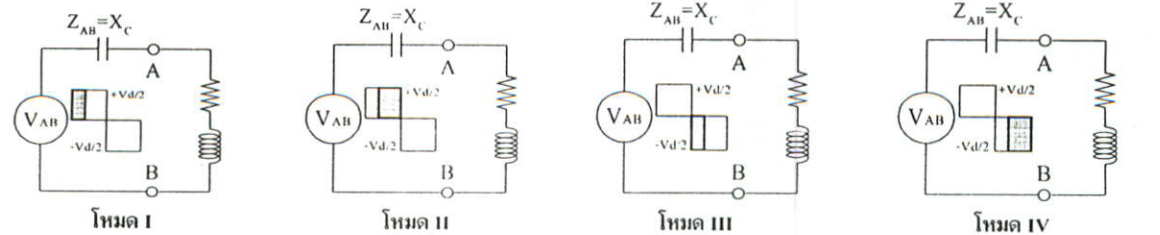
(b) วงจรแสดงการทำงานในจังหวะต่างๆ ในช่วง 1 ไซเคิล ของโหนด



(c) วงจรแสดงการหาอิมพีแดนซ์เทียบเท่าเรวินินที่โหลด



(d) วงจรแสดงการหาแรงดันเทียบเท่าเรวินินที่โหลด



(e) วงจรเทียบเท่าพิจารณาจากอิมพีแดนซ์และแรงดันเทียบเท่าเรวินิน

รูปที่ 2 การพิจารณาหาวงจรเทียบเท่าเรวินิน

จากรูปที่ 1 แรงดันเอซอินพุท 220 V 50 Hz จะจ่ายให้กับ ฟูลบริดจ์เรกติฟายเออร์ เพื่อแปลงไฟกระแสสลับให้เป็นไฟกระแสตรง ป้อนให้กับวงจรสลับฟริควิเอนเตอร์ เพื่อแปลงเป็นไฟกระแสสลับ ความถี่สูง โดยมีสวิตช์ MOSFET S1 และ S2 ทำงานสลับกัน ฟริควิไล โอต DI และ D2 จะอยู่ภายในมอสเฟสและต่อขนานกับทิศทางกับ S1 และ S2 C1 และ C2 มีค่าเท่ากัน เป็นเรโซแนนท์คาปาซิเตอร์ ส่วนขด ลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุ้มสามารถแทนด้วยอินดักแตนซ์เทียบเท่า L และความต้านทานเทียบเท่า R สำหรับโหมดการทำงานของวงจร เมื่อ กำหนดให้อินเวอเตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ จะวัดคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ โดยแบ่งออกเป็นโหมดๆ ได้ จำนวน 4 โหมด และมีรายละเอียดดังนี้

โหมด I กระแส i_L, i_{D1}, i_{C1} และ i_{C2} มีทิศทางจริงดังวงจร โหมด I รูปที่ 2(b) การหาแรงเทียบเท่าเซวินินที่ตำแหน่งของโหลด AB โดยการเปิดวงจรโหลด RL และลัดวงจรแหล่งจ่ายแรงดัน ก็จะได้อิมพีแดนซ์เทียบเท่ากับ $Z_{AB}=X_C$ ซึ่งได้จาก C1 และ C2 ขนานกันและมีผลรวมเท่ากับ C ดังวงจรโหมด I รูปที่ 2(c) ทำนองเดียวกันในการหาแรงดันเทียบเท่า ก็สามารถทำได้โดยการเปิดวงจรที่ตำแหน่ง AB ของโหลด ออกและคำนวณหาค่าแรงดันตกคร่อม V_{AB} ที่โหลด จะได้ $V_{AB} = +V_d/2$ ดังวงจรโหมด I รูปที่ 2(d) อิมพีแดนซ์เทียบเท่าและแรงดันเทียบเท่านี้เมื่อเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าเซวินินจะได้ดังวงจรโหมด I รูปที่ 2(e) ซึ่งสามารถหาสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ได้ดังนี้

$$V_R + V_L + V_C = V_{AB} \tag{1}$$

$$Ri_L + L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int i_L dt = +V_d/2 \tag{2}$$

$$i_L = e^{-\alpha t} \left[I_1 \cos \beta t + \left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \sin \beta t \right] \tag{3}$$

$$V_R = R \cdot e^{-\alpha t} \left[I_1 \cos \beta t + \left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \sin \beta t \right] \tag{4}$$

$$V_L = L e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \cdot (\beta \cos \beta t - \alpha \sin \beta t) - I_1 (\beta \sin \beta t + \alpha \cos \beta t) \right] \tag{5}$$

$$V_{RL} = R e^{-\alpha t} \left[I_1 \cos \beta t + \left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \sin \beta t \right] + L e^{-\alpha t} \left[\left(\frac{V_d}{2\beta L} - \frac{V_1}{\beta L} - \frac{\alpha}{\beta} I_1 \right) \cdot (\beta \cos \beta t - \alpha \sin \beta t) - I_1 \cdot e^{-\alpha t} \cdot I_1 (\beta \sin \beta t + \alpha \cos \beta t) \right] \tag{6}$$

เมื่อ $\alpha = R/2L, \beta = \sqrt{(R/4L)^2 - (1/LC)}$ และ $R = R_{on} + R_{DS(on)}$
 V_1, I_1 : ค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C และกระแสไหลผ่าน L เทียบเท่า

โหมด II กระแส i_L, i_{S1}, i_{C1} และ i_{C2} มีทิศทางจริงดังวงจร โหมด II รูปที่ 2(b) เมื่อพิจารณาด้วยหลักการเซวินินจะได้วงจรเทียบเท่า เซวินินดังวงจรโหมด II ในรูปที่ 2 (e) โดยที่แรงดันเทียบเท่ามีค่าเท่ากับ $+V_d/2$ และได้แรงดันกับกระแสตามจุดต่างๆ เหมือนสมการในโหมด I

โหมด III กระแส i_L, i_{D2}, i_{C1} และ i_{C2} มีทิศทางจริงดังวงจร โหมด III รูปที่ 2(b) เมื่อพิจารณาด้วยหลักการเซวินินจะได้วงจรเทียบเท่าเซวินินดังวงจรโหมด III รูปที่ 2 (e) โดยที่แรงดันเทียบเท่ามีค่าเท่ากับ $-V_d/2$ และได้แรงดันกับกระแสตามจุดต่างๆ เหมือนสมการในโหมด I เพียงแต่ในกรณีนี้ค่าแรงดันแหล่งจ่าย V_{AB} จะมีค่าตรงข้ามกับค่า V_{AB} ในโหมด I กล่าวคือ V_{AB} มีค่าเท่ากับ $-V_d$

โหมด IV กระแส i_L, i_{S2}, i_{C1} และ i_{C2} มีทิศทางจริงดังวงจร โหมด IV รูปที่ 2(b) เมื่อพิจารณาด้วยหลักการเซวินินจะได้วงจรเทียบเท่าเซวินินดังวงจรโหมด IV รูปที่ 2(e) โดยที่แรงดันเทียบเท่ามีค่าเท่ากับ $-V_d/2$ และได้แรงดันกับกระแสตามจุดต่างๆ เหมือนสมการในโหมด III

ทั้งนี้ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อม C1 ในโหมด I, II และ III, IV สามารถคำนวณได้จากสมการ (7) และ (8) ตามลำดับ ทำนองเดียวกัน คลื่นแรงดันคร่อม C2 สามารถคำนวณได้จากสมการ (9) และ (10) ดังนี้

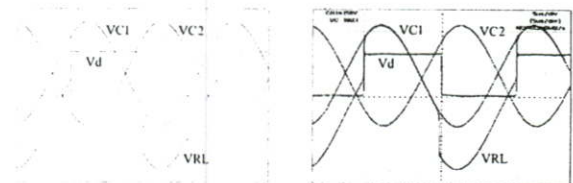
$$V_{C1} = V_{RL}(t) \tag{7}$$

$$V_{C1} = V_d(t) + V_{RL}(t) \tag{8}$$

$$V_{C2} = V_d(t) - V_{RL}(t) \tag{9}$$

$$V_{C2} = -V_{RL}(t) \tag{10}$$

สมการ (7)-(10) เมื่อ simulate ด้วย MATLAB และนำไปเทียบกับผลการทดลองจะได้คลื่นดังรูปที่ 3(a) และรูปที่ 3(b) ตามลำดับ

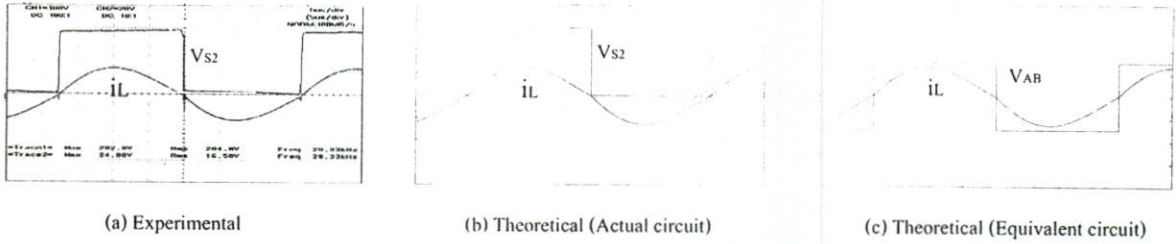


(a) Theoretical (b) Experimental

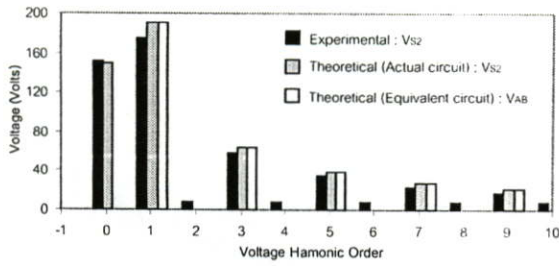
รูปที่ 3 แรงดันตามจุดต่างๆ ของวงจรรูปที่ 2(b) (150V/div)

3. การวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอเตอร์

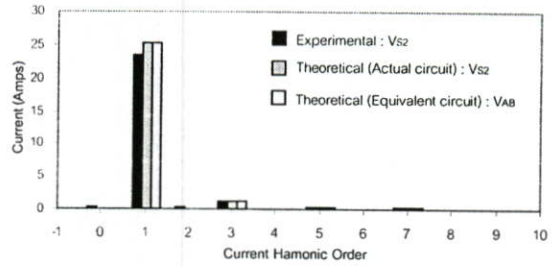
จากลักษณะรูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอเตอร์ ในรูปที่ 4 ซึ่งเป็นรูปคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 (V_{s2}) แรงดันคร่อม โหลดในวงจรเทียบเท่า (V_{AB}) และกระแสโหลด (i_L) ซึ่งได้จากการ ทดลองและการ Simulate ด้วยโปรแกรม MATLAB โดยใช้สมการแรง ดันและกระแสในโหมด I, II, III และ IV ของวงจรเทียบเท่าเซวินิน พร้อมกับการใช้สมการแรงดันในวงจรจริงในโหมด I, II, III และ IV และสมการแรงดันและกระแสเอาต์พุตในวงจรเทียบเท่าเซวินิน จะเห็น ได้ว่าเมื่อรูปคลื่นแรงดัน V_{s2} คร่อมสวิตช์ S2 จากการทดลองและทฤษฎี



รูปที่ 4 ลักษณะคลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 : Vs2 แรงดันคร่อมโหลดในวงจรเทียบเท่า : VAB และกระแสโหลด : iL (100V/div , 20A/div)



(a) สเปกตรัมของแรงดันในรูปที่ 4



(b) สเปกตรัมกระแสโหลดในรูปที่ 4

รูปที่ 5 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของแรงดันและกระแสโหลดที่ได้จากการทดลองและทฤษฎี

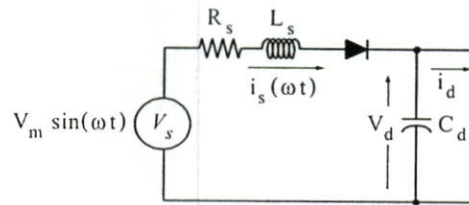
จะมีขนาด peak เท่ากับ +Vd ขณะที่รูปคลื่นแรงดัน VAB คร่อมโหลด RLC ทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงสุดเท่ากับ +Vd/2 หรือ -Vd/2 ก็ตาม กระแสโหลด iL ซึ่งไหลผ่านโหลด RL ทั้งในกรณีคลื่นที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีจะมีลักษณะเหมือนกัน รูปที่ 5 แสดงให้เห็นค่าฮาร์มอนิกต่างๆ ของแรงดันและกระแสซึ่งได้จากการแตกอนุกรมฟูเรียร์ ของคลื่นแรงดัน Vs2 และกระแสโหลด iL ที่ได้ทั้งจากการทดลองและทฤษฎีในรูปที่ 4 โดยจะเห็นได้ว่าขนาดสเปกตรัมของแรงดันคร่อมสวิตช์ S2 ที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีนี้มีค่าใกล้เคียงกันและจะมีแรงดันคิซี (ฮาร์มอนิกลำดับ 0) อยู่ด้วย ซึ่งค่าแรงดันคิซีนีจะถูกเก็บสะสมไว้ที่คาปาซิเตอร์ C ในขณะที่เดียวกันจะเห็นได้ว่าแรงดันคิซีนี จะไม่มีปรากฏในกรณีวงจรเทียบเท่าของทฤษฎี นอกจากนี้ยังเห็นได้ว่าที่ฮาร์มอนิกลำดับอื่นๆ ขนาดสเปกตรัมจะมีค่าใกล้เคียงกัน ในทำนองเดียวกันสำหรับกรณีกระแสโหลดที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีนั้นเมื่อพิจารณาสเปกตรัมที่ได้ก็จะเห็นว่ามีความใกล้เคียงกันเช่นกัน แถบสเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ได้เหล่านี้ สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (P_{output}) เพื่อเปรียบเทียบกันระหว่างค่าที่ได้จากการทดลองและทฤษฎี โดยอาศัยสมการ (11), (12) และ (13) ตามลำดับ [3] ดังนี้

$$v_{AB} = \sum_{n=1}^{\infty} V_{AB,max,n} \sin(n\omega t) \tag{11}$$

$$i_L = \sum_{n=1}^{\infty} I_{L,max,n} \sin(n\omega t + \theta_n) \tag{12}$$

$$P_{output} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{AB,max,n} \cdot I_{L,max,n}}{2} \cdot \cos \theta_n \tag{13}$$

4. การวิเคราะห์ฮอนพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้า



รูปที่ 6 วงจรเทียบเท่าด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า

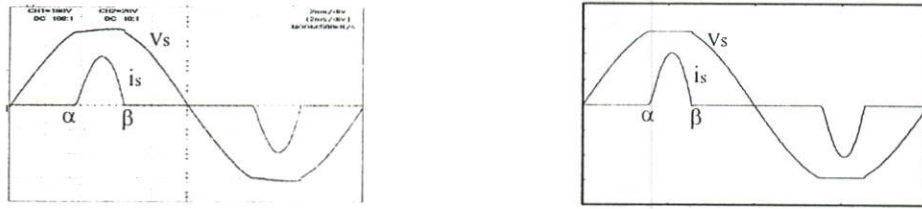
จากรูปที่ 6 เมื่อ Cd มีค่ามาก Vd จะมีลักษณะเรียบและสามารถหาความสัมพันธ์ของสมการกระแสในวงจรด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าดังนี้

$$V_m \sin(\omega t) = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + V_d \tag{14}$$

$$i_s = \frac{V_m}{Z_s} \sin(\omega t - \theta) - \frac{V_d}{R_s} + \left[\left(-\frac{V_m}{Z_s} \sin(\alpha - \theta) + \frac{V_d}{R_s} \right) \cdot e^{\alpha/\omega t} \right] \cdot e^{-\omega t/\omega \tau} \tag{15}$$

โดยที่ $\alpha \leq \omega t \leq \beta$, $V_m = \sqrt{2} V_s$, $Z_s = \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}$
 $\theta = \tan^{-1}(\omega L_s / R_s)$, $\alpha = \sin^{-1}(V_d / V_m)$
 β แก้หาค่าได้โดยวิธี Numerical Solution ที่ $i_s(\beta) = 0$

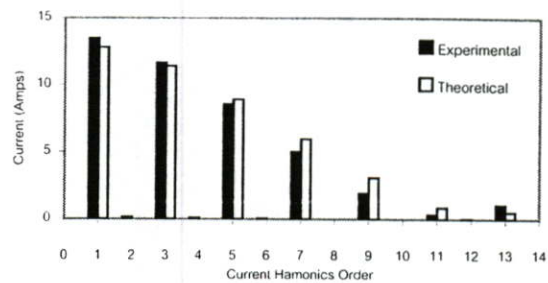
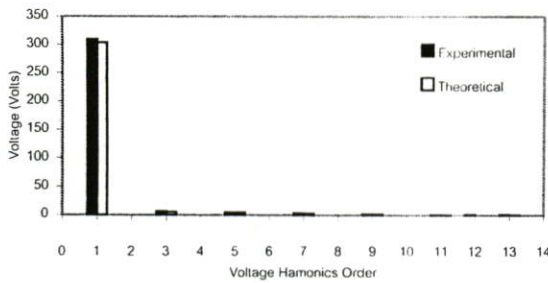
จากลักษณะคลื่น แรงดันและกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ดังรูปที่ 7(a) ซึ่งได้จากการทดลองและการ Simulate ด้วยโปรแกรม MATLAB โดยใช้สมการ(15) จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นที่ได้จากการทดลองและ



Experimental

Theoretical

(a) ลักษณะคลื่นแรงดัน Vs และกระแส is จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า (100V/div , 20A/div)



(b) ลักษณะสเปกตรัมของแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าในรูปที่ 7(a)

รูปที่ 7 การเปรียบเทียบลักษณะคลื่นและลักษณะสเปกตรัมของแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าที่ได้จากทฤษฎีและการทดลอง

ทฤษฎีจะมีลักษณะเหมือนกัน รูปที่ 7(b) แสดงให้เห็นค่าฮาร์โมนิกต่างๆ ของแรงดันและกระแสซึ่งได้จากการแตกอนุกรมฟูเรียร์ ของคลื่นแรงดันและกระแสจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีในรูปที่ 7(a) โดยจะเห็นได้ว่าขนาดสเปกตรัมของแรงดันและกระแสด้านแหล่งจ่ายการไฟฟ้าจากการทดลองและทฤษฎีนี้มีค่าใกล้เคียงกันแถบสเปกตรัมของแรงดันและกระแสที่ได้เหล่านี้สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต (P_{in}) เพื่อเปรียบเทียบกันระหว่างค่าที่ได้จากการทดลองและทฤษฎีโดยอาศัยสมการ (16), (17) และ (18) ตามลำดับดังนี้

$$V_s = \sum_{n=1}^{\infty} V_{s,max,n} \sin(n\omega t) \tag{16}$$

$$i_s = \sum_{n=1}^{\infty} I_{s,max,n} \sin(n\omega t + \phi_n) \tag{17}$$

$$P_{input} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{s,max,n} \cdot I_{s,max,n}}{2} \cdot \cos\phi_n \tag{18}$$

จากสมการ (13) และ (18) จะได้ประสิทธิภาพ η ดังนี้

$$\eta = \frac{P_{output}}{P_{input}} \tag{19}$$

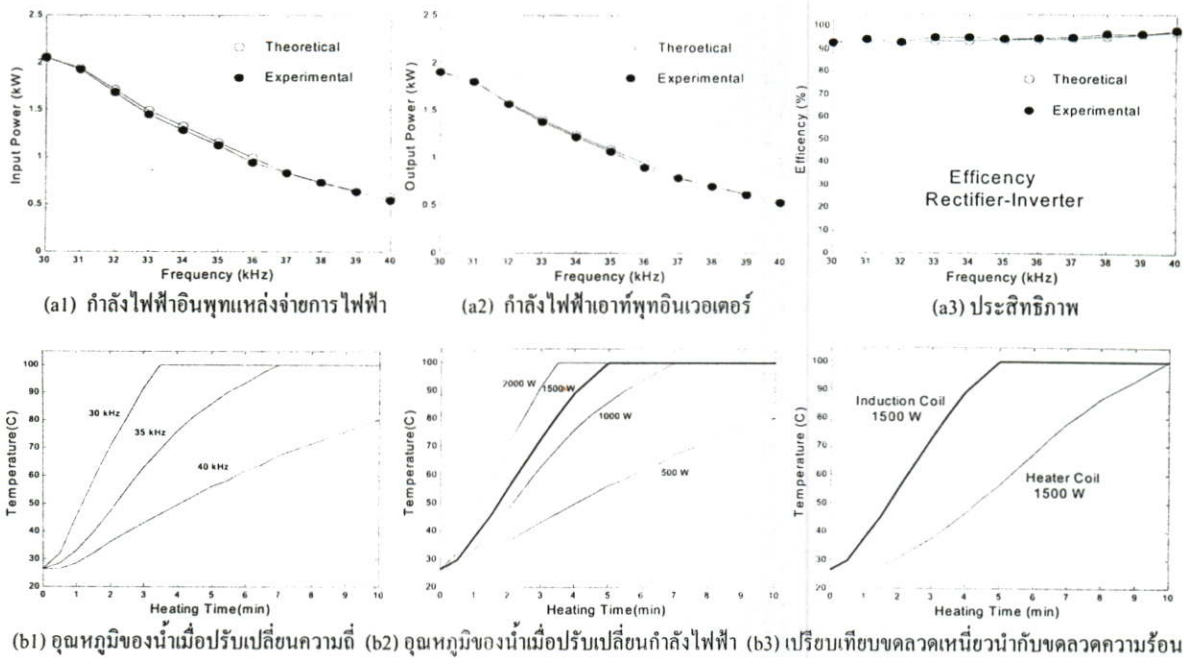
$$= \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{AB,max,n} \cdot I_{L,max,n}}{2} \cdot \cos\theta_n}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_{s,max,n} \cdot I_{s,max,n}}{2} \cdot \cos\phi_n} \tag{20}$$

5. ผลการทดลอง



รูปที่ 8 เครื่องต้นแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

รูปที่ 8 เป็นเครื่องต้นแบบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยใช้ฮาร์ฟบริจด์อินเวอร์เตอร์ โซแนนท์แบบอนุกรม ซึ่งใช้สวิทช์ MOSFET IRFP460(500V/20A) $C1 = C2 = 117.5 \text{ nF}$ โดยกำหนดให้ระยะ Gap ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับก้นภาชนะหุงต้มเท่ากับ 10 mm รูปที่ 9(a 1) , 9(a 2) และ 9(a3) แสดงให้เห็นค่าความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตเพาเวอร์ เอาท์พุทเพาเวอร์และประสิทธิภาพของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำซึ่งได้จากการทดสอบ และการ Simulate ด้วย โปรแกรม MATLAB โดยใช้สมการที่ (18), (13) และ (20) ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าทั้งค่า อินพุตเพาเวอร์ เอาท์พุทเพาเวอร์ และประสิทธิภาพมีค่าใกล้เคียงกัน และเมื่อปรับความถี่สวิทช์เท่ากับความถี่โซแนนท์ที่ 30 kHz จะได้กำลังไฟฟ้าที่มีค่าสูงสุดและเมื่อปรับความถี่สวิทช์ให้มีความถี่เหนือความถี่โซแนนท์ขึ้นไปจนถึง 40 kHz กำลังไฟฟ้าจะลดลงจากระดับสูงสุดเท่ากับประมาณ 2000 W จนถึงระดับต่ำสุดเท่ากับ 500 W โดยประสิทธิภาพของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำจะมีค่าในช่วงระหว่าง 93 % ถึง 98 %



รูปที่ 9 กำลังไฟฟ้า ประสิทธิภาพที่ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ และการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิของน้ำปริมาตร 1 ลิตร

รูปที่ 9 (b1) แสดงให้เห็นค่าเวลาที่ใช้ในการหุงต้มเดือดของน้ำปริมาตร 1 ลิตรในหม้อต้มที่ความถี่ 30 35 และ 40 kHz จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำสุด เท่ากับ 30 kHz น้ำจะใช้เวลาในการต้มเดือดได้ประมาณ 3.5 นาที รูปที่ 9(b2) แสดงให้เห็นค่าเวลาที่ใช้ในการหุงต้มน้ำเดือดขนาดลิตรวัดค่าต่างๆ เท่ากับ 500 W 1000 W 1500 W และ 2000 W โดยการปรับความถี่ให้ต่ำลงตามลำดับ โดยที่น้ำจะเดือดด้วยเวลา 3.5 นาทีที่ 2000 W หม้อหุงต้มเหนี่ยวนำนี้ซึ่งได้นำไปใช้เปรียบเทียบ สมรรถนะการหุงต้มเดือดกับหม้อหุงต้มทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 9 (b3) จะเห็นว่าที่ขนาด 1500 W เดียวกัน หม้อหุงต้มทั่วไปจะใช้เวลาในการหุงต้มเดือดเท่ากับ 10 นาที ขณะที่เตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้ใช้เวลาเพียง 5 นาที

6.สรุป

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์วงจรฮาร์ดแวร์อินเวอร์เตอร์ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดควบคุม กำลังไฟฟ้าด้วยความถี่โดยอาศัยหลักการของเรซินิน ทำให้สามารถเขียนวงจรด้านโหลดของเตาหุงต้มที่มีลักษณะง่ายต่อการนำไปคำนวณหาค่าแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ ซึ่งเมื่อนำไปวิเคราะห์หาค่าด้วยแอปสเปกตรัมความถี่สูงก็สามารถคำนวณหรือทดสอบหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต อินพุตและประสิทธิภาพเตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้ได้โดยที่เตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้จะให้กำลังไฟฟ้าสูงสุดได้ 2000 W ที่ความถี่ 30 kHz และสามารถปรับลดลงจนเหลือ 500 W โดยการเพิ่มความถี่จนถึง 40 kHz และเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่มีขนาดกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 1500 W จะหุงต้มน้ำ 1 ลิตร ให้เดือดได้ในเวลาเพียง 5 นาที ขณะที่หม้อหุงต้มทั่วไปใช้เวลา 10 นาที

เอกสารอ้างอิง

[1] Y.S. Kwon, S.B. Yoo and D.S. Hyun “ Half Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Application with Load Adaptive PFW control Strategy ” *IEEE-PESC Conf. Rec.*, 1999, pp. 575-581.
 [2] H.W. Koertzen, J. D. Ven Wyk and J.A. Ferreira, “Design of the Half - Bridge Series Resonant Converter for Induction Cooking,” *IEEE - PESC Conf. Rec.*, 1995, pp. 729-735.
 [3] B.K. Lee and B. Seok Suh, “Design Consideration for the Improved Class-D Inverter Topology,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.45, No.2, April 1998, pp.217-227.

ประวัติผู้เขียนบทความ



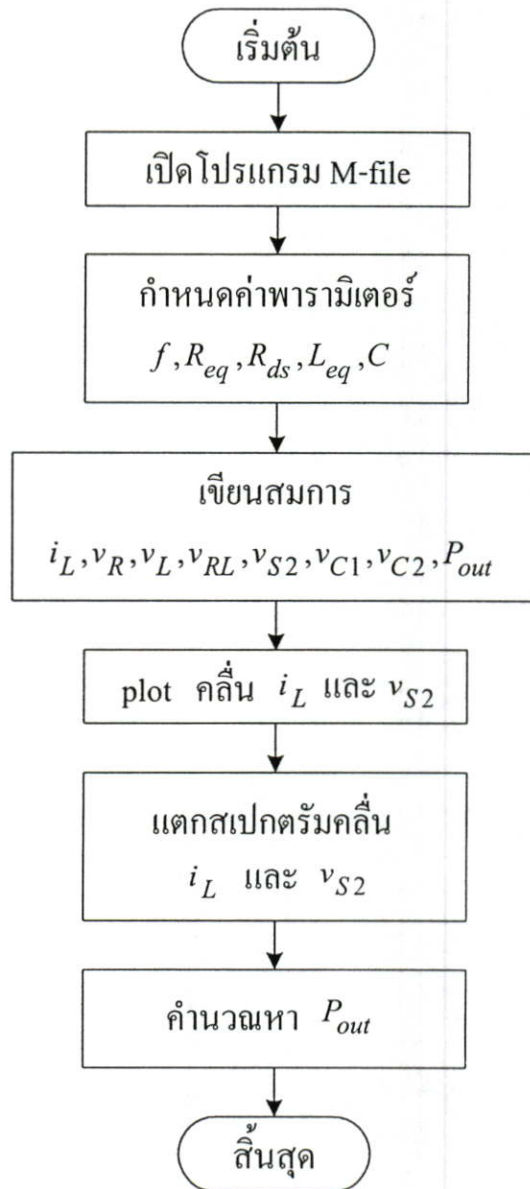
นายสิทธิโชค สินรัตน์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปัจจุบันเป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



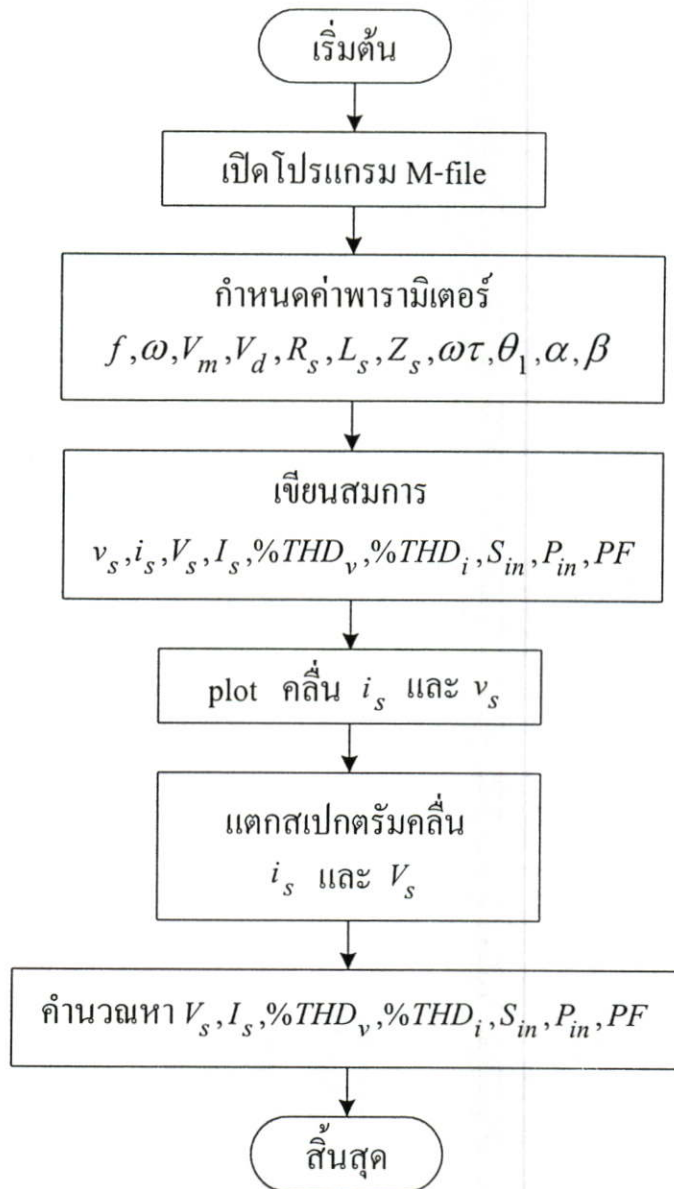
นายวิริยะ พิเชษฐจำริญ การศึกษาวุฒิปริญญาเอก จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเมจิ ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันตำแหน่งรองศาสตราจารย์ สาขาวิชาเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ภาคผนวก ข.

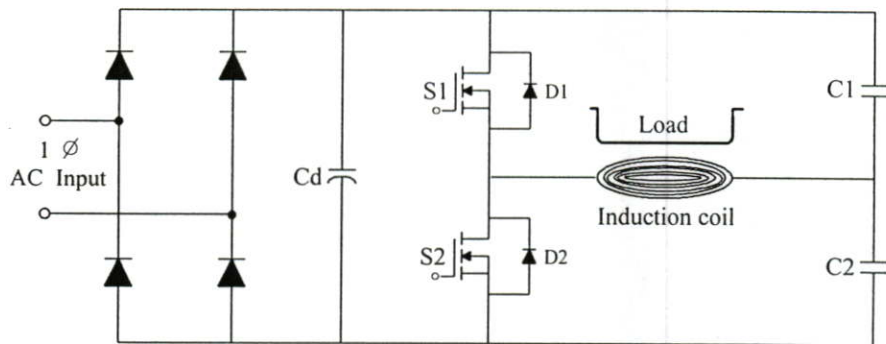
พล็อตแสดงขั้นตอนการคำนวณคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์
ด้วยโปรแกรม MATLAB



พลซาร์จแสดงขั้นตอนการคำนวณคุณสมบัติทางไฟฟ้าทางด้านอินพุทแหล่งจ่ายการไฟฟ้า
ด้วยโปรแกรม MATLAB



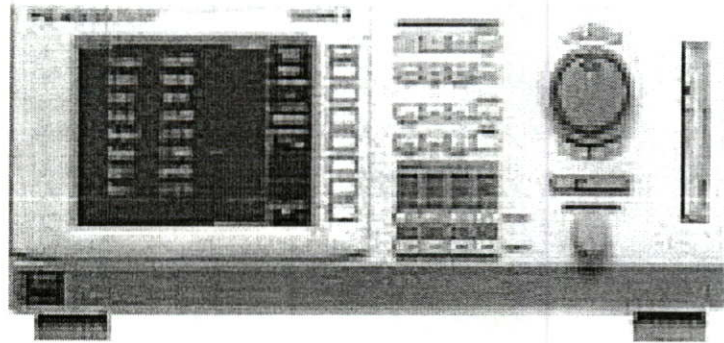
โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง



สเปกอุปกรณ์ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

ขดลวดเหนี่ยวนำ	ลวดทองแดงเบอร์ 30 S.W.G. จำนวน 15 เส้น ขดเป็นรูปก้นหอยชั้นเดียว
ภาชนะหุงต้ม	ภาชนะสแตนเลสขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 24 cm.
ระยะ Gap	10 mm.
อุปกรณ์สวิตช์อินเวอร์เตอร์ : S1,S2	MOSFET IRFP 460
IC Drive	UC 3879
คาปาซิเตอร์เรโซแนนท์ : C1,C2	171.5 uF
คาปาซิเตอร์ Filter : Cd	5000 uF
Bridge Rectifier	CM 3508

เครื่องมือวัดทดสอบ



PZ4000 POWER ANALYZER , DC~2 MHz 5Ms/s , YOGOGAWA

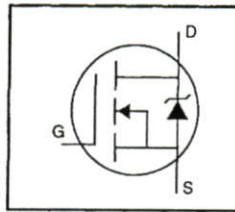
International
IR Rectifier

PD-9.512B

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

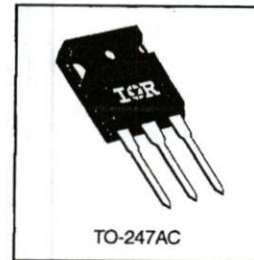
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

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

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



TO-247AC

DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

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

Thermal Resistance

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

IRFP460

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

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

Source-Drain Ratings and Characteristics

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

Notes:

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



IRFP460

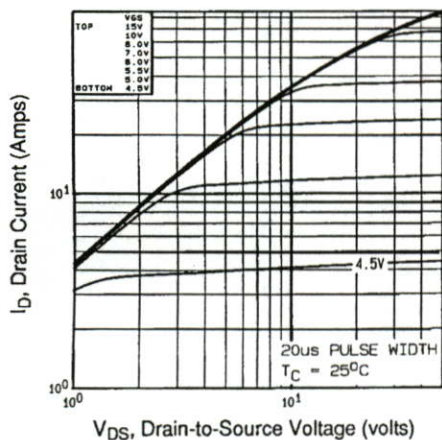


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

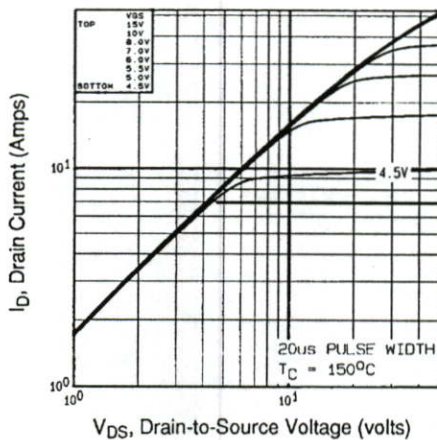


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

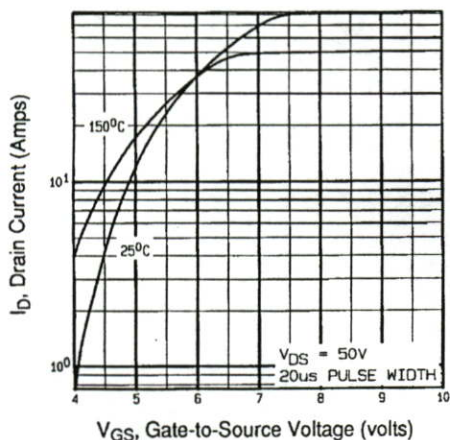


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

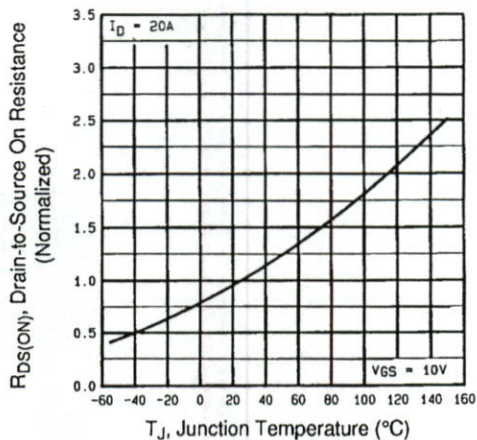


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRFP460

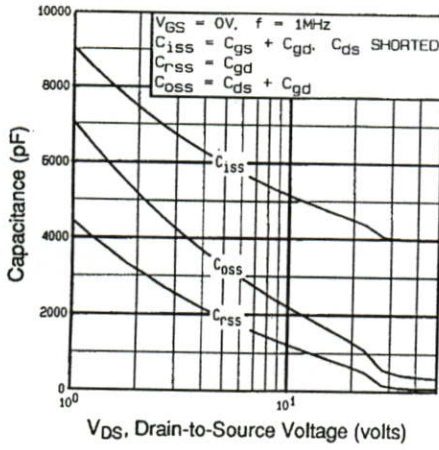


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

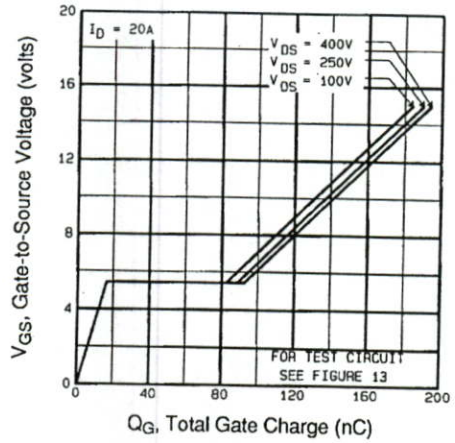


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

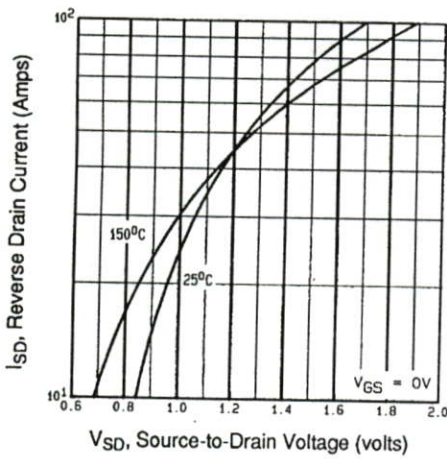


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

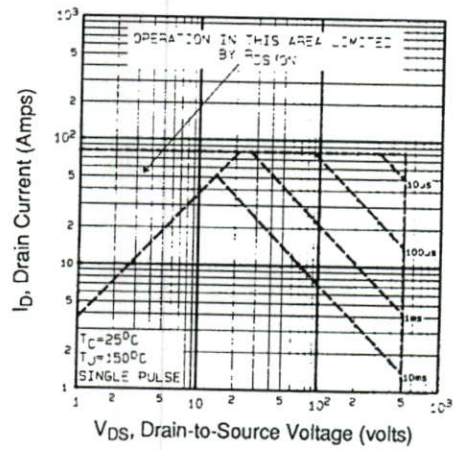


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

IRFP460

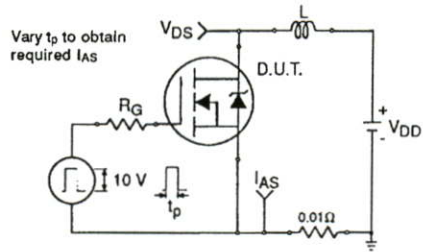


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

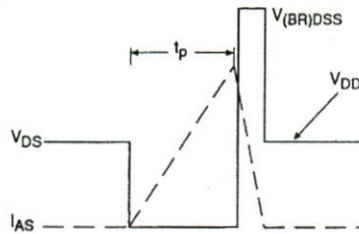


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

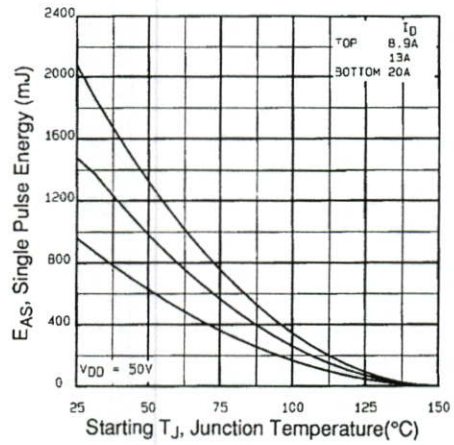


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

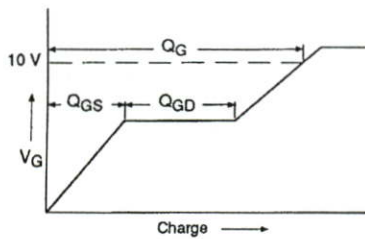


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

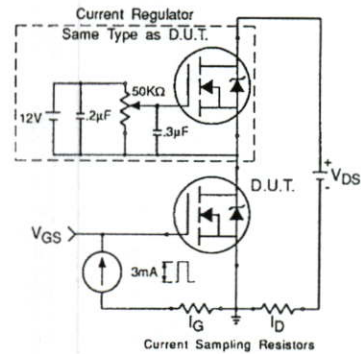


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International
IRFP Rectifier



UC1879
UC2879
UC3879

Phase Shift Resonant Controller

FEATURES

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

DESCRIPTION

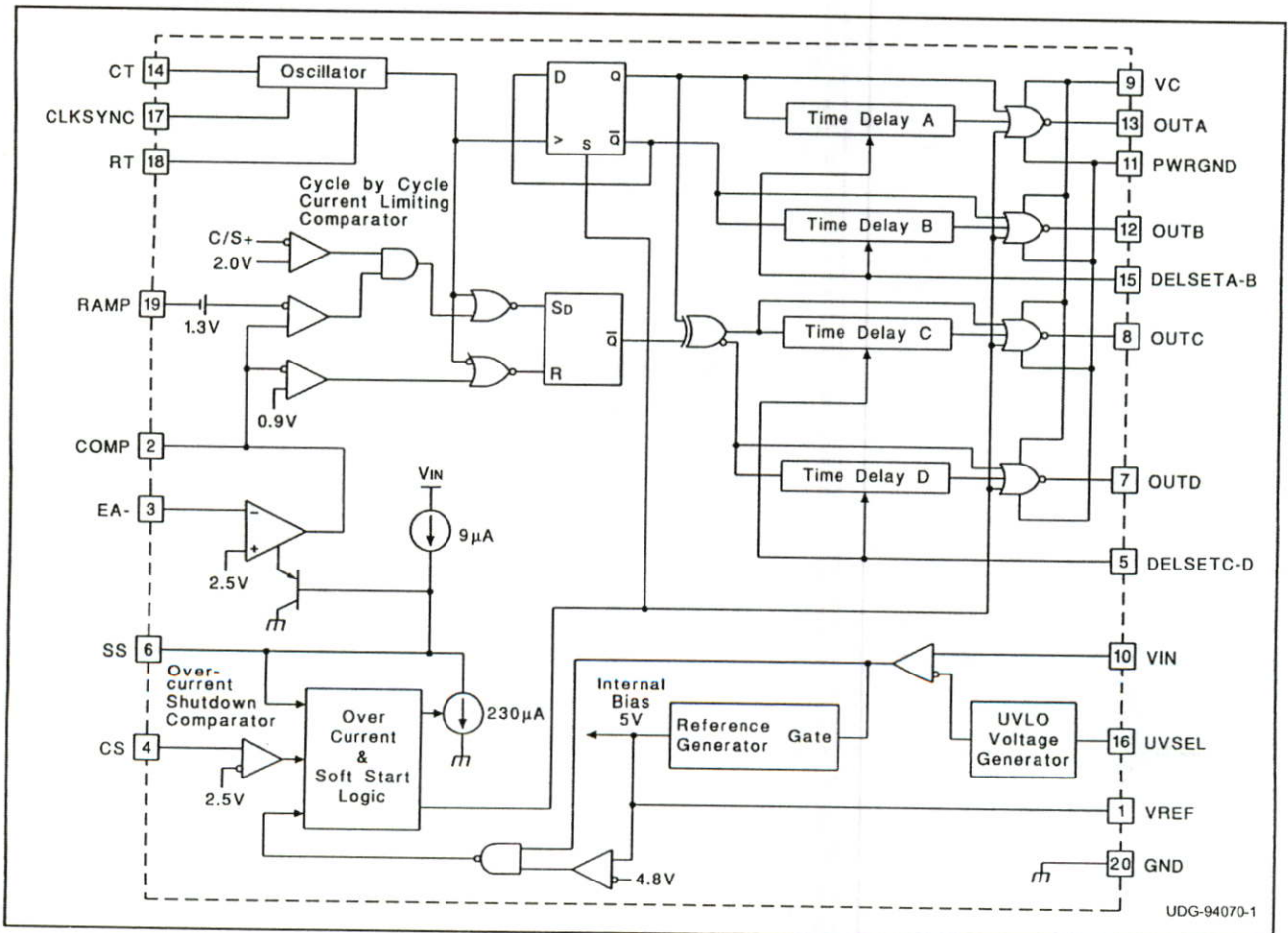
The UC3879 controls a bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. This allows constant frequency pulse width modulation in combination with resonant, zero-voltage switching for high efficiency performance. The UC3879 can be configured to provide control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

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

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

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

BLOCK DIAGRAM



UC1879
UC2879
UC3879

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

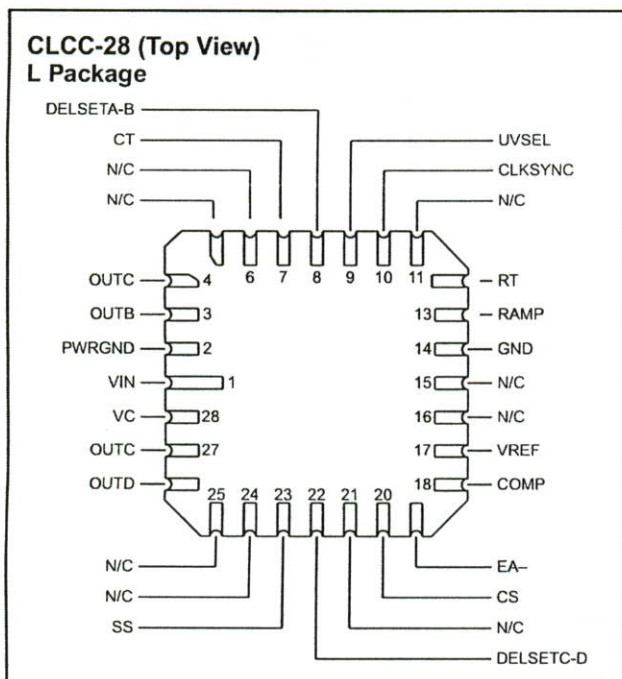
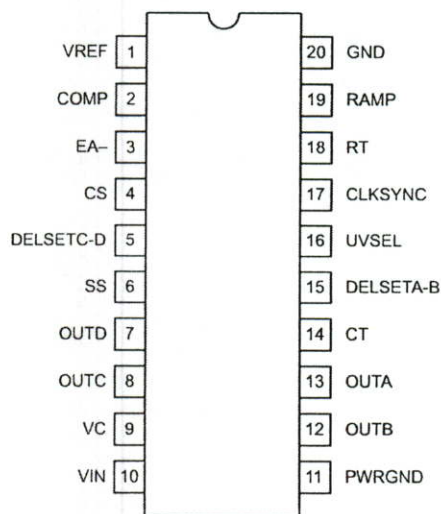
Notes: Pin references are to 20 pin DIL and SOIC packages. All voltages are with respect to ground unless otherwise stated. Currents are positive into, negative out of the specified terminal. Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

Table I. Product Selection Guide

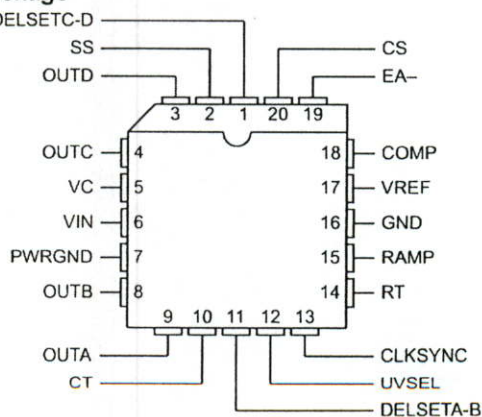
	TEMPERATURE RANGE	AVAILABLE PACKAGES
UCC1879	-55°C to +125°C	J, L
UCC2879	-40°C to +85°C	N, DW, Q, J, L
UCC3879	0°C to +70°C	N, DW, Q

CONNECTION DIAGRAMS

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



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



UC1879
UC2879
UC3879

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

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

UC1879
UC2879
UC3879

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

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

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

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

Note 2. Delay time is defined as:

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

where T is defined in Figure 1.

Note 3. Ramp offset voltage has a temperature coefficient of about $-4mV/^\circ C$.

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

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

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

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

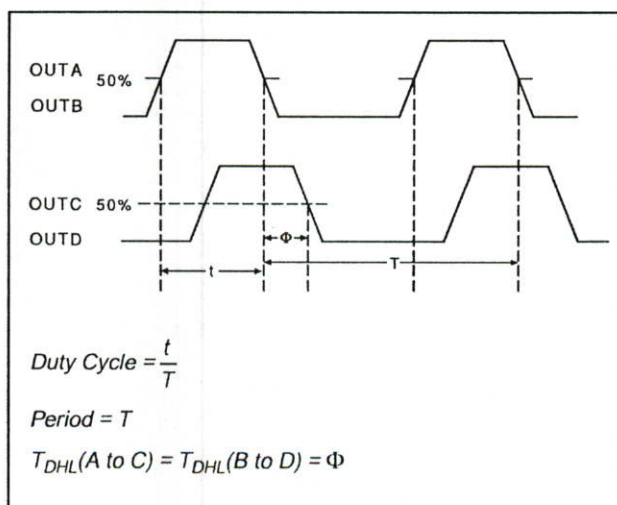


Figure 1. Phase Shift, Output Skew & Delay Time Definitions

PIN DESCRIPTIONS

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

UC1879
UC2879
UC3879

PIN DESCRIPTIONS (cont.)

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

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

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

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

ADDITIONAL INFORMATION

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

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

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

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

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

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

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

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

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

IMPORTANT NOTICE

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

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

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

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

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

ประวัติผู้เขียน

นายสิทธิโชค สินรัตน์ เกิดเมื่อวันที่ 29 มิถุนายน 2517 ที่จังหวัดสงขลา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต(ไฟฟ้ากำลัง) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปีการศึกษา 2539 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ไฟฟ้ากำลัง) ปีการศึกษา 2537 จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตภาคใต้ และประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ไฟฟ้ากำลัง) ปีการศึกษา 2535 จากโรงเรียนสงขลา เทคโนโลยี