

สมรรถนะและการวิเคราะห์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำของ
วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์
สำหรับเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

PERFORMANCE AND CONDUCTED EMI ANALYSIS OF
A CLASS E ZERO-VOLTAGE SWITCHING RESONANT INVERTER
FOR INDUCTION COOKING



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

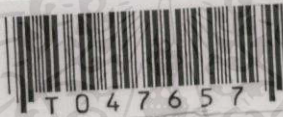
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-0546-88-1

สมรรถนะและการวิเคราะห์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำของ
วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์
สำหรับเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

PERFORMANCE AND CONDUCTED EMI ANALYSIS OF
A CLASS E ZERO-VOLTAGE SWITCHING RESONANT INVERTER
FOR INDUCTION COOKING



วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์

WARIT THAMMASIROJ

เลขหมึก.....
เลขทะเบียน.....47657
วัน, เดือน, ปี..... 21 ส.ค. 2546

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน พ.ศ.2545 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก แจกจ่าย หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISBN 974-9546-88-1

**PERFORMANCE AND CONDUCTED EMI ANALYSIS OF
A CLASS E ZERO-VOLTAGE SWITCHING RESONANT INVERTER
FOR INDUCTION COOKING**



**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 2002 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลอันเป็นลิขสิทธิ์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISBN 974-9546-88-1



COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG ผลิตและจำหน่ายโดยสำนักงานทรัพย์สินส่วนพระมหากษัตริย์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สมรรถนะและการวิเคราะห์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำของ วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์สำหรับ เต่าหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

PERFORMANCE AND CONDUCTED EMI ANALYSIS OF A CLASS E ZERO-VOLTAGE SWITCHING RESONANT INVERTER FOR INDUCTION COOKING

ชื่อนักศึกษา นายวิรัช ธรรมศิริโรจน์

รหัสประจำตัว 42061179

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม ผศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ		
ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณา		
ผศ.ดร.ชรินทร์ บุญลักษ์ณานุสรณ์		
ผศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน		
ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ		

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 17 พฤษภาคม 2545 เวลา 10.30-12.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น (รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัคร) โฆษณาด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึง คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย ในการนำไปใช้

วันที่.....เดือน.....พ.ศ.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์

สมรรถนะและการวิเคราะห์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ
ของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์
สำหรับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ

นักศึกษา

นายวิรัช ธรรมศิริโรจน์

รหัสประจำตัว

42061179

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2545

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ผศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอสมรรถนะ และการวิเคราะห์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ
ของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สำหรับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ย
วนำ ซึ่งได้อธิบายถึงการเปลี่ยนแปลงของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการปรับค่าอิมพีแดนซ์ของภาระ
และหาสภาวะที่เหมาะสม เพื่อที่จะทำให้ผลของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าต่ำที่สุด ในการทดลองได้
นำวงจรคลาส อี เรโซแนนซ์ อินเวอร์เตอร์ มาใช้เพื่อลดจำนวนอุปกรณ์สวิตชิง และลดการสูญเสียเนื่องจาก
การสวิตชิง ในส่วนของผลการทดลองได้แสดงผลของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิดจากวงจร
อินเวอร์เตอร์ และประสิทธิภาพของวงจรในแต่ละส่วน โดยใช้โหลดในรูปแบบต่างๆ กัน ขนาดพิกัดกำลัง
ขาเข้า 1 กิโลวัตต์ และได้นำเสนอการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองระบบกับผลการทดลอง รวมทั้งการ
วิเคราะห์ผลที่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Performance and Conducted EMI Analysis of a Class E Zero-Voltage Switching Resonant Inverter for Induction Cooking
Student	Mr. Warit Thammasiroj
Student ID.	42061179
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr. Vijit Kinnares
Thesis Co-advisor	Asst.Prof.Dr. Werachet Khan-ngern

ABSTRACT

The performance and conducted electromagnetic interference (EMI) analysis of a Class E zero-voltage switching (ZVS) resonant inverter for induction cooking are proposed. The thesis describes the EMI characteristics by the loaded impedance variation and shows the optimum condition of the loaded impedance to reduce conducted EMI emissions. The use of Class E ZVS resonant circuit is to reduce a number of switching devices and the amount of switching loss. The investigation shows the phenomena of conducted EMI emissions from the different loads of 1 kW input power. In addition, the simulated and experimental results are presented and analyzed.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี โดยได้รับจากความช่วยเหลืออย่างดียิ่งจากผู้มีพระคุณ ดังนี้ ผศ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ ผศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน Prof.Dr.Shuichi Nitta และ Mr.Yukio Yamanaka ซึ่งท่านได้ให้คำชี้แนะ ให้กำลังใจ และให้ความสนับสนุนด้วยดีตลอดมา รวมทั้ง รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ คุณ โธมัส ธรรมาธิษฐาน คุณชัชยา ตันตีสุขารมย์ และคุณวุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์ ที่ให้คำปรึกษาทางด้านเทคนิคที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์ ขอขอบพระคุณ คณาจารย์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ช่วยประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ ขอขอบคุณเพื่อนๆ ห้องปฏิบัติการวิจัย Electromagnetic Compatibility (EMC) ที่ให้กำลังใจ และให้ความช่วยเหลือในการทำวิจัยอย่างดียิ่ง ขอขอบคุณ คุณณภัสนันท์ (ช่องมาศ) รวยอริยทรัพย์ ที่ให้ความช่วยเหลือในทุกๆ ด้าน และให้กำลังใจด้วยดีเสมอมา ขอขอบคุณศูนย์บริการและพัฒนาวิศวกรรม และภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เอื้อเพื่อเครื่องมือเครื่องใช้ในการทำวิจัยจนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ขอขอบคุณโครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology: ReCCIT) ที่เอื้อเพื่อสถานที่ในการทำวิจัย ขอขอบคุณ Electromagnetic Compatibility Group, Yokosuka Radio Communications Research Center (YRC), Communications Research Laboratory Independent Administrative Institution (CRL) ประเทศญี่ปุ่น ที่สนับสนุนการทำวิจัยในประเทศญี่ปุ่น และเนื่องจากทุนวิจัยครั้งนี้บางส่วน และทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ ได้รับมาจากทุนอุดหนุนการวิจัยของ Japan International Cooperation Agency (JICA) และบัณฑิตวิทยาลัย จึงขอขอบคุณ JICA และบัณฑิตวิทยาลัย มา ณ โอกาสนี้ด้วย

และท้ายที่สุดขอกราบขอบพระคุณมารดา น้ำ และยาย ที่สนับสนุนในด้านการเงิน และให้กำลังใจผู้เขียนจนสามารถประสบความสำเร็จสมหวังดังที่ปรารถนาไว้ทุกประการ

วิรัช ธรรมศิริโรจน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 การเปรียบเทียบการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำกับการใช้เชื้อเพลิง และการใช้ขดลวดความร้อน.....	2
1.3 วัตถุประสงค์ และขอบเขตการวิจัย.....	3
1.3.1 วัตถุประสงค์.....	3
1.3.2 ปัญหาที่กำลังศึกษาและวิจัย.....	3
1.3.3 หลักการที่น่าเสนอ.....	3
1.3.4 ขั้นตอน และวิธีดำเนินงาน.....	4
1.3.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	4
บทที่ 2 การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ.....	5
2.1 หลักการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำ.....	5
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำ.....	8
2.2.1 การสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis loss).....	8
2.2.2 การสูญเสียจากกระแสไหลวน (Eddy current loss).....	9
2.3 การให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำในอุดมคติ.....	10
บทที่ 3 วงจรอินเวอร์ต์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	20
3.1 ความเป็นมาของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดัน ศูนย์.....	20
3.2 ส่วนประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดัน ศูนย์.....	20

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3	การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดัน ศูนย์.....	21
3.3.1	เมื่อสวิตช์นำกระแส.....	21
3.3.2	เมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส.....	21
3.4	ลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่ แรงดันศูนย์.....	22
3.4.1	การทำงานที่สภาวะเหมาะสม.....	24
3.4.2	การทำงานที่สภาวะกึ่งเหมาะสม.....	25
3.5	การวิเคราะห์.....	26
3.5.1	สมมติฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	26
3.5.2	รูปคลื่นกระแส และแรงดัน.....	26
3.5.3	ความเค้นของกระแส และแรงดัน.....	30
3.5.4	ความต้านทานขาเข้าของวงจรเรโซแนนซ์.....	31
3.5.5	กำลังขาออก.....	32
3.6	บทสรุปของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์... 33	
บทที่ 4	การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ.....	35
4.1	แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	38
4.1.1	แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายนอกวงจร.....	38
4.1.2	แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายในวงจร.....	38
4.2	โหมดการเชื่อมต่อ (Coupling Mode).....	39
4.2.1	การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจาย.....	39
4.2.2	การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ.....	39
4.2.2.1	โหมดผลต่าง.....	39
4.2.2.2	โหมดร่วม.....	40
4.3	การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามมาตรฐาน CISPR.....	40
4.3.1	AMN/LISN.....	41
4.3.2	แผ่นกราวด์.....	43

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.3.3	เครื่องรับสัญญาณที่ได้จากการวัด.....	44
4.3.4	การติดตั้งเครื่องมือวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ แบบวางอุปกรณ์บน โต๊ะ.....	44
4.4	ความสัมพันธ์ของความต้านทานไฟฟ้า กับการส่งผ่านพลังงาน.....	45
4.5	ความแตกต่างของมุมเฟสที่มีผลต่อการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	46
4.6	ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์.....	49
4.6.1	ตัวต้านทาน.....	50
4.6.2	ตัวเหนี่ยวนำ.....	52
4.6.3	ตัวเก็บประจุ.....	55
บทที่ 5	การออกแบบวงจร.....	61
5.1	วงจรเรียงกระแส และวงจรกรอง.....	61
5.1.1	ไดโอดเรียงกระแส.....	62
5.1.2	วงจรกรอง.....	63
5.2	วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	65
5.3	ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	66
5.3.1	การเลือกอุปกรณ์.....	66
5.3.2	ข้อกำหนด.....	66
5.3.3	ขีดจำกัด.....	66
5.3.4	ขั้นตอนในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	69
5.4	หม้อแปลงความถี่สูง.....	71
5.4.1	การเลือกอุปกรณ์.....	71
5.4.2	ข้อกำหนด.....	71
5.4.3	ขีดจำกัด.....	71
5.4.4	ขั้นตอนในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง.....	72
5.5	ตัวเก็บประจุความถี่สูง.....	74
5.6	อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	74
บทที่ 6	ผลการจำลองวงจร และผลการทดลอง.....	76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวทช. อนุญาตให้ท่านใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งท่านมีให้คำเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

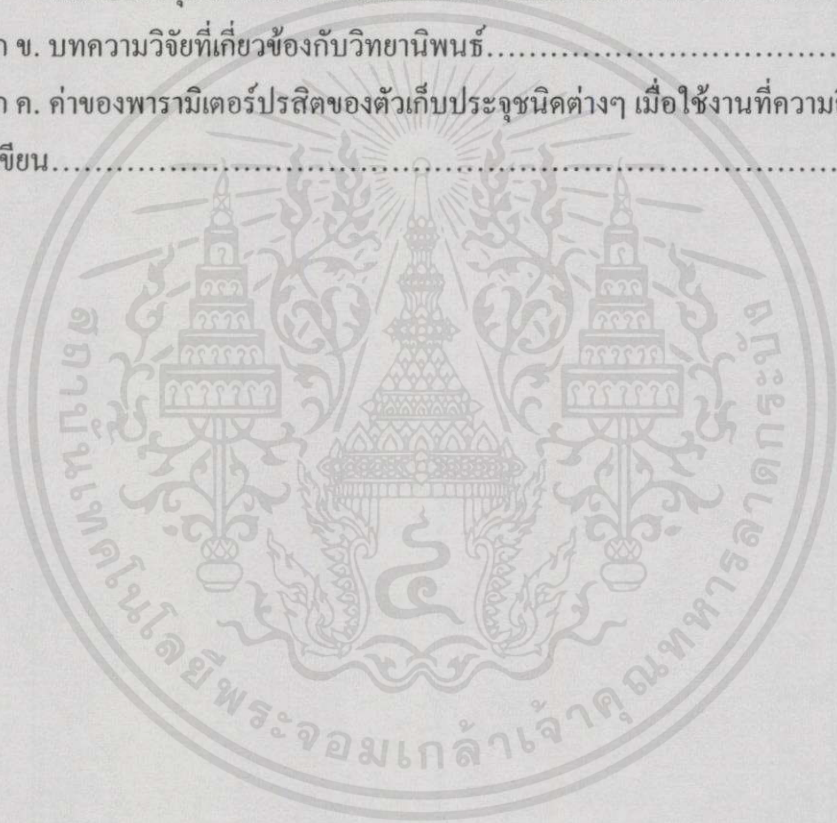
สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.1	การจำลองวงจรทางไฟฟ้า.....	76
6.2	ผลการจำลองและการทดลองวงจรทางไฟฟ้า.....	76
6.2.1	วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี พื้นฐาน ใช้ตัวต้านทานทำหน้าที่เป็นโหลดของวงจร.....	77
6.2.2	วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมุมระหว่างกระแสและแรงดันของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์.....	78
6.2.3	วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่รูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงมีมุมล่าหลังแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง.....	81
6.2.4	วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่รูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงมีมุมนำหน้าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง.....	83
6.3	การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเคาท์ดาวน์อาหาร โดยการเหนี่ยวนำ.....	85
6.4	ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ในโหมบร่วม.....	87
บทที่ 7	การวิเคราะห์ผลการทดลอง.....	91
7.1	การเปรียบเทียบความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า.....	91
7.2	การวิเคราะห์ผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์.....	94
บทที่ 8	บทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	96
8.1	สรุปผลการวิจัย.....	96
8.2	ข้อเสนอแนะ.....	98
8.3	สิ่งที่จะพัฒนาต่อไป.....	99
	เอกสารอ้างอิง.....	100
	ภาคผนวก ก. ข้อมูลของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	105
	ไดโอดเรียงกระแส GBPC 2508A.....	106

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
มอสเฟตกำลัง IXBH 40N160.....	112
วงจรรวม TL 494.....	116
วงจรรวม IR 2125.....	122
แกน Iron powder แบบ Toroidal core.....	137
แกน Ferrite แบบ EE.....	141
ตัวเก็บประจุชนิด โพลีโพรพีลีน WIMA MKP 10.....	143
ภาคผนวก ข. บททความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์.....	151
ภาคผนวก ค. ค่าของพารามิเตอร์ประสิทธิภาพของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ เมื่อใช้งานที่ความถี่สูง.....	190
ประวัติผู้เขียน.....	192



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ที่ $D = 0.5$	66
6.1 ผลที่ได้จากการทดลองคัมม่าน้ำ.....	86
7.1 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรในแต่ละจุด.....	92
7.2 อัตราส่วนผลต่างของอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละจุด เมื่อเทียบกับจุดที่อยู่ ก่อนหน้า.....	92
7.3 กำลังไฟฟ้าที่ถูกส่งผ่านในวงจรแต่ละจุด.....	92
7.4 อัตราส่วนผลต่างของกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละจุด เมื่อเทียบกับจุดที่อยู่ ก่อนหน้า.....	92
7.5 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์.....	94
ผ.ค.1 ค่าของพารามิเตอร์ประสิทธิภาพของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ เมื่อใช้งานที่ความถี่สูง.....	191

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำอย่างง่าย.....	5
2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน.....	6
2.3 วงจรสมมูลของหม้อแปลงในอุดมคติ.....	6
2.4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ และชิ้นงาน.....	7
2.5 วงจรอบฮีสเตอร์ซิส.....	9
2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานอุดมคติ.....	10
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน.....	11
2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียต่อพื้นที่ กับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน.....	17
2.9 เฟสเซอร์ไดอะแกรมความสัมพันธ์ระหว่างแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับเส้นแรงแม่เหล็กในกรณี ที่ขดลวดเป็นอุดมคติ.....	18
2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมความสัมพันธ์ระหว่างแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับเส้นแรงแม่เหล็กในกรณี ที่ขดลวดไม่เป็นอุดมคติ.....	18
2.11 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน.....	19
3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	21
3.2 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส.....	21
3.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส.....	22
3.4 วงจรสมมูลซึ่งแบ่งตัวเหนี่ยวนำออกเป็น 2 ตัว.....	22
3.5 รูปคลื่นการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์..	23
3.6 ลักษณะของสวิตช์ที่ใช้ในการทำงานที่สภาวะกึ่งเหมาะสม.....	26
3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดต่อหน่วยและมุมเฟสของกระแสที่ไหลผ่านวงจร เรโซแนนซ์ i กับคิวดี้ไซเคิล D	28
3.8 ความสัมพันธ์ของความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้าต่อหน่วย $\omega C_1 R_{DC}$ ของวงจร อินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ กับ D	29
3.9 ค่าสูงสุดของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ และแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์.....	30
3.10 ความสัมพันธ์ของความจุกำลังขาออก c_p กับ D	31
3.11 วงจรสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่ สวิตช์ f	31

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 ความสัมพันธ์ของค่าสูงสุดขององค์ประกอบมูลฐาน V_{Rm}/V_{DC} และ V_{Lm}/V_{DC} กับ D	32
3.13 ความสัมพันธ์ของกำลังขาออกต่อหน่วย $P_R R/V_{DC}^2$ กับคิวดั้ไซเคิล D	33
4.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรภายในของเครื่องรับวิทยุ.....	35
4.2 สัญญาณรบกวนจากภายนอกวงจร.....	36
4.3 สัญญาณรบกวนจากวงจรสู่ระบบภายนอก.....	36
4.4 กราฟเทคนิคและค่าใช้จ่ายในการลดสัญญาณรบกวน ในช่วงเวลาต่างๆ.....	37
4.5 บล็อกไดอะแกรมการส่งผ่านสัญญาณรบกวน.....	39
4.6 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง.....	40
4.7 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนในโหมดคร่อม.....	40
4.8 เส้นจำกัดของการรบกวนทางสายตัวนำตามมาตรฐาน CISPR.....	41
4.9 วงจร AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR.....	42
4.10 การตอบสนองของความต้านทานต่อความถี่ของ AMN/LISN.....	42
4.11 การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำแบบวาง อุปกรณ์บนโต๊ะ.....	45
4.12 วงจรสมมูลแสดงการส่งผ่านพลังงานไปยังโหลด.....	45
4.13 วงจรสมมูลในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า.....	46
4.14 กำลังไฟฟ้าในกรณีที่มีมุมของรูปคลื่นแรงดันนำหน้ากระแส 60 องศา.....	47
4.15 กำลังไฟฟ้าในกรณีที่มีมุมระหว่างรูปคลื่นแรงดันกับกระแสมีค่าเป็นศูนย์.....	47
4.16 อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ในอุดมคติ.....	49
4.17 แบบจำลองตัวต้านทาน.....	50
4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานกับความถี่ไฟฟ้า.....	50
4.19 แบบจำลองตัวเหนี่ยวนำ.....	52
4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำกับความถี่ไฟฟ้า.....	53
4.21 เส้นโค้งแอดมิตแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ.....	55
4.22 แบบจำลองตัวเก็บประจุ.....	55
4.23 พื้นที่วงปิดที่เกิดจากขาตัวเก็บประจุ.....	56
4.24 พื้นที่ตัดขวางของตัวเก็บประจุ.....	57

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุกับความถี่ไฟฟ้า.....	58
4.26 เส้นโค้งอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ.....	60
5.1 วงจรเรียงกระแส.....	62
5.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเฉื่อยงาน.....	64
5.3 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	65
5.4 แกนเฟอ์ไรต์แบบ EE.....	69
5.5 วงจรสมมูลของวงจรต้นแบบ.....	75
5.6 วงจรต้นแบบ.....	75
6.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองแบบที่ 1 (คลาส อี + R-Load).....	77
6.2 รูปคลื่นกระแส i_s และแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า v_s	77
6.3 รูปคลื่นกระแส i_{DC} และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง v_{DC}	77
6.4 รูปคลื่นกระแส i_d และแรงดันที่อุปกรณ์สวิตช์ v_{ds}	78
6.5 รูปคลื่นกระแส i_r และแรงดันที่ตัวต้านทานโหลด v_r	78
6.6 วงจรที่ใช้ในการจำลองแบบที่ 2 (คลาส อี + หม้อแปลง + unity power factor load)..	78
6.7 รูปคลื่นกระแส i_s และแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า v_s	79
6.8 รูปคลื่นกระแส i_{DC} และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง v_{DC}	79
6.9 รูปคลื่นกระแส i_d และแรงดันที่อุปกรณ์สวิตช์ v_{ds}	79
6.10 รูปคลื่นกระแส i_{pri} และแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง v_{pri}	80
6.11 รูปคลื่นกระแส i_{sec} และแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง v_{sec}	80
6.12 รูปคลื่นกระแส i_{load} และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ v_{load}	80
6.13 วงจรที่ใช้ในการจำลองแบบที่ 3 (คลาส อี + หม้อแปลง + lagging power factor load).....	81
6.14 รูปคลื่นกระแส i_s และแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า v_s	81
6.15 รูปคลื่นกระแส i_{DC} และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง v_{DC}	81
6.16 รูปคลื่นกระแส i_d และแรงดันที่อุปกรณ์สวิตช์ v_{ds}	82
6.17 รูปคลื่นกระแส i_{pri} และแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง v_{pri}	82
6.18 รูปคลื่นกระแส i_{sec} และแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง v_{sec}	82

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.19 รูปคลื่นกระแส i_{load} และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ v_{load}	83
6.20 วงจรที่ใช้ในการจำลองแบบที่ 4 (คลาส อี + หม้อแปลง + leading power factor load).....	83
6.21 รูปคลื่นกระแส i_s และแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า v_s	83
6.22 รูปคลื่นกระแส i_{DC} และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง v_{DC}	84
6.23 รูปคลื่นกระแส i_d และแรงดันที่อุปกรณส์วิตซิ่ง v_{ds}	84
6.24 รูปคลื่นกระแส i_{pri} และแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง v_{pri}	84
6.25 รูปคลื่นกระแส i_{sec} และแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง v_{sec}	85
6.26 รูปคลื่นกระแส i_{load} และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ v_{load}	85
6.27 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนแปลงกับเวลาที่ใช้ในการทดลอง.....	86
6.28 วงจรที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ.....	87
6.29 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ของวงจรแบบที่ 1 (คลาส อี + R-Load).....	88
6.30 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ของวงจรแบบที่ 2 (คลาส อี + หม้อแปลง + unity power factor load).....	88
6.31 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ของวงจรแบบที่ 3 (คลาส อี + หม้อแปลง + lagging power factor load).....	89
6.32 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ของวงจรแบบที่ 4 (คลาส อี + หม้อแปลง + leading power factor load).....	89
6.33 LISN: EMCO 3810/2 50 Ω , 50/250 μ H, 9 kHz-30 MHz.....	90
6.34 Receiver: Agilent EMC analyzer E74011A, 9 kHz-1.5 GHz.....	90
7.1 ตำแหน่งที่วัดอิมพีแดนซ์ของวงจร.....	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

ปัจจุบันการผลิตอุปกรณ์เครื่องใช้เพื่ออำนวยความสะดวกได้เกิดขึ้นมากมาย เพื่อสนองความต้องการของผู้บริโภค โดยมีหลักสำคัญ คือ สะดวก ปลอดภัย ขนาดกะทัดรัด ประสิทธิภาพสูง และราคาถูก เตาหุงต้มอาหารก็เป็นอีกสิ่งหนึ่งที่ได้รับการพัฒนาขึ้นมาอย่างต่อเนื่อง ตั้งแต่การใช้ถ่าน ใช้แก๊ส ใช้ขดลวดความร้อน จนถึงการใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งในอนาคตอันใกล้ก็จะสามารถพบเห็น และได้รับความนิยมนอย่างมาก เนื่องจากเตาหุงต้มอาหารแบบนี้ใช้วิธีการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้ผู้ใช้ได้รับความสะดวก เพราะใช้ง่าย ปลอดภัยจากการใช้เชื้อเพลิง ไม่มีควันไฟ และเปลวไฟ และให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าการให้ความร้อนด้วยวิธีอื่นๆ [1]

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ เป็นการให้ความร้อนโดยใช้สนามแม่เหล็กไฟฟ้า คือ การส่งพลังงานในรูปแบบไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งพันอยู่ข้างใต้ หรือรอบ ๆ ภาชนะที่มีส่วนผสมของสารแม่เหล็ก ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กเหนี่ยวนำภายในภาชนะ เส้นแรงแม่เหล็กนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ตามความถี่ของระบบไฟฟ้าที่ใช้จ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ จึงทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ภาชนะ เป็นผลทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลวนภายในภาชนะ และเกิดความร้อนขึ้นที่ภาชนะ ซึ่งขดลวดเหนี่ยวนำจะเป็นเพียงตัวส่งผ่านพลังงานไปยังภาชนะเท่านั้น จึงไม่มีความร้อนเกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำ ทำให้ได้ประสิทธิภาพสูง

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์ที่ถูกค้นพบครั้งแรกในปี ค.ศ. 1831 โดย ไมเคิล ฟาราเดย์ (Michael Faraday) [2] จากการทดลองของฟาราเดย์ พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในวงจรที่ต่ออยู่ทางขดลวดด้านปฐมภูมิ และขดลวดด้านทุติยภูมิเป็นวงจรปิด จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลทางด้านทุติยภูมิ ต่อมาเลนซ์ (Lenz) และนิวแมนน์ (Neumann) พบว่ากระแสเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นนี้ จะมีทิศทางที่ตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ หลักการเหล่านี้ได้ถูกนำไปใช้ในหม้อแปลง เครื่องกำเนิดไฟฟ้า มอเตอร์ และอื่นๆ กระแสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์ดังกล่าวข้างต้น มักจะก่อให้เกิดการสูญเสีย ในรูปของความร้อนที่ไม่ต้องการ เช่น กำลังสูญเสียในแกนหม้อแปลง และมอเตอร์ แต่จากการศึกษาเพื่อต้องการลดการสูญเสียนี้ ก็จะพบว่าขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่าง เช่น ชนิดของวัสดุที่นำมาใช้ ความถี่ของกระแสไฟฟ้า แต่ถ้ามองในแง่กลับกัน การควบคุมการสูญเสียดังกล่าวให้เกิดขึ้นเฉพาะบริเวณที่ต้องการ จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นจนสามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานในรูปของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่นำมาใช้ในเตาหุงต้มอาหารนี้ จะถูกสร้างขึ้น จากวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง (High frequency inverter) ซึ่งเป็นการเปลี่ยนรูปแรงดันไฟฟ้าจาก ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้ถูกนำมาใช้นั้นก็มีด้วยกันอยู่ หลายประเภท แล้วแต่ผู้ออกแบบจะเลือกใช้ ซึ่งทุกประเภทยานั้นล้วนแต่มีข้อจำกัดแตกต่างกันไปตามแต่ ลักษณะของวงจร แต่ผลลัพธ์ที่ต้องการก็คือ สามารถส่งผ่านพลังงานในรูปของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ สูงได้เหมือนกัน การใช้งานที่ความถี่สูงนี้หลายคนคิดว่ามีแค่ประโยชน์เพียงด้านเดียว ความจริง ความถี่ สูงที่นิยมใช้กันนั้น ก็สร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาอย่างมากมาย โดยที่ไม่มีใครสังเกต เพราะทั้งสอง สิ่งล้วนแต่เป็นสิ่งที่จับต้องไม่ได้และมองไม่เห็น จึงเปรียบเสมือนภัยมืดที่กำลังเริ่มก่อตัวขึ้น และคุกคาม ทำอันตรายแก่วงจรไฟฟ้าที่อยู่ใกล้เคียง หรือแม้แต่ตัววงจรที่สร้างความถี่สูงเอง ทำให้ระบบต่างๆ ของ วงจรควบคุมทำงานผิดพลาด อาจก่อให้เกิดอันตรายต่อชีวิต และทรัพย์สินได้

1.2 การเปรียบเทียบการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำกับการใช้เชื้อเพลิง และการใช้ขด ลวดความร้อน

การให้ความร้อนแบบใช้เชื้อเพลิงเป็นวิธีที่น่าสนใจเพราะเชื้อเพลิงมีราคาไม่แพง ส่วนขดลวด เหนี่ยวนำซึ่งเป็นที่นิยมในปัจจุบันนั้นจะมีประสิทธิภาพที่ค่อนข้างต่ำ ถ้ามองในระยะยาวแล้ว การให้ ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้น่าสนใจกว่าในหลาย ๆ ด้าน ซึ่งพอจะสรุปข้อแตกต่างของการให้ความ ร้อนทั้งสามแบบได้คร่าว ๆ ดังนี้

1. ในระหว่างที่ให้ความร้อน การให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำจะไม่มีทั้งควันไฟ เปลวไฟ และไม่สร้างมลภาวะทางอากาศในขณะที่ให้ความร้อน ซึ่งต่างจากการให้ความร้อน โดยใช้เชื้อเพลิง ส่วนการใช้ขดลวดความร้อนจะมีข้อเสียตรงที่ขดลวดจะร้อนแดง จนไม่สามารถจับต้องได้ ทำให้ไม่ปลอดภัยเวลาใช้งาน

2. การควบคุมอุณหภูมิ การให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำสามารถควบคุมให้อุณหภูมิคงที่ ได้ตามต้องการ สามารถปรับระดับความร้อนให้คงที่ได้หลายระดับ ซึ่งการให้ความร้อนด้วยเชื้อเพลิงไม่ สามารถทำได้ ส่วนการใช้ขดลวดความร้อนยังจะเกิดความสูญเสียมากเมื่อต้องการเพิ่มอุณหภูมิเพราะ ต้องเผาขดลวดให้ร้อนกว่าเดิมเพื่อให้ความร้อนถ่ายเทไปยังภาชนะ

3. ขนาดของเตาทำความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะมีขนาดเล็กกว่าแบบใช้เชื้อเพลิง เพราะไม่จำเป็นต้องมีที่สำหรับบรรจุเชื้อเพลิง แต่ต้องมีปลั๊กไฟเพราะใช้ไฟฟ้าเป็นพลังงาน เช่นเดียวกับการใช้ขด ลวดความร้อน

4. การทำความสะอาดภาชนะการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำทำได้ง่าย เพราะไม่มีคราบ เหม้มาติดอยู่ เนื่องจากไม่มีควัน ส่วนการให้ความร้อน โดยใช้เชื้อเพลิงและการใช้ขดลวดความร้อนจะทำ ได้ลำบากกว่า

1.3 วัตถุประสงค์และขอบเขตการวิจัย

1.3.1 วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษา ค้นคว้า และวิเคราะห์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำขนาดประมาณ 1,000 วัตต์ ซึ่งใช้ความถี่สวิตชิงของวงจรอินเวอร์เตอร์ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยพิจารณาจากค่าความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ และมุมระหว่างกระแสและแรงดันที่โหลดที่มีผลต่อการส่งผ่านพลังงาน และสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เปรียบเทียบกับผลที่วัดจริง เพื่อให้สามารถทำนายการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่จะเกิดขึ้นในวงจรได้

1.3.2 ปัญหาที่กำลังศึกษา และวิจัย

เตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน จะใช้อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงในการสร้างให้เกิดกระแสความถี่สูงเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนที่ภาชนะ ความถี่สูงดังกล่าวแม้จะมีประโยชน์ในการทำให้เกิดกระแสไหลวนจนเกิดความร้อนที่ภาชนะ แต่ในขณะเดียวกันก็สร้างสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้ารบกวนวงจรข้างเคียง รวมทั้งอาจจะรบกวนตัวเองด้วย การรบกวนนี้จะเกิดขึ้นทั้งโดยการแพร่ไปในอากาศ และทางตัวนำ ซึ่งอาจมีผลกระทบต่อชีวิตและทรัพย์สินได้

วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ โดยใช้วิธีการวิเคราะห์ และเปรียบเทียบความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ และการพิจารณาความแตกต่างของมุมระหว่างกระแสและแรงดันที่โหลดซึ่งเป็นวิธีที่ง่าย และสามารถทำได้โดยไม่ต้องมีวงจรช่วยเพิ่มเข้าไป แต่อาศัยหลักการส่งผ่านพลังงานสูงสุดของวงจร และการเรโซแนนซ์ภายในระบบ ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อการทำงานโดยรวมของวงจร

1.3.3 หลักการที่นำเสนอ

วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอวิธีการทำนายผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เกิดขึ้นในตัวนำ ที่เกิดจากเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ ซึ่งใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ คลาส บี แบบเรโซแนนซ์สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ โดยใช้วิธีการเปรียบเทียบความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ และมุมระหว่างกระแสและแรงดันที่โหลด ซึ่งเป็นวิธีที่สามารถทำได้ง่าย ใช้เพียงเครื่องมือวัดพื้นฐานทั่วไป ก็จะสามารถทำนายผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่จะเกิดขึ้นได้ ซึ่งการอธิบายสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในบางย่านความถี่สามารถใช้ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ (Self-resonant frequency) ช่วยในการอธิบายได้ จึงมีประโยชน์ในการออกแบบวงจร เพื่อให้สามารถลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เกิดจากวงจรได้ตามที่มาตรฐาน เพราะในปัจจุบันสินค้าที่จะส่งออกไปจำหน่ายยังต่างประเทศ จำเป็นที่จะต้องมีการควบคุมในเรื่องการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ารวมอยู่ด้วย ฉะนั้นจึงเป็นสิ่งสำคัญอีกอย่างหนึ่งในการออกแบบวงจร เพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานนานาชาติ

1.3.4 ขั้นตอน และวิธีดำเนินงาน

1. สำรวจ และค้นคว้าข้อมูล และบทความที่เกี่ยวข้อง
2. ศึกษาทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ
3. วิเคราะห์และออกแบบวงจรในแต่ละส่วน โดยการจำลองการทำงานของวงจรย่อยส่วน (Model) ด้วยคอมพิวเตอร์
4. ออกแบบวงจรย่อยส่วน ที่ทำการวิจัยทั้งหมดเพื่อดูแนวโน้มความเป็นไปได้ในการวิจัย
5. สร้าง ทดลอง และแก้ไขปรับปรุงวงจรย่อยส่วน
6. วิเคราะห์ และออกแบบวงจรในแต่ละส่วน โดยการจำลองการทำงานของวงจรจริงตามที่ได้ ออกแบบ
7. สร้าง ทดลองและแก้ไขวงจรในแต่ละส่วน
8. นำแต่ละส่วนมาประกอบรวมกัน และทดลองรวมกันทั้งหมด
9. แก้ไข ปรับปรุงวงจร และประเมินผลการทำงานของเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ
10. ศึกษาทฤษฎีการออกแบบเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า
11. ศึกษาการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปยังโหลด และการการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าย้อนกลับ เพื่อนำไป ใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า
12. ปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรแล้ววัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ
13. วิเคราะห์ผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการนำ
14. สรุปผลการทดลอง และวิจัย
15. เขียน และพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.3.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

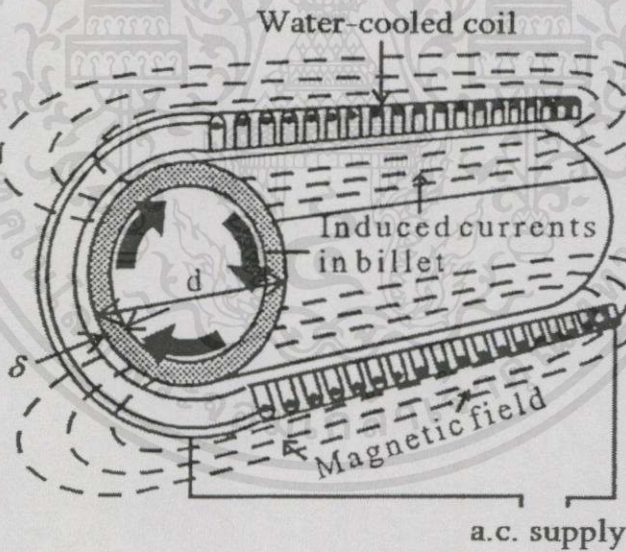
1. สามารถเข้าใจหลักการ เทคนิค และปัญหาในการพัฒนาเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ
2. หลักการ และเทคนิคในการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ สามารถนำไปประยุกต์ พัฒนา หรือวิจัยเกี่ยวกับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำในลักษณะอื่นๆ เช่น เครื่องเชื่อมโลหะ โดยการเหนี่ยวนำ เครื่องหลอมโลหะ โดยการเหนี่ยวนำ การชุบผิวแข็งโลหะโดยการเหนี่ยวนำ การเชื่อมท่อในแนวยาวโดยการเหนี่ยวนำ เป็นต้น [2]
3. สามารถเข้าใจการนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาใช้งานได้โดยที่ไม่ทำให้เกิดการรบกวนวงจร หรือ อุปกรณ์ต่างๆ ที่อยู่ใกล้เคียง สามารถออกแบบวงจรเพื่อให้เกิดการรบกวนน้อยที่สุด โดยใช้ ทรัพยากรที่มีอยู่อย่างเหมาะสม
4. สามารถประยุกต์ใช้เครื่องมือวัดพื้นฐานในการทำนายผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า
5. ช่วยลดการพึ่งพาเทคโนโลยีจากต่างประเทศ และช่วยลดการสูญเสียเงินตราที่ถูกใช้ในการซื้อ เทคโนโลยีเหล่านี้ อีกทางหนึ่งด้วย

บทที่ 2

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

2.1 หลักการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ (Induction heating) เป็นการเปลี่ยนรูปของพลังงานจากไฟฟ้าไปเป็นความร้อน โดยอาศัยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic induction) เป็นตัวเชื่อม โดยเมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งพันอยู่กับชิ้นงานที่มีสารแม่เหล็กผสมอยู่ จะเกิดสนามแม่เหล็กภายในภาชนะ ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามความถี่ของระบบไฟฟ้า ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ชิ้นงาน เป็นผลทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลวนภายในชิ้นงาน จึงเกิดความร้อนขึ้นที่ภาชนะ โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว (Skin depth) กระแสไหลวนรอบชิ้นงานจะทำให้เกิดความร้อนที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ความร้อนที่ผิวตัวนำจะขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสที่เหนี่ยวนำ ความต้านทานสมมูลของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่ถ่ายเทไปบริเวณอื่น



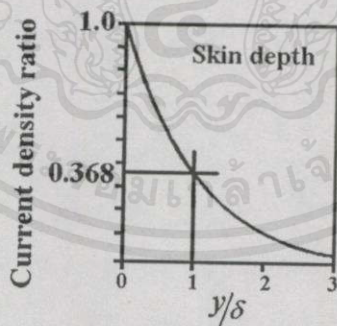
รูปที่ 2.1 การให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำอย่างง่าย

รูปที่ 2.1 เป็นโครงสร้างการให้ความร้อน โดยการเหนี่ยวนำอย่างง่าย คือ การนำชิ้นงานไปไว้ในขดลวด ชิ้นงานจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น ถ้าพิจารณาทั้งระบบให้มีลักษณะของวงจรสมมูลเสมือนว่าเป็นหม้อแปลงชุดหนึ่ง ขดลวดเหนี่ยวนำจะเปรียบได้กับขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำจะเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ ส่วนชิ้นงานจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับหนึ่งรอบ และโหลดต่อแบบเก็บบลัดวงจร เพราะความต้านทานสมมูลของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ

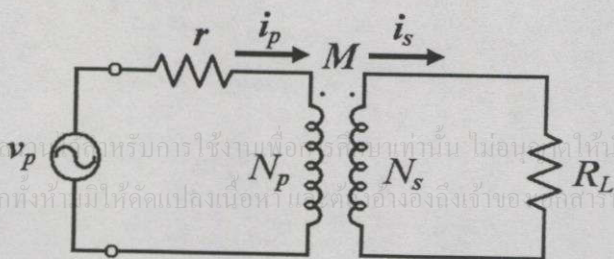
รูปที่ 2.2 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน เนื่องจากปรากฏการณ์ที่ผิว (Skin effect) ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าอย่างหนึ่ง ที่ทำให้ความหนาแน่นของกระแสรอบผิวดำนำสูงกว่าภายในตัวนำ ทำให้ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนระยะทางใดๆ (y) ต่อระยะทางจากผิว (δ) กับอัตราส่วนความหนาแน่นกระแสเป็นฟังก์ชันของเอกซ์โพเนนเชียล และที่ระยะทางจากผิวเท่ากับระดับความลึกผิว [2-10] ความหนาแน่นกระแส จะมีค่าเพียง $1/e$ หรือประมาณ 0.368 เท่าของความหนาแน่นกระแสที่ผิวของชิ้นงาน จึงประมาณว่ากระแสโดยมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้ และสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างความลึกของผิวโลหะที่มีกระแสไหล กับความถี่ที่ใช้งานได้เป็น

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \frac{\rho}{f \mu_r}} = \sqrt{\frac{\rho}{f \pi \mu_o \mu_r}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu \omega}} \tag{2.1}$$

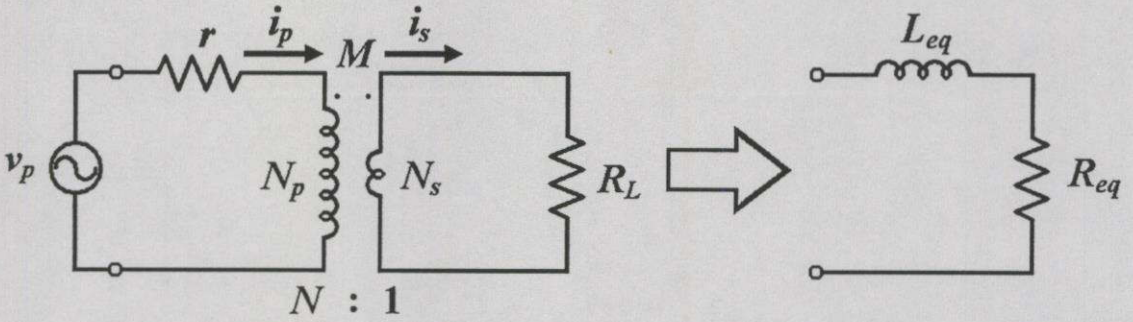
- δ คือ ค่าความลึกของผิวโลหะที่มีกระแสไหล หรือ Skin depth (m)
- ρ คือ ความต้านทานจำเพาะ ($\Omega \cdot m$)
- μ คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก มีค่าเท่ากับ $\mu_o \mu_r$ (H/m)
- μ_o คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ (H/m)
- μ_r คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของสาร (ไม่มีหน่วย)
- f คือ ความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ (Hz)
- ω คือ ความถี่เชิงมุม มีค่าเท่ากับ $2\pi f$ (radian/sec)



รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของหม้อแปลงในอุดมคติ



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ และชิ้นงาน

รูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลงในอุดมคติ รูปที่ 2.4 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ และชิ้นงาน [3-12] โดยที่จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเท่ากับ N รอบ และชิ้นงานจะถูกแทนด้วยขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงมีจำนวนรอบเท่ากับ 1 รอบ เพราะฉะนั้นอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง จะมีค่าเท่ากับ N ซึ่งสามารถยุบค่าต่าง ๆ ไปเป็นตัวเหนี่ยวนำ (L_{eq}) ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน (R_{eq}) ได้ ดังรูปที่ 2.4 โดยค่าความเหนี่ยวนำและค่าความต้านทานจะหาได้จากสมการที่ (2.2) และ (2.3) ตามลำดับ [13]

$$L_{eq} = L_P - \frac{(\omega M)^2 \cdot L_S}{R_L^2 + (\omega L_S)^2} = L_P - N^2 \cdot L_S \quad (2.2)$$

$$R_{eq} = r - \frac{(\omega M)^2 \cdot R_L}{R_L^2 + (\omega L_S)^2} = r + N^2 \cdot R_L \quad (2.3)$$

ค่าความต้านทานผิวของโลหะ หรือความต้านทานที่รวมเมื่อมองจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะมีค่าเปลี่ยนไปตามค่าความต้านทานจำเพาะต่อระดับความถี่ผิวดังสมการที่ (2.4) และถ้ากำหนดให้ความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ r ในสมการที่ (2.3) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าความต้านทานที่ย้ายข้างมาจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง $N^2 \cdot R_L$ จะหาค่าความต้านสมมูลของชิ้นงาน และกำลังที่ชิ้นงานได้รับ ดังสมการที่ (2.5) และ (2.6) [3, 5, 13]

$$R_L = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \sqrt{f \mu_r \rho} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมี $R_{eq} = N^2 \cdot \sqrt{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \sqrt{f \mu_r \rho}$ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (2.5)

$$P_{Load} = (I_{Load})^2 \cdot R_{eq} \quad (2.6)$$

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้ไม่ได้ใช้ความร้อนจากภายนอก แต่ความร้อนที่เกิดขึ้นเกิดจากการเหนี่ยวนำขึ้นที่ชิ้นงานเอง อีกทั้งชิ้นงานก็ไม่จำเป็นต้องสัมผัสกับแหล่งจ่ายพลังงาน หรือขดลวดเหนี่ยวนำด้วย การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำจึงทำได้โดยสะดวก สามารถควบคุมเวลาที่จะให้ความร้อนตลอดจนพื้นที่ และความลึกผิวของชิ้นงานที่ได้รับความร้อน โดยการเลือกความถี่ของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เหมาะสม [13]

2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

เมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับเข้าไปในขดลวดเหนี่ยวนำ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดจะสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นที่ชิ้นงาน ซึ่งในที่นี้จะใช้ภาชนะหุ้มดัมที่มีส่วนผสมของสารแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามความถี่ของไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก เกิดเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ภาชนะ ส่งผ่านพลังงานจากแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นการสูญเสียในรูปความร้อนที่ภาชนะ ปริมาณของความร้อนที่ภาชนะจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติความเป็นสารแม่เหล็กของภาชนะ ซึ่งจะเกิดทั้งจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis loss) และความร้อนเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy current loss) ซึ่งการเกิดความร้อนที่ภาชนะนี้จะเป็นลักษณะเดียวกันกับการสูญเสียในแกนของหม้อแปลง (Core loss) [2, 10]

2.2.1 การสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis loss)

การสูญเสียนี้เกิดจาก โมเมนต์ของสารแม่เหล็กถูกกระตุ้นให้วางตัวในแนวสนามแม่เหล็ก แต่เนื่องจากเป็นสนามแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงตามกระแสไฟฟ้าสลับ ดังนั้น โมเมนต์ของสารแม่เหล็กจึงถูกกระตุ้นให้วางตัวในแนวสนามแม่เหล็กโดยมีทิศทางกลับไปกลับมาตามความถี่ของกระแสไฟฟ้าสลับ โมเมนต์เหล่านี้จึงถูกเสียดสีไปมา และเกิดเป็นพลังงานความร้อนขึ้น

แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในขดลวด สนใจเฉพาะขนาด ไม่คิดทิศทาง จะสามารถหาได้จากสมการที่ (2.7) [14, 15]

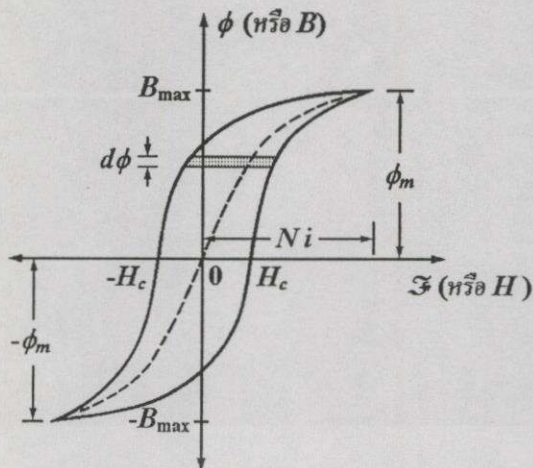
$$e = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.7)$$

และอัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงานสะสมในสนามแม่เหล็ก dW ที่ช่วงเวลา dt ใด ๆ มีค่าเป็น

$$dW = e i dt \quad (2.8)$$

เมื่อแทนแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในสมการที่ (2.7) ลงในสมการที่ (2.8) จะสามารถหาพลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่ชิ้นงาน หรือภาชนะได้ดังสมการที่ (2.9) ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W = \int_0^t e i dt = \int_0^t N \frac{d\phi}{dt} i dt = \int_0^\phi N i d\phi \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.5 วงรอบฮิสเตอร์ซิส

จากรูปที่ 2.5 พลังงานที่สูญเสียไปจะอยู่ในช่วงตั้งแต่ $-\phi_m$ ถึง ϕ_m ซึ่งสามารถหาพลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นได้เป็นดังสมการที่ (2.10)

$$W = \int_{-\phi_m}^{\phi_m} N i d\phi = \int_{-B_{\max}}^{B_{\max}} H dB \quad (2.10)$$

$$P_h = K_h f (B_{\max})^x \quad (2.11)$$

จากสมการของ Steinmetz สามารถหาค่าความสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอร์ซิส P_h ที่ความถี่ f ได้ดังสมการที่ (2.11) โดยที่ K_h เป็นค่าคงที่ของสารที่ใช้ทำภาชนะซึ่งขึ้นอยู่กับชนิด และขนาดของภาชนะ B_{\max} คือความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด ความสูญเสียจากฮิสเตอร์ซิสนี้เป็นหลักการในการให้ความร้อนแก่สารแม่เหล็กภายใต้อุณหภูมิคูรี (Curie temperature) ซึ่งมีค่าประมาณ 1,420 องศาฟาเรนไฮด์ [10] ที่อุณหภูมินี้ขึ้นไปความสูญเสียจากฮิสเตอร์ซิสจะถูกจำกัดด้วยคุณสมบัติของความเป็นแม่เหล็กของสาร คือจะไม่แสดงคุณสมบัติความเป็นสารแม่เหล็กที่อุณหภูมิสูงกว่าอุณหภูมิคูรี

2.2.2 การสูญเสียจากกระแสไหลวน (Eddy current loss)

การสูญเสียนี้เกิดจากสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำ เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ภาชนะ หรือชิ้นงาน เกิดกระแสไหลวนภายในภาชนะ ผ่านความต้านทานของภาชนะเกิดเป็นพลังงานความร้อนขึ้นที่ภาชนะ ในสมการที่ (2.12) เป็นกำลังสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ f และความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด B_{\max} โดยที่ K_e เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

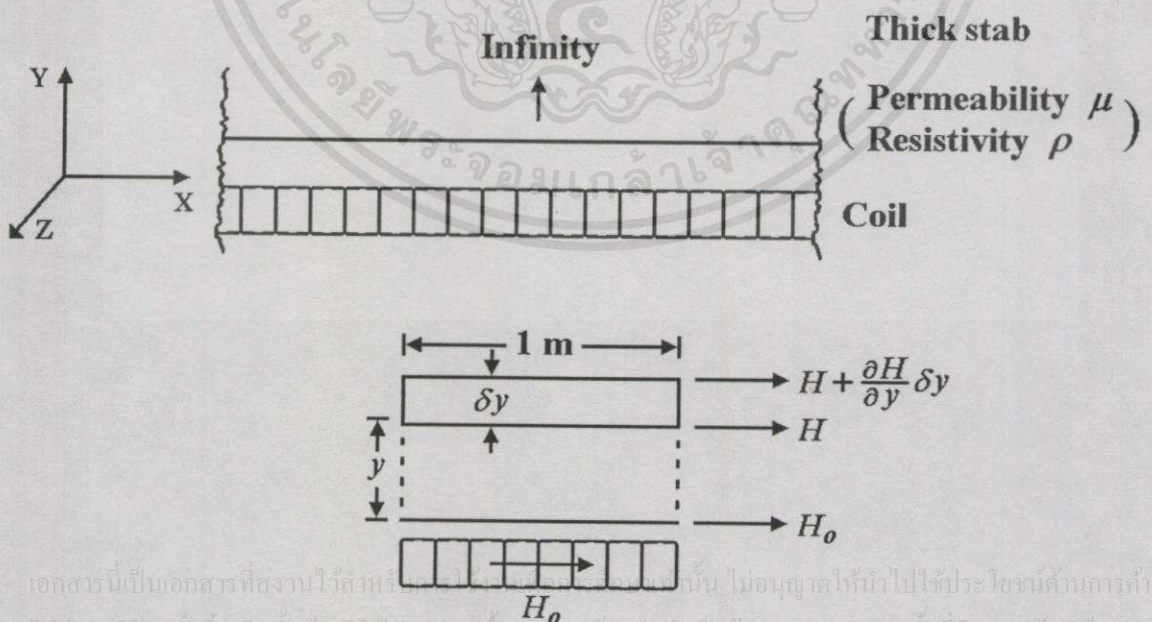
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_e = K_e f^2 (B_{\max})^2 \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.11) กำลังสูญเสียจากฮีสเตอร์ซิส และสมการที่ (2.12) กำลังสูญเสียจากกระแสไหลวน พบว่ากำลังที่เกิดขึ้นจะมีตัวแปรสำคัญเหมือนกัน คือความถี่ และความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด แต่เนื่องจากกำลังสูญเสียจากกระแสไหลวนนี้แปรผันตามความถี่ยกกำลังสอง ในขณะที่กำลังสูญเสียจากฮีสเตอร์ซิสแปรผันตามความถี่ยกกำลังหนึ่ง และค่าตัวแปร x ในสมการกำลังสูญเสียจากฮีสเตอร์ซิสจะมีค่าใกล้เคียงสอง ซึ่งใกล้เคียงกับในสมการกำลังสูญเสียจากกระแสไหลวน จึงทำให้กำลังสูญเสียที่ภาชนะส่วนใหญ่เป็นการสูญเสียอันเนื่องมาจากกระแสไหลวน จากสมการที่ (2.11) และ (2.12) จึงเป็นเหตุผลที่บอกให้ทราบว่า เหตุใดการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำเพื่อให้ได้กำลังที่ภาชนะหรือชิ้นงานสูง ๆ จึงมักจะใช้งานที่ความถี่สูง และมักจะพูดถึงแต่กำลังที่เกิดจากกระแสไหลวนทั้งที่จริง ๆ แล้วมีบางส่วนเกิดจากฮีสเตอร์ซิสด้วย แต่เนื่องจากมีค่าน้อยกว่ามากจึงไม่ถูกกล่าวถึง

2.3 การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำกับชิ้นงานอุดมคติ

ชิ้นงานอุดมคติที่กล่าวถึงคือชิ้นงานที่เรียกว่า Semi-infinite Slab ซึ่งถือว่าชิ้นงานนี้ยาวและหนามาก ซึ่งการสมมติแบบนี้จะช่วยให้ผลเฉลยของการวิเคราะห์อยู่ในรูปฟังก์ชันง่าย ๆ ดังได้กล่าวไปแล้ว จากรูปที่ 2.6 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และชิ้นงานอุดมคติซึ่งวางชิดติดกับขดลวดทำให้สมมติไว้ว่าที่ผิวของชิ้นงานมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_0 เท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดสร้างขึ้น ซึ่งความเข้มสนามแม่เหล็กนี้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลาในทิศทางตามแกน X และเป็นปริมาณเวกเตอร์ โดยจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลที่ผิวของชิ้นงานในทิศทางแกน Z ส่วนทิศทางตามแกน Y จะชี้ไปตามแนวความหนาของชิ้นงาน [2, 10]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานอุดมคติ

ในที่นี้จะสมมุติเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานดังนี้

$$H_{x(y=0)} = H_{om} \cos \omega t \quad (2.13)$$

$$H_y = 0 \quad (2.14)$$

$$H_z = 0 \quad (2.15)$$

โดยที่ H_{om} คือ ค่ายอดของ H_x ผิวชิ้นงาน ($y=0$)

การกระจายของสนามแม่เหล็ก (\vec{H}) สนามไฟฟ้า (\vec{E}) และความหนาแน่นกระแส (\vec{J}) ในชิ้นงาน โลหะที่ความถี่ค่อนข้างต่ำ (ไม่เกิน 10 GHz) อธิบายโดยใช้สมการพื้นฐานทางแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

$$\nabla^2 \vec{H} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2.16)$$

$$\nabla^2 \vec{E} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.17)$$

$$\nabla^2 \vec{J} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial \vec{J}}{\partial t} \quad (2.18)$$

พิจารณาที่สนามแม่เหล็ก \vec{H} จาก

$$\nabla^2 \vec{H} = \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial z^2} = \frac{\mu}{\rho} \left(\frac{\partial H_x}{\partial t} + \frac{\partial H_y}{\partial t} + \frac{\partial H_z}{\partial t} \right) \quad (2.19)$$

เนื่องจาก $H_y = H_z = 0$ ดังนั้น $\vec{H} = H_x$ เท่านั้น แต่จะไม่มี การเปลี่ยนแปลงของปริมาณสนามแม่เหล็กที่เวลาใดเวลาหนึ่งต่อระยะทางตามแนวแกน X และแกน Z ดังนั้น

$$\nabla^2 \vec{H} = \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (2.20)$$

คำตอบสมการอนุพันธ์ย่อยจะมีผลเฉลยในรูป $H_x = H_x(y) \cos \omega t$ ซึ่ง $H_x(y)$ คือการเปลี่ยนแปลงของ H_x กับระยะทางในแนวแกน Y (ความลึกจากผิวของชิ้นงาน) แต่ในการวิเคราะห์สามารถแทน H_x ให้อยู่ในรูปของปริมาณเชิงซ้อน $H_x(y) e^{j\omega t}$ ก่อนแล้วหลังจากที่ได้ผลเฉลยจึงค่อยนำเฉพาะส่วนจริง (Real Point) ไปใช้ จากการแทนที่ปริมาณเชิงซ้อนในสมการที่ (2.20) ได้ผลดังนี้

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - j \frac{\mu}{\rho} \omega H_x = 0 \quad (2.21)$$

$$\text{ให้ } \alpha^2 = \frac{\mu\omega}{2\rho} = \frac{1}{\delta^2}$$

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - 2j\alpha^2 H_x = 0 \quad (2.22)$$

เขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - k^2 H_x = 0 \quad (2.23)$$

โดยที่ $k^2 = 2j\alpha^2$ สมการข้างบนจึงมีผลเฉลยดังนี้

$$H_x(y) = A_1 e^{ky} + A_2 e^{-ky} \quad (2.24)$$

จากเงื่อนไขขอบเขต เมื่อ $y = \infty$ และ H_x จะต้องมีค่าจำกัดค่าใดค่าหนึ่ง ดังนั้นจะได้ $A_1 = 0$ และที่ขอบเขต $y = 0$ และ $H_x(y) = H_{om} e^{j\omega t}$ ดังนั้น $A_2 = H_{om} e^{j\omega t}$ แทนค่าในสมการที่ (2.24) จะได้

$$H_x(y) = H_{om} e^{-ky} \cdot e^{j\omega t} \quad (2.25)$$

$$H_x(y) = H_{om} e^{-\alpha y \sqrt{2j}} \cdot e^{j\omega t} \quad (2.26)$$

แต่ $\sqrt{2j} = 1 + j$ ดังนั้น

$$H_x(y) = H_{om} e^{-(1+j)\alpha y} \cdot e^{j\omega t} \quad (2.27)$$

$$H_x(y) = H_{om} e^{[-(1+j)\alpha y + j\omega t]} \quad (2.28)$$

$$H_x(y) = H_{om} e^{-\alpha y} \cdot e^{j(\omega t - \alpha y)} \quad (2.29)$$

ใช้คำตอบเฉพาะส่วนจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

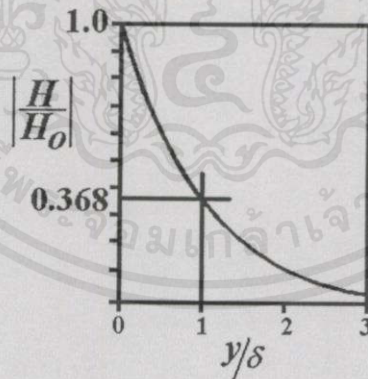
ไม่จำกัดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_x = H_{om} e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.30)$$

จากผลเฉลยตามสมการที่ (2.30) พบว่าที่บริเวณพื้นผิวของชิ้นงานที่ตำแหน่ง $y=0$ จะได้ค่า $H_x = H_{om} \cos \omega t$ ตามเงื่อนไขขอบเขตที่สมมุติไว้ และที่ระยะใดๆ จากผิวของชิ้นงานในทิศทางแกน Y ขนาดของความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล และการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสที่ระยะใดๆ จากผิวของชิ้นงานจะเป็นแบบล่าหลังเมื่อเทียบกับมุมเฟสที่ผิว ซึ่งล่าหลังเป็นปริมาณ $\alpha y = y/\delta$ จากสมการที่ (2.30) เมื่อ $y=1/\alpha$ ปริมาณของ H จะลดลงเป็น $1/e$ เท่าของค่า H_0 ที่ผิว และเฟสจะเปลี่ยนไป 1 เรเดียน (57.3 องศา) ที่ ความลึกซึ่งขนาดของ H เป็น $1/e = 0.368$ เท่าของค่าที่ผิว ค่า y ที่จุดนี้เป็นปริมาณสำคัญซึ่งนิยามให้เรียกว่า ความลึกผิว (skin depth หรือ depth of penetration) ซึ่งจะแทนด้วยสัญลักษณ์ δ จากตัวแปรที่นิยามไว้แล้ว $\alpha^2 = \frac{\mu\omega}{2\rho}$ ดังนั้น

$$\text{ความลึกผิว } \delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{f\pi\mu_o\mu_r}} \quad (2.31)$$

จากรูปที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงานซึ่งบอกเป็นอัตราส่วน y/δ หรือจำนวนเท่าของความลึกผิวซึ่งเป็นระยะทางจากผิวของชิ้นงานที่นิยมใช้ในงานของการเหนี่ยวนำความร้อนมาก จากค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก \vec{H} ในสมการที่ (2.31) จะสามารถหาค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก \vec{B} ความหนาแน่นกระแส \vec{J} และค่าสนามไฟฟ้า \vec{E} ได้ โดยใช้ความสัมพันธ์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนี้



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน

จาก
$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ดังนั้น ในการวิเคราะห์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ $B_y(y) = B_{om}(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y)$ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไป (2.33)

และจากสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell) $\vec{J} = \text{curl}(\vec{H}) = \nabla \times \vec{H}$ [2, 10, 15]

$$\nabla \times \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} \quad (2.34)$$

เนื่องจาก $H_y = H_z = 0$ และไม่มีการเปลี่ยนแปลงของ H ในทิศทางตามแกน X และ Z ดังนั้น

$$\nabla \times \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (2.35)$$

และจาก

$$\vec{J} = \nabla \times \vec{H} \quad (2.36)$$

แสดงว่า

$$\vec{J}_z = -\vec{k} \frac{\partial H_x}{\partial y} = \vec{k} \left\{ -e^{j\omega t} \cdot \left[\frac{\partial}{\partial y} e^{-\alpha y \sqrt{2j}} \right] \right\} H_{om} \quad (2.37)$$

$$\vec{J}_z = \vec{k} \left\{ \alpha \sqrt{2j} \cdot e^{-\alpha y (\sqrt{2j} + j\omega t)} \right\} H_{om} \quad (2.38)$$

แต่ $\sqrt{2j} = 1 + j = \sqrt{2} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}}$

$$\vec{J}_z = \vec{k} \left\{ \alpha \sqrt{2} \cdot e^{-\alpha y (1+j) + j\omega t + j\frac{\pi}{4}} \right\} H_{om} \quad (2.39)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริงได้ $\vec{J}_z = \vec{k} \alpha \sqrt{2} H_{om} \left[e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4}) \right] \quad (2.40)$

จะเห็นได้ว่า ความหนาแน่นกระแสที่เหนี่ยวนำ \vec{J} มีทิศทางตั้งฉากกับความเข้มสนามแม่เหล็กเสมอ และมีทิศทางตามแนวแกน Z (\vec{J}_z) ทำมุมเฟสหน้ากับความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ 45 องศา หรือ $\pi/4$ เรเดียน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา $j(\omega t + \frac{\pi}{4})$ โอนรูปดูให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อ $y=0$ $\vec{J}_z = \sqrt{2} H_{om} \alpha \cdot e^{j(\omega t + \frac{\pi}{4})}$ (2.41)
ไม่มีการชนใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแบบส่งนอกท่านละต่อของจริงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $H_{x0} = H_{om} e^{j\omega t}$ จะได้ว่า

$$J_{zo} = \sqrt{2}H_{xo}e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (2.42)$$

ดังนั้น

$$\bar{J}_z = J_{om}e^{(j\omega t - \alpha y)\sqrt{2j}} \quad (2.43)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริง

$$J_z(y) = J_{om}e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.44)$$

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแส จะสามารถหาค่าสนามไฟฟ้าจากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\text{จาก} \quad \bar{E} = \rho\bar{J} \quad (2.45)$$

ดังนั้น

$$E_z = \rho J_z \quad (2.46)$$

$$E_z(y) = \rho J_{om}e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.47)$$

จากผลเฉลยของสมการข้างต้นจะพบว่าปริมาณ \bar{H} , \bar{B} , \bar{J} และ \bar{E} จะมีลักษณะเหมือนกัน คือเป็นไปตามปรากฏการณ์ผิว นั่นคือที่ระยะความลึกจากผิวเข้ามาปริมาณเหล่านี้ จะลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล จากค่าความหนาแน่นของกระแสสามารถหาค่ากระแสรวมต่อหน่วยความยาวได้ดังนี้

$$I = \int_0^\infty J_z(y) dy \quad (2.48)$$

$$I = \int_0^\infty J_{om}e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \alpha y) dy \quad (2.49)$$

$$I = J_{om} \operatorname{Re} \left\{ \int_0^\infty e^{[j\omega t - (1+j)\alpha y]} dy \right\} \quad (2.50)$$

$$I = J_{om} \operatorname{Re} \left[\frac{e^{j\omega t}}{(1+j)\alpha} \right] = \operatorname{Re} \left[\frac{J_{om}e^{j\omega t}}{\sqrt{2}\alpha \cdot e^{j\pi/4}} \right] \quad (2.51)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริงจะได้

$$I = \frac{J_{om}}{\sqrt{2}\alpha} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ จากผลเฉลยของสมการ (2.52) จะพบว่ากระแสรวมต่อหนึ่งหน่วยความยาว จะมีมุมเฟส ล้าหลัง มุมเฟสของความหนาแน่นกระแสที่ผิวอยู่ 45 องศา หรือ $\pi/4$ เรเดียน แต่จาก

$$J_{om} = \sqrt{2}H_{om}\alpha \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)} \quad (2.53)$$

$$I = \sqrt{2}H_{om}\alpha \cdot e^{j\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)} \cdot \frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{2}\alpha} \quad (2.54)$$

$$I = H_{om}e^{j\omega t} \quad (2.55)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริงจะได้

$$I = H_{om} \cos(\omega t) \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.56) กระแสต่อหนึ่งหน่วยความยาวมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน ซึ่งสอดคล้องกับกฎของฟาราเดย์ที่ว่า

$$I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.57)$$

$$I = H_{om} \times 1 \quad (2.58)$$

$$I = H_{om} \cos(\omega t) \quad (2.59)$$

ความร้อนที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำเป็นผลมาจากกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในชิ้นงาน เนื่องจากมีกระแสไหล จากค่าความหนาแน่นของกระแสในชิ้นงาน สามารถหาค่ากำลังสูญเสียต่อ 1 ตารางเมตรที่ผิวของชิ้นงาน ได้โดยการอินทิเกรต ρJ_z^2 ตลอดปริมาตร ต่อ 1 คาบเวลาดังนี้

$$P_s = \int_0^\infty \rho J_z^2 dy (\times 1) (\times 1) \quad (2.60)$$

$$P_s = \frac{\rho}{T} J_{om}^2 \int_0^T \int_0^\infty e^{-2\alpha y} \cos^2(\omega t - \alpha y) dy dt \quad (2.61)$$

$$P_s = \frac{\rho}{2} J_{om}^2 \int_0^\infty e^{-2\alpha y} dy \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $P_s = \frac{\rho J_{om}^2}{4\alpha} = \frac{\rho J_{om}^2 \delta}{4}$ เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน (2.63)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่จาก $|J_{om}| = \sqrt{2}|H_{om}|\alpha = \frac{\sqrt{2}|H_{om}|}{\delta} \quad (2.64)$

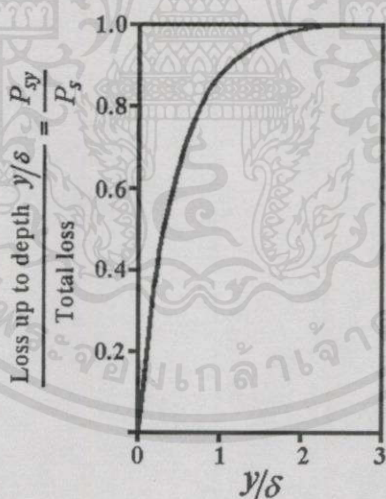
$$P_s = \frac{\rho H_{om}^2}{2\delta} \tag{2.65}$$

$$P_s = \frac{\rho H_o^2}{\delta} \tag{2.66}$$

โดยที่ H_o คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของ H_{om} ถ้าให้ P_{sy} คือ กำลังสูญเสียของชิ้นงานจากผิวถึงระดับความลึก y สัดส่วนของ P_{sy} ต่อการสูญเสียของชิ้นงาน P_s ด้วยวิธีการอินทิเกรตดังสมการที่ (2.67)

$$\frac{P_{sy}}{P_s} = \frac{[e^{-2\alpha y}]_0^y}{[e^{-2\alpha y}]_0^\infty} = \frac{e^{-2\alpha y} - 1}{0 - 1} = 1 - e^{-2\alpha y} \tag{2.67}$$

จากรูปที่ 2.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ P_{sy} และ P_s กับสัดส่วนของระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน โดยจะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียเกือบ 90% จะเกิดขึ้นในช่วงความลึกผิว ทำให้สามารถใช้ประโยชน์ด้านนี้สำหรับการชุบแข็งที่ผิว และด้วยวิธีการปรับความถี่ให้สูงขึ้น ก็จะทำให้ความลึกผิวแคบลงตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.31)



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียต่อพื้นที่ กับระยะความลึกจากผิวของชิ้นงาน

จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก B ในสมการที่ (2.32) สามารถหาค่าเส้นแรงแม่เหล็กผลรวมต่อหนึ่งหน่วยความยาว ได้โดยการอินทิเกรต $B_x(y)$ ตลอดชิ้นงาน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้นั้น

$$\phi = \mu H_{om} \int_0^\infty e^{[j\omega t - (1+j)\alpha y]} (dy \times 1) \tag{2.68}$$

ใช้เฉพาะส่วนจริง

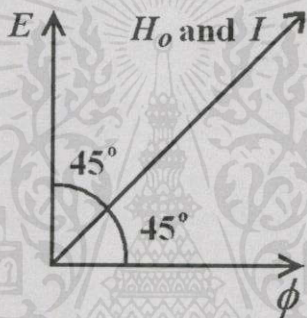
$$\phi = \frac{\mu H_{om}}{\sqrt{2}\alpha} \cos(\omega t - \frac{\pi}{4}) \quad (2.69)$$

และจาก

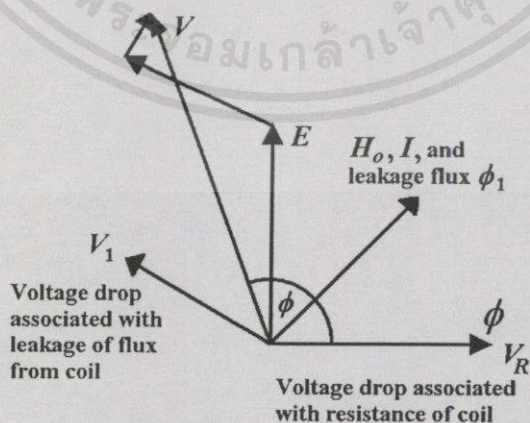
$$E = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.70)$$

$$E = -\frac{\mu N \omega H_{om}}{\sqrt{2}\alpha} \sin(\omega t - \frac{\pi}{4}) \quad (2.71)$$

$$E = \frac{\mu N \omega H_{om}}{\sqrt{2}\alpha} \cos(\omega t + \frac{\pi}{4}) \quad (2.72)$$

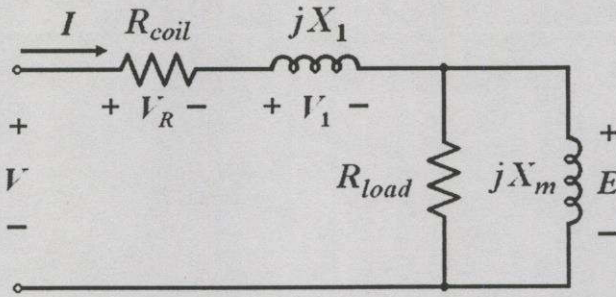


รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์ไดอะแกรมความสัมพันธ์ระหว่างแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับเส้นแรงแม่เหล็กในกรณีที่
ขดลวดเป็นอุดมคติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมความสัมพันธ์ระหว่างแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับเส้นแรงแม่เหล็กในกรณีที่
ขดลวดไม่เป็นอุดมคติ



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงาน

สมการที่ (2.69) และ (2.72) พบว่าเส้นแรงแม่เหล็กผลรวมเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน H_{om} และเส้นแรงแม่เหล็กจะล่าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\pi/4$ ส่วนแรงดันที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำจะนำหน้ากระแสผลรวมอยู่ $\pi/4$ โดยในขณะที่กระแสสนามที่ไหลในชิ้นงานมีมุมเฟสเดียวกันกับความเข้มสนามแม่เหล็ก ดังนั้นตัวประกอบกำลัง (Power factor) ของชิ้นงานจึงหาได้จากความสัมพันธ์ระหว่าง E และ I โดยดูจากเฟสเซอร์ไดอะแกรม ดังรูปที่ 2.9 ตัวประกอบกำลังจะเป็นแบบล่าหลังมีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนจริง และส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลมีค่าเท่ากัน แต่ตามความเป็นจริงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งจะทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบลดลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวเองอยู่ ทำให้เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไปดังรูปที่ 2.10 และสามารถเขียนแบบจำลองวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของระบบได้ดังรูปที่ 2.11 ซึ่งจากการทดลองของระบบที่มีชิ้นงานเรียกว่า Slab นี้ อาจมองว่าเป็นรีแอกเตอร์ (Reactor) แกนเหล็กที่มีไหลดเป็นลักษณะพิเศษ กล่าวคือ มีค่าความต้านทาน และค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) เท่ากัน ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กที่ตัดผ่านรีแอกแตนซ์นี้คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่สร้างสนามแม่เหล็ก หรือ Magnetizing Flux นั้นเอง

บทที่ 3

วงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

3.1 ความเป็นมาของวงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

วงจรรินเวอร์เตอร์กำลังคลาส อี (Class E power amplifier) ได้ถูกคิดค้น และพัฒนาขึ้นจนเป็นที่รู้จักอย่างแพร่หลายโดยได้มีการนำเสนอครั้งแรกในวารสาร IEEE Journals on Solid-State Circuits เดือนมิถุนายน ปี ค.ศ. 1975 โดย N.O. Sokal และ A.D. Sokal [16] ได้พัฒนางจรนี้ขึ้นมาจากวงจรรินเวอร์เตอร์กำลังคลาส ดี [17] เพื่อใช้เป็นวงจรรินเวอร์เตอร์กำลังความถี่สูง ซึ่งใช้อุปกรณ์สวิตช์เพียงตัวเดียว ทำให้สามารถลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ และการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ได้ จึงมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าวงจรรินเวอร์เตอร์กำลังคลาส ดี

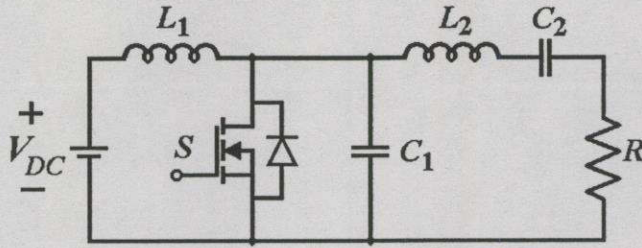
วงจรรินเวอร์เตอร์กำลังคลาส อี ได้ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายโดยเฉพาะการนำมาใช้ในรูปของวงจรรินเวอร์เตอร์ (Inverter) หรือวงจรที่ใช้สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง จึงมักถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า “วงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี”

วงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ วงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ [16-23] และแบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่กระแสศูนย์ [17, 24] ในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอเฉพาะวงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ซึ่งเป็นวงจรต้นกำเนิดของวงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี โดยลักษณะการนำเสนอจะเป็นการอธิบายลักษณะการทำงานของวงจร ตลอดจนวิธีการออกแบบวงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี เรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เพื่อให้สามารถนำไปใช้งานในลักษณะต่างๆ กัน

3.2 ส่วนประกอบของวงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

วงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ มีลักษณะทั่วไปดังรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบไปด้วย

- มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ สวิตช์ ทำงานที่ความถี่ f
- ตัวเหนี่ยวนำไอ้ค (Choke) L_1 ซึ่งมีค่ามากพอที่จะทำให้กระแสคงที่ หรือมีกระแสพลิว (Ripple current) น้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้
- ตัวเก็บประจุ C_1 เป็นผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่ซึ่งต่อขนานกับสวิตช์, ค่าความจุไฟฟ้าภายในระหว่างขาเดรน (Drain) และขาซอร์ส (Source) ของมอสเฟตกำลัง (Internal output capacitance) และค่าความจุไฟฟ้าปรสิตที่เกิดจากการต่อวงจร [16, 25]
- วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม L_2-C_2-R ซึ่งค่าความต้านทาน R จะเป็นโหลดของวงจร



รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

3.3 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

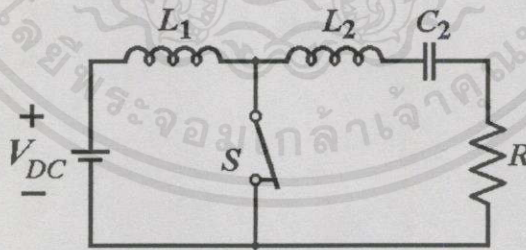
วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สามารถแบ่งการทำงานออกได้เป็น 2 ช่วงการทำงาน คือ [17]

3.3.1 เมื่อสวิตช์นำกระแส

วงจรเรโซแนนซ์จะประกอบไปด้วย L_2 , C_2 และ R เพราะว่าตัวเก็บประจุ C_1 ถูกสวิตช์ลัดวงจร ดังรูปที่ 3.2 จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ (f_{o1}) และค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลด (Q_{L1}) ดังสมการที่ (3.1) และ (3.2) ตามลำดับที่ค่าความถี่เชิงมุม $\omega_{o1} = 2\pi f_{o1}$

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.1)$$

$$Q_{L1} = \frac{\omega_{o1} L_2}{R} = \frac{1}{\omega_{o1} C_2 R} \quad (3.2)$$



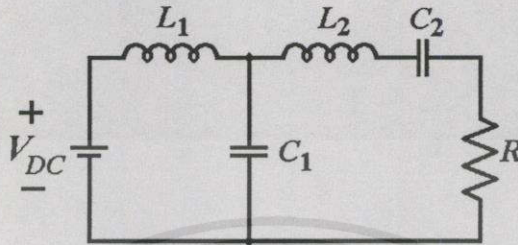
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

3.3.2 เมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส

วงจรเรโซแนนซ์จะประกอบไปด้วย C_1 , L_2 , C_2 และ R ต่ออนุกรมกัน และเนื่องจาก C_1 และ C_2 ต่ออนุกรมกัน ค่าความจุไฟฟ้าสมมูล $C_{eq} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ จะมีค่าน้อยกว่า C_1 และ C_2 ดังรูปที่ 3.3 ฉะนั้นเมื่อค่าความถี่เชิงมุม $\omega_{o2} = 2\pi f_{o2}$ แล้ว ความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแส (f_{o2}) และ ค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลด (Q_{L2}) จะเป็นดังสมการที่ (3.3) และ (3.4) ตามลำดับ

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1 C_2 / (C_1 + C_2)}} \quad (3.3)$$

$$Q_{L2} = \frac{\omega_{o2} L_2}{R} = \frac{C_1 + C_2}{\omega_{o2} R C_1 C_2} \quad (3.4)$$

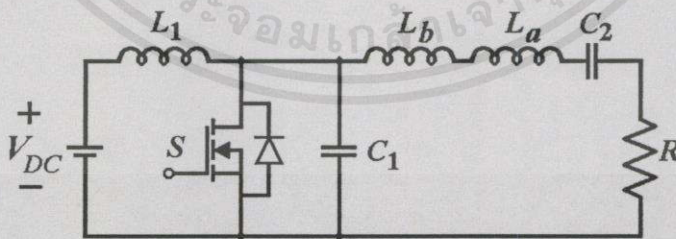


รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส

ในการใช้งานต้องเลือกความถี่ (f) ให้อยู่ระหว่างความถี่ f_{o1} และ f_{o2} ($f_{o1} < f < f_{o2}$) และที่ความถี่ใช้งานนี้ค่าความเหนี่ยวนำ L_2 จะสามารถแบ่งออกได้เป็นค่าความเหนี่ยวนำ 2 ค่า คือ L_a และ L_b ต่อกัน เพราะฉะนั้น $L_2 = L_a + L_b$ ดังรูปที่ 3.4 โดยที่ความถี่ใช้งาน f ความถี่เชิงมุม (ω) จะเป็นตามสมการที่ (3.5) และค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลดที่ความถี่ใช้งาน (Q) จะเป็นตามสมการที่ (3.6)

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_2}} \quad (3.5)$$

$$Q_L = \frac{\omega L_2}{R} = \frac{\omega(L_a + L_b)}{R} = \frac{1}{\omega C_2 R} + \frac{\omega L_b}{R} \quad (3.6)$$



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลซึ่งแบ่งตัวเหนี่ยวนำออกเป็น 2 ตัว

3.4 ลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดัน

ศูนย์

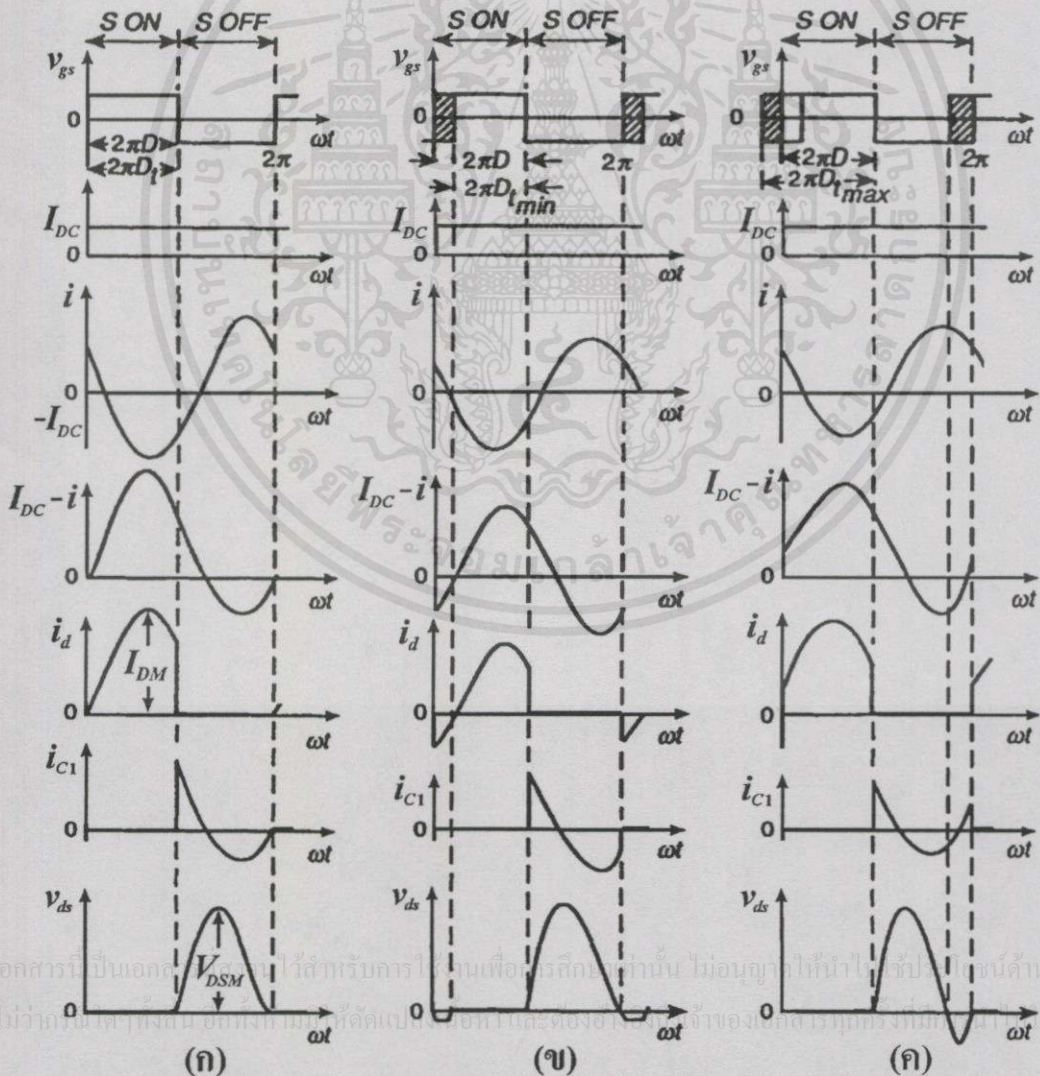
วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 3 ลักษณะ ดังรูปที่ 3.5 คือ

1. การทำงานที่สภาวะเหมาะสม (Optimum Operation) เมื่อ $\frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} = 0, \omega t = 2\pi$
2. การทำงานที่สภาวะกึ่งเหมาะสม (Suboptimum Operation) เมื่อ $\frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} < 0, \omega t = 2\pi$
3. การทำงานที่สภาวะกึ่งเหมาะสม (Suboptimum Operation) เมื่อ $\frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} > 0, \omega t = 2\pi$

ในขณะที่สวิตช์ของการทำงานทั้ง 3 สภาวะ เริ่มนำกระแส v_{ds} หรือแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ หรือตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 จะมีค่าเป็นศูนย์ และพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุ C_1 จะมีค่าเป็นศูนย์ ด้วย ทำให้เกิดการนำกระแสในที่แรงดันศูนย์ หรือที่เรียกว่า “การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์” (Zero-Voltage Switching: ZVS) ดังนั้นการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ จึงถูกกำหนดไว้ด้วยเงื่อนไขของสมการที่ (3.7)

$$v_{ds}(2\pi) = 0$$

(3.7)



รูปที่ 3.5 รูปคลื่นการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส บี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

$$(ก) \text{ ที่สภาวะเหมาะสม } \frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} = 0$$

$$(ข) \text{ ที่สภาวะกึ่งเหมาะสม } \frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} < 0 \text{ โดยที่ } \omega t = 2\pi$$

$$(ค) \text{ ที่สภาวะกึ่งเหมาะสม } \frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} > 0 \text{ โดยที่ } \omega t = 2\pi$$

3.4.1 การทำงานที่สภาวะเหมาะสม

จากรูปที่ 3.5 (ก) แสดงรูปคลื่นกระแส และแรงดันที่สภาวะเหมาะสม ซึ่งจากรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ v_{ds} และอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อสวิตช์เริ่มนำกระแส ซึ่งนอกจากสมการที่ (3.7) แล้วจะต้องเป็นตามสมการที่ (3.8) ด้วย

$$\left. \frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} \right|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (3.8)$$

เนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของ v_{ds} มีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแส ทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ i_d จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นจากศูนย์ หลังจากสวิตช์เริ่มนำกระแส ในสภาวะนี้แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ และกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะเป็นบวกทั้งหมด ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องใช้ไดโอดช่วย (Auxiliary Diode)

ความสัมพันธ์ของ C_1 , L_b , R , f และ D จะต้องมีค่าที่เหมาะสมเพื่อให้เกิดการทำงานที่สภาวะเหมาะสม [26] ดังนั้น ค่าความต้านทานของโหลดจะต้องมีค่าที่เหมาะสมคือ $R = R_{opt}$ ถ้า $R > R_{opt}$ ค่าสูงสุดของกระแส i ที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม $L_2 - C_2 - R$ จะมีค่าต่ำกว่าค่าที่เหมาะสม แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 จะลดลง และในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแส แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์จะมีค่ามากกว่าศูนย์ ทำให้ไม่เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ในทางกลับกัน ถ้า $R < R_{opt}$ ค่าสูงสุดของกระแส i ที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม จะมีค่าที่สูงกว่าที่สภาวะเหมาะสม แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 จะเพิ่มขึ้น และในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแส แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์จะมีค่าน้อยกว่าศูนย์

$$W(2\pi^-) = \frac{1}{2} C_1 v_{ds}^2(2\pi^-) \quad (3.9)$$

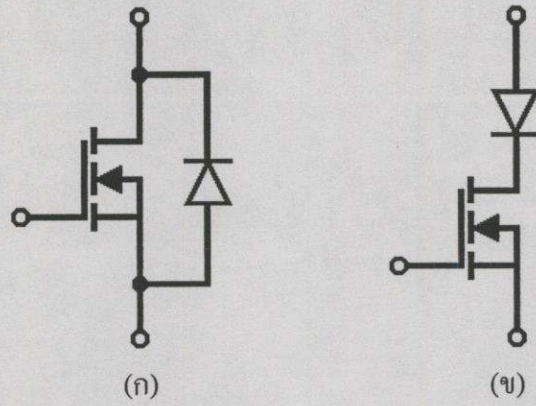
ถ้ากำหนดให้พลังงานสะสมในตัวเก็บประจุ C_1 ก่อนที่สวิตช์จะเริ่มนำกระแสของทั้งสองกรณีมีค่าเป็นดังสมการที่ (3.9) จะเกิดพลังงานสูญเสียในรูปความร้อนที่สวิตช์เนื่องจากการนำกระแสเป็นผลให้เกิดการสูญเสียจากการเริ่มนำกระแส (Turn-on Switching loss) เพราะฉะนั้นหากต้องการให้สวิตช์ยังสามารใช้งานได้ ตามเงื่อนไขของการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ และยังสามารถใช้ได้กับโหลดในช่วงที่กว้าง จะต้องมิไดโอดช่วย ต่อขนาน หรืออนุกรมกับสวิตช์ คือ มอสเฟตกำลัง เพื่อให้แน่ใจว่าสวิตช์จะเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่ $R \leq R_{opt}$

3.4.2 การทำงานที่สภาวะกึ่งเหมาะสม

ในการนำวงจรมาประยุกต์ใช้งาน จะพบว่าความต้านทานของโหลด มักจะมีค่าที่ไม่แน่นอน แต่ต้องการให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ วงจรที่ใช้จึงมักจะกำหนดให้ทำงานที่สภาวะกึ่งเหมาะสมในย่าน $0 \leq R \leq R_{opt}$ [27] จากรูปที่ 3.5 (ข) เป็นรูปคลื่นกระแส และรูปคลื่นแรงดัน สำหรับกรณีที่ $v_{ds}(2\pi) = 0$ และ $\frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} < 0$ โดยที่ $\omega t = 2\pi$ มอสเฟตกำลังจะทำหน้าที่เป็นสวิตช์สองทิศทาง เพื่อให้กระแสไหลไปกลับได้ แต่เมื่อแรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่ามากกว่า -0.7 โวลต์ ไดโอดที่ต่อขนานจะนำกระแสทำให้สวิตช์กลับมานำกระแสอีกครั้ง ซึ่งไดโอดจะช่วยเร่งการนำกระแสของสวิตช์ให้เกิดขึ้นเร็วขึ้น ช่วงเวลานี้จะถูกกำหนดโดยแรงดันที่ตกคร่อมขาเกตและซอร์ส เมื่อทำให้สวิตช์เริ่มนำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ ทำให้การสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของสวิตช์เป็นศูนย์ด้วย จึงทำให้ประสิทธิภาพที่ได้สูงตามไปด้วย แต่เงื่อนไขการทำงานนี้จะต้องมีค่าความต้านทานอยู่ในช่วง $0 \leq R \leq R_{opt}$ เท่านั้น ในกรณีที่ $R < R_{opt}$ ความถี่สวิตช์ f และควิตีไซเคิลในการทำงานของมอสเฟต D_t สามารถปรับค่าได้ในขอบเขตที่กำหนด เมื่อกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์เป็นลบ ไดโอดที่ต่อขนานกับมอสเฟตจะนำกระแส แต่มอสเฟตอาจจะนำหรือไม่นำกระแสก็ได้ ดังนั้นควิตีไซเคิลในการทำงานของมอสเฟต D_t จะต้องมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับควิตีไซเคิลในการทำงานของสวิตช์ D เมื่อกระแสที่ไหลในสวิตช์มีทิศเป็นบวก ไดโอดจะหยุดนำกระแส แต่มอสเฟตจะต้องนำกระแส ดังนั้นช่วงของ D_t จะเป็น $D_{t,min} \leq D_t \leq D$ ซึ่งในช่วงนี้ของรูปที่ 3.5 (ข) จะเป็นแถบแรเงา รูปของสวิตช์นี้จะแสดงในรูปที่ 3.6 (ก)

รูปที่ 3.5 (ค) เป็นรูปคลื่นกระแส และแรงดันของกรณีที่ $v_{ds}(2\pi) = 0$ และ $\frac{dv_{ds}(\omega t)}{d(\omega t)} > 0$

โดยที่ $\omega t = 2\pi$ ในกรณีนี้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์จะมีค่าเป็นบวกเสมอ แต่แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ จะมีค่าเป็นได้ทั้งบวก และลบ ดังนั้นจึงต้องใช้สวิตช์ที่ให้กระแสไหลทางเดียว แต่มีแรงดันตกคร่อมสองทิศทาง ซึ่งสวิตช์ดังกล่าวจะประกอบด้วยมอสเฟตต่ออนุกรมกับไดโอด ดังรูปที่ 3.6 (ข) เมื่อแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เป็นลบ ไดโอดจะไม่นำกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ทั้งหมดจะตกคร่อมที่ไดโอด มอสเฟตจะถูกทำให้นำกระแสในช่วงที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นลบ เมื่อแรงดันเริ่มเข้าใกล้ค่า 0.7 โวลต์ ด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เป็นบวก ไดโอดจะนำกระแส ทำให้สวิตช์นำกระแส การทำงานจะเกิดในช่วง $D \leq D_t \leq D_{max}$ ดังรูปที่ 3.5 (ค) ในแถบที่แรเงา แต่ข้อเสียของการใช้สวิตช์แบบที่มีไดโอดต่ออนุกรมก็คือ จะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ที่สูงกว่า จึงเกิดการสูญเสียจากการนำกระแสที่สูงกว่าปกติ ส่วนข้อเสียอีกอย่างหนึ่งนั้น จะขึ้นอยู่กับค่าความจุไฟฟ้าภายในของมอสเฟต คือ เมื่อแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์มีค่าสูงขึ้น ค่าความจุไฟฟ้าภายในของมอสเฟตจะถูกอัดประจุด้วยไดโอดที่ต่ออนุกรมจนกว่าจะมีค่าเท่ากับแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมสวิตช์ และจะมีค่าคงที่จนกว่ามอสเฟตจะเริ่มนำกระแสอีกครั้ง เพราะว่าไดโอดจะหยุดนำกระแส ในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุภายในของมอสเฟตจะคายประจุผ่านค่าความต้านทานขณะนำกระแสของมอสเฟต และเกิดเป็นความสูญเสียในรูปของความร้อน



รูปที่ 3.6 ลักษณะของสวิตช์ที่ใช้ในการทำงานที่สภาวะกึ่งเหมาะสม

(ก) มอสเฟตต่อขนานกับไดโอด (ข) มอสเฟตต่ออนุกรมกับไดโอด

3.5 การวิเคราะห์

3.5.1 สมมติฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตามรูปที่ 3.1 จะต้องกำหนดเงื่อนไขต่างๆ ดังนี้ [17, 28]

1. มอสเฟตกำลัง และไดโอดทำงานเหมือนสวิตช์ในอุดมคติ คือ ค่าความต้านทานในขณะที่น่ากระแสจะมีค่าเป็นศูนย์ ส่วนความต้านทานในขณะที่ยุคนำกระแสจะมีค่าเป็นอนันต์ และช่วงเวลาที่ใช้ในการสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์
2. ตัวเหนี่ยวนำไอซึก L_1 มีค่าสูงมากเพียงพอที่จะทำให้กระแสคงที่ หรือมีกระแสแล้วน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้
3. ค่าตัวประกอบคุณภาพ Q_L ของโหลดเรโซแนนซ์แบบอนุกรม $L_2 - C_2 - R$ มีค่าสูงมากพอที่จะทำให้กระแส i ที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์มีรูปคลื่นเป็นไซน์ [29-31]

3.5.2 รูปคลื่นกระแส และแรงดัน

กระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะมีลักษณะเป็น ไซน์ดังสมการที่ (3.10)

$$i = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (3.10)$$

เมื่อ I_m คือ ค่าความสูงของรูปคลื่น และมุม ϕ คือ มุมเฟสเริ่มต้นของกระแส i ดังแสดงในรูปที่ 3.5 (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและข้อมูลอ้างอิงใดๆ ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_d + i_{C1} = I_{DC} - i = I_{DC} - I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (3.11)$$

สำหรับช่วงเวลาระหว่าง $0 < \omega t \leq 2\pi D$, สวิตช์จะนำกระแส ทำให้กระแส $i_{C1} = 0$ จึงสามารถเขียนสมการกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ได้ดังนี้

$$i_d = \begin{cases} I_{DC} - I_m \sin(\omega t + \phi) & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ 0 & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.12)$$

สำหรับช่วงเวลาระหว่าง $2\pi D < \omega t \leq 2\pi$, สวิตช์จะหยุดนำกระแสหรือ $i_d = 0$ ทำให้กระแสทั้งหมดไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 ดังสมการที่ (3.12)

$$i_{C1} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ I_{DC} - I_m \sin(\omega t + \phi) & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.13)$$

แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ และตัวเก็บประจุ C_1 จะเป็น

$$v_{ds} = \frac{1}{\omega C_1} \int_{2\pi D}^{\omega t} i_{C1} d(\omega t) \quad (3.14)$$

$$v_{ds} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ \frac{1}{\omega C_1} [I_{DC} (\omega t - 2\pi D) + I_m [\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)]] & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.15)$$

แทนค่า $v_{ds}(2\pi) = 0$ ลงในสมการที่ (3.15) จะได้ความสัมพันธ์ของ I_{DC} , I_m , D และ ϕ เป็น

$$I_m = I_{DC} \frac{2\pi(1-D)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} \quad (3.16)$$

แทนค่าสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.12) จะได้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ต่อหน่วยเป็น

$$\frac{i_d}{I_{DC}} = \begin{cases} 1 - \frac{2\pi(1-D)\sin(\omega t + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ 0 & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.17)$$

แทนค่าสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.13) จะได้กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 ต่อหน่วยเป็น

$$\frac{i_{C1}}{I_{DC}} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ 1 - \frac{2\pi(1-D)\sin(\omega t + \phi)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.18)$$

แทนค่าสมการที่ (3.16) ลงในสมการที่ (3.15) จะได้

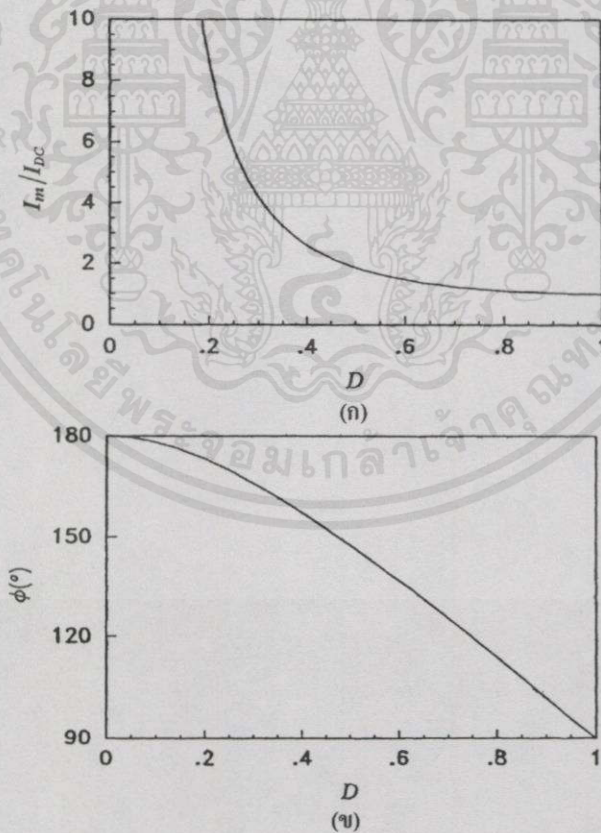
$$v_{ds} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ \frac{I_{DC}}{\omega C_1} \left\{ \omega t - 2\pi D + \frac{2\pi(1-D)[\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)]}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} \right\} & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.19)$$

จากเงื่อนไข $dv_{ds}/d(\omega t) = 0$ ที่ $\omega t = 2\pi$ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส ϕ กับคิวิตีไซเคิล D

$$\tan \phi = \frac{\cos(2\pi D) - 1}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D} \quad (3.20)$$

ซึ่งสามารถหามุมเฟส ϕ ได้เป็น

$$\phi = \pi + \arctan \left\{ \frac{\cos(2\pi D) - 1}{2\pi(1-D) + \sin 2\pi D} \right\} \quad (3.21)$$



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างขนาดต่อหน่วยและมุมเฟสของกระแสที่ไหลผ่านวงจรรเร โชนาเนซ i กับคิวิตีไซเคิล D

(ก) I_m/I_{DC} กับ D

(ข) ϕ กับ D

รูปที่ 3.7 (ข) แสดงความสัมพันธ์ของมุมเฟสเริ่มต้น ϕ กับ คิวดีไซเคิล D และจากสมการที่ (3.19) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้า จะเป็นดังสมการที่ (3.21)

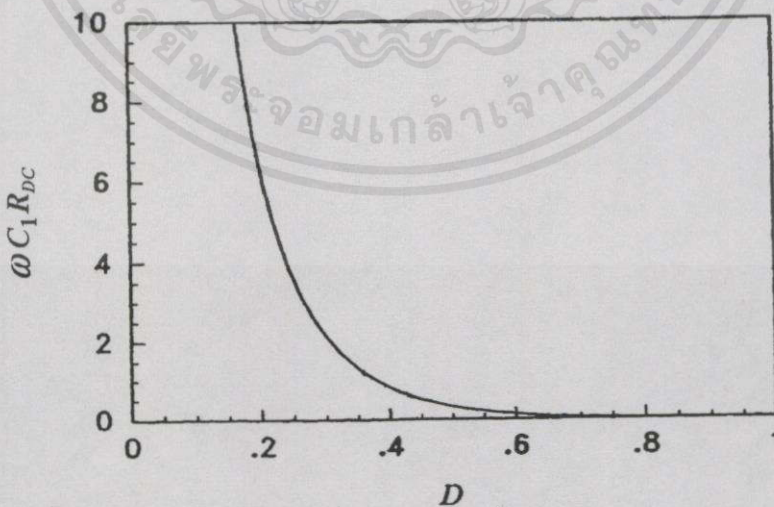
$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi D}^{2\pi} v_{ds} d(\omega t) = \frac{I_{DC}}{\omega C_1} \left\{ \frac{(1-D)[\pi(1-D) \cos \pi D + \sin \pi D]}{\tan(\pi D + \phi) \sin \pi D} \right\} \quad (3.22)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (3.21) ใหม่จะสามารถค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรอินเวอร์เตอร์ คลาส อี ได้

$$R_{DC} = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} = \frac{(1-D)[\pi(1-D) \cos \pi D + \sin \pi D]}{\omega C_1 \tan(\pi D + \phi) \sin \pi D} \quad (3.23)$$

รูปที่ 3.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงต่อหน่วย $\omega C_1 R_{DC}$ กับคิวดีไซเคิล D จากสมการที่ (3.19) และ (3.23) ซึ่งสมการแรกได้มาจากสมการรูปคลื่นแรงดันที่ตกรวมสวิตช์

$$\frac{v_{ds}}{V_{DC}} = \begin{cases} 0 & \text{for } 0 < \omega t \leq 2\pi D \\ \frac{\tan(\pi D + \phi) \sin \pi D}{(1-D)[\pi(1-D) \cos \pi D + \sin \pi D]} \{\omega t - 2\pi D + \dots\} & \\ \frac{2\pi(1-D)}{\cos(2\pi D + \phi) - \cos \phi} [\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D + \phi)] & \text{for } 2\pi D < \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.24)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ของความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้าต่อหน่วย $\omega C_1 R_{DC}$ ของ
วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ กับ D

3.5.3 ความถี่ของกระแส และแรงดัน

หาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.17) เพื่อหาค่าสูงสุดของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์เกิดขึ้นเมื่อไร ซึ่งจะได้ว่า

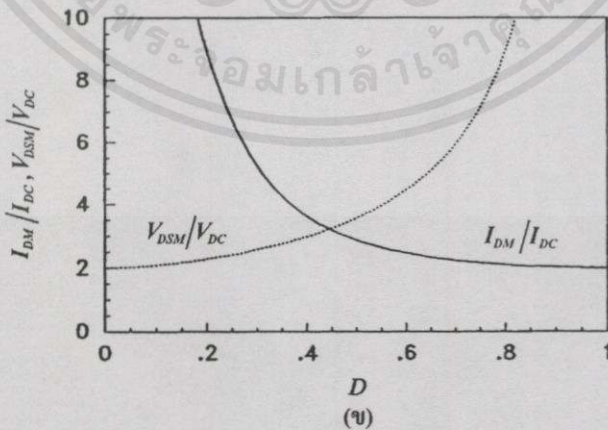
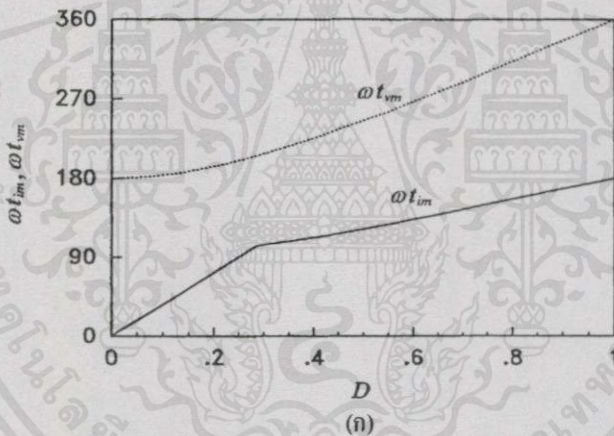
$$\omega t_{im} = \frac{3\pi}{2} - \phi \quad (3.25)$$

แทนค่าที่ได้กลับลงไปนสมการที่ (3.17) เพื่อหาค่ากระแสสูงสุดต่อหน่วย

$$\frac{I_{DM}}{I_{DC}} = 1 - \frac{\pi(1-D)}{\sin \pi D \sin(\pi D + \phi)} \quad \text{for } \omega t_{im} < 2\pi D \quad (3.26)$$

แต่ที่ค่าตัวชี้โวลต์เกิดต่ำๆ กระแสสูงสุดจะเกิดขึ้นที่ตำแหน่ง $\omega t_{im} = 2\pi D$ ดังสมการ

$$\frac{I_{DM}}{I_{DC}} = \frac{2\pi(1-D) \sin(2\pi D + \phi)}{\cos \phi - \cos(2\pi D + \phi)} + 1 \quad \text{for } \omega t_{im} = 2\pi D \quad (3.27)$$



รูปที่ 3.9 ค่าสูงสุดของกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ และแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์

(ก) ความสัมพันธ์ของ ωt_{im} และ ωt_{vm} กับ D

(ข) ความสัมพันธ์ของกระแสสูงสุดที่ผ่านสวิตช์ และแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ต่อหน่วย กับ D

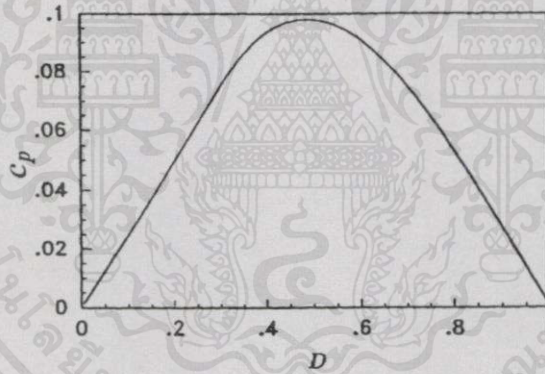
หาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.19) เพื่อหาค่าสูงสุดของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์เกิดขึ้นเมื่อไร ซึ่งจะได้ว่า

$$\omega t_{vm} = 2\pi - \phi + \arcsin\left\{\frac{\cos\phi - \cos(2\pi D + \phi)}{2\pi(1-D)}\right\} \quad (3.28)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.28) กลับลงในสมการที่ (3.19) จะสามารถหาค่าแรงดันสูงสุดต่อหน่วย V_{DSM}/V_{DC} ในรูปของ numerical โดยดั่งรูปที่ 3.9 จะเป็นการสัมพันธ์ของ ωt_{im} , ωt_{vm} , I_{DM}/I_{DC} และ V_{DSM}/V_{DC} กับค่าคิวดีไซเกิล D ถ้าไม่คิดการสูญเสีย จะสามารถหาค่ากำลังที่ขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี P_R ได้เท่ากับกำลังขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ $P_{DC} = I_{DC}V_{DC}$ โดยใช้ I_{DM}/I_{DC} และ V_{DSM}/V_{DC} แทนลงไป จะได้ความจุของกำลังขาออกเป็น [32]

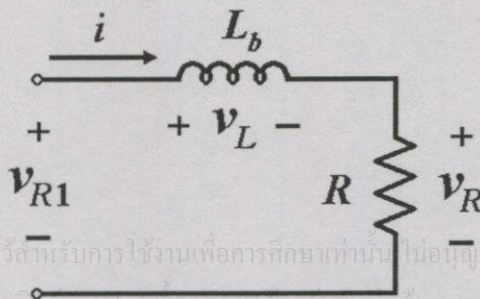
$$c_p = \frac{P_R}{I_{DM}V_{DSM}} = \frac{I_{DC}V_{DC}}{I_{DM}V_{DSM}} \quad (3.29)$$

โดยสามารถหาความสัมพันธ์ของ c_p กับ D ได้ดั่งรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ของความจุกำลังขาออก c_p กับ D

3.5.4 ความต้านทานขาเข้าของวงจรเรโซแนนซ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีการเผยแพร่เนื้อหา และต้องอัปเดตถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่สวิตซ์ f

กระแสที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะมีรูปคลื่นเป็นฟังก์ชันไซน์ทำให้ฮาร์มอนิกส์ที่มีลำดับสูงกว่ากำลังขาเข้ามีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี จึงจำเป็นจะต้องมีค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรเรโซแนนซ์ที่สูงพอ ๓ ความถี่สวิตชิ่ง f รูปที่ 3.11 จะเป็นวงจรมูลฐานของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่าความถี่สวิตชิ่ง f องค์ประกอบมูลฐานของแรงดันขาเข้าที่วงจรเรโซแนนซ์ที่ความถี่สวิตชิ่งจะมีค่าเป็น

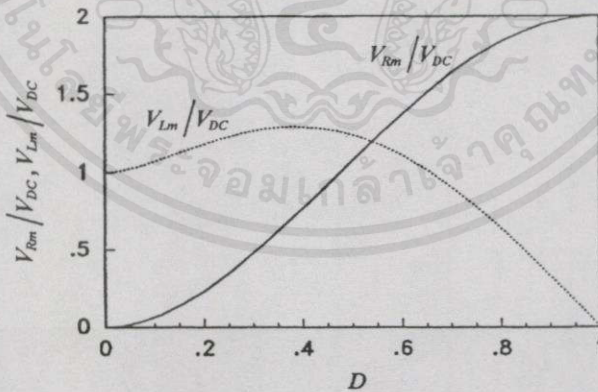
$$v_{R1} = v_R + v_L = V_{Rm} \sin(\omega t + \phi) + V_{Lm} \cos(\omega t + \phi) \quad (3.30)$$

นำสมการที่ (3.19) มาแตกอนุกรมฟูรีเยร์จะได้

$$V_{Rm} = \frac{1}{\pi} \int_{2\pi D}^{2\pi} v_{ds} \sin(\omega t + \phi) d(\omega t) = -\frac{2 \sin \pi D \sin(\pi D + \phi)}{\pi(1-D)} V_{DC} \quad (3.31)$$

แทนสมการที่ (3.19) ลงในอนุกรมฟูรีเยร์ แล้วนำผลลัพธ์ที่ได้ไปแทนในสมการที่ (3.22) ค่าสูงสุดขององค์ประกอบมูลฐานของแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานรีแอคแตนซ์ขาเข้า ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (มีค่าเท่ากับรีแอคแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ L_b) จะเป็น

$$\begin{aligned} v_{Lm} &= \omega L_b I_m = \frac{1}{\pi} \int_{2\pi D}^{2\pi} v_{ds} \cos(\omega t + \phi) d(\omega t) \\ &= \frac{1 - 2(1-D)^2 \pi^2 - 2 \cos \phi \cos(2\pi D + \phi) + \cos 2(\pi D + \phi) [\cos 2\pi D - \pi(1-D) \sin 2\pi D]}{2(1-D)\pi \cos(\pi D + \phi) [(1-D)\pi \cos \pi D + \sin \pi D]} V_{DC} \end{aligned} \quad (3.32)$$

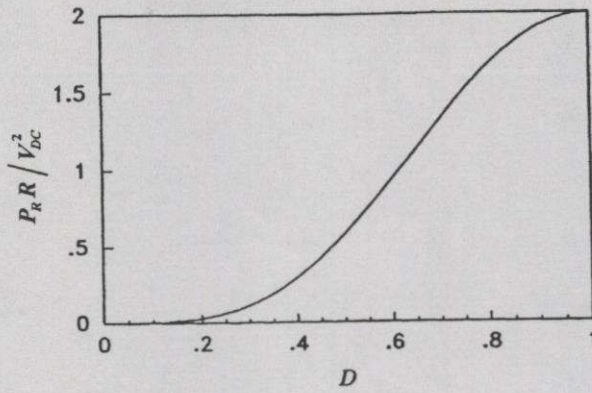


รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ของค่าสูงสุดขององค์ประกอบมูลฐาน V_{Rm}/V_{DC} และ V_{Lm}/V_{DC} กับ D

3.5.5 กำลังขาออก

จากสมการที่ (3.31) จะสามารถหาค่ากำลังขาออกได้ [33]

$$P_R = \frac{V_{Rm}^2}{2R} = \frac{2 \sin^2 \pi D \sin^2(\pi D + \phi)}{\pi^2 (1-D)^2 R} V_{DC}^2 \quad (3.33)$$



รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ของกำลังขาออกต่อหน่วย $P_R R / V_{DC}^2$ กับคิวิตซ์เซลล์ D

3.6 บทสรุปของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

บทที่ 3 ได้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ตลอดจนหลักการทำงานในลักษณะต่างๆ ของวงจร รวมทั้งการวิเคราะห์ห้วงจรในอุดมคติ ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น พอจะสรุปประเด็นสำคัญ และหลักการใช้งานคร่าวๆ ได้ดังนี้

1. ค่าความจุไฟฟ้าขาออกภายในตัวมอสเฟตกำลัง ความจุไฟฟ้าปรสิต (Parasitic capacitance) ของตัวเหนี่ยวนำใช้ L_1 และค่าความจุไฟฟ้าแฝงอื่นๆ (Stray capacitance) ให้ถือรวมอยู่ในค่าความจุไฟฟ้าที่ต่อขนานกับสวิตช์ C_1 ของ วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์
2. ความสูญเสียในขณะที่สวิตช์เริ่มนำกระแสมีค่าเป็นศูนย์
3. ความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ f จะมีค่ามากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ $f_o = 1/(2\pi\sqrt{L_2C_2})$ ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ดังกล่าวนี้ จะเกิดขึ้นในขณะที่สวิตช์นำกระแสโดยจะเป็นโหลดแบบเหนี่ยวนำ (Inductive load)
4. ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับมอสเฟตกำลัง จะหยุดนำกระแสด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสต่ำ (low di/dt) และทำให้มอสเฟตกำลัง เริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันเป็นศูนย์ เป็นการลดการสูญเสียในช่วง reverse recovery ดังนั้น ถ้ามอสเฟตกำลัง ที่เลือกใช้มีไดโอดต่อขนานอยู่ภายในแล้ว ก็สามารถใช้ได้โดยไม่ต้องหามาใส่เพิ่ม
5. การทำงานแบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ จะเกิดขึ้นได้อย่างสมบูรณ์ต้องมีค่าความต้านทานของโหลดอยู่ในช่วงตั้งแต่ ศูนย์ถึงค่าความต้านทานที่เหมาะสม R_{opt} เท่านั้น การวงจรช่วยก็เป็นอีกวิธีหนึ่งในการปรับค่าความต้านทานของโหลดให้ได้ค่าที่เหมาะสม
6. ค่าสูงสุดของแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตกำลัง จะมีค่าประมาณ 4 เท่าของค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาเข้า หัวข้อนี้เป็นข้อจำกัดที่สำคัญของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ดังนั้นวงจรนี้จึงเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานที่ใช้แรงดันขาเข้าค่อนข้างต่ำ

- 7. วงจรขับที่ใช้ในการควบคุมสามารถออกแบบได้ง่าย เพราะแรงดันที่ตกคร่อมขาเกต และขาซอร์สของมอสเฟตกำลัง จะอ้างอิงกับกราวด์ของวงจรกำลัง
- 8. วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ให้ประสิทธิภาพที่สูง และสามารถใช้งานที่ความถี่สูงได้
- 9. วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถใช้ตัวเหนี่ยวนำไอค์ L_1 ขนาดเล็ก ซึ่งมีกระแสกระเพื่อมสูง แทนตัวเหนี่ยวนำไอค์ขนาดใหญ่ที่มีกระแสกระเพื่อมต่ำได้ แต่ลักษณะการทำงานจะเปลี่ยนไป [34]
- 10. ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรเรโซแนนซ์สามารถออกแบบให้มีค่าต่างๆ ได้ แต่โดยส่วนใหญ่ มักจะให้มีความสูงๆ เนื่องจากตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์จะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ที่ใช้ในการป้องกันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง [35-36]
- 11. ความถี่ในการสวิตชิ่งสูงสุดที่วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี สามารถทำงานได้ปกติ จะถูกกำหนดจากค่าความจุไฟฟ้าขาออกภายในตัวมอสเฟตกำลัง (output capacitance: C_{oss}) ดังสมการที่ (3.34)

$$f_{max} = \frac{0.1971}{2\pi RC_{oss}} = \frac{0.05439 P_R}{V_{DC}^2 C_{oss}} \tag{3.34}$$

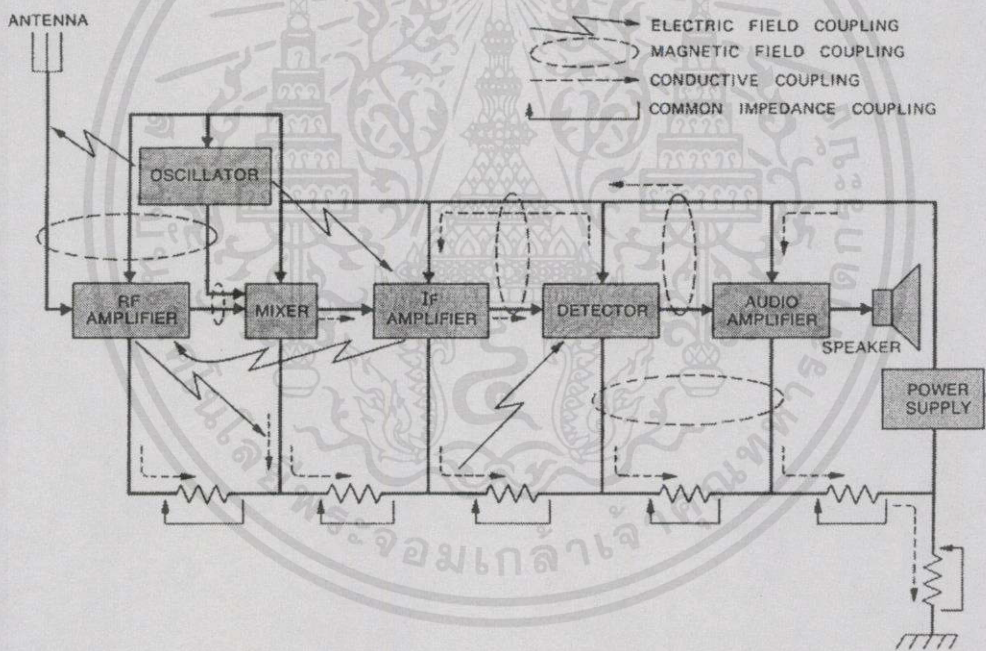


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

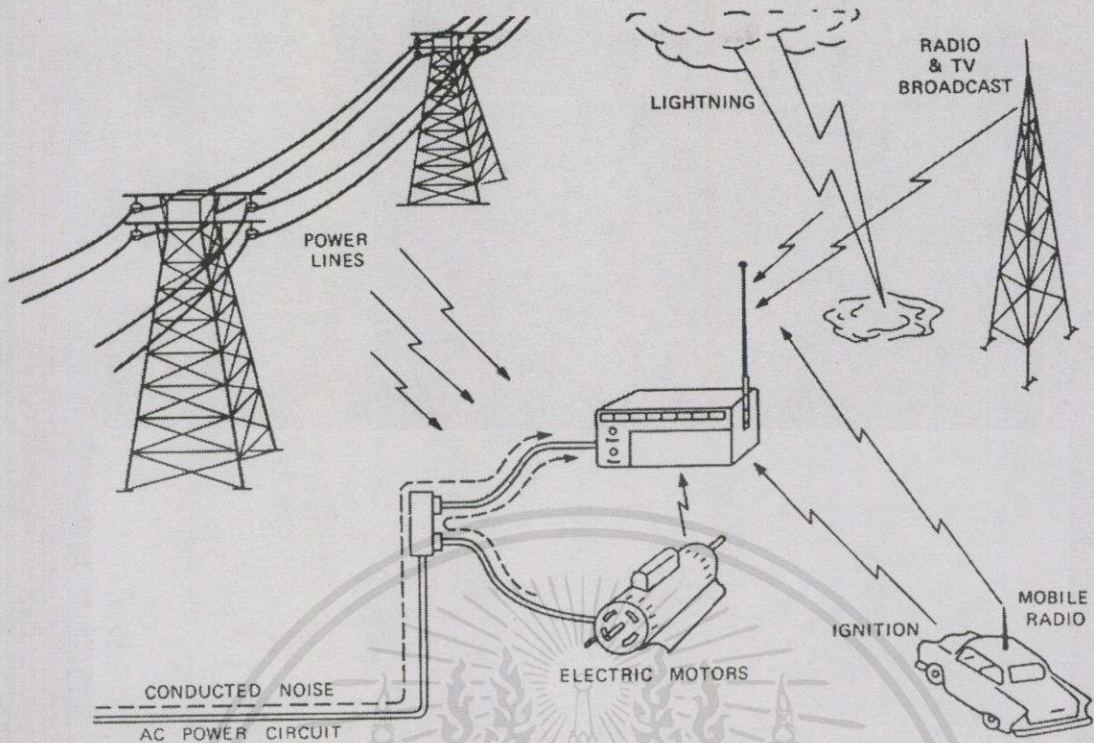
การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ

ปัจจุบันได้มีการนำวงจรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ไปใช้งานอย่างแพร่หลาย ซึ่งวงจรเหล่านี้สามารถเป็น ตัวสร้างสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ไม่ว่าจะทางตัวนำ หรือโดยการแผ่กระจายผ่านตัวกลางทางอากาศ การที่วงจรเหล่านี้มีระยะห่างระหว่างวงจรสั้นลง จะทำให้สัญญาณรบกวนที่ออกมาจากวงจร ไปรบกวนการทำงานของวงจรอื่นที่อยู่ใกล้เคียงได้ นอกจากนี้การนำวงจรจำนวนมากมาทำงานร่วมกันภายใต้พื้นที่ที่เล็กๆ อย่างในวงจรรวม (Integrated Circuit: IC) ก็มีส่วนในการเพิ่มสัญญาณรบกวน ดังนั้น เพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้ดีในสภาวะแวดล้อมจริง ผู้ออกแบบวงจรจำเป็นต้องคำนึงถึงปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนด้วย โดยวงจรต้องถูกออกแบบให้ไม่สร้างสัญญาณรบกวนแก่วงจรอื่น อีกทั้งจะต้องทนต่อสัญญาณที่มารบกวนได้ ในระดับที่มาตรฐานยอมรับด้วยเช่นกัน

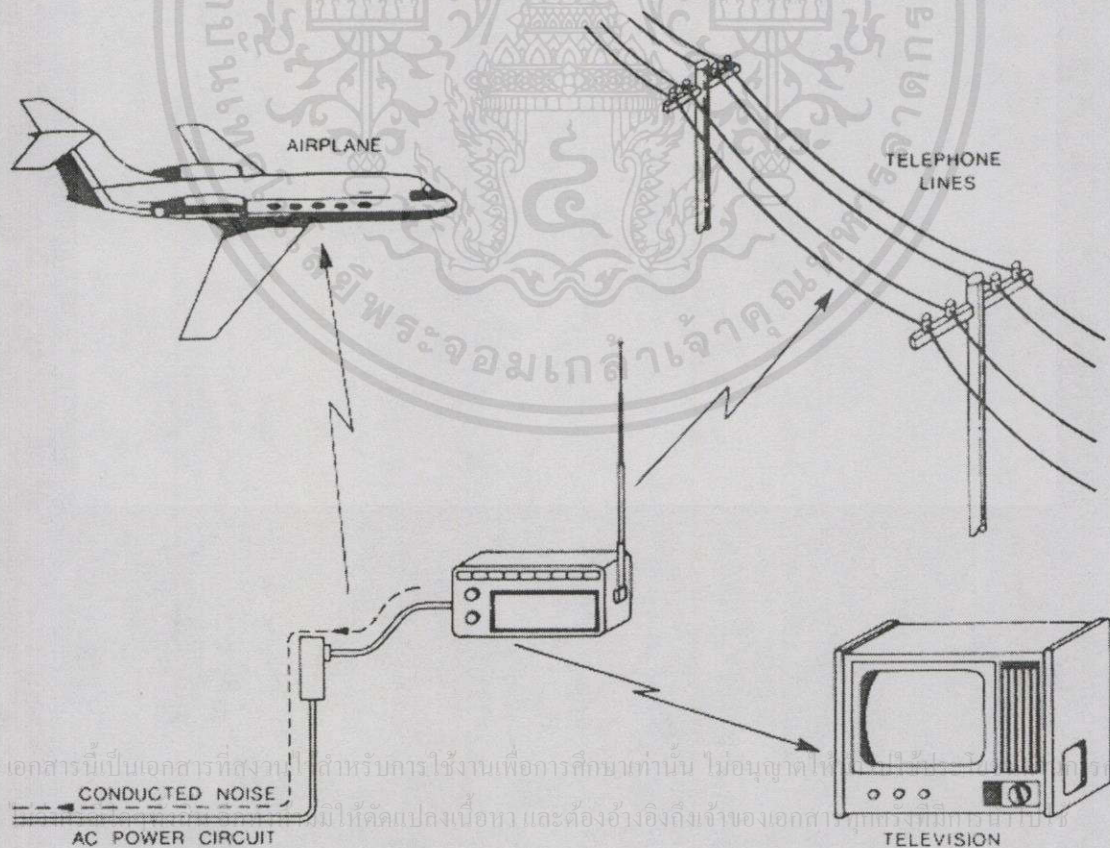


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในของเครื่องรับวิทยุ

รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในของเครื่องรับวิทยุ ซึ่งมีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนเช่นเกิดจากการเดินสายไฟ และการต่อกราวด์โดยมีอิมพีแดนซ์ที่กราวด์ร่วมกัน เป็นต้น ซึ่งส่วนแต่มีผลต่อการสร้างสัญญาณรบกวนทั้งสิ้น ซึ่งรูปที่ 4.1 นั้นแสดงให้เห็นปัญหาที่เกิดจาก “ภายใน” ของเครื่องรับ ในขณะที่รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณรบกวนจาก “ภายนอก” ของวงจร (Intra system) คือ เมื่อนำเครื่องรับวิทยุไปใช้งานจริงๆ ซึ่งผู้ออกแบบจำเป็นต้องป้องกันสัญญาณรบกวนทั้งจากภายในที่เกิดจากตัวเอง และภายนอกเพื่อให้อุปกรณ์ที่ออกแบบสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ [37-38]



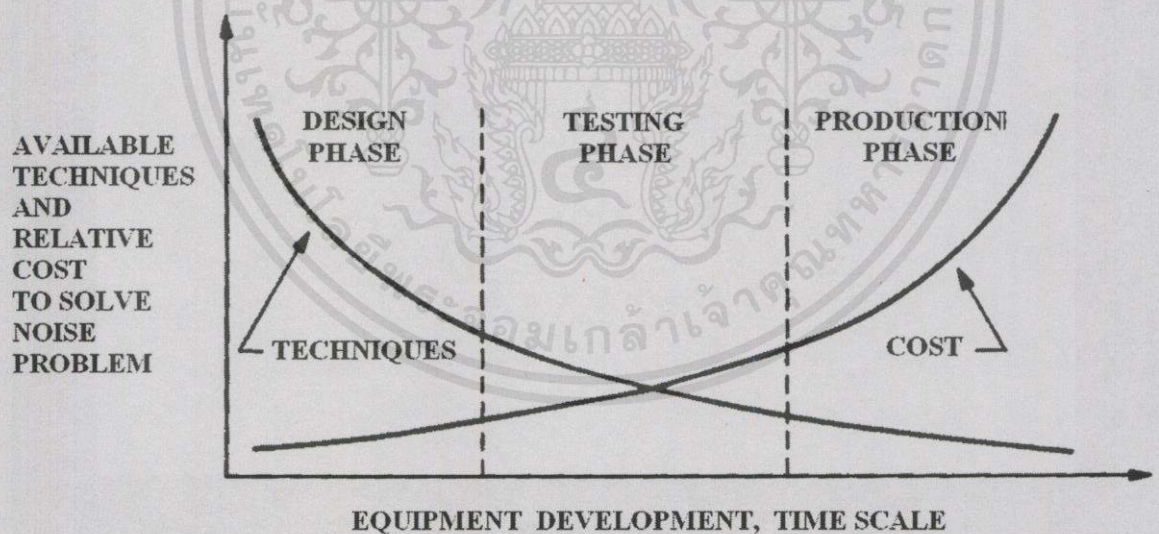
รูปที่ 4.2 สัญญาณรบกวนจากภายนอกวงจร



รูปที่ 4.3 สัญญาณรบกวนจากวงจรสู่ระบบภายนอก

รูปที่ 4.3 แสดงปัญหาหน่อเนื่องจากที่ได้กล่าวไปแล้ว คือ นอกจากจะถูกลดสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์อื่นๆ แล้ว อุปกรณ์ที่เราออกแบบนั้นอาจจะเป็นตัวสร้างสัญญาณไปรบกวนอุปกรณ์อื่นๆ ได้เช่นกัน ดังนั้น นอกจากจะต้องป้องกันไม่ให้ถูกรบกวนจากวงจรอื่นแล้ว อุปกรณ์ที่ออกแบบจะต้องไม่สร้างสัญญาณไปรบกวนอุปกรณ์อื่นอีกด้วย

“ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า” (Electromagnetic Compatibility: EMC) หมายถึง ความสามารถของอุปกรณ์ หรือระบบ ในการทำงานได้อย่างเป็นปกติ ภายใต้สิ่งแวดล้อมทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยปราศจากการถูกรบกวนจากแม่เหล็กไฟฟ้านั้นๆ ปัญหาทางด้าน EMC นี้จะต้องพิจารณาตั้งแต่เริ่มออกแบบ [39] มิฉะนั้นค่าใช้จ่ายที่ตามมาจะสูงขึ้นและวิธีแก้ไขจะยากขึ้น ซึ่งรูปที่ 4.4 เป็นกราฟแสดงเทคนิคในการแก้ปัญหา และค่าใช้จ่ายในการแก้ปัญหานั้นๆ เปรียบเทียบกับขั้นตอนในช่วงต่างๆ ตั้งแต่เริ่มออกแบบ ทดสอบ จนถึงการผลิต ซึ่งจะเห็นได้ว่า ถ้าหากอุปกรณ์ถูกออกแบบพร้อมกับการใช้เทคนิคการลดสัญญาณรบกวนตั้งแต่เริ่มต้นแล้ว วิธีที่ใช้จะเป็นแบบง่ายๆ อีกทั้งยังเสียค่าใช้จ่ายน้อยอีกด้วย ในทางตรงกันข้ามอุปกรณ์ที่ไม่มีการป้องกันเรื่องสัญญาณรบกวนตั้งแต่แรก จะต้องประสบกับปัญหาค่อนข้างแน่นอน นอกจากจะต้องออกแบบวงจรใหม่เพื่อลดสัญญาณรบกวนแล้ว วงจรส่วนที่สร้างเพิ่มขึ้นเพื่อลดสัญญาณรบกวนจะทำให้ขนาด ราคา และการสูญเสียพลังงานในขณะที่ใช้งานมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย



รูปที่ 4.4 กราฟเทคนิคและค่าใช้จ่ายในการลดสัญญาณรบกวน ในช่วงเวลาต่างๆ

“สัญญาณรบกวน” (Noise) คือ สัญญาณไฟฟ้าในวงจรที่เกิดขึ้น นอกเหนือไปจากสัญญาณที่ได้ออกแบบเอาไว้ แต่ต้องเข้าใจว่าสัญญาณขาออกที่มีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) กับขาเข้านั้น ไม่ใช่สัญญาณรบกวน แต่ก็เป็นปัญหาที่เกิดจากการออกแบบวงจร เว้นแต่ว่าสัญญาณดังกล่าวนี้ไปรบกวนวงจรอื่น จึงจะเรียกสัญญาณนี้ว่าเป็น สัญญาณรบกวน

“การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า” (Electromagnetic Interference: EMI) หมายถึง สัญญาณรบกวนที่อุปกรณ์หรือเครื่องมือใดๆ ก็ตาม สร้างออกมารบกวนอุปกรณ์ข้างเคียง หรือรบกวนตัวมันเองในขณะที่ทำงาน เป็นผลให้เกิดความผิดปกติในการทำงาน หรือทำงานได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ การรบกวนนี้จะเกิดขึ้นได้ต้องมีส่วนประกอบสำคัญ 3 ส่วน [40] ได้แก่ แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (Electromagnetic Interference Source) ส่วนที่ได้รับผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Receptor) และการเชื่อมต่อระหว่างสองส่วนแรก (Coupling) ซึ่งสามารถเชื่อมต่อได้สองลักษณะ คือ โดยผ่านทางตัวนำ เช่น สายกำลัง หรือสายสัญญาณ หรือที่เรียกว่า Conduction และการเชื่อมต่อโดยผ่านทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยจะแผ่กระจายผ่านตัวกลางทางอากาศ เรียกการเชื่อมต่อแบบนี้ว่า Radiation โดยในบทนี้จะกล่าวถึงแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า การเชื่อมต่อทั้งสองแบบ และการออกแบบวิธีการประยุกต์ใช้ในงานวิจัย

4.1 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีอยู่มากมาย หลายชนิดแตกต่างกันไป แต่จะสามารถแบ่งตามชนิดของแหล่งกำเนิดได้เป็น 2 ลักษณะ [40] ดังแสดงในหัวข้อที่ 4.1.1 และ 4.1.2

4.1.1 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายนอกวงจร

แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายนอกวงจรได้แก่ เครื่องมือเครื่องใช้ข้างเคียงที่ทำงานใกล้เคียง แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ใช้ ธรรมชาติ เช่น ฟ้าผ่า หรือแม้แต่ไฟฟ้าสถิต เป็นต้น การป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอกวงจรมันบางครั้งอาจจะป้องกันได้ โดยการวางอุปกรณ์ที่ทำงานในย่านความถี่เดียวกันไว้ห่างๆ กัน แยกวงจรที่ใช้กำลังสูง ออกให้ห่างจากวงจรควบคุมหรือวงจรกำลังต่ำ ใส่วงจรรอง และทำกล่องชิลด์ให้กับวงจร ก็จะสามารถป้องกันไม่ให้เกิดการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอกได้

4.1.2 แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายในวงจร

แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนภายในวงจร เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่น ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ หม้อแปลง และอุปกรณ์สวิตซ์ต่างๆ เช่น ไดโอด ทรานซิสเตอร์ มอสเฟต เป็นต้น โดยส่วนมากจะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของกระแส และแรงดันที่ความถี่สูง หรือเกิดจาก di/dt และ dv/dt รวมทั้งการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิอันเนื่องมาจากความต้านทานภายในของตัวนำไฟฟ้า (Thermal noise) การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายในวงจรมันไม่สามารถหลีกเลี่ยงโดยการวางห่างๆ กันได้ จึงจำเป็นต้องมีการแก้ไขที่ตัววงจรเอง เพื่อที่จะทำให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ และลดความเสี่ยงต่อการรบกวนกันเอง ซึ่งวิธีการลดสัญญาณรบกวนที่พบบ่อยๆ ได้แก่ การชิลด์ตัวนำ (Shielding) การต่ออุปกรณ์ลงกราวนด์ (Grounding) การทำให้วงจรสมดุล (Balancing) การกรองสัญญาณ (Filtering) การแยกวงจร (Isolating) การวางตำแหน่งของวงจร (Separation and orientation) การควบคุมระดับอิมพีแดนซ์ภายในวงจร (Circuit impedance level

control) การออกแบบสายสัญญาณ (Cable design) และเทคนิคการหักล้าง (Cancellation techniques)

4.2 โหมดการเชื่อมต่อ (Coupling Mode)

วิธีการเชื่อมต่อของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า หมายถึง วิธีการหรือทางเดินของสัญญาณรบกวนจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ ไปยังตัวรับสัญญาณรบกวน ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งการป้องกันสัญญาณรบกวน สามารถทำได้ 3 วิธี คือ ทำให้แหล่งกำเนิดไม่สามารถส่งสัญญาณรบกวนออกไป ทำให้ตัวรับไม่ตอบสนองต่อสัญญาณรบกวน และลดการส่งสัญญาณรบกวนผ่านการเชื่อมต่อให้น้อยที่สุด ซึ่งการเชื่อมต่อจะสามารถเกิดขึ้นได้ 2 แบบ คือ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจาย และการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมการส่งผ่านสัญญาณรบกวน

4.2.1 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจาย

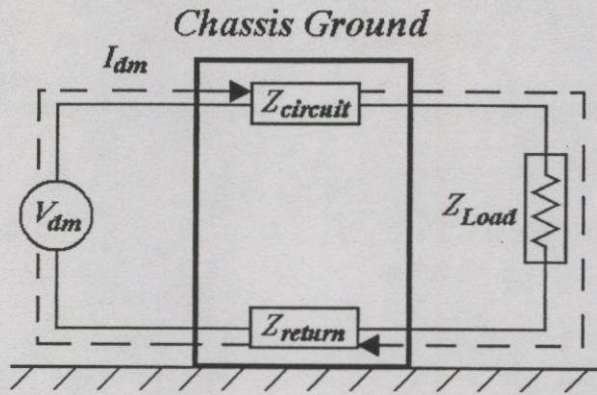
การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจาย (Radiated interference) เกิดขึ้นในอุปกรณ์ที่ใช้ความถี่สูง โดยเฉพาะกับอุปกรณ์ไร้สาย (wireless) [38-39] หรือเกิดจากการสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์ต่างๆ ภายในวงจร ซึ่งตามมาตรฐานของ “คณะกรรมการเทคนิคไฟฟ้าระหว่างชาติ” (International Electrotechnical Commission: IEC) ได้กำหนดให้วัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจายโดยเริ่มต้นที่ความถี่ 30MHz ขึ้นไปจนถึง 1GHz การป้องกันสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าแบบนี้ สามารถป้องกันได้โดยการชิลด์ และการใช้เทคนิคอื่นๆ

4.2.2 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ

การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ (Conducted interference) จะเกิดกับอุปกรณ์ที่ใช้ความถี่ต่ำถึงปานกลาง การรบกวนเกิดจากสัญญาณที่มีความถี่ในย่านตั้งแต่ 150kHz ถึง 30MHz ผ่านตัวกลางที่เป็นตัวนำไฟฟ้าไปยังอุปกรณ์ข้างเคียง ทำให้เกิดการรบกวนที่ผิดพลาด

4.2.2.1 โหมดผลต่าง

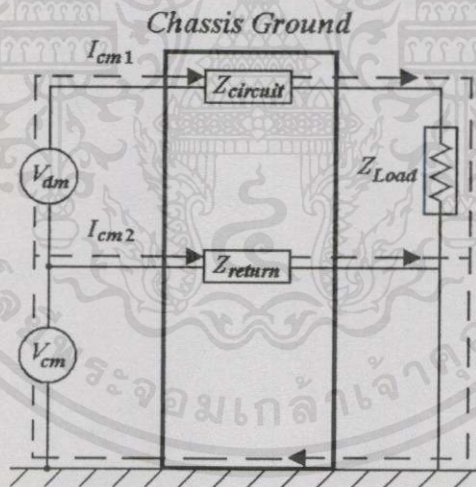
โหมดผลต่าง (Differential Mode) คือ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการเชื่อมต่อของระบบไฟฟ้าเฉพาะใน line และ neutral เท่านั้น ให้ถือว่า วงจรนี้ไม่มีส่วนใดต่อลงกราวด์ ดังนั้น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะเป็นดังรูปที่ 4.6 [38, 39, 41]



รูปที่ 4.6 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนใน โหมดผลต่าง

4.2.2.2 โหมดร่วม

โหมดร่วม (Common Mode) คือ การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการเชื่อมต่อของระบบไฟฟ้า กับกราวด์ของระบบ ทั้งในส่วนของ line และ neutral โดยจะถือว่าทั้ง line และ neutral ของระบบไฟฟ้าเป็นแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าไหลลงกราวด์ของระบบดังรูปที่ 4.7 โดยผ่านทางตัวเก็บประจุปรสิต (Parasitic capacitor) ที่อยู่ระหว่างตัวนำ กับกราวด์ของวงจร



รูปที่ 4.7 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนใน โหมดร่วม

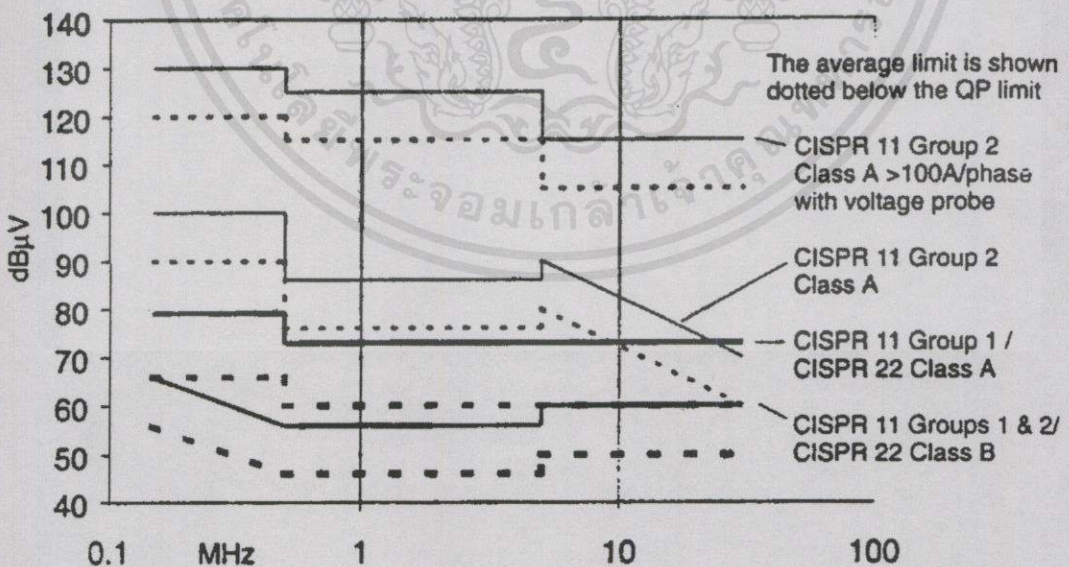
4.3 การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามมาตรฐาน CISPR

การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกดองนั้น จะต้องมีอุปกรณ์ที่จำเป็นจะต้องใช้หลายอย่าง และเพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานนานาชาติ ในหัวข้อนี้จะนำเสนอลักษณะการติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำในโหมดร่วม ซึ่งได้แปล และเรียบเรียงมาจากมาตรฐาน CISPR 11 [42] และ CISPR 22 [43] (COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES: CISPR) โดยมีเงื่อนไขของอุปกรณ์ดังนี้

4.3.1 AMN/LISN

เครื่องมือที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถติดตั้งได้ง่าย โดยการต่อไว้ที่ทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายไฟของอุปกรณ์ที่ต้องการจะวัด (Equipment Under Test: EUT) ซึ่งสาเหตุที่ต้องต่อเครื่องวัดไว้ที่ด้านเข้าของแหล่งจ่ายไฟ เพราะที่ด้านออกของแหล่งจ่ายไฟ เป็นเส้นทางหลักของสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์จะไปรบกวนวงจรอื่นทางตัวนำ และเพราะว่าสายที่ต่อจากแหล่งจ่าย จะทำตัวคล้ายกับเป็นสายอากาศ แม้สัญญาณรบกวนออกไปด้วยความถี่ที่ทำการทดลอง จาก EN 55022 (CISPR 22) ฉบับพิมพ์ครั้งที่ 3 เมื่อปี 1997 [43] ได้นำเสนอการทดลองการรบกวนทางตัวนำที่พอร์ตโทรคมนาคม (telecommunication ports) แต่ที่กล่าวไว้ก็ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้อีกมาก ในรูปที่ 4.8 คือ ระดับเส้นเปรียบเทียบ หรือกลุ่มเส้นจำกัด (limit) ที่ความถี่ต่าง ๆ ของ CISPR เกือบทุกมาตรฐาน โดยที่ Class A (เส้นทึบ) ใช้กับอุปกรณ์ที่ใช้ในเชิงการค้า และอุตสาหกรรม และ Class B (เส้นประ) ใช้สำหรับอุปกรณ์สำนักงาน ที่พักอาศัย ซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับการค้า และอุตสาหกรรม

เส้นจำกัดเหล่านี้ได้สมมติความต้านทานที่ความถี่วิทยุ เพื่อเตรียมสำหรับการทดลอง ซึ่งโดยทั่วไป ความต้านทานหลักสามารถปรับค่าได้กว้างแค่ไหนขึ้นอยู่กับสิ่งที่แวดล้อมที่จะทำการวัด เมื่อทำการวัดแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน และถ้า EUT มีความต้านทานต่ออยู่กับแหล่งจ่าย โดยไม่สามารถทราบได้ว่ามีค่าเท่าไร แต่อาจจะมีค่าค่อนข้างสูง ในการทดลองให้ทำการวัดค่าหลายๆ ครั้ง จากหลายๆ ห้องทดลองที่มีค่าเท่ากัน ความต้านทานหลักที่ต่อเข้าไปจะต้องมีความเสถียรภาพ นั่นเป็นที่มาของ Artificial Main Network หรือ AMN ตามมาตรฐาน CISPR หรือ Line Impedance Stabilization Network หรือ LISN ตามมาตรฐานอเมริกา และรวมไปถึงโครงข่ายชนิดอื่นๆ ด้วย



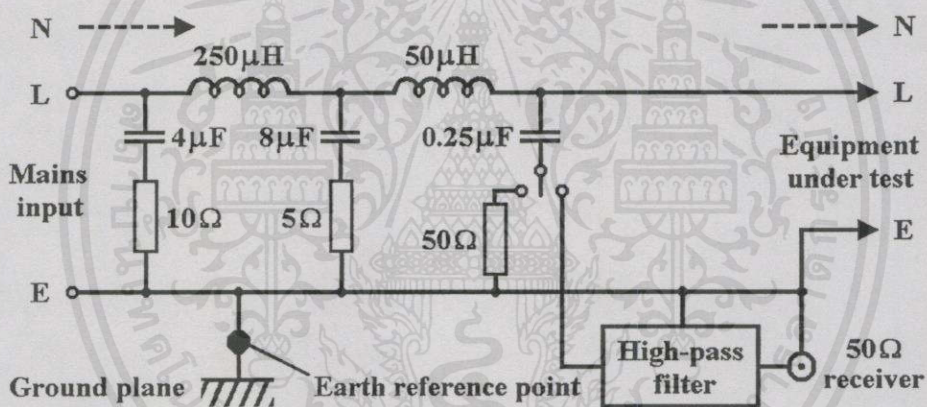
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 4.8 เส้นจำกัดของการรบกวนทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR

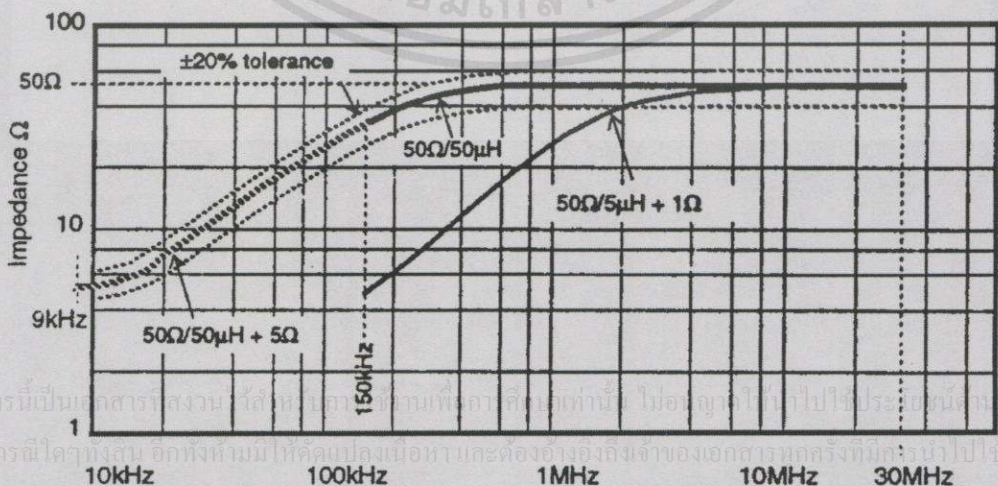
ในการพิมพ์ครั้งที่ 3 ฉบับพิมพ์ครั้งที่ 3 เมื่อปี 1997 [43] ได้นำเสนอการทดลองการรบกวนทางตัวนำที่พอร์ตโทรคมนาคม (telecommunication ports) แต่ที่กล่าวไว้ก็ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้อีกมาก

ข้อบังคับเกี่ยวกับ AMN/LISN จะอยู่ใน CISPR 16-1 [44] ซึ่งจะมีค่าที่แตกต่างกันออกไป แต่ที่นิยมใช้เป็นมาตรฐานในการทดสอบคือ $50 \Omega / 50 \mu\text{H} \pm 5 \Omega$ AMN/LISN จากข้อบังคับต้องการหมายถึง ความต้านทานระหว่างสายแต่ละเส้นกับจุดดิน (earth) จะมีค่าเป็น 50Ω ขนานกับ $50 \mu\text{H}$ ที่ความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz แต่ถ้าต้องการทดสอบที่ความถี่ต่ำกว่า 150 kHz จะใช้ตัวต้านทาน 5Ω ต่ออนุกรมกับ $50 \mu\text{H}$ แทน รูปที่ 4.9 เป็นวงจรพื้นฐานของโครงข่ายดังกล่าว และรูปที่ 4.10 เป็นการตอบสนองต่อความถี่ตามมาตรฐาน CISPR 16-1 โครงข่ายที่ใช้ในแต่ละสายจะต้องมีค่าที่เท่ากันทั้ง 2 สาย ในกรณี 1 เฟส และ 3 หรือ 4 สายในกรณี 3 เฟส วงจรกรองแบบความถี่สูงผ่านอาจจะไม่ต้องมีก็ได้ แต่ในเชิงพาณิชย์จะต่อไว้กับ AMN/LISN เพื่อช่วยลดความถี่ต่ำ (50 Hz และฮาร์โมนิกส์) ที่ไหลผ่านเครื่องมือวัด และป้องกันผลที่เกิดจากกระแสเกิน

AMN/LISN จะต้องนำสัญญาณที่จะวัดทั้งสองสาย มาต่อเข้ากับอุปกรณ์รับสัญญาณที่มีความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) ต่ำ และสามารถปรับระดับของสัญญาณที่จะวัดได้ เพื่อยกระดับให้แยกออกจากแหล่งจ่ายไฟ วิธีการเหล่านี้สามารถทำได้โดยใช้ส่วนต่างๆ ในโครงข่าย



รูปที่ 4.9 วงจร AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR



รูปที่ 4.10 การตอบสนองของ ความต้านทานต่อความถี่ของ AMN/LISN

CISPR 16-1 ได้กำหนดโครงข่าย $50 \Omega / 50 \mu\text{H} \pm 5 \Omega$ ซึ่งมีค่าความต้านทานต่อความถี่ดังรูปที่ 4.10 สามารถใช้ได้กับกระแสสูงสุด 500 A อย่างไรก็ตามจะไม่สามารถใช้เป็นวงจรอ้างอิงให้กับทุกมาตรฐานของ CISPR ได้ เพราะค่อนข้างจะเป็นเชิงพาณิชย์จึงใช้ได้ในช่วงที่ไม่กว้างมาก

สิ่งสำคัญในการใช้ AMN/LISN ก็คือต้องต่อจุดเปรียบเทียบเข้ากับแผ่นกราวด์ (ground plane) ซึ่งพบได้ตามมาตรฐานในการวัดทั่วไป จะเสมือนมีค่าความจุไฟฟ้าประมาณ $12 \mu\text{F}$ ต่ออยู่ระหว่างแต่ละสายกับกราวด์ ถ้าเป็นเหตุการณ์จริงที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 230 V ความถี่ 50 Hz และมีค่าความจุไฟฟ้านี้ต่ออยู่ด้วย ซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะทำให้เกิดกระแสประมาณ 0.9 A ไหลผ่านตัวเก็บประจุลงดิน กระแสนี้จะเป็นอันตรายอย่างมาก หากไม่มีการป้องกันโดยการต่อสายลงดิน ดังนั้นจะต้องแหล่งจ่ายและระบบสายดินที่เชื่อถือได้เมื่อต้องการใช้ AMN/LISN การทดลองโดยทั่วไปจึงต้องมีข้อบังคับในเรื่องนี้เพื่อความปลอดภัยแก่ผู้ใช้ อุปกรณ์ที่ใช้จึงต้องมีฉลากเกี่ยวกับวิธีใช้อย่างปลอดภัยจากผู้ประกอบการเพื่อป้องกันกระแสรั่วที่มีค่าสูง และต้องต่อสายดินทุกครั้ง ถ้าไม่ได้ทำการแยกระบบ (isolate) ของ AMN/LISN ออกจากแหล่งจ่ายไฟและจุดเปรียบเทียบหลัก [42]

ผลกระทบที่สองของกระแสรั่วจากแหล่งจ่ายไฟของ AMN/LISN ไม่สามารถจะป้องกันโดยใช้ earth leakage หรือ residual current circuit breaker (RCB) ได้ ดังนั้นถ้าต้องการความปลอดภัยที่แน่นอน ควรใช้หม้อแปลงแยกระบบที่จะวัดออกจากแหล่งจ่ายไฟ และวิธีนี้จะไม่มีผลต่อความถี่วิทยุที่ต้องการจะวัดด้วย ถึงแม้ว่าจะถูกจำกัดกระแสโดยแหล่งจ่าย ซึ่งอาจเป็นปัญหาในของวงจรแปลงระดับแรงดันไฟฟ้า เช่น แหล่งจ่ายไฟตรงแบบใหม่ซึ่งเป็นที่นิยม อาจทำให้หม้อแปลงอิมิตด้วยกระแสที่สูงมากในทุกครั้งคาบ วิธีนี้จะทำให้รูปคลื่นผิดเพี้ยนไป และทำให้การวัด EMI ผิดจากความเป็นจริง ทำให้ต้องใช้พิคกิ้งโวลต์แอมป์ที่สูงในการทดลอง [45]

4.3.2 แผ่นกราวด์

เมื่อต้องการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ โดยให้อุปกรณ์ที่ต้องการจะวัด หรือ EUT ตั้งอยู่บนโต๊ะทดลอง จะต้องตั้งให้สูงกว่าแผ่นโลหะที่ใช้ทำเป็นกราวด์อ้างอิง 0.4 เมตร โดยที่แผ่นโลหะจะต้องมีขนาดกว้างและยาวอย่างน้อยด้านละ 2 เมตร [42, 43, 46] และจะต้องตั้งให้ห่างจากแผ่นโลหะอื่นที่ไม่เกี่ยวข้องกับการทดลองอย่างน้อย 0.8 เมตร ถ้าอุปกรณ์ที่ต้องการวัดบรรจุอยู่ในกล่องปิด ให้ถือวาระยะห่างจากแผ่นกราวด์อ้างอิง 0.4 เมตรนี้ วัดถึงวัสดุที่ใช้ทำกล่อง ถ้าอุปกรณ์ที่ต้องการวัดไม่ได้บรรจุอยู่ในกล่องปิด ให้ถือวาระยะห่างจากแผ่นกราวด์อ้างอิง 0.4 เมตรนี้ วัดถึงแนวระดับของแผ่นกราวด์ภายในวงจร

แผ่นกราวด์จะต้องวางอยู่ที่พื้นระดับแนวราบ ได้โต๊ะที่จะใช้ในการทดลอง และต้องทำการยึดแผ่นกราวด์ให้มั่นคง ด้วยวัสดุที่ไม่ได้ทำมาจากโลหะ หรืออาจใช้พื้น ที่ทำด้วยโลหะแทนแผ่นกราวด์ก็ได้ และแผ่นกราวด์ที่ใช้จะต้องมีขอบที่อยู่เลยจากขอบของอุปกรณ์ที่ต้องการจะวัด ไม่น้อยกว่า 0.5 เมตร มีขนาดไม่ต่ำกว่า 2 เมตรคูณ 2 เมตร

จุดกราวนด์อ้างอิงของ AMN/LISN และ Impedance Stabilization Network (ISN) จะต้องต่อกับแผ่นกราวนด์ด้วยตัวนำ โดยให้สายที่ใช้ต่อสั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ [43]

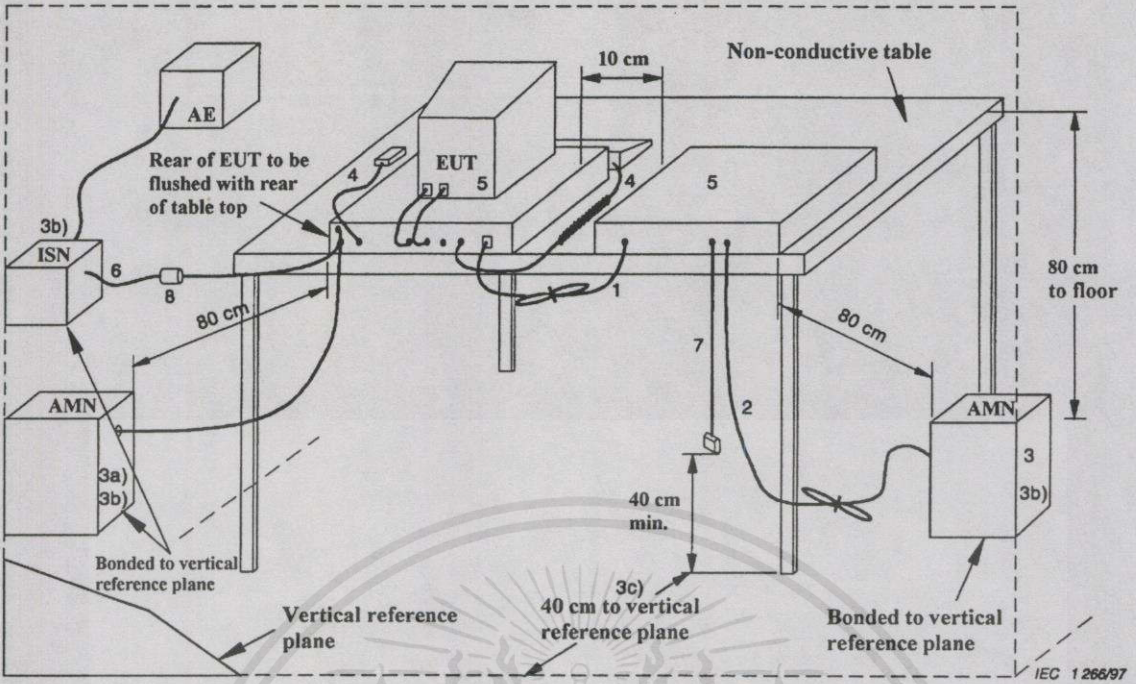
4.3.3 เครื่องรับสัญญาณที่ได้จากการวัด

เครื่องรับสัญญาณที่ได้จากการวัด ปกติมักจะใช้ Spectrum analyzer เป็นเครื่องรับสัญญาณ ซึ่งเครื่องรับสัญญาณที่ใช้ในการวัดแบบ quasi-peak จะต้องเป็นไปตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16-1 [44] เครื่องรับสัญญาณแบบ average จะต้องเป็นไปตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16-1 และจะต้องมี bandwidth 6 dB ตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16-1 ส่วนเครื่องรับสัญญาณแบบ peak จะต้องเป็นไปตามมาตรฐานข้อ 3 ของ CISPR 16-1 และจะต้องมี bandwidth 6 dB ตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16-1

4.3.4 การติดตั้งเครื่องมือวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ แบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ

รูปที่ 4.11 จะเป็นตำแหน่งการติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ แบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ ซึ่งมีเงื่อนไขการติดตั้งดังนี้ [43, 47]

1. ถ้าสายตัวนำซึ่งห้อยอยู่ต่ำกว่า 40 เซนติเมตรเหนือแนวระดับของแผ่นกราวนด์ และไม่สามารถทำให้สั้นได้ จะต้องมัดทาบปลายสายให้มีความยาวระหว่าง 30 ถึง 40 เซนติเมตร
2. สายไฟจากแหล่งจ่ายจะต้องมัดทาบกันให้สายสั้นที่สุด
3. อุปกรณ์ที่ต้องการจะวัดต้องต่อกับ AMN/LISN 1 ตัว โดยที่ AMN/LISN และ ISN ทุกตัวจะต้องต่อเข้ากับแผ่นกราวนด์ที่อยู่ในแนวระดับ
 - a) แหล่งจ่ายไฟทุกส่วนของระบบจะต้องต่อมาจาก AMN/LISN ตัวที่ 2 โดยสามารถติดตั้งให้มีปลายแบบใช้ได้หลายอุปกรณ์
 - b) AMN/LISN และ ISN ที่ใช้เป็นที่ใช้เป็นตัวอ้างอิง จะต้องวางห่างจากอุปกรณ์ที่ทำการวัด 80 เซนติเมตร และอย่างน้อย 80 เซนติเมตร จากอุปกรณ์อื่นๆ และแผ่นโลหะอื่นๆ
 - c) สายไฟหลัก และสายสัญญาณ ควรวางให้อยู่ห่างกันมากที่สุดเท่าที่จะทำได้ และจะต้องอยู่สูงจากแผ่นกราวนด์อ้างอิง 40 เซนติเมตร
4. สายของเครื่องมือที่ใช้ร่วมในการวัด เช่น สายคีย์บอร์ด สายเมาส์ และอื่นๆ ให้วางในเหมือนการใช้งานทั่วไป
5. สิ่งที่อยู่รอบๆ ภายนอกจะต้องอยู่ห่างอย่างน้อย 10 เซนติเมตรจากอุปกรณ์อื่นข้างเคียง และจากตัวควบคุม ยกเว้น จอภาพซึ่งต้องใช้ในการทดสอบ สามารถวางอยู่บนตัวควบคุมได้
6. มีสายสัญญาณเข้าออก สำหรับต่อกับอุปกรณ์ภายนอก
7. ที่ปลายสายสัญญาณเข้าออก ที่ไม่ได้ต่อกับอุปกรณ์ช่วยสามารถปล่อยลอยเอาไว้ หรืออาจต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์ก็ได้
8. ถ้าจำเป็นต้องใช้ current probe ควรวางห่างจาก ISN ไม่น้อยกว่า 0.1 เมตร

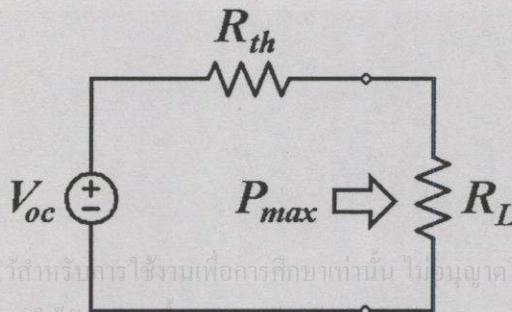


AMN = Artificial mains network
 AE = Associated equipment
 EUT = Equipment under test
 ISN = Impedance stabilization network

รูปที่ 4.11 การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ แบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ [43]

4.4 ความสัมพันธ์ของความต้านทานไฟฟ้า กับการส่งผ่านพลังงาน

การส่งผ่านพลังงานของวงจรอาจมีการสูญเสียเกิดขึ้นตลอดทาง และการสูญเสียที่เกิดขึ้นนี้จะมีมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานภายในวงจร โดยในหัวข้อนี้ จะแสดงตัวอย่างการส่งผ่านพลังงานภายในวงจรให้ได้กำลังขาออกมีค่าที่มากที่สุด รูปที่ 4.12 แสดงวงจรสมมูลของการส่งผ่านพลังงานไปยังโหลด โดยพลังงานที่โหลดจะได้รับ P_L จะมีค่าดังสมการที่ (4.1)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแบบลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

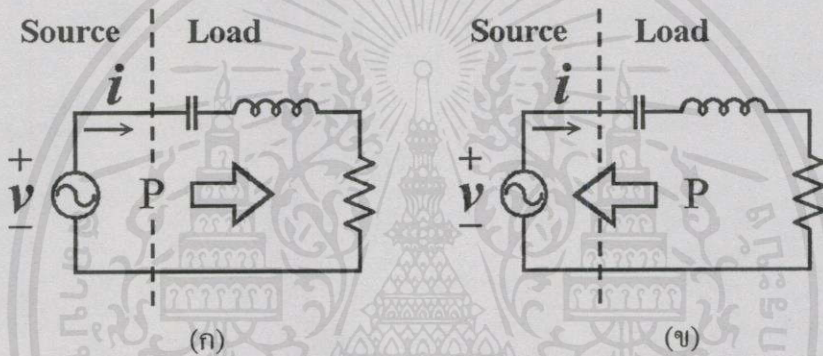
รูปที่ 4.12 วงจรสมมูลแสดงการส่งผ่านพลังงานไปยังโหลด

$$P_L = \frac{V_{oc}^2 R_L}{(R_{th} + R_L)^2} = \frac{V_{oc}^2}{4R_{th}} \left[1 - \left(\frac{R_{th} - R_L}{R_{th} + R_L} \right)^2 \right] \quad (4.1)$$

จากสมการที่ (4.1) พบว่าถ้าต้องการให้พลังงานส่งผ่านไปยังโหลดสูงสุดจะต้องทำให้ R_L มีค่าเท่ากับ R_{th} ซึ่งพลังงานที่ถูกส่งผ่านไปยังโหลดนั้นจะมีค่าเท่ากับ $V_{oc}^2/4R_{th}$

หลักการดังกล่าวนี้สามารถใช้เป็นแนวทางในการศึกษาการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานภายในวงจรที่มีความซับซ้อนกว่านี้ โดยอาศัยหลักการนี้ในการคำนวณหาค่าความต้านทานที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรสามารถส่งพลังงานไปยังโหลดได้สูงสุด [48]

4.5 ความแตกต่างของมุมเฟสที่มีผลต่อการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า



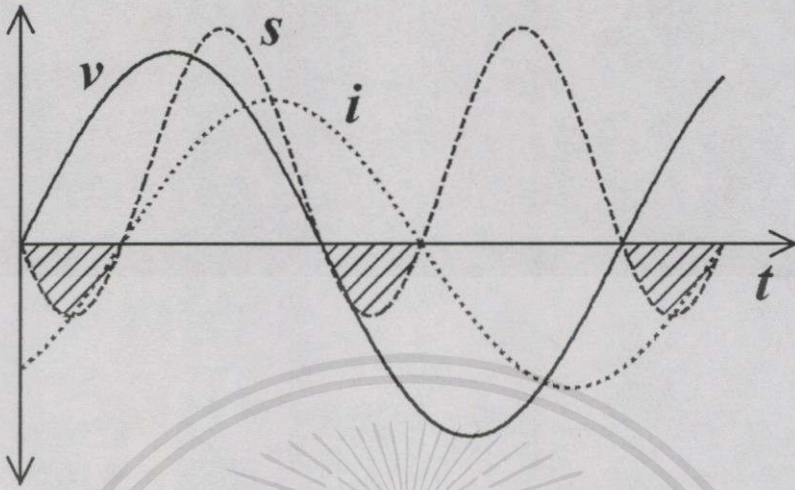
รูปที่ 4.13 วงจรสมมูลในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า

(ก) จากอินเวอร์เตอร์ไปโหลด

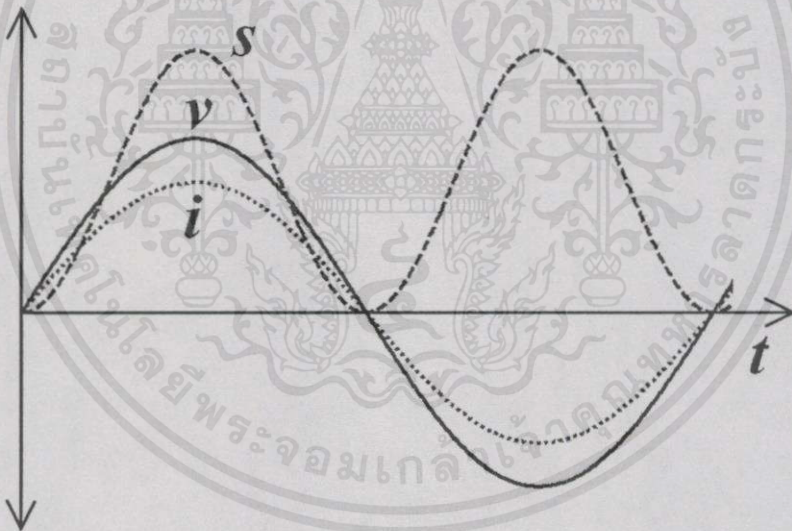
(ข) จากโหลดไปอินเวอร์เตอร์

ในการออกแบบวงจร ผู้ออกแบบย่อมต้องการให้วงจรที่ออกแบบสามารถที่จะส่งผ่านพลังงานไปยังโหลดได้สูงสุด หรือมีการสูญเสียต่ำที่สุด รูปที่ 4.13 (ก) เป็นวงจรสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้กับวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม แต่ถ้ามองในมุมกลับกัน วงจรเรโซแนนซ์ก็สามารถทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับคืนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ได้เช่นเดียวกัน ฉะนั้น การที่จะส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปในทิศทางใดนั้น จึงขึ้นอยู่กับว่าแรงดันและกระแสภายในวงจร เมื่อเป็นเช่นนั้น ก็จะสามารถสรุปได้ว่า หากกำหนดให้อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่าย โดยที่ทิศทางกระแสและแรงดันที่แหล่งจ่ายเป็นดังรูปที่ 4.13 (ก) แล้ว ผลคูณของแรงดันและกระแสมีค่าเป็น “บวก” แสดงว่ากำลังไฟฟ้าได้ถูกส่งไปยังโหลด แต่หากผลคูณของแรงดันและกระแสดังกล่าว มีค่าเป็น “ลบ” ย่อมหมายถึงการส่งผ่านพลังงานย้อนกลับ หรือหมายถึงวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เป็นโหลดของวงจรแทนดังแสดงในรูปที่ 4.13 (ข) ซึ่งพื้นที่บริเวณที่แรงภายในรูปที่ 4.14 หมายถึงกำลังไฟฟ้าที่ถูกส่งคืนจากโหลดไปยังแหล่งจ่าย เนื่องจากมุมระหว่างแรงดันและกระแสของโหลดมีค่าที่ไม่ใช่ “ศูนย์”

ทำให้ผลคูณของรูปคลื่นแรงดันและกระแส หรือกำลังไฟฟ้าในบางช่วง มีค่าเป็น “ลบ” ทำให้การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าในช่วงที่ผลคูณเป็น “ลบ” ถูกส่งจากวงจรเรโซแนนซ์ไปยังแหล่งจ่าย



รูปที่ 4.14 กำลังไฟฟ้าในกรณีที่มุมของรูปคลื่นแรงดันนำหน้ากระแส 60 องศา



รูปที่ 4.15 กำลังไฟฟ้าในกรณีที่มุมระหว่างรูปคลื่นแรงดันกับกระแสมีค่าเป็นศูนย์

สิ่งที่ต้องพิจารณาคือ การจ่ายกำลังย้อนกลับจะมีค่าน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับพื้นที่แรงงา ในรูปที่ 4.14 ว่ามีค่าเท่าใด ซึ่งพื้นที่แรงงานี้จะสัมพันธ์กับมุมเฟสของกระแสและแรงดัน ซึ่งจะเห็นว่า จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นลำดับ เมื่อความแตกต่างระหว่างมุมของรูปคลื่นแรงดัน และกระแสมีค่ามุมต่างกันตั้งแต่ค่ามากกว่า ศูนย์ จนถึง 90 องศา ทั้งแบบที่แรงดันนำหน้า และล่าหลังกระแส ซึ่งกำลังที่จ่ายย้อนกลับนี้ จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อมุมระหว่างรูปคลื่นแรงดันกับกระแสมีค่าเป็นศูนย์ คือ ไม่มีกำลังส่งย้อนกลับจากโหลดมาแหล่งจ่าย

วงจรรีโอดิวเตอร์ที่ใช้งานที่ความถี่สูง ย่อมจะสร้างฮาร์มอนิกส์ลำดับต่างๆ ขึ้นที่ความถี่สูงด้วย ฮาร์มอนิกส์เหล่านี้จะเกิดขึ้นทั้งกระแส และแรงดันเช่นเดียวกับที่ความถี่มูลฐาน (Fundamental frequency) เพราะฉะนั้นจากที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น การจ่ายกำลังย้อนกลับของฮาร์มอนิกส์ความถี่สูงก็จะถูกส่งผ่านกลับมาที่แหล่งจ่ายด้วยเช่นเดียวกับที่ความถี่มูลฐาน แต่เนื่องจากขนาดของแรงดัน และกระแสความถี่สูงมีค่าไม่สูงนัก จึงมักจะถูกลมองข้าม ซึ่งจริงๆ แล้ว กำลังความถี่สูงที่ได้ถูกส่งคืนมาที่แหล่งจ่ายเหล่านี้ถึงแม้จะเป็นกำลังต่ำ แต่ด้วยความถี่ที่สูง จึงทำตัวเสมือนเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ไปรบกวนการทำงานของระบบรวมทั้งวงจรข้างเคียง

บทสรุปของหลักการนี้ แสดงให้เห็นข้อดีของการทำให้ความแตกต่างของมุมเฟสที่โหนดมีค่าเป็นศูนย์ ว่าสามารถช่วยในการลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้วิธีหนึ่ง และยังสามารถอธิบายได้ว่าการใช้วงจรรีโอดิวเตอร์ความถี่สูงที่มีรูปคลื่นเป็น Square wave มีโอกาสสร้างสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้มากกว่าวงจรรีโอดิวเตอร์ที่สร้างรูปคลื่นเป็น Sinusoidal เนื่องจากรูปคลื่น Square wave มีลำดับฮาร์มอนิกส์ถึงลำดับที่อนันต์ (infinity) จึงสามารถสร้างสัญญาณรบกวนได้ถึงความถี่อนันต์เช่นกัน ในขณะที่รูปคลื่นที่เป็น Sinusoidal ในอุดมคติจะมีเฉพาะความถี่มูลฐานเท่านั้น จึงไม่สร้างสัญญาณรบกวนที่ความถี่ลำดับสูงได้ แต่สำหรับวงจรรีโอดิวเตอร์ที่สร้างรูปคลื่นเป็น Square wave จะสามารถลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้โดยใช้วิธีเรโซแนนซ์

การเรโซแนนซ์ คือการทำให้เกิดการออสซิลเลชันของค่าความจุไฟฟ้า และค่าความเหนี่ยวนำ ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นความถี่ตัด (Cutoff frequency) หรือความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency) มีผลให้สามารถกรองความถี่สูงอื่นๆ ออกจากวงจรได้ โดยจะกรองความถี่สูงออกได้มากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับจำนวนของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ในวงจรเรโซแนนซ์ กล่าวคือจะสามารถกรองความถี่สูงด้วยค่าความชัน ตัวละ 20 dB/decade ดังตัวอย่างในรูปที่ 4.14 จะเห็นว่าสามารถกรองความถี่สูงได้ด้วยค่าความชัน 40 dB/decade และเมื่อความถี่สูงถูกกรองออกไปจากระบบ ทำให้เกิดไม่การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าที่ความถี่สูงกลับคืนสู่แหล่งจ่าย ซึ่งหมายความว่า การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกทำให้ลดลงได้โดยใช้วิธีการเรโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์

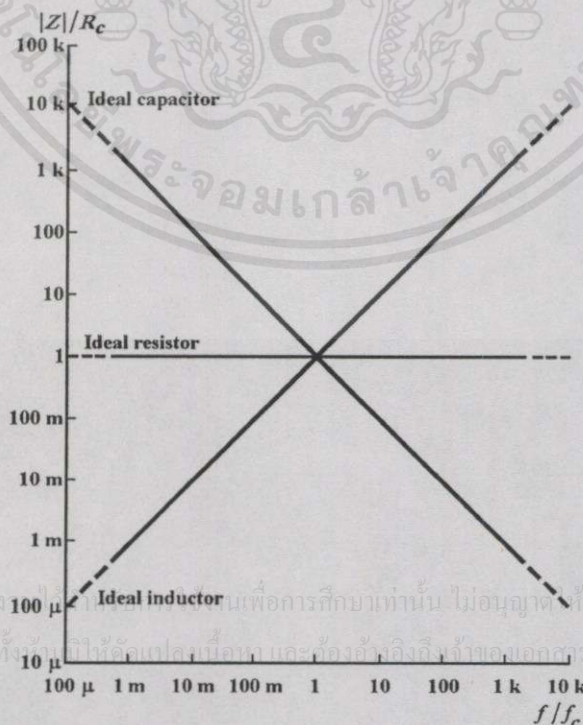
หนังสือเกี่ยวกับไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วไปจะกล่าวถึงตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำในลักษณะที่เป็นเชิงเส้น และมีค่าของอิมพีแดนซ์ ดังนี้

$$\text{ในกรณีที่เป็นตัวต้านทาน} \quad Z = \frac{V}{I} = R \quad (4.2)$$

$$\text{ในกรณีที่เป็นตัวเก็บประจุ} \quad Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{j2\pi fC} \quad (4.3)$$

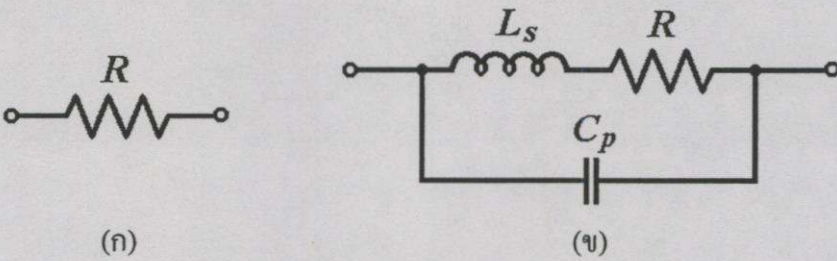
$$\text{ในกรณีที่เป็นตัวต้านทาน} \quad Z = \frac{V}{I} = j2\pi fL \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.2) ถึง (4.4) สามารถนำมาเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ของอุปกรณ์ต่างๆ ในอุดมคติได้ดังรูปที่ 4.16 คือตัวต้านทานจะมีค่าคงที่ทุกความถี่ ค่าความจุไฟฟ้าจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ส่วนค่าความเหนี่ยวนำจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ แต่ในความเป็นจริงอุปกรณ์ทุกตัวไม่ได้มีค่าเป็นอุดมคติ หมายถึงทุกอุปกรณ์จะมีค่าความต้านทานปรสิต (Parasitic resistance) ความจุไฟฟ้าปรสิต (Parasitic capacitance) และความเหนี่ยวนำปรสิต (Parasitic inductance) ซึ่งค่าเหล่านี้จะสามารถตัดทิ้งได้เมื่อความถี่ต่ำ แต่จะมีผลมากเมื่อความถี่สูง ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงความถี่ที่เกิดขึ้นจากการออสซิลเลตภายในของตัวอุปกรณ์ (self oscillation) ที่มีผลต่ออิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ และสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าของความถี่นั้นๆ



รูปที่ 4.16 อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ในอุดมคติ

4.6.1 ตัวต้านทาน

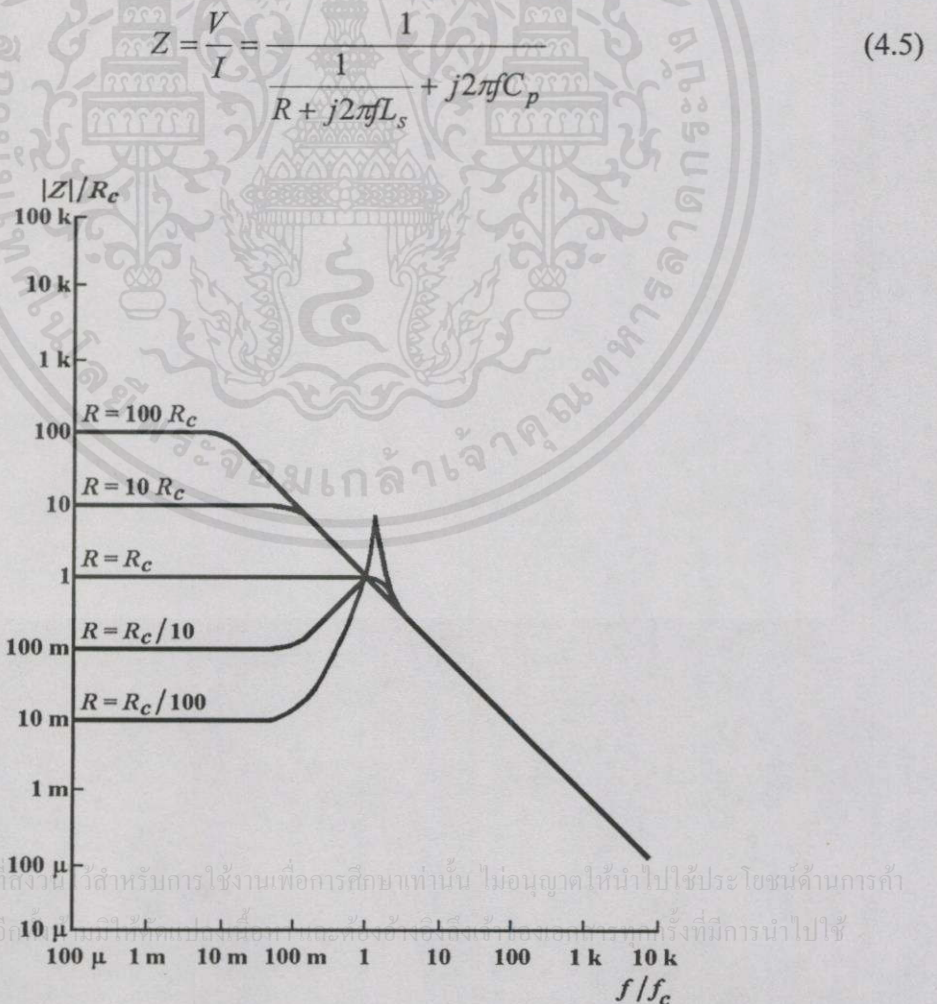


รูปที่ 4.17 แบบจำลองตัวต้านทาน

(ก) ตัวต้านทานในอุดมคติ

(ข) ตัวต้านทานที่คิดการสูญเสีย

รูปที่ 4.17 (ก) เป็นแบบจำลองของตัวต้านทานในอุดมคติ ส่วนรูปที่ 4.17 (ข) แสดงแบบจำลองของตัวต้านทานที่มีตัวเหนี่ยวนำปรสิตต่ออนุกรม และมีตัวเก็บประจุปรสิตต่อขนานอยู่ด้วย [49] จึงมีผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมของตัวต้านทานมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากที่มีค่าตามสมการที่ (4.2) เป็นสมการที่ (4.5)



รูปที่ 4.18 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานกับความถี่ไฟฟ้า

รูปที่ 4.18 แสดงความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์กับความถี่ของตัวต้านทานในรูปทั่วไป ซึ่งมีข้อสังเกตที่สำคัญ 2 ข้อ คือ ตัวต้านทานที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูงที่ความถี่เริ่มต้น จะมีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น ส่วนตัวต้านทานที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำที่ความถี่เริ่มต้นจะมีค่าสูงขึ้นก่อนแล้วจึงลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น

จากรูปที่ 4.17 (ข) จากการทดลองสามารถหาความสัมพันธ์ของค่า R , L_s และ C_p ที่เกิดขึ้นในตัวต้านทานหลายๆ แบบพบว่า ที่ค่า $R \approx 1.55(L_s/C_p)^{1/2}$ จะเป็นค่าความต้านทานที่ต่ำที่สุดที่อิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นในรูปที่ 4.18 มีค่าลดลงเพียงอย่างเดียว ไม่มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น เมื่อความถี่สูงขึ้น จึงกำหนดให้ค่าความต้านทานวิกฤต (Critical resistance: R_c) มีค่าเป็นดังสมการที่ (4.6)

$$R_c = 1.55 \left(\frac{L_s}{C_p} \right)^{1/2} \quad (4.6)$$

ถ้าค่าความต้านทาน R มีค่าสูงกว่าค่าความต้านทานวิกฤต R_c หรือ $R \geq R_c$ จะสามารถหาอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทาน ณ ความถี่ f ต่างๆ ได้ดังสมการที่ (4.7) และ (4.8) กล่าวคือ

$$\text{เมื่อ } f \leq \frac{1}{2\pi RC_p}, \quad |Z| \approx R \quad (4.7)$$

$$\text{และเมื่อ } f > \frac{1}{2\pi RC_p}, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi RC_p} \quad (4.8)$$

แต่ถ้าค่าความต้านทาน R มีค่าต่ำกว่าค่าความต้านทานวิกฤต R_c หรือ $R < R_c$ ตัวเหนี่ยวนำปรีต L_s และตัวเก็บประจุ C_p จะเกิดการเรโซแนนซ์กันที่ความถี่ Critical frequency หรือ Self-resonant frequency: $f_c = 1/(2\pi(L_s C_p)^{1/2})$ ซึ่งในกรณีนี้สามารถประมาณอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานได้ดังนี้

$$\text{เมื่อ } f < \frac{R}{2\pi L_s}, \quad |Z| \approx R \quad (4.9)$$

$$\text{และเมื่อ } \frac{R}{2\pi L_s} \leq f < \frac{f_c}{3}, \quad |Z| \approx 2\pi f L_s \quad (4.10)$$

โดยมีค่าสูงสุดอยู่ที่ $f = f_c$ ดังสมการที่ (4.11)

$$\text{เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า} \\ \text{ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลใดๆทั้งนี้ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้} \quad (4.11)$$

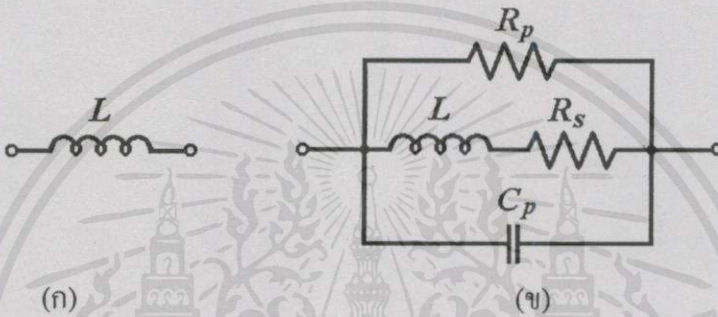
$$|Z| = \left[\left(\frac{L_s}{RC_p} \right)^2 + \frac{L_s}{C_p} \right]^{1/2}$$

หลังจากนั้นจะมีค่าลดลงดังสมการที่ (4.12)

$$\text{เมื่อ } f > 3f_c, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C_p} \quad (4.12)$$

ในการเลือกใช้ตัวต้านทานภายในวงจร ต้องเลือกตัวต้านทานชนิดที่สามารถใช้งานได้ในย่านความถี่ที่ต้องการ คือมีความถี่เรโซแนนซ์ภายในตัวต้านทานสูงกว่าความถี่ใช้งานมากๆ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาการเลื่อนเฟสของอิมพีแดนซ์ [49]

4.6.2 ตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.19 แบบจำลองตัวเหนี่ยวนำ

(ก) ตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติ

(ข) ตัวเหนี่ยวนำที่คิดการสูญเสีย

ตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติดังรูปที่ 4.19 (ก) มีค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) ดังสมการที่ (4.13) ถ้าสมมติให้ไม่มีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ ค่าอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับค่ารีแอกแตนซ์ ตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติจะมีค่ารีแอกแตนซ์เพิ่มขึ้นตามความถี่ด้วยอัตรา 20 dB ต่อ decade ดังแสดงในรูปที่ 4.16 สรุปได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์จะแปรผันโดยตรงกับความถี่ไฟฟ้า [49, 50]

$$X_L = 2\pi fL \quad (4.13)$$

การจำลองของความต้านทานสมมูลขึ้นในตัวเหนี่ยวนำดังรูปที่ 4.19 (ข) เพื่อใช้หาการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำซึ่งขึ้นกับความถี่ การสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำสามารถจำแนกออกได้เป็น 3 ประเภท คือ

1. การสูญเสียในแกน (Core losses)
2. การสูญเสียจากความต้านทานภายในตัวนำ (Resistive losses)
3. การสูญเสียของไดอิเล็กตริก (Dielectric losses)

นอกจากนี้การสูญเสียในแกนสามารถแบ่งเป็นการสูญเสียได้เป็น 2 ลักษณะใหญ่ๆ คือ การสูญเสียจากฮิสเตอรีซิส และการสูญเสียจากกระแสไหลวน ซึ่งการสูญเสียฮิสเตอรีซิสเกิดจากการกลับทิศของสนามแม่เหล็กภายในแกน ส่วนการสูญเสียจากกระแสไหลวนเกิดจากการเหนี่ยวนำ ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนในแกน โดยมีทิศทางตั้งฉากกับแนวเส้นฟลักซ์ เมื่อเกิดกระแสไหลวนภายในแกน ค่าความต้านทาน

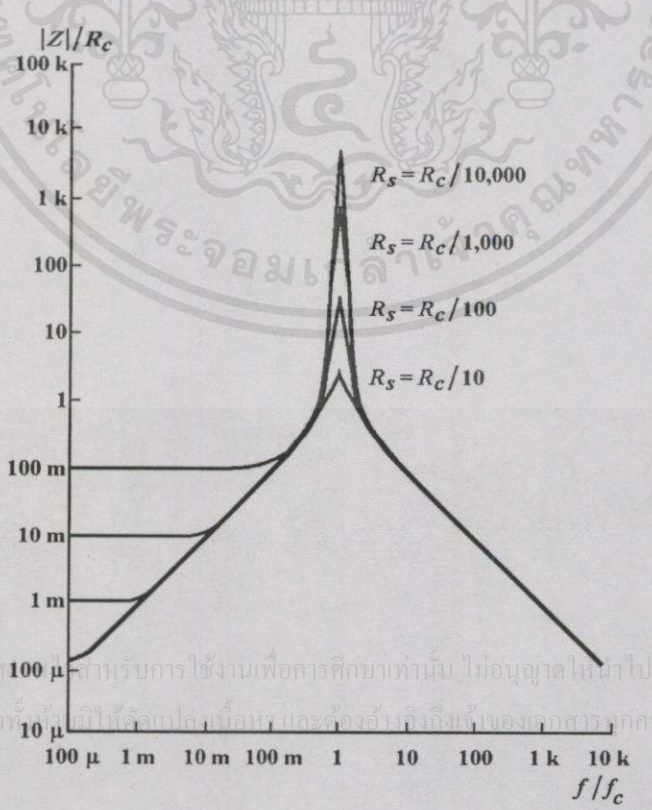
ของสารที่ใช้ทำแกนจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังปรสิติก (Parasitic power loss) พลังงานที่เกิดขึ้นจะเปลี่ยนรูปเป็นการสูญเสียในรูปของความร้อนแผ่กระจายออกไป ซึ่งแบบจำลองของค่าความต้านทานสมมูลของการสูญเสียในแกน จะถูกแทนด้วย R_p ในรูปที่ 4.19 (ข)

การสูญเสียจากความต้านทานภายในตัวนำ จะขึ้นอยู่กับความถี่ ที่ความถี่สูงอิมพีแดนซ์ของตัวนำที่อยู่บริเวณตรงกลางของพื้นที่หน้าตัดภายในลวดตัวนำจะมีค่าสูงตามความถี่ เพราะฉะนั้นกระแสจะไหลเฉพาะบริเวณตัวนำรอบนอก หรือบริเวณผิวของตัวนำ ค่าความต้านทานที่ทำให้เกิดความสูญเสียเนื่องจากความต้านทานภายในตัวนำ จะถูกแทนด้วยค่าความต้านทานสมมูลต่ออนุกรม R_s

การสูญเสียของไดอิเล็กตริกของฉนวนจะไม่เกิดขึ้น ถ้าตัวเหนี่ยวนำถูกพันบนแกนเฟอร์ไรต์แบบอุดมคติ ฉะนั้นการสูญเสียที่เกิดขึ้นจะมีเฉพาะการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ และการสูญเสียจากความต้านทานภายในตัวนำเท่านั้น แต่สำหรับตัวเหนี่ยวนำแบบใช้แกนอากาศ ซึ่งไม่ใช่แกนเฟอร์ไรต์ จะไม่เกิดการสูญเสียในแกน เพราะฉะนั้นค่า R_p ในรูปที่ 4.16 (ข) จะเสมือนเป็นค่าความต้านทานสมมูลของการสูญเสียของไดอิเล็กตริก โดยที่ C_p คือความจุไฟฟ้าปรสิติกที่เกิดขึ้นภายในตัวเหนี่ยวนำ

จากแบบจำลองในรูปที่ 4.19 (ข) สามารถหาความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ดังสมการที่ (4.14)

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{\frac{1}{j2\pi fL + R_s} + \frac{1}{R_p} + j2\pi fC_p} \tag{4.14}$$



รูปที่ 4.20 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำกับความถี่ไฟฟ้า

รูปที่ 4.20 แสดงความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์กับความถี่ไฟฟ้าสำหรับตัวเหนี่ยวนำทั่วไป จะสังเกตได้ว่าจะมีลักษณะคล้ายกับเส้น โคง์ของอิมพีแดนซ์ของตัวต้านทานในกรณีที่มีค่าความต้านทานต่ำ ในรูปที่ 4.18 แต่สำหรับกรณีแบบจำลองของตัวเหนี่ยวนำซึ่งตัวต้านทาน R_p มีค่ามากๆ และ R_s มีค่าน้อยๆ จะสามารถหาค่าประมาณของอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้ กำหนดให้ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ f_c มีค่าดังสมการที่ (4.15) [49]

$$f_c = \frac{1}{2\pi(LC_p)^{1/2}} \quad (4.15)$$

$$\text{เมื่อ } f < \frac{R_s}{2\pi L}, \quad |Z| \approx R_s \quad (4.16)$$

$$\text{และเมื่อ } \frac{R_s}{2\pi L} \leq f < \frac{f_c}{3}, \quad |Z| \approx 2\pi fL \quad (4.17)$$

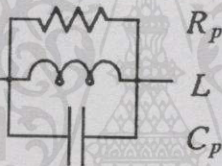
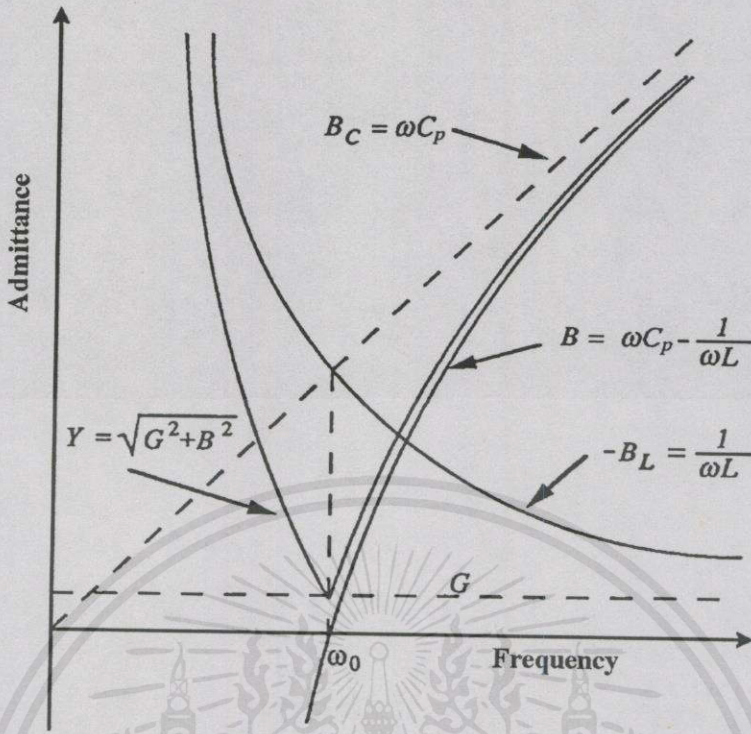
โดยมีค่าสูงสุดอยู่ที่ $f = f_c$ ดังสมการที่ (4.18)

$$|Z| = \left[\left(\frac{L}{R_s C_p} \right)^2 + \frac{L}{C_p} \right]^{1/2} \quad (4.18)$$

หลังจากนั้นจะมีค่าลดลงดังสมการที่ (4.19)

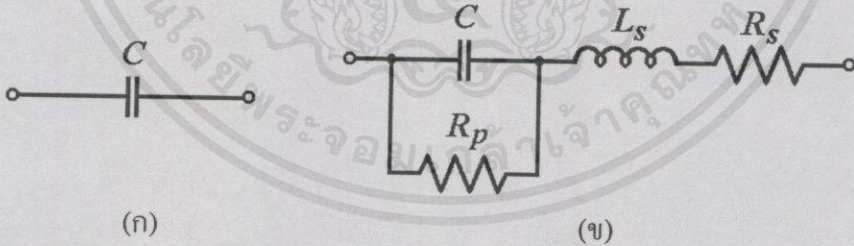
$$\text{เมื่อ } f > 3f_c, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C_p} \quad (4.19)$$

ถ้าสมมติให้ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรม R_s ในรูปที่ 4.19 มีค่าน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้ วงจรสมมูลที่ได้จะประกอบไปด้วย ตัวเหนี่ยวนำ L ขนานอยู่กับตัวต้านทาน R_p และตัวเก็บประจุ C_p กำหนดให้ส่วนกลับของอิมพีแดนซ์ คือ แอดมิตแตนซ์ (Admittance: Y) ส่วนกลับของความต้านทานไฟฟ้า คือ ความนำไฟฟ้า (Conductance: G) และส่วนกลับของรีแอกแตนซ์ คือ ซัสเซปแตนซ์ (Susceptance: B) จากรูปที่ 4.21 พบว่า $Y = \sqrt{G^2 + B^2}$ หมายความว่าค่าของ Y ขึ้นอยู่กับค่าของ G และ B รวมของวงจร ($B = B_L + B_C$) ซึ่งค่า B_C จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ไฟฟ้า ส่วนค่า B_L จะแปรผกผันกับความถี่ไฟฟ้า ทำให้ B มีค่าต่ำที่สุดคือมีค่าเป็นศูนย์ ที่จุดเรโซแนนซ์ ทำให้ค่า Y มีค่าต่ำที่สุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าสมมติให้กระแสที่ไหลผ่านวงจรสมมูลนี้คงที่ทุกความถี่ไฟฟ้า แรงดันที่ตกคร่อมวงจรสมมูลนี้จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ คือ การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเสมือนการสะท้อนกระแสและแรงดันไฟฟ้าในย่านความถี่ต่างๆ จากวงจรที่ต้องการวัดไปยังตัวต้านทาน 50Ω ของ LISN ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามด้วย ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจึงมีค่าสูงที่สุด



รูปที่ 4.21 เส้นโค้งแอดมิแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ

4.6.3 ตัวเก็บประจุ



รูปที่ 4.22 แบบจำลองตัวเก็บประจุ

(ก) ตัวเก็บประจุในอุดมคติ

(ข) ตัวเก็บประจุที่คิดการสูญเสีย

รูปที่ 4.22 (ก) คือแบบจำลองของตัวเก็บประจุในอุดมคติ มีค่ารีแอกแตนซ์ของความจุไฟฟ้า ดังสมการที่ (4.20) ซึ่งตัวเก็บประจุในอุดมคตินี้ จะไม่มีการสูญเสีย ทำให้มีค่าของอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับค่ารีแอกแตนซ์ อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุในอุดมคติจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นด้วยอัตรา 20 dB ต่อ decade แสดงว่ารีแอกแตนซ์แปรผกผันกับความถี่ไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 4.16

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \tag{4.20}$$

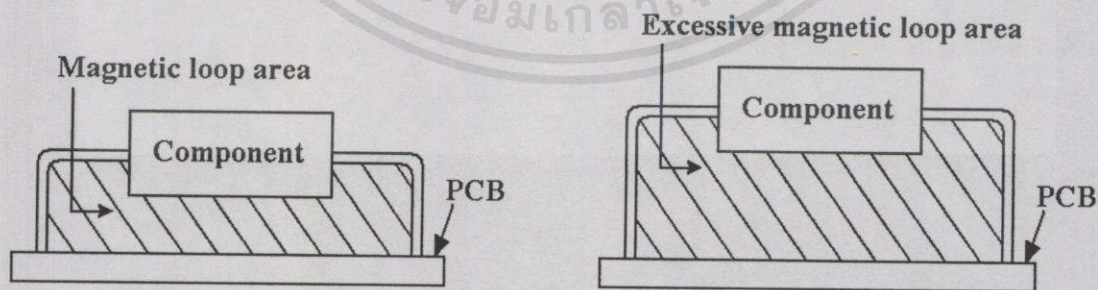
เริ่มแรกตัวเก็บประจุสร้างมาจากแผ่นตัวนำขนาดใหญ่ 2 แผ่น วางขนานกันโดยมีระยะห่างกันเล็กน้อย ค่าความจุไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ $\epsilon S/d$ เมื่อ ϵ คือค่า permittivity ของ free space (มีค่าประมาณ 8.854×10^{-12} F/m) S คือพื้นที่ของแผ่นตัวนำ หน่วยเป็นตารางเมตร และ d คือระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำ มีหน่วยเป็นเมตร

แบบจำลองของตัวเก็บประจุในรูปที่ 4.22 (ข) แสดงถึงค่าความต้านทาน และความเหนี่ยวนำประสิทธิที่เกิดขึ้นในตัวเก็บประจุ โดยสามารถจำแนกได้เป็นส่วนต่างๆ ดังนี้ [50]

ความต้านทานรั่ว (Leakage resistance: R_p) หมายถึงค่าความต้านต่อขนานที่เกิดขึ้นที่แผ่นตัวนำ แต่เนื่องจากค่าความจุไฟฟ้ามีค่าแปรผันโดยตรงกับพื้นที่หน้าตัดของแผ่นตัวนำ โดยทั่วไปค่าความต้านทานรั่วจะมีค่าสูงมาก และไม่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการกรองของตัวเก็บประจุ

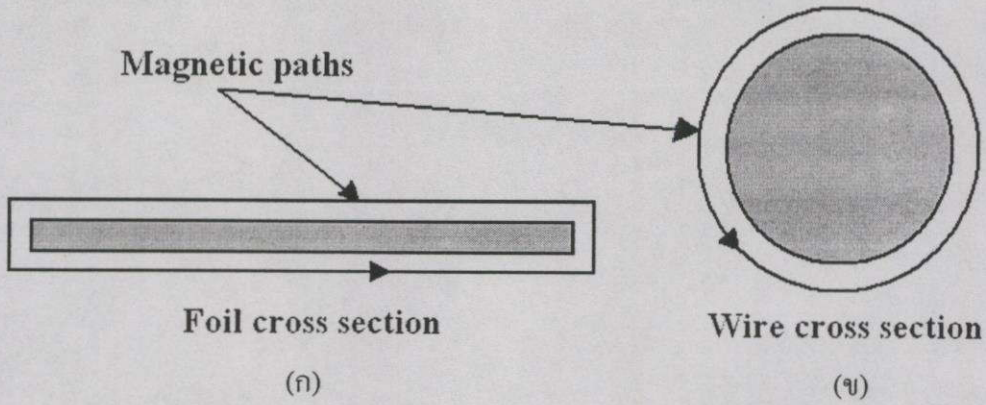
ความต้านทานสมมูลแบบอนุกรม (Equivalent series resistance: ESR) ของตัวเก็บประจุ หมายถึง ค่าความต้านทานรวมของแผ่น และค่าความต้านทานของการสูญเสียที่เกิดจากไดอิเล็กตริก ความสูญเสียในรูปของความต้านทานนี้จะเกิดในรูปของความร้อน ซึ่งการสูญเสียในลักษณะนี้จะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งานด้วย ที่ความถี่สูง R_s จะมีค่าสูงเพราะผลอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ผิว ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวนำที่อยู่บริเวณตรงกลางของพื้นที่หน้าตัดภายในลวดตัวนำ จะมีค่าสูงตามความถี่ เพราะฉะนั้นกระแสจะไหลเฉพาะบริเวณตัวนำรอบนอก หรือบริเวณผิวของตัวนำ แต่ค่าความต้านทานเหล่านี้จะมีค่าน้อยลงเมื่อใช้แผ่นตัวนำที่มีขนาดใหญ่

ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า L_s จะขึ้นอยู่กับความยาวขาคตัวเก็บประจุ โดยทั่วไปความเหนี่ยวนำไฟฟ้าในตัวเก็บประจุจะมีค่าประมาณ 20 nH คำนี้นี้ [50] ความยาวของขาจะทำให้เกิดพื้นที่เป็นวงปิดที่ตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 4.23 ถ้าพื้นที่แรงงามีค่ามากก็จะสร้างความเหนี่ยวนำไฟฟ้าได้มากเช่นกัน ค่าความเหนี่ยวนำประสิทธิจะทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่ำในตัวเก็บประจุ ซึ่งจะทำให้ตัวเก็บประจุถูกจำกัดย่านความถี่ใช้งาน เวลาออกแบบวงจรจึงต้องทำให้ติดตั้งให้ขาของอุปกรณ์สั้นที่สุดเพื่อลดพื้นที่นี้



รูปที่ 4.23 พื้นที่วงปิดที่เกิดจากขาตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 พื้นที่ตัดขวางของตัวเก็บประจุ

(ก) ภาพตัดขวางของแผ่นตัวนำที่ใช้ทำตัวเก็บประจุ

(ข) ภาพตัดขวางของขดตัวเก็บประจุ

ความเหนี่ยวนำของแผ่นตัวนำของตัวเก็บประจุจะมีขนาดเล็กมาก ถ้าสมมติให้มีกระแสไหลผ่านที่ขดตัวเก็บประจุ หรือที่แผ่นตัวนำ จะเกิดฟลักซ์รอบๆ ขาซึ่งมีค่ามากกว่าฟลักซ์ที่เกิดจากแผ่นตัวนำ ค่าซึมซาบสนามแม่เหล็กของอากาศมีค่าประมาณ 1 ดังนั้นค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก B จึงมีค่าเท่ากับแรงเคลื่อนแม่เหล็ก H และเท่ากับ NI/l_m หรือจำนวนรอบของตัวนำคูณด้วยกระแสที่ไหลผ่านหารด้วยความยาวของทางเดินแม่เหล็ก (magnetic path length) สำหรับขาของตัวเก็บประจุหรือแผ่นตัวนำ จำนวนรอบของตัวนำจะมีค่าเท่ากับ 1 กระแสที่ไหลผ่านก็คือกระแสจริงที่เกิดขึ้น ซึ่งมีค่าเท่ากันทั้งในแผ่นตัวนำ และในขาของตัวเก็บประจุ เพราะฉะนั้นค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับความยาวของทางเดินสนามแม่เหล็ก รูปที่ 4.24 (ก) จะเป็นภาพตัดขวางของแผ่นตัวนำที่ใช้ทำตัวเก็บประจุ ซึ่งเป็นแผ่นยาวทำให้มีทางเดินแม่เหล็กที่ยาวมาก ส่วนรูปที่ 4.24 (ข) เป็นภาพตัดขวางของขดตัวเก็บประจุซึ่งมีขนาดเล็กทำให้ทางเดินแม่เหล็กมีระยะสั้นๆ สรุปได้ว่าที่ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่ขดตัวเก็บประจุจะมีค่ามากกว่าภายในตัวเก็บประจุมาก ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้จากการที่ตัวเก็บประจุจะไม่แสดงผลของความเหนี่ยวนำไฟฟ้าออกมาอย่างชัดเจน และค่าความถี่เรโซแนนซ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้ากับค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจริงจะมีค่าสูง เพราะถ้าค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมีค่าสูงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุมีค่าต่ำซึ่งไม่สามารถนำไปใช้งานได้ [49, 50]

จากแบบจำลองของตัวเก็บประจุที่แสดงในรูปที่ 4.22 (ข) สามารถหาค่าของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุในรูปทั่วไปได้ดังสมการที่ (4.21)

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{1}{j2\pi fC + \frac{1}{R_p}} + j2\pi fL_s + R_s \quad (4.21)$$

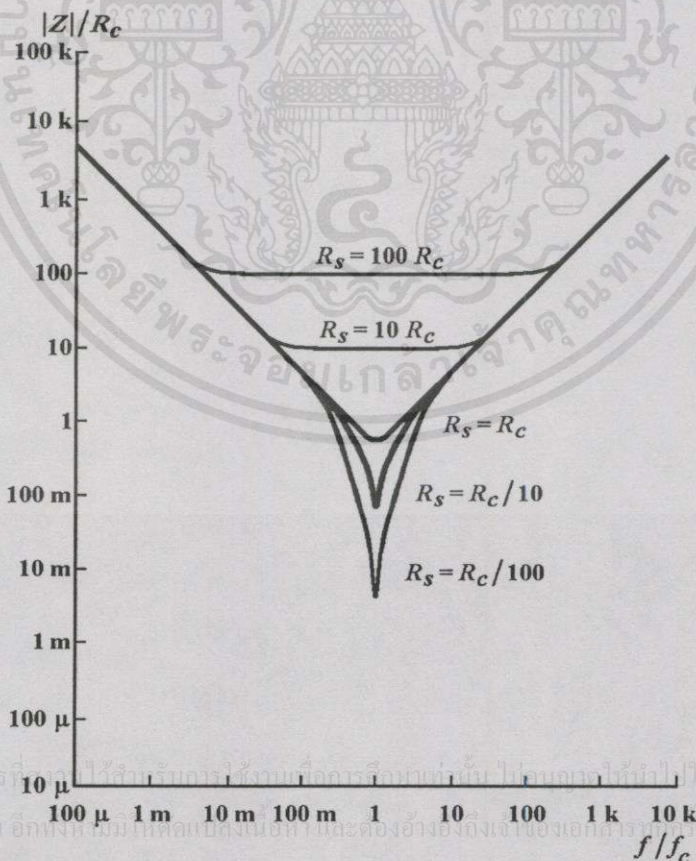
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการ j2πfC + 1/Rp เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

รูปที่ 4.22 แสดงความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์กับความถี่ไฟฟ้าสำหรับตัวเก็บประจุทั่วไป ในกรณีของแบบจำลองของตัวเก็บประจุซึ่งค่าความต้านทาน R_s มีค่ามากๆ ค่าประมาณของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าค่อนข้างคงที่ เมื่อความถี่ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ แต่ถ้าค่าความต้านทาน R_s มีค่าน้อยๆ ค่าอิมพีแดนซ์บริเวณใกล้ความถี่เรโซแนนซ์จะมีความแตกต่างกันมาก โดยสามารถหาความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุ f_c ได้จากสมการที่ (4.22)

$$f_c = \frac{1}{2\pi(CL_s)^{1/2}} \quad (4.22)$$

จากการทดลองหาความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุพบว่า $R_s \approx 1.41(L_s/C)^{1/2}$ จะแสดงออกมาเป็นค่าค่อนข้างคงที่ในช่วงระยะความถี่สั้นๆ ระหว่างช่วงที่เริ่มมีการเปลี่ยนพฤติกรรมจากความจุไฟฟ้า ($f > f_c$) ไปเป็นความเหนี่ยวนำไฟฟ้า ($f < f_c$) จึงกำหนดให้ค่าความต้านทานวิกฤต R_c มีค่าดังสมการที่ (4.23)

$$R_c = 1.41 \left(\frac{L_s}{C_p} \right)^{1/2} \quad (4.23)$$



รูปที่ 4.25 ความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุกับความถี่ไฟฟ้า

ถ้ากำหนดให้ความต้านทานที่ต่ออนุกรมมีค่าตั้งแต่ความต้านทานวิกฤติเป็นต้นไป ($R_s \geq R_c$) สามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้ [49]

$$\text{เมื่อ } f < \frac{1}{2\pi R_s C}, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C} \quad (4.24)$$

$$\text{เมื่อ } \frac{1}{2\pi R_s C} \leq f \leq \frac{R_s}{2\pi L_s}, \quad |Z| \approx R_s \quad (4.25)$$

$$\text{และเมื่อ } f > \frac{R_s}{2\pi L_s}, \quad |Z| \approx 2\pi f L_s \quad (4.26)$$

ในกรณีที่ $R_s < R_c$ ค่าความจุไฟฟ้า C และค่าความเหนี่ยวนำ L_s เกิดการเรโซแนนซ์กัน ใกล้เคียงความถี่ f_c จะสามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$\text{เมื่อ } f < \frac{f_c}{3}, \quad |Z| \approx \frac{1}{2\pi f C} \quad (4.27)$$

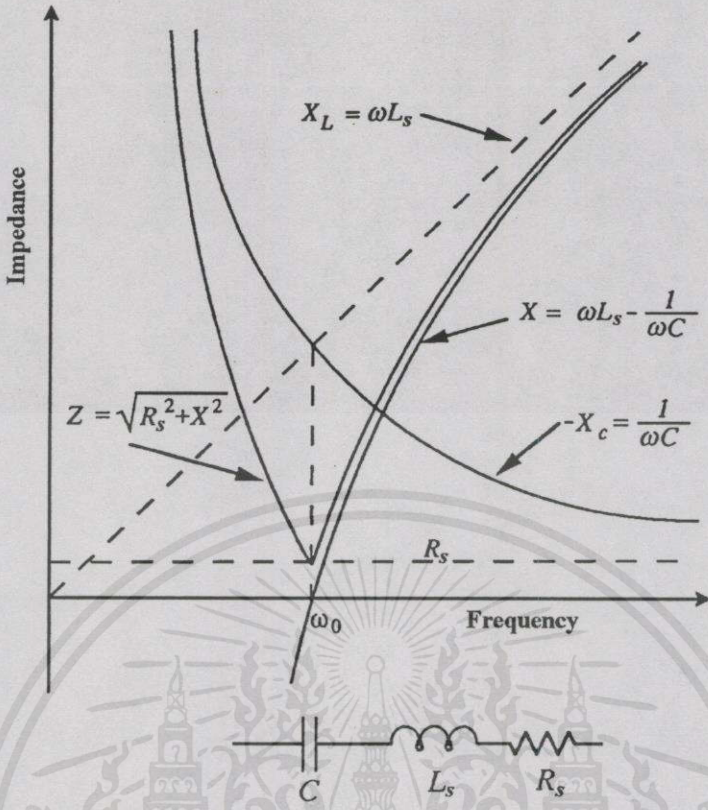
และจะมีค่าลดลงต่ำที่สุดที่ความถี่ $f = f_c$ ดังสมการที่ (4.28)

$$|Z| = R_s \quad (4.28)$$

หลังจากนั้นจะมีค่าลดลงดังสมการที่ (4.28)

$$\text{เมื่อ } f > 3f_c, \quad |Z| \approx 2\pi f L_s \quad (4.29)$$

ถ้าสมมติให้ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรม R_p ในรูปที่ 4.22 มีค่าสูงมากจนเสมือนเปิดวงจร จะได้ว่าวงจรสมมูลที่ประกอบไปด้วย ตัวเก็บประจุ C อนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน R_p และ ตัวเหนี่ยวนำ L_s จากรูปที่ 4.26 พบว่า $Z = \sqrt{R_s^2 + X^2}$ หมายความว่าค่าของ Z ขึ้นอยู่กับค่าของ R_s และ X รวมของวงจร ($X = X_L + X_C$) โดยที่ค่า X_L จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ไฟฟ้า ส่วนค่า X_C จะแปรผกผันกับความถี่ไฟฟ้า ทำให้ X มีค่าต่ำที่สุดคือมีค่าเป็นศูนย์ ที่จุดเรโซแนนซ์ ทำให้ค่า Z มีค่าต่ำที่สุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ คือมีค่าเท่ากับ R_s ถ้าสมมติให้แรงดันที่ตกคร่อมวงจรสมมูลนี้มีค่าคงที่ทุกความถี่ไฟฟ้า ทำให้กระแสที่ไหลผ่านวงจรสมมูลนี้จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์ การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเสมือนการสะท้อนกระแสและแรงดันไฟฟ้าในย่านความถี่ต่างๆ จากวงจรที่ออกแบบเป็นออสซิลเลเตอร์ ซึ่งงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ต้องการวัดไปยังตัวต้านทาน 50 Ω ของ LISN เมื่อกระแสที่ไหลในวงจรสูงขึ้น แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานภายในของ LISN ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามด้วย ทำให้ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์มีค่าสูงกว่าความถี่อื่นๆ



รูปที่ 4.26 เส้นโค้งอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

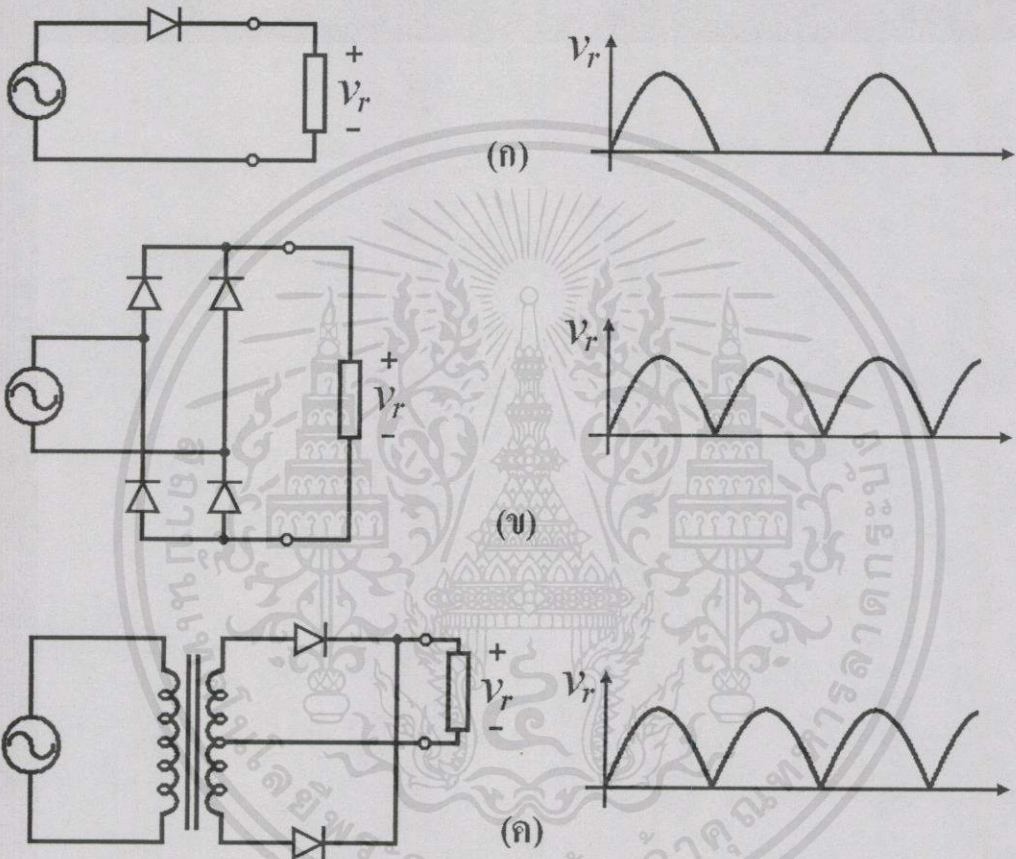
การออกแบบวงจร

วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง คือ วงจรที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงเพื่อที่จะนำไปใช้ในการส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดเหนี่ยวนำ คุณภาพของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะดีหรือไม่ดีนั้น จึงขึ้นอยู่กับคุณภาพของไฟฟ้ากระแสตรงที่นำมาใช้งาน แต่เนื่องจากระบบไฟฟ้าที่ใช้กันอยู่ตามบ้านเรือนทุกวันนี้เป็นระบบไฟฟ้าแรงดันกระแสสลับ 220 V ความถี่ 50 Hz จึงจำเป็นต้องมีวงจรที่แปลงผันจากกำลังไฟฟ้า (Power converter) ชนิดที่เปลี่ยนจากกระแสสลับ ไปเป็นกระแสตรง หรือที่เรียกว่า วงจรเรียงกระแส (Rectifier) การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีคุณภาพ มีหลักสำคัญ คือ ต้องสามารถจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าแรงดันขาออกค่อนข้างคงที่ มีค่าแรงดันปลิว (Ripple voltage) และกระแสปลิว (Ripple current) [51] ไม่เกินที่กำหนดไว้ จึงจำเป็นต้องมีวงจรที่ใช้กรองความถี่ต่างๆ ที่ปนอยู่ในแรงดัน และกระแสออกก่อน เพื่อให้เหลือเฉพาะแรงดัน กระแสตรงเพียงอย่างเดียว ซึ่งวงจรที่ได้ถูกนำมาใช้ดังกล่าว คือ วงจรกรอง (Filter circuit)

5.1 วงจรเรียงกระแส และวงจรกรอง

วงจรเรียงกระแส หรือวงจรที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ถือว่าเป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่ง เพราะทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปวงจรเรียงกระแสสามารถแบ่งออกได้ 2 ชนิด คือ วงจรเรียงกระแสชนิดควบคุมได้ (Controlled Rectifier) และชนิดที่ควบคุมไม่ได้ (Uncontrolled Rectifier) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงเฉพาะวงจรเรียงกระแสชนิดควบคุมไม่ได้เท่านั้น สำหรับผู้สนใจเรื่องวงจรเรียงกระแสชนิดควบคุมได้สามารถหาอ่านได้จากหนังสืออิเล็กทรอนิกส์กำลังทั่วไป [52-54] วงจรเรียงกระแสชนิดควบคุมไม่ได้มักจะใช้ไดโอด (Diode) เป็นอุปกรณ์ในการจัดเรียงกระแส วงจรเรียงกระแสในไฟฟ้าสลับ 1 เฟสสามารถใช้ได้ 2 ลักษณะ คือ วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half-wave rectifier) และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full-wave rectifier) ดังรูปที่ 5.1 ข้อดีของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นคือ ใช้ไดโอดเพียงตัวเดียว ทำงานเพียงครึ่งคาบเวลาของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ แต่ข้อเสียคือ จะได้แรงดันที่ขาออกเพียงครึ่งหนึ่งของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ถ้าหากจะนำไปใช้งานกับวงจรที่ต้องการแรงดันปลิวต่ำ จะต้องใช้วงจรกรองขนาดใหญ่ ส่วนข้อดีของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นคือ จะได้แรงดันที่ขาออกเป็นสองเท่าของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น สามารถใช้วงจรกรองขนาดเล็กไม่ใหญ่มากเพื่อทำให้แรงดันปลิวที่เกิดขึ้น มีค่าที่ยอมรับได้ แต่วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสำหรับใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสจะต้องใช้ไดโอด 4 ตัว หรือจะใช้วงจรที่มีไดโอด 2 ตัวกับหม้อแปลงที่มีแทปกลาง (Center tapped transformer) อีกหนึ่งตัวก็ได้เหมือนกัน แต่จะเสียค่าใช้จ่ายของหม้อแปลงแพงกว่าแบบใช้ไดโอด 4 ตัว

รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแบบต่างๆ ในรูปที่ 5.1 จะเป็นแรงดันไฟฟ้าแบบกระแสตรงซึ่งมีแรงดันพลิวสูงมาก คือ มีขนาดแรงดันพลิวเท่ากับขนาดแรงดันสูงสุด แรงดันที่ได้นี้จึงยังไม่สามารถนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้แก่วงจรอินเวอร์เตอร์ได้ จะต้องนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่างๆ ที่ป้อนอยู่ก่อน เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบ หรือมีขนาดแรงดันพลิวที่ต่ำมากจนไม่ต้องนำมาพิจารณา จึงจะเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ดี และสามารถนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ได้



รูปที่ 5.1 วงจรเรียงกระแส

- (ก) วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (ข) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ใช้ไดโอด 4 ตัว
(ค) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ใช้ไดโอด 2 ตัว และหม้อแปลงแบบมีแทปกลาง 1 ตัว

5.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

ไดโอดเรียงกระแส (Rectifier) หรือไดโอดกำลัง (Power diode) ได้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้งานในวงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง จะมีกระแสไหลผ่านมากเมื่อเป็นไบอัสตรง (Forward bias) และจะมีกระแสไหลผ่านน้อยมากเมื่อได้รับไบอัสย้อนกลับ (Reverse bias) และต้องไม่เกิดการพังทลาย [55]

การออกแบบวงจรเรียงกระแส จะต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติพื้นฐานของไดโอดที่เลือกใช้ดังนี้

1. ค่ากระแสกระชาก (Maximum surge forward current: I_{FSM}) คือ กระแสที่ไหลผ่านไดโอดสูงสุดในขณะที่เปิดเครื่อง ตัวเก็บประจุยังไม่มีประจุสะสม ซึ่งค่ากระแสกระชากสามารถคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = \frac{V_{\max}}{R_S + ESR} \quad (5.1)$$

V_{\max} คือ ค่าแรงดันขอคของไฟฟ้าสลับที่ขาเข้าของวงจร

ESR คือ ค่าความต้านทานสมมูลแบบอนุกรมของไดโอด (Equivalent Series Resistance)

R_S คือ ค่าความต้านทานของตัวต้านทานที่ต่อเข้าไปเพื่อจำกัดกระแสในขณะเริ่มทำงาน

2. ค่ากระแสสูงสุดชั่วขณะ (Maximum forward current: I_{FRM}) คือ ค่าขอคของกระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในขณะที่ไดโอดนำกระแสจากแอโนด (Anode) ไปยังแคโทด (Cathode)

3. ค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด (Maximum average forward current: I_{FM}) คือ กระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดได้รับในขณะนำกระแสจากแอโนด ไปยังแคโทด การออกแบบเพื่อความปลอดภัยในทางปฏิบัติควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดของไดโอดประมาณ 1.5 ถึง 2 เท่าของค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่คำนวณได้

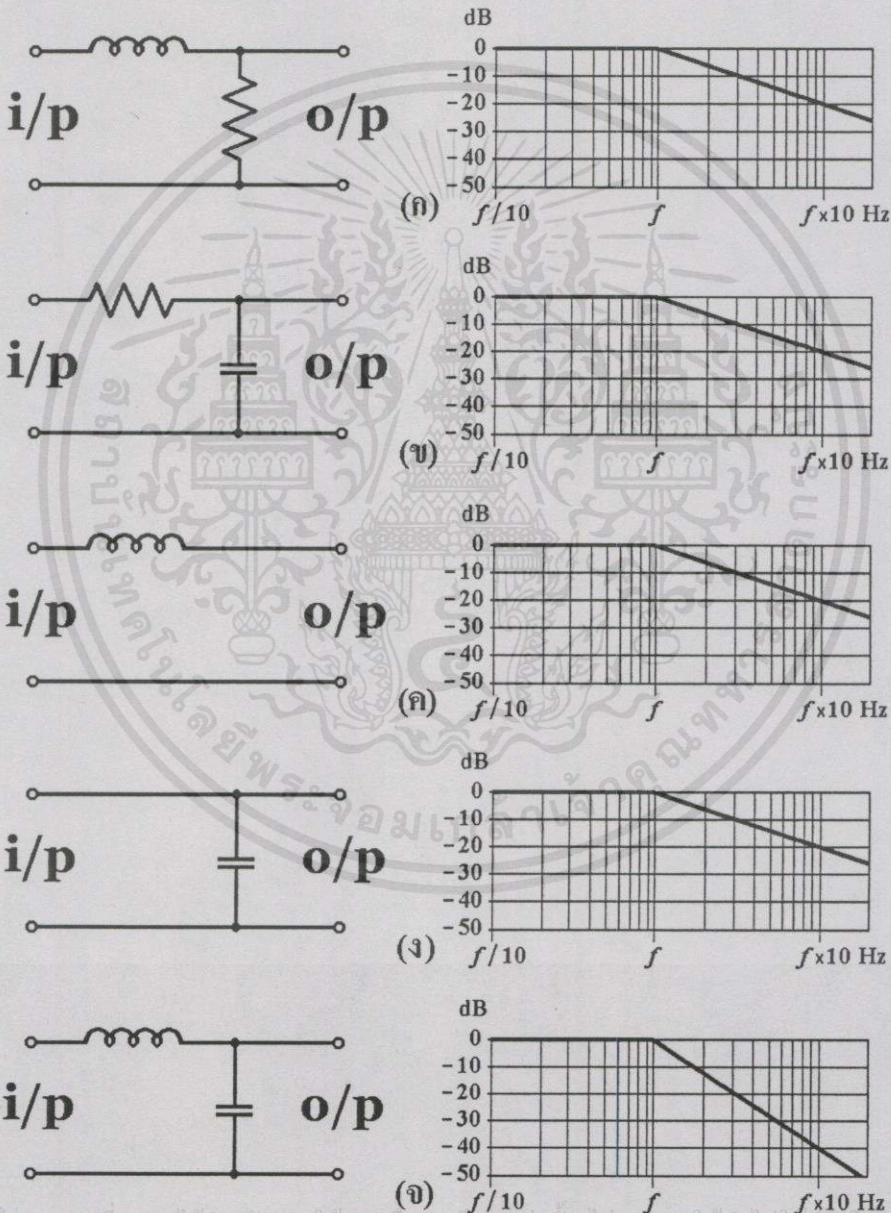
4. ค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด (Maximum repetitive reverse voltage: V_{RRM}) คือ ค่าขอคของแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมไดโอดในขณะที่ไดโอดหยุดนำกระแส

5.1.2 วงจรกรอง

หลังจากที่ได้ไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสแล้ว จะไม่สามารถนำไปใช้งานได้ทันที เพราะแรงดันที่ได้มีระดับแรงดันพลิว และกระแสพลิวสูงมาก จึงต้องนำมาเข้าสู่วงจรกรอง เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันพลิวอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ ดังนั้นวงจรกรอง (Filter circuit) จึงเป็นส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญ วงจรกรองสามารถแบ่งตามการควบคุมได้ 2 แบบใหญ่ๆ คือวงจรกรองแบบไวงาน (Active filter) และวงจรกรองแบบเฉื่อยงาน (Passive filter) ข้อดีของวงจรกรองแบบไวงาน คือ สามารถควบคุมให้กรองความถี่ตามที่ต้องการได้ดี การตอบสนองเร็ว แต่ข้อเสียก็คือ ราคาแพง ก่อนข้าง และต้องใช้วงจรช่วยที่ซับซ้อน ส่วนวงจรกรองแบบเฉื่อยงาน ข้อดีคือ เป็นวงจรแบบง่ายๆ ไม่ซับซ้อน ราคาไม่แพง ข้อเสีย คือ ไม่สามารถควบคุมให้กรองเฉพาะส่วนที่ต้องการได้ รูปที่ 5.2 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเฉื่อยงาน (Passive low pass filter) รูป (ก) และ (ข) เป็นแบบใช้ตัวต้านทาน ซึ่งทำให้เกิดความสูญเสียขึ้นที่ตัวต้านทาน จึงไม่เหมาะกับวงจรที่ใช้กระแสสูงๆ รูป (ค) เป็นวงจรกรองแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ เพียงอย่างเดียว ไม่ใช้ตัวต้านทานเหมือนในรูป (ก) ทำให้ไม่เกิดความสูญเสียในรูปความร้อน ส่วนรูป (ง) เป็นวงจรกรองแบบใช้ตัวเก็บประจุ เพียงอย่างเดียว รูป (จ) เป็นวงจรกรองแบบเฉื่อยงานที่นิยมใช้กันมาก คือ แบบที่ใช้ทั้งตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ จึงทำให้สามารถปรับความถี่ที่ต้องการกรองได้จากการปรับค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกวงจรกรอง

ดังรูปที่ 5.2 (จ) เพราะสามารถกำจัดความถี่สูงได้ดีกว่ารูป (ก) ถึง (ง) และให้แรงดันขาออกของวงจร
 กรองมีแรงดันพลั่วในระดับที่ยอมรับได้ และที่สำคัญคือวงจรนี้จะไม่เกิดการสูญเสียมากเท่ากับวงจร
 กรองแบบที่ใช้ตัวต้านทาน วงจรกรองในรูป (จ) สามารถหาความถี่ตัด (cutoff frequency: f_c) ได้ดัง
 สมการที่ 5.2 โดยจะสามารถตัดความถี่สูงได้ด้วยความชัน 40 dB/decade สามารถกำจัดความถี่สูงได้
 มากกว่าวงจรในรูป (ก) ถึง (ง) ซึ่งตัดด้วยความชัน 20 dB/decade

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.2)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 5.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเฉื่อยงาน และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) แบบใช้ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

(ข) แบบใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ

(ค) แบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ

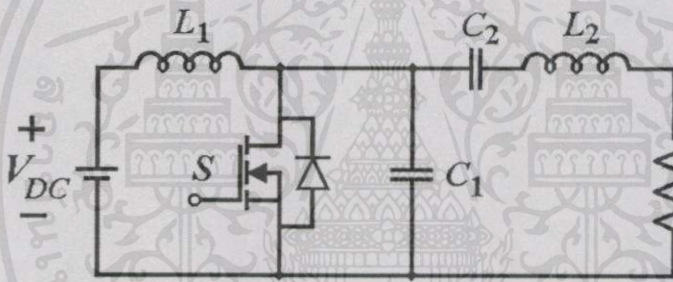
(ง) แบบใช้ตัวเก็บประจุ

(จ) แบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ

5.2 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

วงจรเรียงกระแส ทำให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง มาเข้าสู่วงจรกรองทำให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันพลิวไม่มากนัก แต่แรงดันไฟฟ้าที่ต้องการนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายให้กับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำนั้นไม่ใช่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง แต่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง วงจรอินเวอร์เตอร์จึงได้ถูกนำมาใช้เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นแรงดันกระแสสลับความถี่สูง การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ได้ถูกนำเสนอไปแล้วในบทที่ 3 ในส่วนนี้จึงไม่ขอกล่าวถึงอีก แต่จะนำเสนอเฉพาะวิธีการออกแบบเพื่อนำไปใช้งาน

ตารางที่ 5.1 จะเป็นค่าที่ใช้ในการออกแบบ โดยนำค่าต่างๆ ในตารางมาแทนในสมการที่ 5.2 ถึง 5.6 โดยพิจารณาจากค่าตัวประกอบคุณภาพ Q เป็นหลัก P_R คือกำลังขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ และ ω คือความถี่เชิงมุม มีค่าเท่ากับ $2\pi f$ โดยที่ f คือความถี่สวิตซ์ของมอสเฟตกำลัง ตารางนี้ใช้ได้เฉพาะวงจรที่มีค่าคิวตี้ไชเคิล D เท่ากับ 0.5 เท่านั้น หากต้องการใช้ค่าคิวตี้ไชเคิลอื่นๆ สามารถคำนวณได้จากสมการในเอกสารอ้างอิง [17]



รูปที่ 5.3 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์

$$R = \frac{bV_{DC}^2}{P_R} \quad (5.3)$$

$$C_1 = \frac{c}{\omega R} \quad (5.4)$$

$$C_2 = \frac{d}{\omega R} \quad (5.5)$$

$$L_1 = \frac{10}{\omega^2 C_1} \quad (5.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะฉีกใจทุกสิ่ง อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อ $L_2 = \frac{eR}{\omega}$ อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไป (5.7)

หมายเหตุ b, c, d, e เป็นตัวแปรที่ขึ้นกับค่าตัวประกอบคุณภาพดังแสดงในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 การออกแบบวงจรรินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ที่ $D = 0.5$

Q	b	c	d	e
2	0.457	0.219	0.7124	2.85
3	0.4916	0.215	0.4166	3.75
5	0.5249	0.2067	0.2269	5.673
7	0.5401	0.2017	0.156	7.624
10	0.5514	0.1971	0.1062	10.62
20	0.5644	0.1909	0.0515	20.6
100	0.5744	0.1851	0.01	100.58

5.3 ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง จะต้องคำนึงถึงความสามารถ หรือขีดจำกัดของอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้ ไม่ว่าจะเป็นโครงสร้างชนิด หรือขนาดของอุปกรณ์ที่ใช้ รวมทั้งวิธีการออกแบบ ซึ่งจะสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

5.3.1 การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะ โครงสร้าง และขนาดของแกนที่นำมาใช้งาน ซึ่งในที่นี้จะเลือกแกนเฟอร์ไรต์ เพราะใช้งานที่ความถี่สูง
2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพันของลวดตัวนำ
3. ชนิด และลักษณะของฉนวนของลวดตัวนำ
4. ลักษณะ โครงสร้างของตัวถัง ตลอดจนการระบายความร้อน

5.3.2 ข้อกำหนด

1. ค่าความเหนี่ยวนำ
2. ขนาด และรูปร่าง รวมทั้งความถี่ของกระแส และแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ หรืออุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น (rising temperature)
4. คุณสมบัติทางไฟฟ้า และเชิงกลอื่นๆ

5.3.3 ขีดจำกัด

1. ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดของแกนเฟอร์ไรต์ (B_{\max}) นิยมใช้ที่ค่าไม่เกิน 0.2 T ซึ่งค่าของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ อาจถูกกำหนดโดยกำลังสูญเสียในแกน (core loss) ซึ่งได้จากกราฟความสัมพันธ์ของความถี่กับกำลังสูญเสียในแกน หรือการอิ่มตัวของแกน (core saturation) ขึ้นอยู่กับข้อกำหนดใดให้ค่า B_{\max} ที่ต่ำกว่ากัน

2. กำลังสูญเสียในลวดทองแดง (copper loss) และแกนแม่เหล็ก การเลือกค่ากำลังสูญเสียในลวดทองแดง มีความสำคัญต่อการออกแบบ เพื่อนำไปใช้ในการคำนวณหาขนาดของแกน โดยการกำหนดค่ากำลังสูญเสียในลวดทองแดงให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1.5 เปอร์เซ็นต์ของกำลังที่ส่งผ่านตัวเหนี่ยวนำซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

3. คุณสมบัติอื่นๆ เช่น

3.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องหน้าต่าง (window utilization factor) หรือค่าขีดจำกัดของหน้าต่างของแกน คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่บ่งบอกถึงเปอร์เซ็นต์ของการใช้พื้นที่ในการพันขดลวดรอบแกนแม่เหล็ก เทียบกับพื้นที่ที่แกนสามารถให้พันได้ทั้งหมด ทั้งนี้ค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวจึงขึ้นอยู่กับแกน บอบบี้ วิธีการพัน ฉนวนหุ้มทองแดง รวมไปถึงความแน่นอนหนาในการพันด้วย ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของช่องหน้าต่างจะมีค่าระหว่าง 0.3 ถึง 0.9 แต่โดยทั่วไปจะใช้ได้ไม่เกิน 0.6

3.2 ปรากฏการณ์ที่ทำให้ความหนาแน่นของกระแสรอบขดลวดตัวนำสูงกว่าภายในตัวนำ หรือที่นิยมเรียกกันว่า “skin effect” ปรากฏการณ์นี้จะทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำ มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของปริมาณการไหลของกระแสในลวดตัวนำ ย่อมทำให้เกิดความไม่สมดุลของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (electromotive force) บนพื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ โดยที่แรงเคลื่อนแม่เหล็กนั้นจะมีทิศทางที่หักล้างกับทิศทางการไหลของกระแส และจะมีผลมากที่สุดตรงจุดศูนย์กลางของลวดตัวนำ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวนำจะถูกผลักให้ไหลอยู่เฉพาะตรงผิวรอบนอกของตัวนำ ปรากฏการณ์นี้จะมีผลมากขึ้นเมื่อกระแสไหลผ่านลวดตัวนำมีความถี่สูงขึ้น

3.3 ค่าความต้านทานจำเพาะของลวดทองแดง (ρ) เป็นคุณสมบัติของทองแดงที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ โดยที่อุณหภูมิของตัวนำขณะมีกระแสที่พิกัด ประมาณ 60 องศาเซลเซียส มีค่าความต้านทานจำเพาะของทองแดงเท่ากับ $1.724 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ เวลาออกแบบให้ใช้ $2 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง จะใช้วิธีการออกแบบโดยการกำหนดค่าความสูญเสียในลวดทองแดง เพื่อให้มีค่าคงที่ไม่สูงหรือต่ำจนเกินไป แล้วจึงคำนวณหาค่าพารามิเตอร์อื่นๆ ที่เหลือซึ่งจะสามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$\lambda_{\max} = N\phi_{\max} = LI_{\max} \quad (5.7)$$

$$B_{\max} = \frac{\phi_{\max}}{A_c} = \frac{\lambda_{\max}}{A_c N} = LI_{\max} \quad (5.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ

$$N = \frac{LI_{\max}}{A_c B_{\max}} \quad (5.9)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และนำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_w = \frac{kw}{N} \quad (5.10)$$

$$l = Nt \quad (5.11)$$

$$R_w = \frac{\rho l}{A_w} = \frac{\rho N^2 t}{kw} \quad (5.12)$$

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R_w \quad (5.13)$$

แทนค่าตัวแปรทั้งหมดให้อยู่ในรูปของ P_{cu}

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \rho \frac{L^2 I_{max}^2 t}{A_c^2 B_{max}^2 kw} \quad (5.14)$$

$$\frac{L^2 I_{max}^2}{A_c^2 B_{max}^2} = N^2 \quad (5.15)$$

$$K_g = \frac{wA_c^2}{t} \quad (5.16)$$

$$K_{gr} = \frac{wA_c^2}{t} = \frac{4\rho \left[\frac{1}{2} LI_{rms}^2 \right] \left[\frac{1}{2} LI_{max}^2 \right]}{kB_{max}^2 P_{cu}} \quad (5.17)$$

ρ ค่าความต้านทานจำเพาะของทองแดงมีค่าประมาณ 2×10^{-8} ($\Omega \cdot m$)

R_w ค่าความต้านทานรวมของลวดทองแดงที่ใช้ (Ω)

L ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบ (H)

I_{rms} ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (A)

I_{max} ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (A)

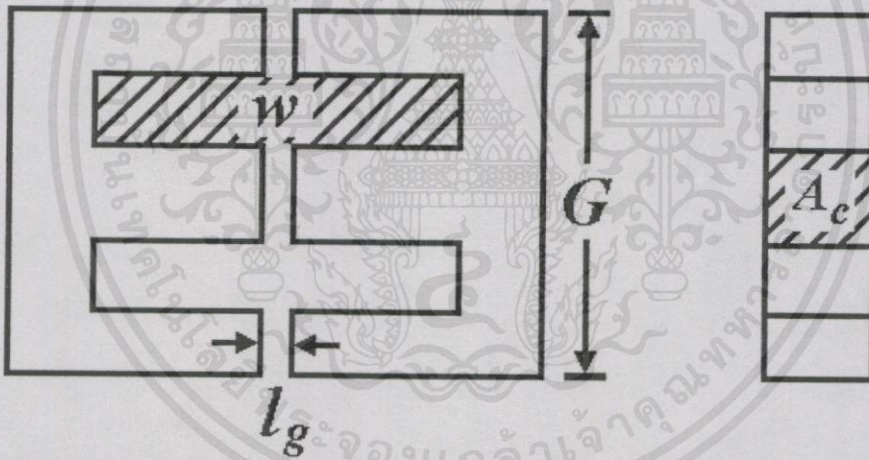
k ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องหน้าต่าง หรือค่าขีดจำกัดของหน้าต่างมีค่าระหว่าง 0.3 ถึง 0.9 (ไม่มีหน่วย)

B_{max} ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (T)

P_{cu} ค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดง (W)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

w	พื้นที่ช่องหน้าต่าง (m ²)
A_c	พื้นที่หน้าตัดของแกนซึ่งมีลวดทองแดงพันอยู่ (m ²)
l	ความยาวโดยประมาณของลวดที่ใช้ (m)
t	ความยาวเฉลี่ยของลวดที่ใช้พันรอบแกน 1 รอบ (m)
A_w	พื้นที่หน้าตัดรวมของลวดทองแดง (m ²)
N	เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกน (รอบ)
f	ความถี่สูงสุดที่ใช้งาน (Hz)
μ_r	ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของสาร (ไม่มีหน่วย)
δ	ค่าความลึกของผิวทองแดงที่มีกระแสไหล (m)
l_g	ความกว้างของช่องอากาศ (m)
μ_o	ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของสุญญากาศ (ไม่มีหน่วย)
F	ค่าการกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กโดยรอบที่ขอบหน้าต่างตัดแกน (ไม่มีหน่วย)
G	ความสูงของแกน (m)



รูปที่ 5.4 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

5.3.4 ขั้นตอนในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

1. จากข้อกำหนดในการออกแบบจะคำนวณหาค่า K_{gr} ได้จาก

$$K_{gr} = \frac{4\rho \left[\frac{1}{2} LI_{rms}^2 \right] \left[\frac{1}{2} LI_{max}^2 \right]}{k B_{max}^2 P_{cu}} \quad (5.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ $k B_{max}^2 P_{cu}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เลือกขนาดของแกนที่มีค่า K_g มากกว่า ค่า K_{gr} ที่ได้จากการคำนวณในข้อ 1. เพื่อให้สามารถพันลวดทองแดงลงบนแกนที่เลือกได้ และสามารถรับพลังงานตามที่ออกแบบได้ ซึ่งค่า K_g จะสามารถหาได้จากรายละเอียดของแกนในภาคผนวก

$$K_g = \frac{wA_c^2}{t} \quad (5.19)$$

3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดทองแดงจากสมการ

$$N = \frac{LI_{\max}}{A_c B_{\max}} \quad (5.20)$$

4. คำนวณหาขนาดของพื้นที่หน้าตัดรวมของขดลวดทองแดง

$$A_w = \frac{kw}{N} \quad (5.21)$$

5. เลือกขนาดลวดทองแดงที่จะใช้ โดยขนาดของลวดทองแดงรวม ซึ่งนำลวดทองแดงหลายๆ เส้นมาตีเกลียวรวมกัน ต้องมีพื้นที่หน้าตัดรวมมากกว่าพื้นที่หน้าตัดที่คำนวณได้ในข้อ 4. และขนาดของลวดทองแดงแต่ละเส้นจะต้องมีขนาดรัศมีไม่มากกว่า ค่าความลึกของผิวทองแดงที่มีกระแสไหล ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \frac{\rho}{f\mu_r}} \quad (5.22)$$

6. คำนวณหาขนาดของช่องว่างอากาศ (air gap)

$$l_g = \frac{N^2 \mu_o A_c}{L} \quad (5.23)$$

7. คำนวณหาค่าการกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กโดยรอบที่ขอบหน้าตัดแกน ซึ่งทำให้พื้นที่หน้าตัดของช่องอากาศมีมากขึ้น (fringing flux correction factor) สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \left[\frac{2G}{l_g} \right] \quad (5.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในโครงการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด (5.24)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8. ปรับลดขนาดของ l_g จนได้ค่า L ตามต้องการ

5.4 หม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง จะคล้ายกับการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง คือ ต้องคำนึงถึงความสามารถ หรือขีดจำกัดของอุปกรณ์ ที่จะนำมาใช้ ไม่ว่าจะเป็นโครงสร้างชนิด หรือขนาดของอุปกรณ์ที่ใช้ รวมทั้งวิธีการออกแบบ แต่มีข้อแตกต่างกันเล็กน้อย ซึ่งจะสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

5.4.1 การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะโครงสร้าง และขนาดของแกนที่นำมาใช้งาน ซึ่งในที่นี้จะเลือกแกนเฟอร์ไรต์ เพราะใช้งานที่ความถี่สูง
2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพันของลวดตัวนำ ทั้งในขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิ
3. ชนิด และลักษณะของฉนวนของลวดตัวนำ
4. ลักษณะโครงสร้างของตัวถัง ตลอดจนการระบายความร้อน

5.4.2 ข้อกำหนด

1. ขนาดกำลังขาออก
2. ขนาด และรูปร่าง รวมทั้งความถี่ของกระแส และแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ หรืออุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น (rising temperature)
4. ต้องสามารถควบคุมระดับแรงดันขณะรับภาระที่พิกัดได้ (voltage regulation)
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้า และเชิงกลอื่นๆ

5.4.3 ขีดจำกัด

ขีดจำกัดในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง ให้ใช้ขีดจำกัดเช่นเดียวกันกับกรณีตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ในหัวข้อ 5.3.3

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง จะใช้วิธีการออกแบบคล้ายกับการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ คือ ออกแบบโดยการกำหนดค่าความสูญเสียในลวดทองแดง ซึ่งจะสามารถคำนวณหาสมการที่ใช้ในการออกแบบได้ดังนี้

$$N_1 = \frac{V_1}{4.44 A_c B_{\max} f} \quad (5.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยวิธีการ
 และ $N_2 = \frac{V_2}{4.44 A_c B_{\max} f} \quad (5.26)$
 ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหานี้ไปเผยแพร่หรือส่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_1 A_{w1} = N_2 A_{w2} = \frac{kw}{2} \quad (5.27)$$

$$R = \frac{\rho l}{A_w} \tag{5.28}$$

$$l = N t \tag{5.29}$$

$$A_w = \frac{kw}{2N} \tag{5.30}$$

$$R_1 = \frac{2\rho tN_1^2}{kw} \tag{5.31}$$

$$R_2 = \frac{2\rho tN_2^2}{kw} \tag{5.32}$$

$$P_{cu} = I_{1rms}^2 R_1 + I_{2rms}^2 R_2 \tag{5.33}$$

$$P_{cu} = \frac{2\rho t (V_1^2 I_{1rms}^2 + V_2^2 I_{2rms}^2)}{kw(4.44 A_c B_{max} f)^2} \tag{5.34}$$

$$V_1 I_{1rms} = V_2 I_{2rms} = P_{out} \tag{5.35}$$

$$P_{cu} = \frac{\rho t P_{out}^2}{4.935 k W A_c^2 B_{max}^2 f^2} \tag{5.36}$$

$$K_g = \frac{w A_c^2}{t} \tag{5.37}$$

$$K_{gr} = \frac{w A_c^2}{t} = \frac{\rho P_{out}^2}{4.935 k B_{max}^2 f^2 P_{cu}} \tag{5.38}$$

5.4.4 ขั้นตอนในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

1. จากข้อกำหนดในการออกแบบจะคำนวณหาค่า K_{gr} ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ทำการฉีไล้ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกข้อมูลไปเผยแพร่หรือใช้ข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไป

$$K_{gr} = \frac{\rho P_{out}^2}{4.935 k B_{max}^2 f^2 P_{cu}} \tag{5.39}$$

- 2. เลือกขนาดของแกนที่มีค่า K_g มากกว่า ค่า K_{gr} ที่ได้จากการคำนวณในข้อ 1. เพื่อให้สามารถพันลวดทองแดงลงบนแกนที่เลือกได้ และสามารถรับพลังงานตามที่ออกแบบได้ ซึ่งค่า K_g จะสามารถหาได้จากรายละเอียดของแกนในภาคผนวก

$$K_g = \frac{wA_c^2}{t} \tag{5.40}$$

- 3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดทองแดงทั้งด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิจากสมการ

$$N_1 = \frac{K_1}{4.44A_c B_{max} f} \tag{5.41}$$

และ
$$N_2 = \frac{V_2}{4.44A_c B_{max} f} \tag{5.42}$$

- 4. คำนวณหาขนาดของพื้นที่หน้าตัดรวมของขดลวดทองแดงทั้งด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิ

$$A_{w1} = \frac{k_w}{2N_1} \tag{5.43}$$

$$A_{w2} = \frac{k_w}{2N_2} \tag{5.44}$$

- 5. เลือกขนาดลวดทองแดงที่จะใช้ โดยขนาดของลวดทองแดงรวม ซึ่งนำลวดทองแดงหลายๆ เส้น มาตีเกลียวรวมกัน ต้องมีพื้นที่หน้าตัดรวมมากกว่าพื้นที่หน้าตัดที่คำนวณได้ในข้อ 4.
- 6. ขนาดของลวดทองแดงแต่ละเส้นจะต้องมีขนาดคร่อมไม่มากกว่า ค่าความลึกของผิวทองแดงที่มีกระแสไหล (skin depth) ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \frac{\rho}{f \mu_r}} \tag{5.45}$$

- 7. รวมค่ากำลังสูญเสียที่เกิดในแกน และในลวดทองแดง

$$P_c = 9.5623 \times 10^{-6} B_{max}^{2.22} f^{1.192} \tag{5.46}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{cu} = \frac{\rho t P_{out}^2}{4.935kWA_c^2 B_{max}^2 f^2} \tag{5.47}$$

5.5 ตัวเก็บประจุความถี่สูง

ตัวเก็บประจุความถี่สูงที่มีขายตามท้องตลาด มีอยู่มากมายหลายแบบ ผู้ใช้สามารถเลือกซื้อได้ โดยพิจารณาจากชนิดของตัวเก็บประจุ (ไดอิเล็กตริก) ค่าความจุไฟฟ้าที่ต้องการมีทั้งแบบคงที่และแบบปรับค่าได้ พิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และ/หรือไฟฟ้ากระแสสลับ มีขั้วหรือไม่มีขั้ว ความถี่ที่ใช้งาน การเลือกชนิดของตัวเก็บประจุจะต้องพิจารณาด้วยว่าสามารถใช้งานได้ โดยที่ความถี่ใช้งานยังไม่มี การเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าไปจากที่ระบุไว้มากนัก จากในบทที่ 4 ได้กล่าวถึงค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้อุปกรณ์มีลักษณะการทำงานผิดไปจากเดิม เช่น มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลง หรือเปลี่ยนคุณสมบัติจากตัวเก็บประจุ เป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผิดจุดประสงค์ที่ต้องการ เพราะฉะนั้น จึงต้องพิจารณา ถึงชนิดของตัวเก็บประจุเลือกใช้ เพื่อให้สามารถใช้งานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ

ค่าความเหนี่ยวนำปรสิต (L_s) และความต้านทานปรสิต (R_s และ R_p) ความถี่เรโซแนนซ์ภายในตัวเก็บประจุ (f_c) ของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ ได้ถูกนำเสนอไว้ในภาคผนวก ก. หน้า 190-191 (หรือสามารถดูได้จาก Data sheet ของบริษัทที่ผลิตตัวเก็บประจุ) ในการเลือกชนิดของตัวเก็บประจุ จำเป็นต้องเลือกชนิดที่มีความถี่เรโซแนนซ์ภายในของตัวเก็บประจุสูงกว่าความถี่ใช้งานมากๆ เพื่อให้แน่ใจว่า พฤติกรรมของตัวเก็บประจุ และค่าความจุไฟฟ้าจะไม่เปลี่ยน ไปจากที่ได้ออกแบบไว้

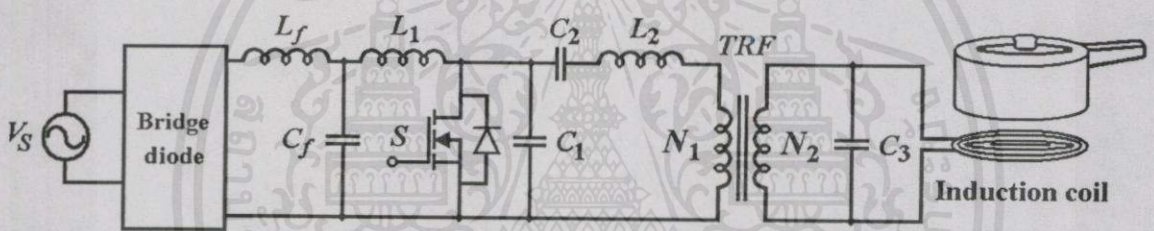
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุที่ใช้ไดอิเล็กตริกชนิดโพลีโพรพิลีน (Polypropylene film) เนื่องจากสามารถใช้งานที่ความถี่สวิตซ์ 100 kHz ได้ อีกทั้งยังสามารถทนแรงดันที่ต้องการได้

5.6 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

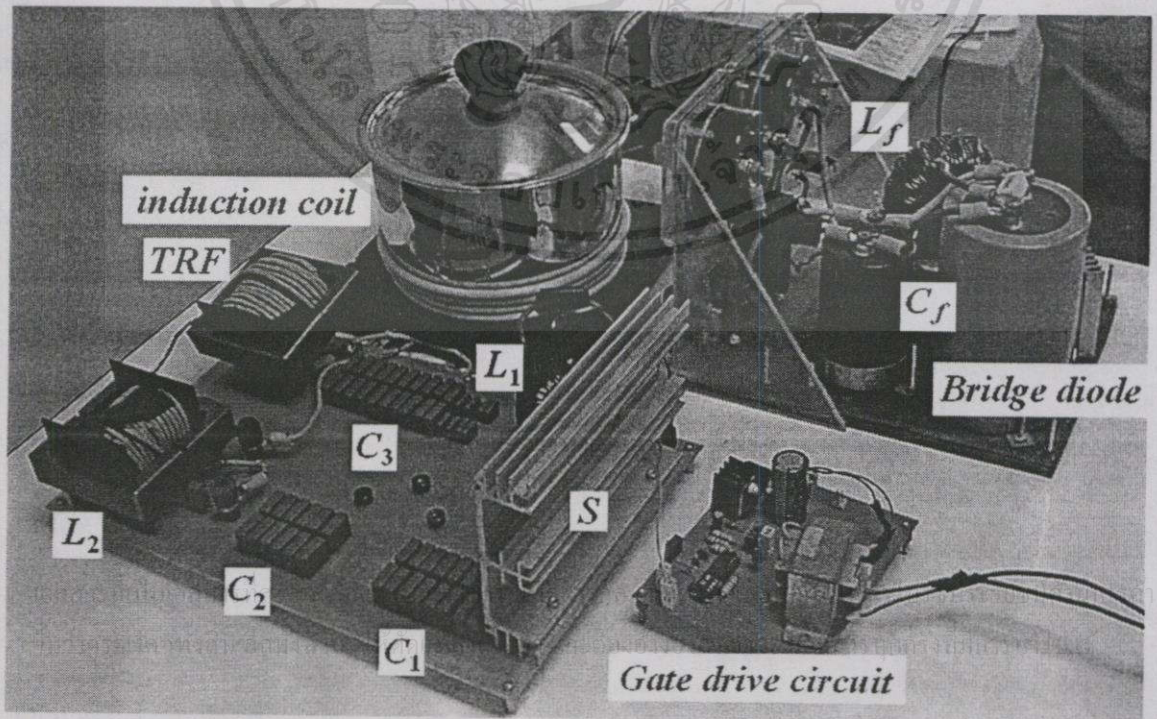
อุปกรณ์ต่างๆ ที่ได้ออกแบบตั้งแต่หัวข้อที่ 5.1 – 5.5 เพื่อใช้ในการทดลอง สามารถจำแนกออกได้เป็นส่วนต่างๆ ดังนี้ (ดูภาพประกอบในรูปที่ 5.5 และ 5.6 และภาคผนวก ก. หน้า 105 ถึง 150)

1. ไดโอดแบบบริดจ์ (Bridge diode) ใช้ไดโอด GBPC 2508A ชนิด single phase พิกัดกระแส 25 A พิกัดแรงดัน 800 V
2. มอสเฟตกำลัง S ใช้ชนิด N-channel เบอร์ IXBH 40N160 แบบมี Free-wheeling diode อยู่ภายใน พิกัดแรงดันตกคร่อมขาเดรน-ซอร์ส ขณะหยุดนำกระแส (v_{dss}) 1600 V สามารถนำกระแสต่อเนื่อง (i_d) ได้ 20 A ที่ 90°C
3. วงจรขับเกต (Gate drive circuit) ใช้ วงจรรวม TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณขับ และขยายกำลังของสัญญาณขับด้วยวงจรรวม IR 2125
4. ตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง L_f และ L_1 ใช้แกน Iron powder แบบ Toroidal core ขนาด T250 ชนิด -26 และใช้ลวดขนาด SWG 15 พันรอบแกน 143 รอบ
5. ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง L_2 ใช้แกน Ferrite แบบ EE ขนาดความสูงของแกน 80 มิลลิเมตร ชนิด 7H10 และใช้ลวดขนาด SWG 27 จำนวน 20 เส้นนำมาตีเกลียวรวมกัน โดยพันรอบบอบบิ้น จำนวน 80 รอบ ความกว้างของช่องอากาศประมาณ 3 มิลลิเมตร

6. หม้อแปลงความถี่สูง (TRF) ใช้แกน Ferrite แบบ EE ขนาดความสูงของแกน 80 มิลลิเมตร ชนิด 7H10 และใช้ลวดขนาด SWG 27 ดีเกลือรวมกัน 20 เส้น สำหรับด้านปฐมภูมิ และ 40 เส้น สำหรับด้านทุติยภูมิ โดยมีจำนวนรอบของขดปฐมภูมิต่อทุติยภูมิเท่ากับ 41 : 22 รอบ
7. ตัวเก็บประจุของวงจรกรอง C_f ใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic) พิกัดแรงดัน 400 V สองตัว ขนาดความจุไฟฟ้า 2200 μF และ 1500 μF ต่อขนานกัน
8. ตัวเก็บประจุความถี่สูง C_1, C_2 และ C_3 ใช้ตัวเก็บประจุชนิดโพลีโพรพีลีน WIMA MKP 10 ขนาดความจุไฟฟ้า 3300 pF พิกัดแรงดัน 2000 V_{DC} นำมาต่อขนาน และอนุกรมเพื่อให้ได้ค่าตามที่ต้องการ
9. ขดลวดเหนี่ยวนำ (induction coil) ใช้ลวดขนาด SWG 27 จำนวน 40 เส้น นำมาดีเกลือรวมกัน และหุ้มด้วยพลาสติกแก้วเพื่อให้สามารถทนความร้อนจากภาชนะได้ แล้วจึงนำมาขดเป็นวงในแนวระนาบได้และข้างภาชนะที่ทำจาก Stainless steel ขนาด 18 เซนติเมตร รวมทั้งสิ้น 15 รอบ



รูปที่ 5.5 วงจรสมมูลของวงจรต้นแบบ



รูปที่ 5.6 วงจรต้นแบบ

บทที่ 6

ผลการจำลองวงจร และผลการทดลอง

6.1 การจำลองวงจรทางไฟฟ้า

จากวิธีการออกแบบวงจรที่ได้นำเสนอไปแล้วในบทที่ 5 นั้น ควรจะมีการนำมาวงจรที่ได้มาจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ก่อนที่จะนำไปสร้างจริง เพื่อให้ทราบถึงขนาด พิกัด และรูปร่างของรูปคลื่นกระแส และแรงดันของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร ซึ่งจะประโยชน์ในการเลือกชนิดของอุปกรณ์ และเพื่อช่วยในการออกแบบพิกัดทางไฟฟ้าของอุปกรณ์นั้นๆ ซึ่งผลการจำลองที่ได้จะเป็นตัวเปรียบเทียบกับผลการทดลองต่อไปว่าถูกต้อง ใกล้เคียงกันหรือไม่ สิ่งที่ต้องการหาคือ แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร และกระแสที่ไหลในแต่ละอุปกรณ์ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการสร้างวงจรจริง

6.2 ผลการจำลองและทดลองวงจรทางไฟฟ้า

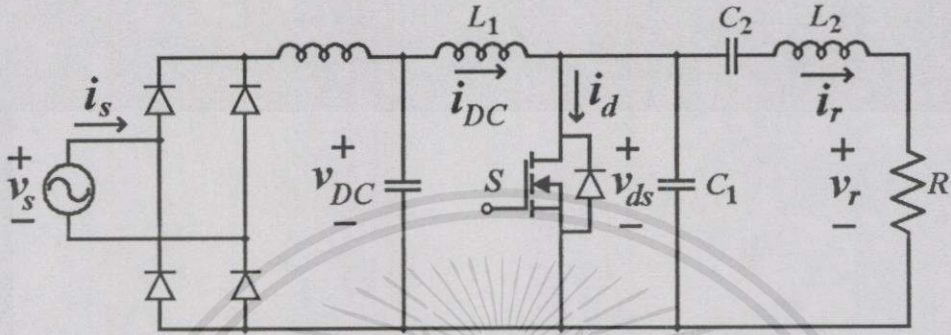
การจำลองจะใช้พารามิเตอร์ต่างๆ ตามที่ได้ออกแบบไว้จากสมการในบทต่างๆ ที่ได้นำเสนอไปแล้ว ซึ่งในบทนี้จะแสดงผลการจำลองทางไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์กลางในสภาวะการทำงานต่างๆ กัน เพื่อใช้ร่วมกับการวิเคราะห์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งแต่ละแบบจะใช้แรงดันขาเข้าประมาณ 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ กำลังขาเข้าคงที่ 1000 วัตต์ ความถี่สวิตซ์ 100 กิโลเฮิรตซ์ โดยทั้งในการจำลอง และการทดลองจะแบ่งสภาวะการทำงานออกเป็น 4 แบบ คือ

1. วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี พื้นฐาน ใช้ตัวต้านทานทำหน้าที่เป็นโหลดของวงจร (คลาส อี R-Load)
2. วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมุมระหว่างแรงดันและกระแสของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์ (คลาส อี + หม้อแปลง + unity power factor load)
3. วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่รูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงมีมุมล่าหลังแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง (คลาส อี + หม้อแปลง + lagging power factor load)
4. วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่รูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลง มีมุมนำหน้าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อ-แปลง (คลาส อี + หม้อแปลง + leading power factor load)

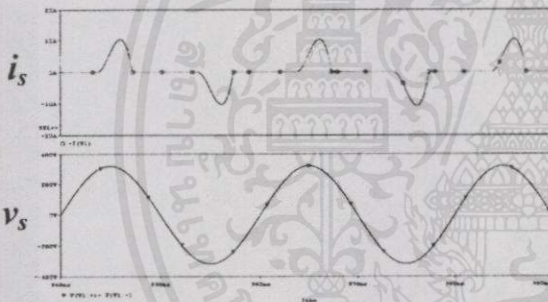
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานะไม่ได้ออกมาให้นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต ส่วนการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบที่ไม่ได้สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์กลางนั้นจะไม่กล่าวถึง เนื่องจากอยู่นอกเหนือขอบเขตงานวิจัย

6.2.1 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี พื้นฐาน ใช้ตัวต้านทานทำหน้าที่เป็นโหลดของวงจร

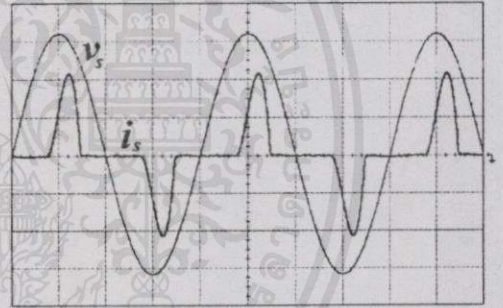
รูปที่ 6.1 เป็นวงจรที่ใช้ในการทดลองในแบบที่ 1 คือใช้ตัวต้านทานทำหน้าที่เป็นโหลด ซึ่งรูปที่ 6.2 ถึง 6.5 เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดลองที่ได้ จะสังเกตว่าผลที่ได้เป็นที่น่าสนใจมาก วงจรในรูปที่ 6.1 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ $C_1 = 6.15 \text{ nF}$, $C_2 = 3.43 \text{ nF}$, $L_1 = 4 \text{ mH}$, $L_2 = 830 \text{ }\mu\text{H}$, $R = 49.5 \text{ }\Omega$



รูปที่ 6.1 วงจรที่ใช้ในการจำลองแบบที่ 1 (คลาส อี + R-Load)



(ก)

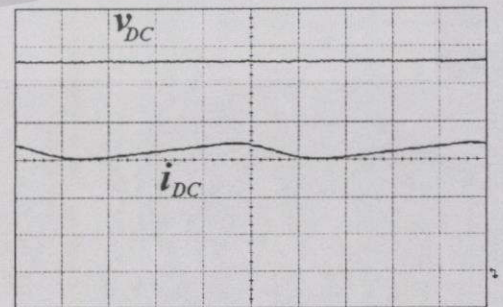
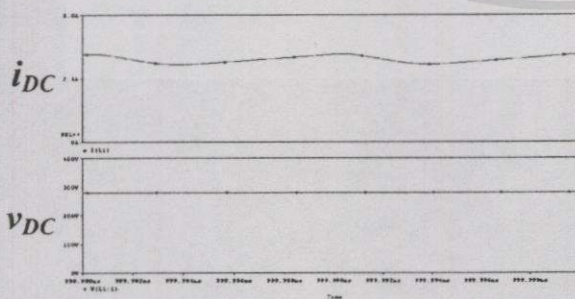


(ข)

รูปที่ 6.2 รูปคลื่นกระแส i_s และแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า v_s

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_s: 5\text{A/div}$, $v_s: 100\text{V/div}$, $t: 5\text{ms/div}$



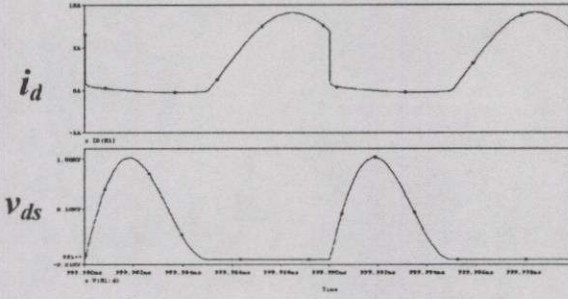
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สง (ก)ไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ (ข)ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

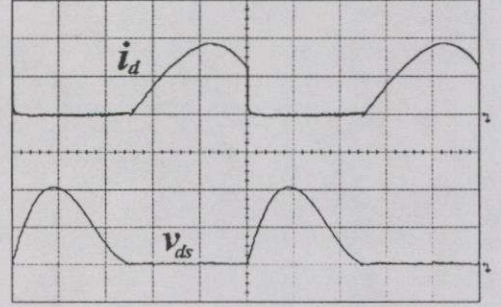
รูปที่ 6.3 รูปคลื่นกระแส i_{DC} และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง v_{DC}

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_{DC}: 1\text{A/div}$, $v_{DC}: 50\text{V/div}$, $t: 2\mu\text{s/div}$



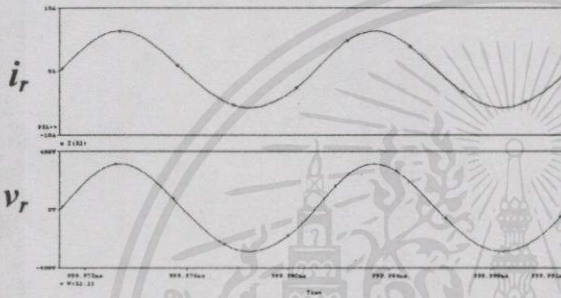
(ก)



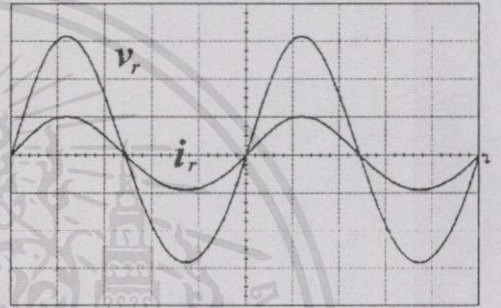
(ข)

รูปที่ 6.4 รูปคลื่นกระแส i_d และแรงดันที่อุปกรณ์สวิตชิง v_{ds}

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง $i_d : 5A/div, v_{ds} : 500V/div, t : 2\mu s/div$



(ก)



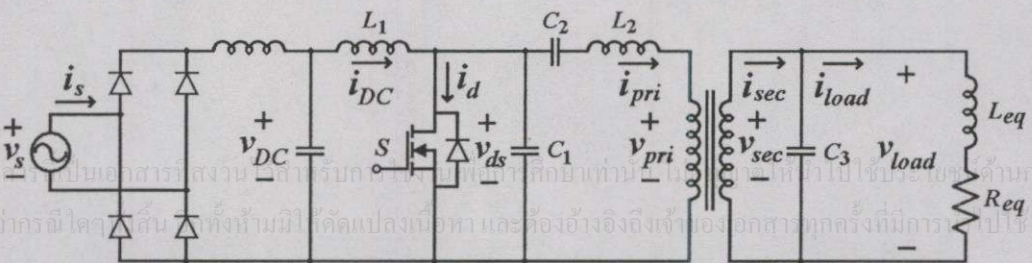
(ข)

รูปที่ 6.5 รูปคลื่นกระแส i_r และแรงดันที่ตัวด้านทานโหลด v_r

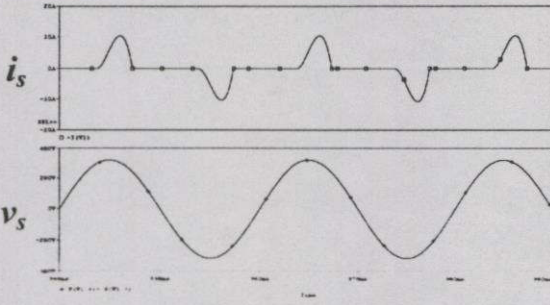
(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง $i_r : 5A/div, v_r : 100V/div, t : 2\mu s/div$

6.2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งผ่านกำลังไปยังโหลดชดลวดเหนี่ยวนำ โดย มุมระหว่างกระแสและแรงดันของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์

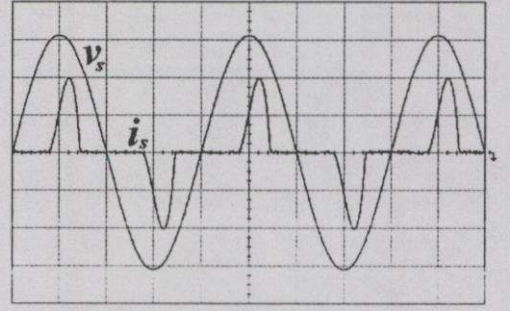
รูปที่ 6.6 เป็นวงจรที่ใช้ในการทดลองในแบบที่ 2 คือใช้ชดลวดเหนี่ยวนำ ทำหน้าที่เป็นโหลด และมุมระหว่างกระแสและแรงดันของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งรูปที่ 6.7 ถึง 6.12 เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดลองที่ได้ วงจรในรูปที่ 6.6 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ $C_1 = 6.15 \text{ nF}, C_2 = 3.45 \text{ nF}, C_3 = 380 \text{ nF}, L_1 = 4 \text{ mH}, L_2 = 830 \mu\text{H}, L_{eq} = 6.3 \mu\text{H}, R_{eq} = 1.2 \Omega$ อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง คือ 41 : 22



รูปที่ 6.6 วงจรที่ใช้ในการจำลองแบบที่ 2 (คลาส อี + หม้อแปลง + unity power factor load)



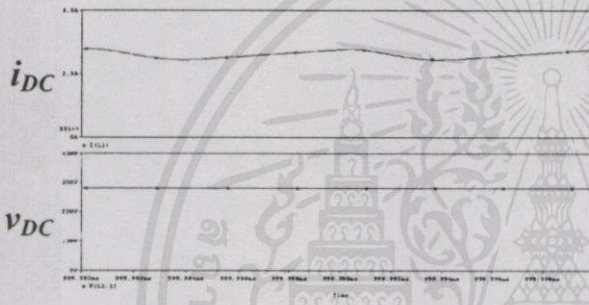
(ก)



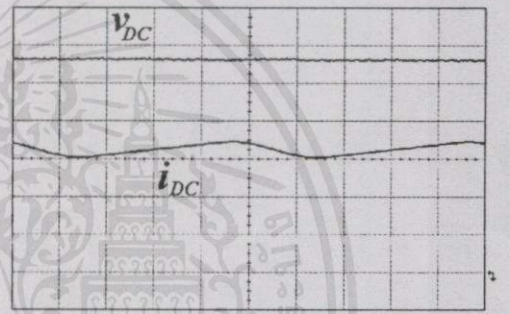
(ข)

รูปที่ 6.7 รูปคลื่นกระแส i_s และแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า v_s

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง i_s : 5A/div, v_s : 100V/div, t : 5ms/div

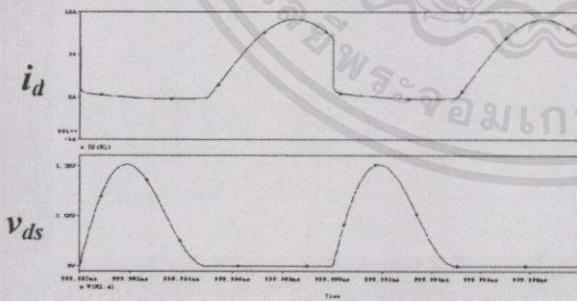
(ก)



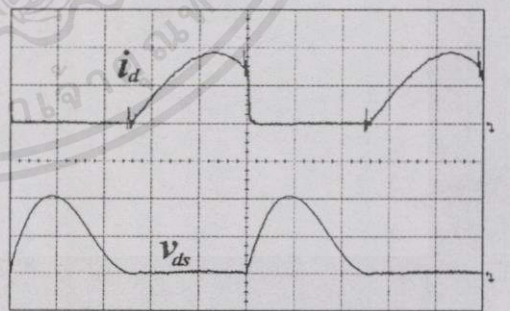
(ข)

รูปที่ 6.8 รูปคลื่นกระแส i_{DC} และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง v_{DC}

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง i_{DC} : 1A/div, v_{DC} : 50V/div, t : 2 μ s/div

(ก)



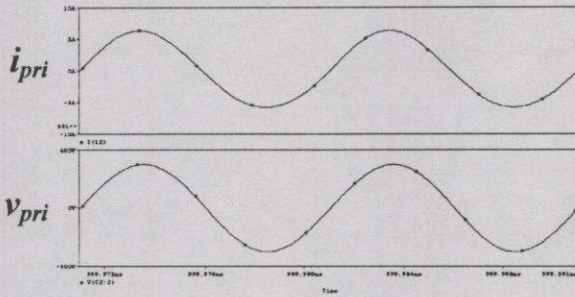
(ข)

รูปที่ 6.9 รูปคลื่นกระแส i_d และแรงดันที่อุปกรณ์สวิตซ์ v_{ds}

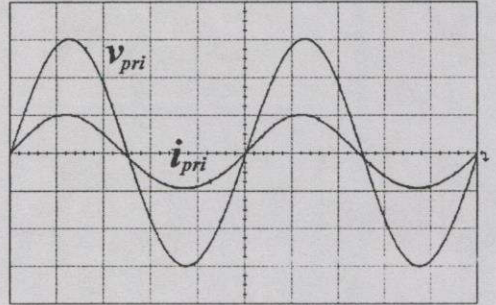
(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง i_d : 5A/div, v_{ds} : 500V/div, t : 2 μ s/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



(ก)

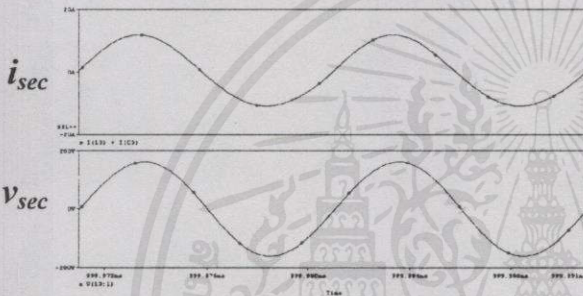


(ข)

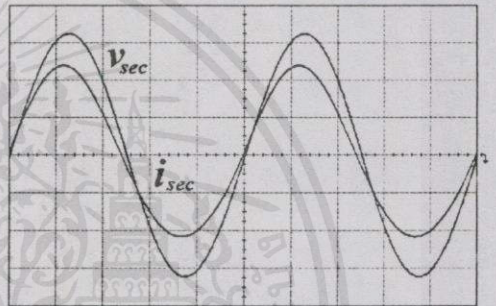
รูปที่ 6.10 รูปคลื่นกระแส i_{pri} และแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง v_{pri}

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_{pri} : 5A/div, v_{pri} : 100V/div, t : 2\mu s/div$



(ก)

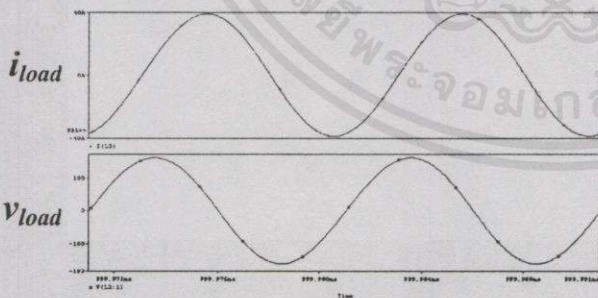


(ข)

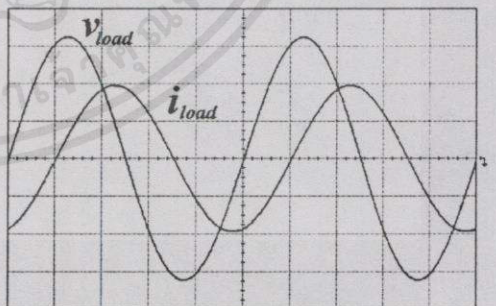
รูปที่ 6.11 รูปคลื่นกระแส i_{sec} และแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง v_{sec}

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_{sec} : 5A/div, v_{sec} : 50V/div, t : 2\mu s/div$



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.12 รูปคลื่นกระแส i_{load} และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ v_{load}

(ก) ผลการจำลอง

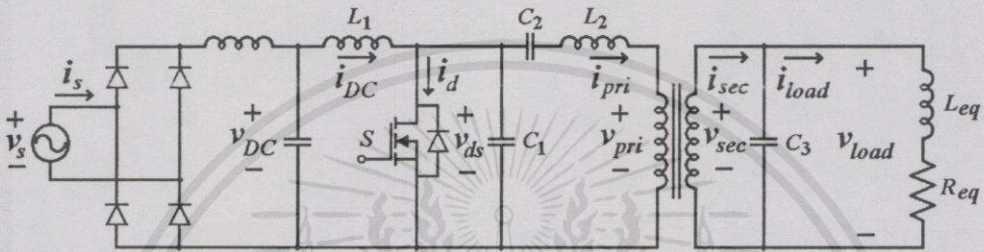
(ข) ผลการทดลอง $i_{load} : 20A/div, v_{load} : 50V/div, t : 2\mu s/div$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ห้ามมิให้เผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

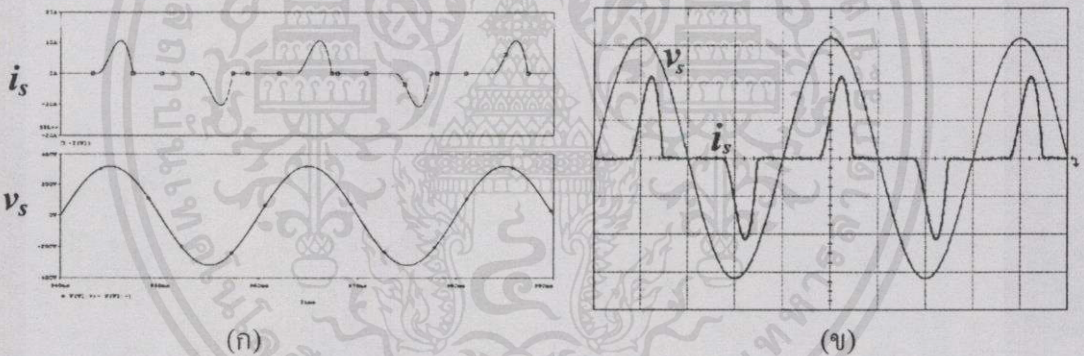
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้

6.2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่รูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลง มีมุมล่าหลังแรงดันต้นตอคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง

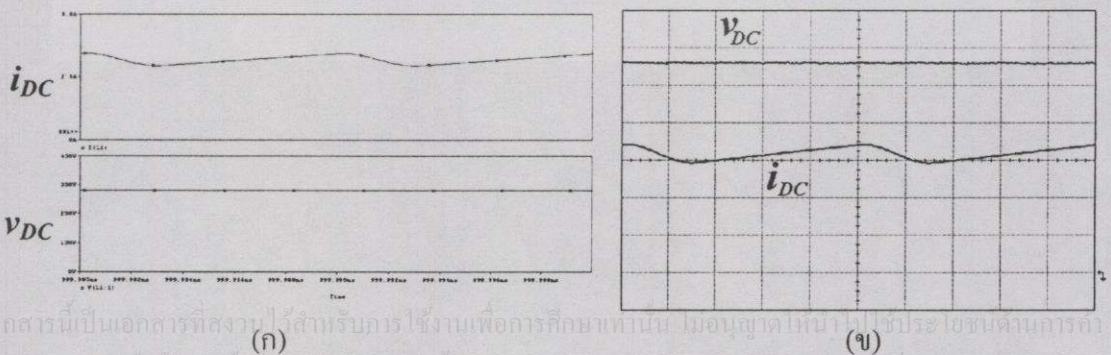
รูปที่ 6.13 เป็นวงจรที่ใช้ในการทดลองในแบบที่ 3 (คลาส อี + หม้อแปลง + lagging power factor load) คือใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเป็นโหลด และรูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงมีมุมล่าหลังแรงดันต้นตอคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง ซึ่งรูปที่ 6.14 ถึง 6.19 เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดลองที่ได้ วงจรในรูปที่ 6.13 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ $C_1 = 6.15 \text{ nF}$, $C_2 = 3.45 \text{ nF}$, $C_3 = 190 \text{ nF}$, $L_1 = 4 \text{ mH}$, $L_2 = 830 \text{ } \mu\text{H}$, $L_{eq} = 6.3 \text{ } \mu\text{H}$, $R_{eq} = 1.2 \text{ } \Omega$ อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง คือ 41 : 22



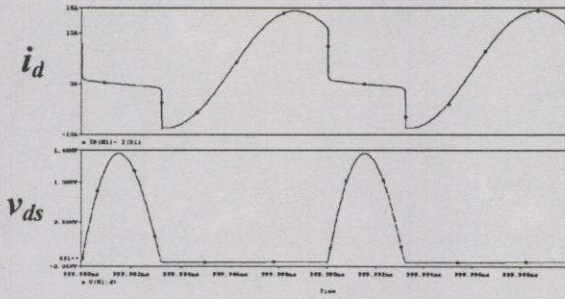
รูปที่ 6.13 วงจรที่ใช้ในการจำลองแบบที่ 3 (คลาส อี + หม้อแปลง + lagging power factor load)



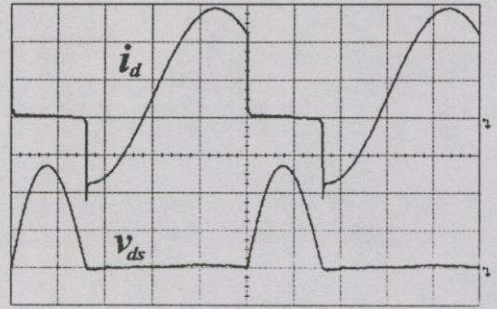
รูปที่ 6.14 รูปคลื่นกระแส i_s และแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า v_s
(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง i_s : 5A/div, v_s : 100V/div, t : 5ms/div



รูปที่ 6.15 รูปคลื่นกระแส i_{DC} และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง v_{DC}
(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง i_{DC} : 1A/div, v_{DC} : 50V/div, t : 2 μ s/div



(ก)

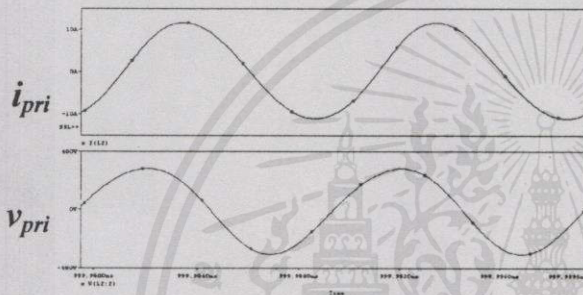


(ข)

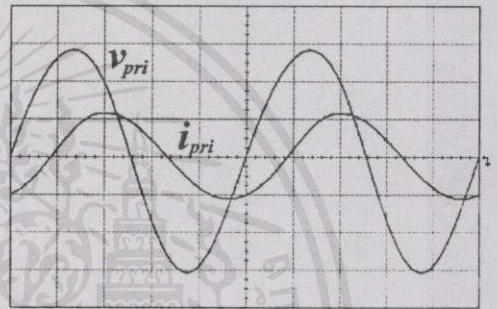
รูปที่ 6.16 รูปคลื่นกระแส i_d และแรงดันที่อุปกรณ์สวิตชิง v_{ds}

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_d : 5A/div, v_{ds} : 500V/div, t : 2\mu s/div$



(ก)

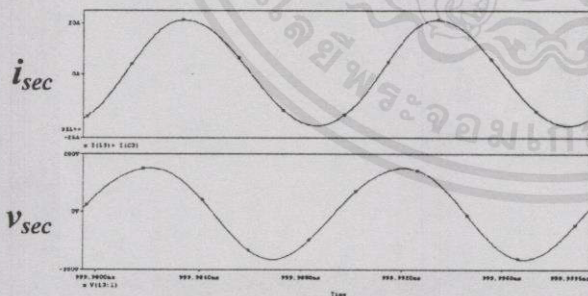


(ข)

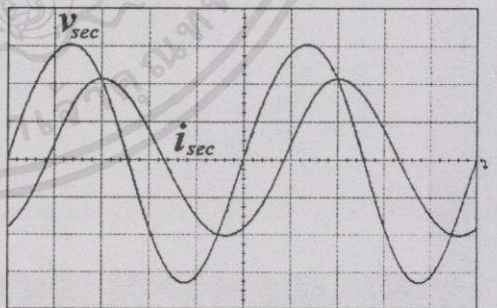
รูปที่ 6.17 รูปคลื่นกระแส i_{pri} และแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง v_{pri}

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_{pri} : 10A/div, v_{pri} : 100V/div, t : 2\mu s/div$



(ก)



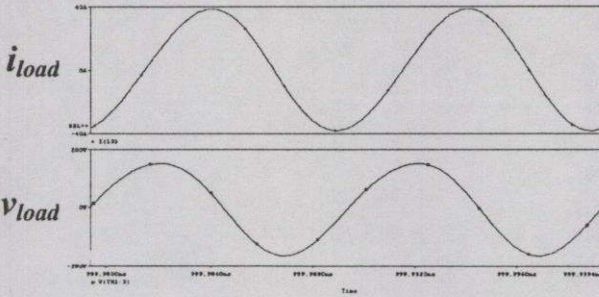
(ข)

รูปที่ 6.18 รูปคลื่นกระแส i_{sec} และแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง v_{sec}

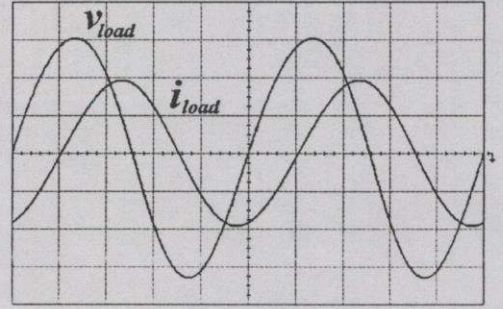
(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_{sec} : 10A/div, v_{sec} : 50V/div, t : 2\mu s/div$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



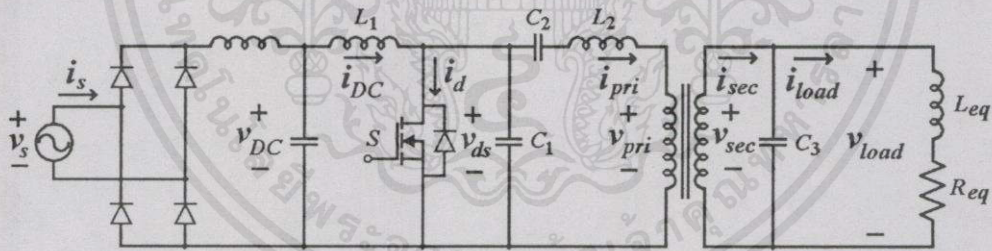
(ข)

รูปที่ 6.19 รูปคลื่นกระแส i_{load} และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ v_{load}

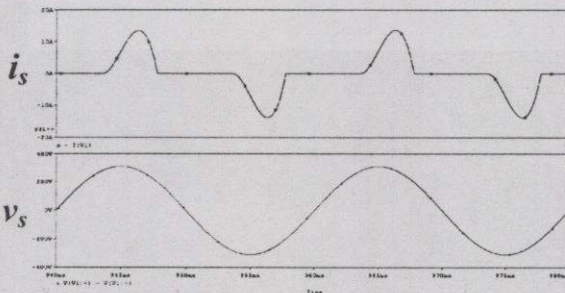
(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง $i_{load} : 20A/div, v_{load} : 50V/div, t : 2\mu s/div$

6.2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงส่งกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่รูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงมีมุมนำหน้าแรงดันคคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง

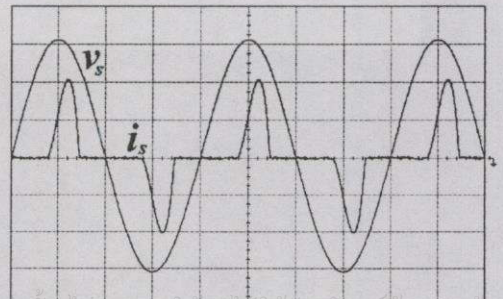
รูปที่ 6.20 เป็นวงจรที่ใช้ในการทดลองในแบบที่ 4 (คลาส อี + หม้อแปลง + leading power factor load) คือใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเป็นโหลด และรูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงมีมุมนำหน้าแรงดันคคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง ซึ่งรูปที่ 6.21 ถึง 6.26 เป็นการเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทดลองที่ได้ วงจรในรูปที่ 6.20 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ $C_1 = 6.15 \text{ nF}$, $C_2 = 3.17 \text{ nF}$, $C_3 = 570 \text{ nF}$, $L_1 = 4 \text{ mH}$, $L_2 = 830 \mu\text{H}$, $L_{eq} = 6.3 \mu\text{H}$, $R_{eq} = 1.2 \Omega$ อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง คือ 41 : 22



รูปที่ 6.20 วงจรที่ใช้ในการจำลองแบบที่ 4 (คลาส อี + หม้อแปลง + leading power factor load)



(ก)



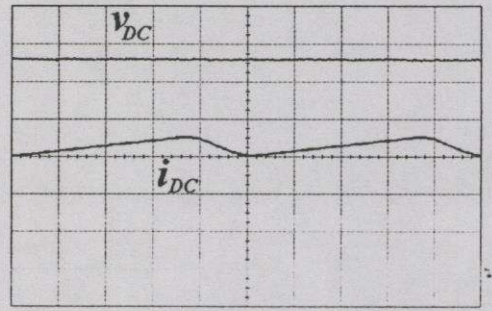
(ข)

รูปที่ 6.21 รูปคลื่นกระแส i_s และแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า v_s

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง $i_s : 5A/div, v_s : 100V/div, t : 5ms/div$



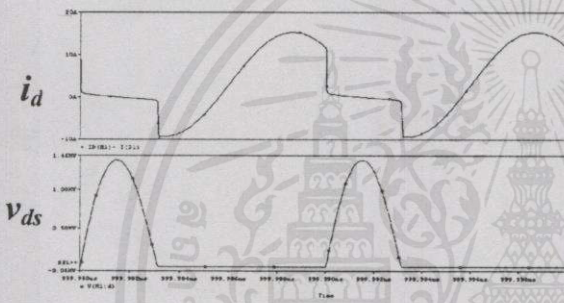
(ก)



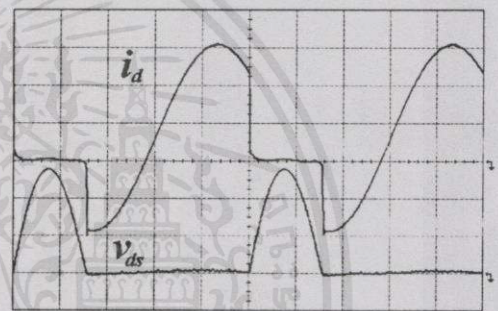
(ข)

รูปที่ 6.22 รูปคลื่นกระแส i_{DC} และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง v_{DC}

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง $i_{DC} : 1A/div, v_{DC} : 50V/div, t : 2\mu s/div$



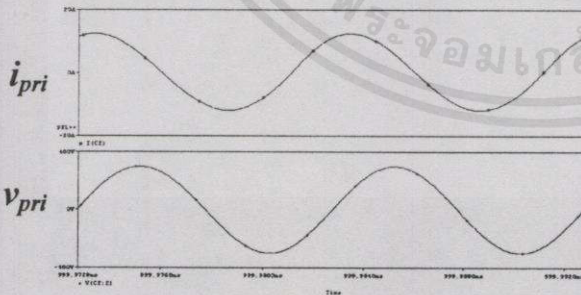
(ก)



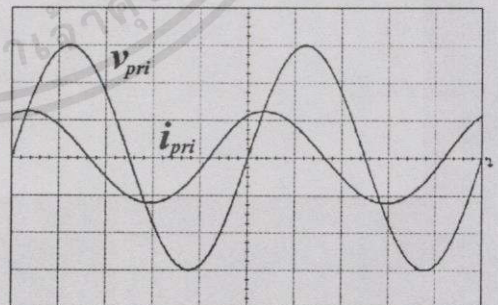
(ข)

รูปที่ 6.23 รูปคลื่นกระแส i_d และแรงดันที่อุปกรณ์สวิตชิง v_{ds}

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง $i_d : 5A/div, v_{ds} : 500V/div, t : 2\mu s/div$



(ก)

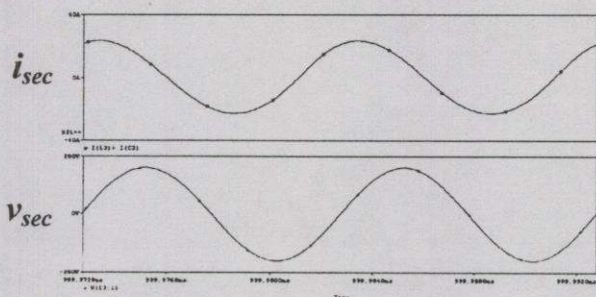


(ข)

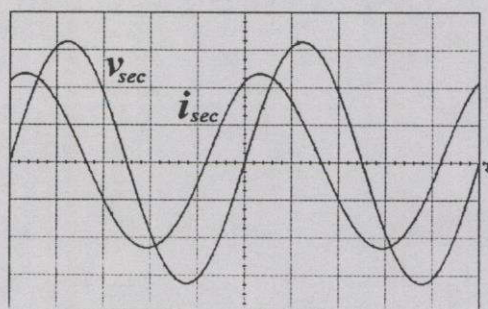
รูปที่ 6.24 รูปคลื่นกระแส i_{pri} และแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง v_{pri}

(ก) ผลการจำลอง (ข) ผลการทดลอง $i_{pri} : 10A/div, v_{pri} : 100V/div, t : 2\mu s/div$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยและสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏ



(ก)

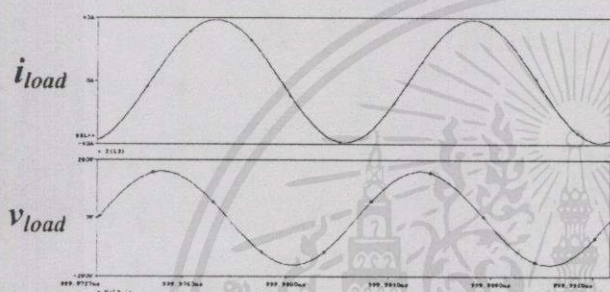


(ข)

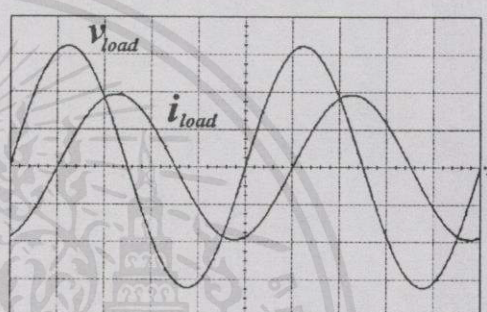
รูปที่ 6.25 รูปคลื่นกระแส i_{sec} และแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง v_{sec}

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_{sec} : 10A/div, v_{sec} : 50V/div, t : 2\mu s/div$



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.26 รูปคลื่นกระแส i_{load} และแรงดันที่ขดลวดเหนี่ยวนำ v_{load}

(ก) ผลการจำลอง

(ข) ผลการทดลอง $i_{load} : 20A/div, v_{load} : 50V/div, t : 2\mu s/div$

จากผลการจำลองและการทดลองที่ได้แสดงทั้งหมดดังรูปที่ 6.1 ถึง 6.26 เมื่อนำมาเปรียบเทียบกันแล้ว ปรากฏว่าได้ผลใกล้เคียงกันมาก แสดงให้เห็นว่าค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบโดยใช้วิธีการจำลองถูกต้องและสามารถนำมาใช้ได้จริง

6.3 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

ในหัวข้อที่ 6.2 ได้นำเสนอรูปคลื่นแรงดัน และกระแสของวงจรในแต่ละแบบ ซึ่งอาจจะทำความเข้าใจได้ค่อนข้างยาก และไม่สามารถเปรียบเทียบภาพรวมของระบบได้ ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการต้มน้ำของเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ เหตุผลที่เลือกใช้น้ำเป็นตัวทดสอบก็เพราะน้ำมีค่าความจุความร้อนที่ค่อนข้างแน่นอน ทำให้สามารถคำนวณหาค่าลังงานออกได้ง่าย โดยการคำนวณค่าลังงานออกนั้นสามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (6.1) ซึ่งเป็นสูตรมาตรฐานในการ

$$P_o = \frac{\Delta Q_{heat}}{\Delta t} = \frac{mc\Delta T}{\Delta t} \quad (6.1)$$

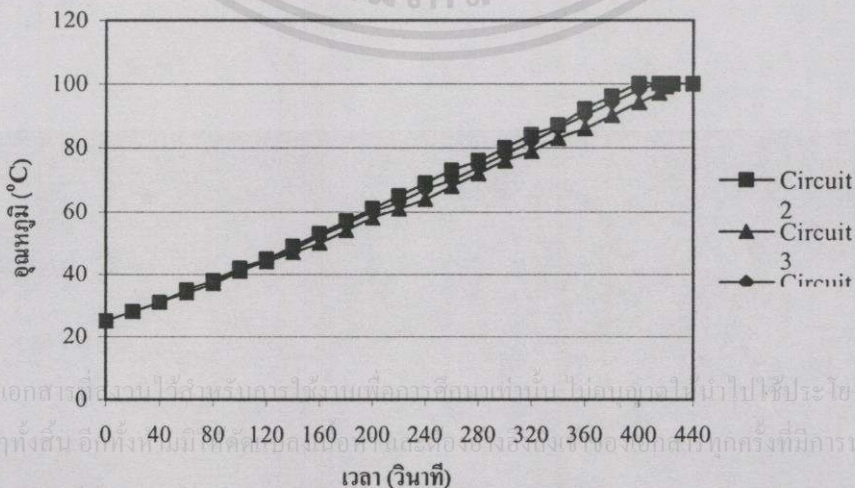
โดยที่ P_o	คือ กำลังงานที่น้ำได้รับ (kW)
ΔQ_{heat}	คือ ปริมาณความร้อนที่ใช้ในการหุงต้ม (kJ)
Δt	คือ เวลาที่ใช้ในการหุงต้ม (sec)
m	คือ มวลของน้ำ (kg)
c	คือ ค่าความจุความร้อนจำเพาะของน้ำ (kJ/kg)
ΔT	คือ อุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนไปจากการหุงต้ม ($^{\circ}\text{C}$)

ตารางที่ 6.1 ผลการทดลองที่ได้จากการต้มน้ำ

รูปแบบของวงจร	P_s (W)	Δt (sec)	P_o (W)	% Efficiency
2 (unity)	1000	400	784.50	78.45
3 (lagging)	1000	425	738.35	73.84
4 (leading)	1000	415	756.14	75.61

หมายเหตุ % Efficiency หมายถึง ประสิทธิภาพที่น้ำได้รับ ไม่รวมกำลังความร้อนที่สถานะ เทียบกับ กำลังไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายไฟฟ้า 220 V 50 Hz

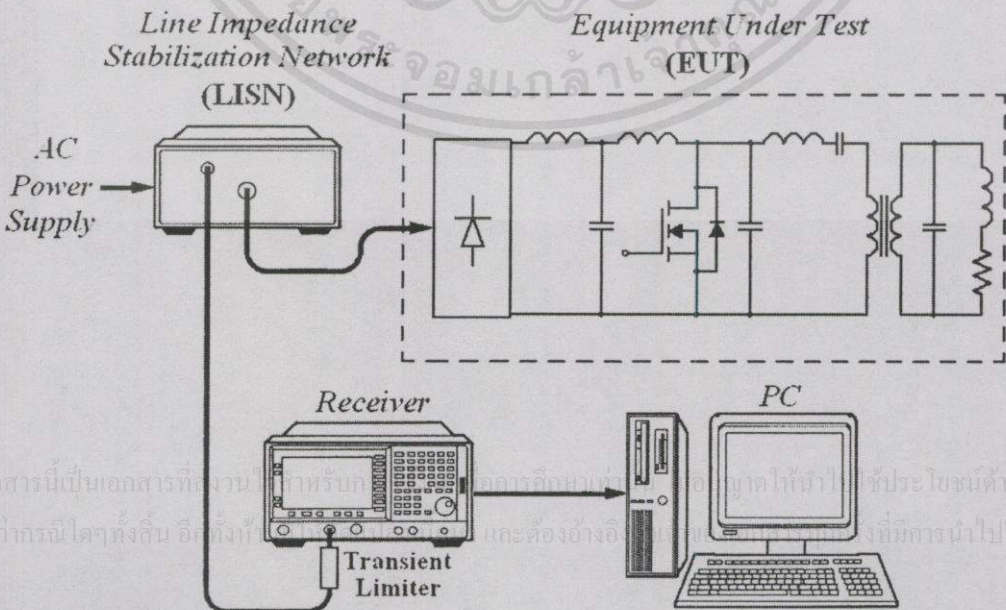
ตารางที่ 6.1 แสดงผลการทดลองต้มน้ำปริมาณ 1 ลิตรจากอุณหภูมิ 25°C พบว่า วงจรในรูปแบบที่ 2 หรือวงจรที่มีมุมระหว่างแรงดันและกระแสที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเป็นศูนย์ จะมีประสิทธิภาพดีที่สุดใน รองลงมาด้วยวงจรในรูปแบบที่ 4 หรือวงจรที่มีรูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลง นำหน้ารูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ ส่วนแบบที่ 3 ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำที่สุด จะเป็นวงจรที่มีรูปคลื่นของกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลง มีมุมล่าหลังแรงดันที่ตกคร่อมหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ โดยรูปที่ 6.27 จะเป็นการเปรียบเทียบความเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิของน้ำที่ใช้ต้ม ณ เวลาต่างๆ โดยใช้วงจรเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ ในรูปแบบต่างๆ



รูปที่ 6.27 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนแปลงกับเวลาที่ใช้ในการทดลอง

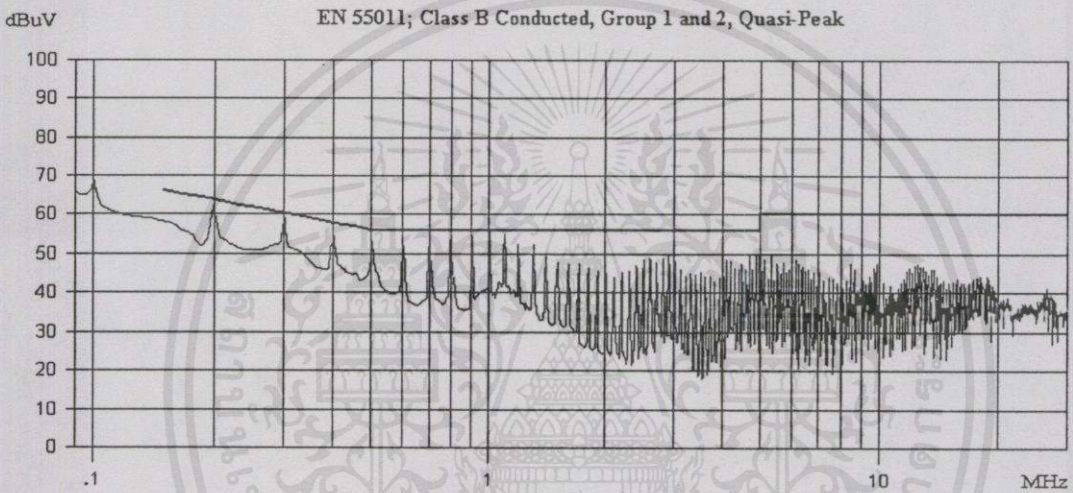
6.4 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ในโหมดร่วม

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นการสูญเสียของพลังงานรูปแบบหนึ่ง เกิดจาก วงจรที่ทำงานด้วยความถี่สูง การเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของกระแส และแรงดัน หรือแม้แต่การจัดเรียงตัวของอุปกรณ์ และวงจรต่างๆ รวมทั้งการวางสายล้วนแล้วแต่เป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งสิ้น รูปที่ 6.28 เป็นรูปแบบของวงจรที่ใช้ในการทดลอง และเครื่องมือวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งประกอบด้วย Line Impedance Stabilization Network (LISN) Spectrum Analyzer ทำหน้าที่เป็น Receiver และคอมพิวเตอร์ใช้เก็บข้อมูล และผลการทดลอง ซึ่งผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ได้นั้น แสดงอยู่ในรูปที่ 6.29-6.32 โดยเรียงตามลำดับเช่นเดียวกันกับการทดลองทุกครั้งที่ผ่านมา คือ วงจรในแบบที่ 1 แสดงในรูปที่ 6.29 เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี พื้นฐาน ใช้ตัวต้านทานทำหน้าที่เป็นโหลดของวงจร ส่วนแบบที่ 2 แสดงในรูปที่ 6.30 เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงเป็นตัวส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมุมระหว่างแรงดันและกระแสของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์แบบที่ 3 แสดงในรูปที่ 6.31 เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงเป็นตัวส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่รูปคลื่นกระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลงมีมุมล่าหลังแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง และสุดท้าย แบบที่ 4 แสดงในรูปที่ 6.32 คือ วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ใช้หม้อแปลงความถี่สูงเป็นตัวส่งผ่านกำลังไปยังโหลดขดลวดเหนี่ยวนำ โดยที่กระแสที่ไหลเข้าหม้อแปลง มีมุมนำหน้า รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง โดยรูปที่ 6.29-6.32 จะตั้งค่าระดับอ้างอิงไว้เหมือนกันเพื่อให้ง่ายต่อการเปรียบเทียบ คือตั้งค่าไว้ที่ 100 dB μ V และเริ่มวัดสัญญาณรบกวนตั้งแต่ความถี่ 90 kHz ถึง 30 MHz ซึ่งตามมาตรฐานจะเริ่มวัดสัญญาณรบกวนตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz แต่เหตุผลที่เริ่มจาก 90 kHz เพราะต้องการดูผลของความถี่สวิตชิง 100 kHz

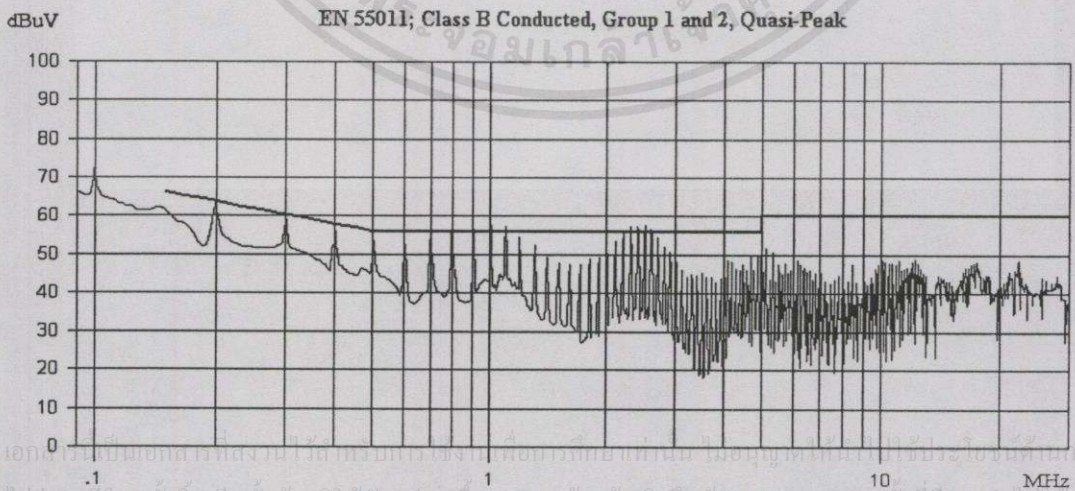


รูปที่ 6.28 วงจรที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

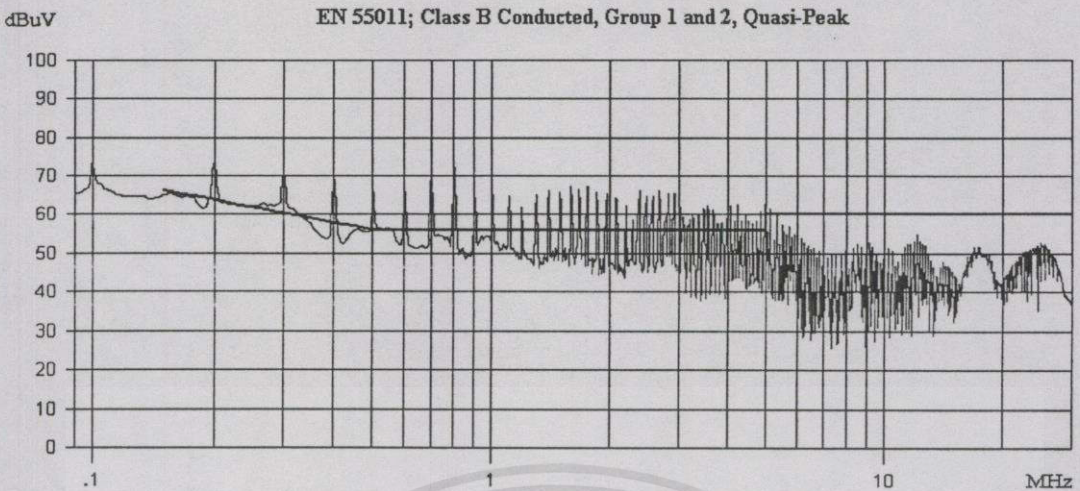
รูปที่ 6.29-6.32 ทำการวัดโดยใช้มาตรฐาน CISPR 11 Class B Conducted แบบ Quasi-Peak ในโหมดรวม ซึ่งผลการวัดแสดงให้เห็นการสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรในแบบต่างๆ ซึ่งแบบที่ 1 จะเกิดผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่ำที่สุด ตามด้วยวงจรในแบบที่ 2 ซึ่งมีเพียงบางช่วงเท่านั้นที่เกินขีดจำกัดที่มาตรฐานกำหนด ส่วนวงจรในแบบที่ 3 และ 4 นั้น ได้สร้างสัญญาณรบกวนออกมาค่อนข้างมาก ซึ่งเกินกว่ามาตรฐานกำหนดทั้ง 2 แบบ โดยได้สร้างสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูงในช่วง สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นก็คือการสูญเสียพลังงานในอีกรูปแบบหนึ่ง ทำให้เกิดวงจรมีประสิทธิภาพต่ำลง จากผลที่ได้ในการทดลองที่ผ่านมา นั้น แสดงให้เห็นชัดเจนว่า วงจรในรูปแบบที่ 3 และ 4 นั้น มีประสิทธิภาพต่ำกว่าแบบที่ 2 ซึ่งสอดคล้องกับผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า



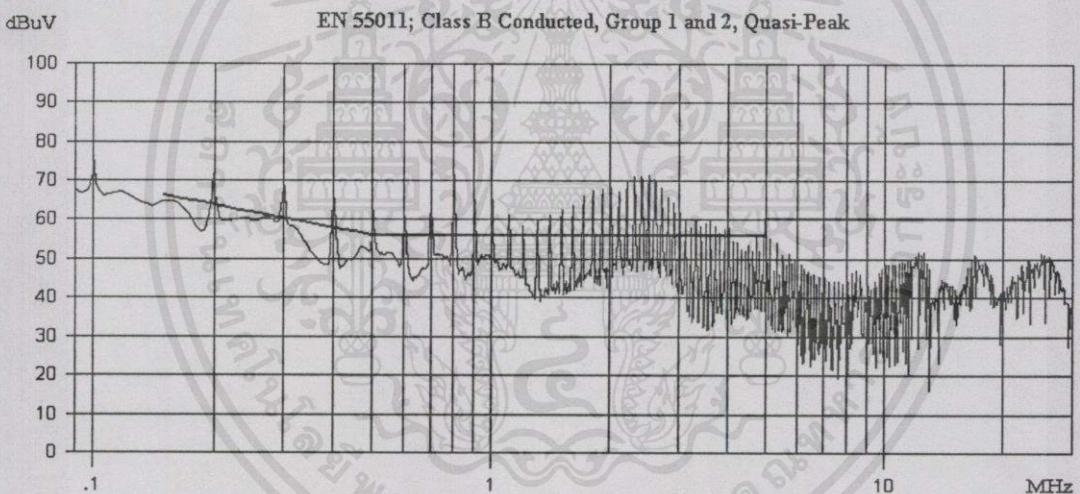
รูปที่ 6.29 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ของวงจรแบบที่ 1 (คลาส บี + R-Load)



รูปที่ 6.30 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ของวงจรแบบที่ 2 (คลาส บี + หม้อแปลง + unity power factor load)



รูปที่ 6.31 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ของวงจรแบบที่ 3 (คลาส บี + หม้อแปลง + lagging power factor load)



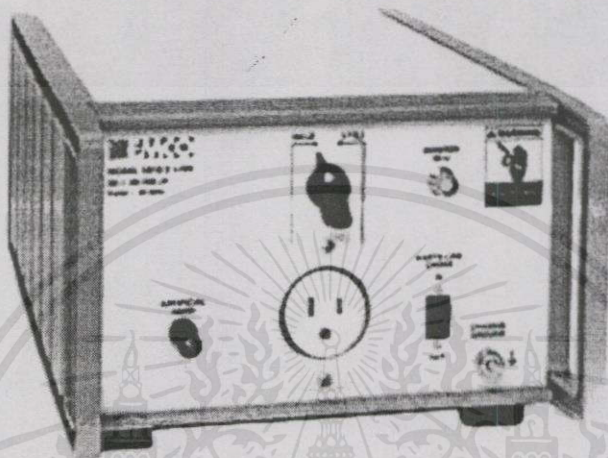
รูปที่ 6.32 ผลการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ของวงจรแบบที่ 4 (คลาส บี + หม้อแปลง + leading power factor load)

รูปที่ 6.33 เป็นรูปของ LISN ที่ใช้ในการทดลอง โดยต่อเข้ากับวงจรที่ต้องการจะวัด หรือ EUT ตามรูปที่ 6.28 เพื่อแยกสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำของวงจรที่ต้องการจะวัด และทำการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจาก Receiver ในรูปที่ 6.34 ซึ่งต่ออยู่กับคอมพิวเตอร์ เพื่อนำข้อมูลที่ได้จากการวัดซึ่งแกนในแนวนอน (Horizontal axis) จะเป็นแบบมาตราส่วนเชิงเส้น (Linear scale) มาจัดเก็บในรูปแบบของมาตราส่วนลอการิทึม (Logarithmic scale) เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาในความถี่ต่างๆ ส่วนแกนในแนวตั้ง (Vertical axis) นั้นจะจัดเก็บในรูปแบบของ dB μ V เพื่อให้สามารถพิจารณาสัญญาณที่มีขนาดแตกต่างกันมากๆ ได้ง่าย การแปลงหน่วยของสัญญาณรบกวนที่วัดได้จากค่าจริง (V) เป็น dB μ V สามารถแปลงได้จากสมการที่ (6.2)

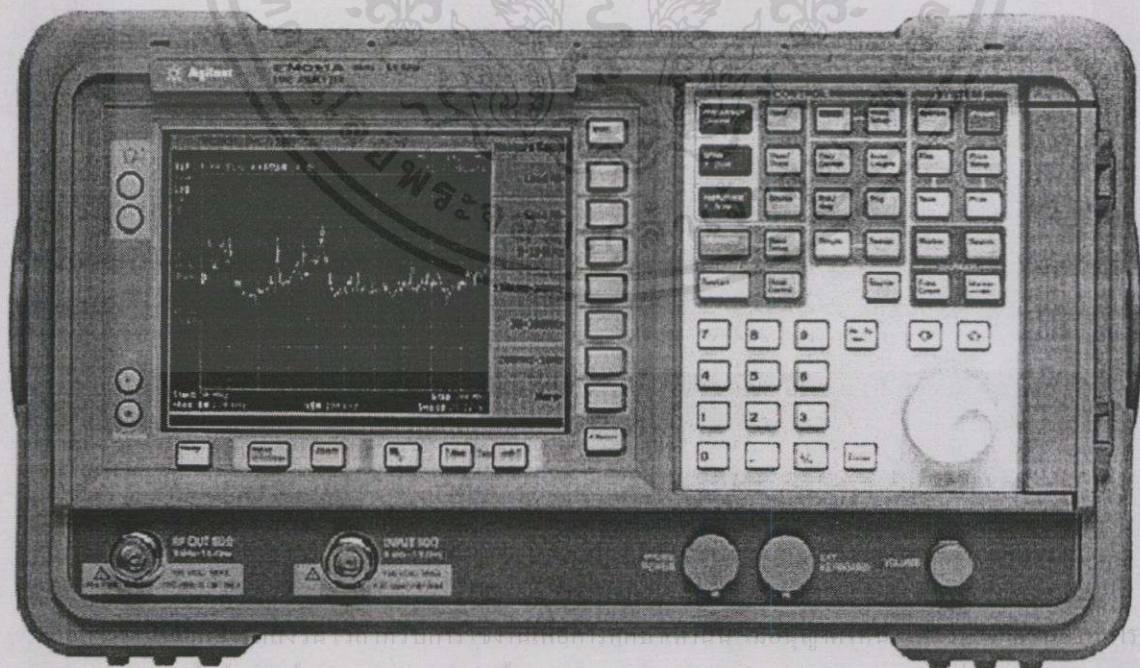
$$\text{dB}\mu\text{V} = 20 \log \left(\frac{V_{\text{noise}}}{10^{-6}} \right) \quad (6.2)$$

โดยที่ V_{noise} คือสัญญาณรบกวนที่วัดได้จริง (V)

$\text{dB}\mu\text{V}$ คือสัญญาณรบกวนที่อ่านได้จาก Receiver



รูปที่ 6.33 LISN: EMCO 3810/2 50 Ω , 50/250 μH , 9 kHz-30 MHz



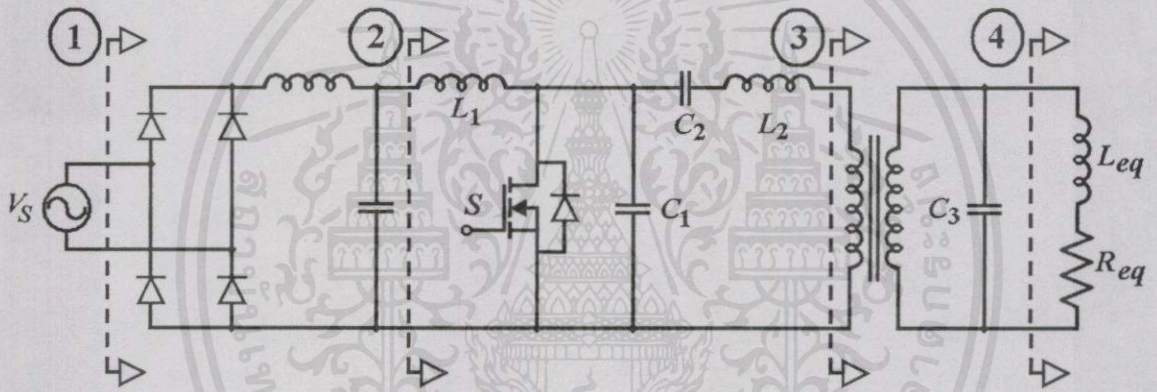
รูปที่ 6.34 Receiver: Agilent EMC analyzer E7401A, 9 kHz-1.5 GHz

บทที่ 7

การวิเคราะห์ผลการทดลอง

ในบทที่ 6 เป็นการนำเสนอผลการจำลองและผลการทดลองที่ได้จากวงจรต้นแบบ ซึ่งจะสามารถอธิบายภาพรวมของวงจรตลอดจนประสิทธิภาพการทำงานของวงจร สำหรับในบทที่ 7 นี้จะนำเสนอผลการทดลองที่เกี่ยวข้องกับการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยจะนำผลที่ได้จากบทที่ 6 มาวิเคราะห์ร่วมกับผลของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้น เพื่อจะดูความสัมพันธ์ที่อาจเกี่ยวข้องกับผลอื่นๆ และความน่าจะเป็นที่จะเกิดขึ้นในกรณีต่างๆ

7.1 การเปรียบเทียบความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ในการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า



รูปที่ 7.1 ตำแหน่งที่วัดอิมพีแดนซ์ของวงจร

รูปที่ 7.1 แสดงตำแหน่งที่วัดค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบค่าความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ในแต่ละจุด โดยค่าที่วัดได้นั้นจะแสดงอยู่ในตารางที่ 7.1 ส่วนในตารางที่ 7.2 แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของค่าอิมพีแดนซ์ ที่จุดนั้นๆ เมื่อเทียบกับจุดที่อยู่ก่อนหน้า โดยคำนวณได้ตามสมการที่ (7.1) เปรียบเทียบกับอัตราส่วนผลต่างของกำลังไฟฟ้า ดังสมการที่ (7.2) ซึ่งผลที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 7.3 และ 7.4

$$\text{อัตราส่วนผลต่างของอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงที่จุด } (x) = \frac{Z \text{ at point } (x - 1) - Z \text{ at point } (x)}{Z \text{ at point } (x - 1)} \quad (7.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$\text{อัตราส่วนผลต่างของกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงที่จุด } (x) = \frac{P \text{ at point } (x - 1) - P \text{ at point } (x)}{P \text{ at point } (x - 1)} \quad (7.2)$$

ตารางที่ 7.1 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรในแต่ละจุด

รูปแบบ ของวงจร	Impedance (Ω)			
	Point 1	Point 2	Point 3	Point 4
2	39.09	87.39	54.61	4.52
3	37.95	88.34	25.29	4.48
4	39.46	88.91	25.41	4.55

ตารางที่ 7.2 อัตราส่วนผลต่างของอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละจุด เมื่อเทียบกับจุดที่อยู่ก่อนหน้า

รูปแบบ ของวงจร	Impedance (%)			
	Point 1	Point 2	Point 3	Point 4
2	-	-123.6	37.5	91.7
3	-	-132.8	71.4	82.3
4	-	-125.3	71.4	82.1

ตารางที่ 7.3 กำลังไฟฟ้าที่ถูกส่งผ่านในวงจรแต่ละจุด

รูปแบบ ของวงจร	Power (W)			
	Point 1	Point 2	Point 3	Point 4
2	1000.00	919.75	830.71	812.09
3	1000.00	916.92	790.04	773.69
4	1000.00	919.39	817.80	798.25

ตารางที่ 7.4 อัตราส่วนผลต่างของกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงในแต่ละจุด เมื่อเทียบกับจุดที่อยู่ก่อนหน้า

รูปแบบ ของวงจร	Power loss (%)			
	Point 1	Point 2	Point 3	Point 4
2	-	8.03	9.68	2.24
3	-	8.31	13.84	2.07
4	-	8.06	11.05	2.39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาใดๆและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก๊อปปี้ไปใช้

ค่าอิมพีแดนซ์ที่แสดงในตารางที่ 7.1 แสดงให้เห็นถึงความเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ในแต่ละจุดของวงจร ซึ่งจะสังเกตได้ว่า วงจรแบบที่ 3 และแบบที่ 4 จะมีค่าอิมพีแดนซ์ในแต่ละจุดใกล้เคียงกัน แต่จะแตกต่างกันจากแบบที่ 2 มาก โดยจะเห็นได้ชัดเจนในจุดที่ 3 ซึ่งเปอร์เซ็นต์ความแตกต่างของอิมพีแดนซ์ได้แสดงไว้ในตารางที่ 7.2 เมื่อพิจารณากำลังไฟฟ้าในแต่ละจุดซึ่งได้แสดงไว้ในตารางที่ 3 จะสังเกตได้ว่ากำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านไปในวงจรในแบบที่ 3 และ 4 จะเกิดการสูญเสียมากกว่าในแบบที่ 2 ซึ่งเมื่อพิจารณาเป็นเปอร์เซ็นต์ความแตกต่างในตารางที่ 7.4 ด้วยแล้วจะพบว่า วงจรในแบบที่ 3 และ 4 เกิดการสูญเสียมากกว่าวงจรแบบที่ 2 เช่นเดียวกัน จึงสามารถสรุปได้ว่าความแตกต่างของกำลังไฟฟ้ายิ่งมีค่ามากเท่าไร ก็จะเกิดความสูญเสียมากเท่านั้น

วงจรในรูปแบบที่ 3 และ 4 เป็นวงจรที่มีมุมระหว่างกระแสและแรงดันที่โหนดค่อนข้างมาก ส่วนวงจรในรูปแบบที่ 2 มีมุมระหว่างแรงดันและกระแสน้อยมาก เกือบเป็นศูนย์ ซึ่งจากผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 6 และทฤษฎีการส่งผ่านพลังงานย้อนกลับในบทที่ 4 สามารถสรุปได้ว่า มุมเฟสที่ต่างกันมากนอกจากจะเกิดการสูญเสียมากดังตารางที่ 7.1 ถึง 7.4 แล้ว ยังจะสร้างสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่มากอีกด้วย

จากการทดลองเพิ่มเติมเพื่อหาข้อสรุปในเรื่องนี้ คือ การทดลองปรับมุมระหว่างกระแสและแรงดันที่โหนดให้มีค่าสูงขึ้นกว่าวงจรในแบบที่ 3 และ 4 โดยการปรับค่าของ C_3 ให้มีค่าสูงขึ้นเป็น 660 nF เพื่อให้กระแสที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงมีมุนำหน้าแรงดันมากกว่าวงจรในแบบที่ 4 และปรับลดค่าของ C_3 ลงเหลือ 100 nF เพื่อให้มุมของกระแสที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงล่าหลังมุมของแรงดันมากขึ้น ซึ่งจากการทดลองเพิ่มเติมทั้งสองแบบที่กล่าวมานั้น มีผลทำให้สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่วัดได้มีค่าสูงขึ้น และเมื่อพิจารณาที่รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังจะพบว่า มีสัญญาณความถี่สูงเกิดขึ้นในขณะที่มอสเฟตกำลัง เริ่มนำกระแส ซึ่งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนี้หมายถึง การทำงานของมอสเฟตกำลังเริ่มจะเปลี่ยนไปจากที่เคยเริ่มนำกระแสแบบมุนวล คือเริ่มจากกระแสเป็นศูนย์ค่อยๆ เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ กลายเป็นเพิ่มขึ้นแบบกระชากทำให้การทำงานแบบนี้สร้างสัญญาณรบกวนขึ้นในวงจร ซึ่งจะปรากฏขึ้นเมื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนรวมจาก LISN

สรุปคือ การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้น มีผลอันเนื่องมาจากการที่วงจรทำงานในสถานะที่ไม่เหมาะสม ยกตัวอย่างเช่น กระแสและแรงดันในวงจรมีการทำงานในลักษณะที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด หรือการที่วงจรมีลักษณะของโหนดที่มีมุมในลักษณะที่ไม่เป็นศูนย์ คือสัญญาณรบกวนความถี่สูง รวมทั้งฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงสามารถส่งผ่านกลับมายังแหล่งจ่ายได้ การทำงานในลักษณะนี้เป็นสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งสิ้น ในส่วนของการวางตำแหน่งของอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรก็ถือเป็นอีกสาเหตุหนึ่งของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ฉะนั้นจึงควรศึกษาการวางตำแหน่งของอุปกรณ์ให้ดี เนื่องจากการวางตำแหน่งของอุปกรณ์ที่ดีสามารถทำให้การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าลดลงได้

7.2 การวิเคราะห์ผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์

จากผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าพบว่า สัญญาณรบกวนของวงจรในแต่ละแบบมีค่าใกล้เคียงกัน โดยมีความแตกต่างกันบ้างในบางตำแหน่ง ซึ่งเมื่อนำผลที่ได้จากการวัดความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ (Self-resonant frequency: SRF) มาเปรียบเทียบ ตามที่แสดงในตารางที่ 7.5 ทำให้สามารถอธิบายความแตกต่างของ สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ของวงจรแต่ละแบบได้ชัดเจนยิ่งขึ้น

ตารางที่ 7.5 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์

อุปกรณ์	Self-resonant frequency
L_1	807 kHz
L_2	1.015 MHz
C_1	2.476 MHz
C_2	2.269 MHz
C_3	2.139 MHz
หม้อแปลงค่านปฐมภูมิ	2.498 MHz
หม้อแปลงค่านทุติยภูมิ	2.032 MHz
ขดลวดเหนี่ยวนำ	1.728 MHz

เมื่อพิจารณาผลที่ได้ จากการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรในแต่ละแบบ คือในแบบที่ 1 ถึง 4 ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 6.29 ถึง 6.32 ตามลำดับ จะสามารถอธิบายผลที่เกิดขึ้นโดยพิจารณาจากตารางที่ 7.5 ได้ดังนี้ ในรูปที่ 6.29 เป็นสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ที่ใช้ตัวต้านทานเป็นโหลดของวงจร และไม่ได้ใช้หม้อแปลงเป็นตัวส่งผ่านพลังงาน เพราะฉะนั้นที่ความถี่เรโซแนนซ์ของหม้อแปลง จะไม่ปรากฏในรูปที่ 6.29 ในขณะที่รูปอื่นๆ นั้นจะปรากฏสัญญาณรบกวนที่ความถี่นี้ค่อนข้างสูงพอสมควร จากรูปที่ 6.31 พบว่าที่ในช่วง 2 MHz ถึง 2.3 MHz จะมีค่าไม่สูงมากนัก เมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนในรูปที่ 6.32 เนื่องจากวงจรในแบบที่ 3 (รูปที่ 6.31) นั้นใช้ค่าตัวเก็บประจุค่า C_2 และ C_3 ที่ต่ำกว่าวงจรในแบบที่ 4 (รูปที่ 6.32) ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุดังกล่าวมีผลน้อยลงไปด้วย ส่วนที่ความถี่ต่ำกว่า 1 MHz นั้นรูปร่างของสัญญาณรบกวนจะมีลักษณะคล้ายกันทั้ง 4 วงจร แต่ต่างกันที่ความสูงของสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถคาดเดาไว้ว่าเป็นผลที่เกิดจากฮาร์มอนิกส์ลำดับต่ำที่เกิดจากความถี่สวิตชิ่งวงจรอินเวอร์เตอร์วงจรในแบบที่ 1 และ 2 นั้นเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตชิ่งที่แรงดันศูนย์ โดยทำงานที่สถานะเหมาะสม กระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตชิ่ง จะมีค่าต่ำสุดเป็นศูนย์ ทำให้ไดโอดที่ต่อขนานอยู่นั้น ไม่ต้องนำกระแสในช่วงลบ จึงสามารถลดฮาร์มอนิกส์ลำดับต่ำที่เกิดจากการนำกระแสของไดโอด

ได้ ทำให้ระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่วงความถี่ต่ำ มีค่าต่ำไปด้วย ในขณะที่วงจรมอดูเลชันแบบที่ 3 และ 4 นั้น เกิดการสูญเสียในช่วงที่สวิตช์ไม่สามารถทำงานได้ต่อเนื่อง จึงจำเป็นต้องมีไดโอดมาช่วยในกรณีที่กระแสเป็นลบ การนำกระแสในช่วงดังกล่าวของไดโอดจะเกิดขึ้นทุกคาบเวลาของความถี่สวิตช์ซึ่งจึงทำให้ระดับสัญญาณรบกวนพื้นฐานเพิ่มขึ้นด้วย ด้วยเหตุนี้ทำให้สัญญาณรบกวนของวงจรมอดูเลชันแบบที่ 3 และ 4 มีระดับที่สูงกว่าวงจรมอดูเลชันแบบที่ 1 และ 2 ส่วนที่ความถี่สูงเกิน 10 MHz นั้น ทั้ง 4 วงจรจะมีลักษณะของสัญญาณรบกวนซึ่งเกิดจากค่าความจุไฟฟ้าแฝงในตัวนำที่คล้ายกัน แต่มีค่าไม่เกินเส้นมาตรฐาน ซึ่งถือว่าผ่านเกณฑ์การพิจารณา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

บทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

8.1 สรุปผลการวิจัย

การวิจัยเรื่องผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ ที่เกิดจากวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบเรโซแนนซ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ สามารถให้ข้อมูล และข้อสรุปที่น่าสนใจ โดยสามารถแยกเป็นประเด็นต่างๆ ที่สำคัญได้ดังนี้

1. วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ซึ่งใช้มอสเฟตกำลัง ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งเพียงตัวเดียวสามารถนำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ให้กับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำได้ แต่มีข้อจำกัดอยู่ที่พิกัดกระแส และแรงดันของมอสเฟตกำลังที่ใช้ ถ้าสามารถหาพิกัดสูงๆ ได้ก็สามารถนำมาใช้ได้ ข้อดีอีกอย่างของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบคลาส อี คือ เนื่องจากมอสเฟตกำลัง มีเพียงตัวเดียว และขาซอร์ส ของมอสเฟตกำลัง ได้ต่อลงกับกราวด์ของวงจรกำลังแล้ว ทำให้ออกแบบวงจรควบคุมได้ง่าย เพราะไม่ต้องห่วงเรื่องแรงดันที่ระดับเหมือนวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่มีมอสเฟตกำลัง 2 ตัว ต่ออนุกรมอยู่ในกิ่งเดียวกัน ทำให้ต้องมีวงจรควบคุมที่ซับซ้อนมากขึ้น ต้องมีการแยกกราวด์ของมอสเฟตกำลังออกจากกัน และเป็นการเสี่ยงต่อการลัดวงจรของมอสเฟตกำลังทั้งสองตัว ซึ่งอาจก่อให้เกิดความเสียหายแก่วงจรได้ อีกทั้งยังเกิดความสูญเสียเปลืองของช่วงเวลาที่มีมอสเฟตกำลัง ทั้งสองตัวจะต้องหยุดทำงานพร้อมกันเพื่อเปลี่ยนหน้าที่กันทำงาน ในช่วงเวลา dead time ด้วย แต่อย่างไรก็ดี วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี จะมีแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลัง สูงถึงเกือบ 4 เท่าของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จึงเป็นข้อจำกัดที่จะต้องคำนึงถึงในการออกแบบ

2. การใช้หม้อแปลงความถี่สูง ในการแปลงค่าของความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำเหมาะสมยิ่งขึ้น เพื่อให้สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าไปที่เตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำได้ตามต้องการ จึงแล้วแต่ผู้ใช้ที่ต้องการกำลังขาออกเท่าไร โดยวงจรที่สามารถใช้ขดลวดเหนี่ยวนำต่อเข้าได้โดยตรงนั้น จะเป็นวงจรที่ใช้กำลังค่อนข้างสูง ต้องการกระแสมาก จึงสามารถใช้ค่าความต้านทานต่ำๆ ของขดลวดเหนี่ยวนำได้ แต่ถ้าต้องการกำลังไม่สูงมาก กระแสไม่มาก จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำให้ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำนั้นมีค่าสูง หม้อแปลงความถี่สูงจึงมักจะถูกเลือกใช้ในกรณีที่ต้องการกำลังไม่สูงมากนัก แม้จะทำให้เกิดการสูญเสียที่ตัวหม้อแปลงบ้าง แต่ก็มีข้อดีอยู่ตรงที่ กราวด์ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากับโหลดจะถูกแยกออกจากกัน ทำให้ผู้ใช้ได้รับประโยชน์ตรงที่ สามารถลดความเสี่ยงต่อการถูกไฟดูดได้ เป็นการเพิ่มความปลอดภัยในการใช้งานให้มากขึ้นด้วย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คิดเปลี่ยนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรวนำไปใช้

3. การออกแบบวงจรเพื่อลดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถสรุปได้เป็นหัวข้อหลักๆ ดังนี้

- วงจรที่มีการรบกวนน้อยที่สุดจะเป็นวงจรที่มีจำนวนอุปกรณ์น้อยชิ้นที่สุด เพราะอย่างที่ทราบกันดีว่าอุปกรณ์ทุกตัวในโลกนั้นไม่มีตัวใดเลยที่สามารถเป็นอุดมคติได้ เช่น ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กันอยู่นั้นก็ไม่ได้แสดงค่าความเหนี่ยวนำเพียงอย่างเดียว แต่ยังแสดงค่าความจุไฟฟ้าปรสิต และความต้านทานปรสิตอีกด้วย และค่าต่างๆ ที่มีอยู่ในตัวนั้น ก็ไม่ได้มีค่าคงที่ตลอดเวลา สามารถมีค่าเปลี่ยนแปลงได้หลายอย่าง และขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมในการใช้งาน เช่น อุณหภูมิ ความดัน ความชื้น หรือแม้แต่ความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งการที่มีค่าอื่นๆ แฝงอยู่ด้วยนั้น ก่อให้เกิดการตอบสนองต่อความถี่ได้มากขึ้นด้วย โดยเฉพาะที่ความถี่สูงๆ จะยิ่งแสดงการตอบสนองให้เห็นชัดเจนยิ่งขึ้น และนั่นก็คือที่มาของสัญญาณความถี่สูงที่ถูกสร้างขึ้นโดยไม่ได้ตั้งใจ ทำให้เกิดการรบกวนอุปกรณ์ข้างเคียงและรบกวนตัวเอง เพราะฉะนั้นวิธีที่ง่ายที่สุดในการลดสัญญาณรบกวนความถี่สูงคือ การใช้อุปกรณ์ให้น้อยชิ้นที่สุด ซึ่งเป็นการลดที่สาเหตุ โดยไม่ใช่หาวจรกรองให้ยุ่งยาก

- วงจรคลาส อี เป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบสมบรูณ์ คือ ทำให้ทั้งรูปคลื่นกระแส และแรงดันเป็น sinusoidal ที่ความถี่สวิตชิง ทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ของความถี่สวิตชิงมีค่าต่ำตามไปด้วย ซึ่งฮาร์โมนิกส์ของความถี่สวิตชิงที่มีค่าสูงๆ จะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนด้วยเช่นกัน ดังนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี จึงสามารถลดสัญญาณรบกวนในย่านใกล้เคียงกับความถี่สวิตชิงได้มากกว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่น ที่มีเพียงกระแสหรือแรงดันอย่างเดียวอย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้นที่มีรูปคลื่นเป็น sinusoidal

- เนื่องจากอุปกรณ์ทุกตัวนั้นจะมีค่าต่างๆ แฝงอยู่ในตัวดังที่ได้กล่าวไปแล้วนั้น ทำให้เมื่อนำไปใช้งานที่ความถี่สูงทำให้สร้างความถี่สูง ค่าแฝงต่างๆ เช่น ค่าความเหนี่ยวนำปรสิต ค่าความจุไฟฟ้าปรสิตจะเกิดตอบสนองต่อความถี่ด้วยการออสซิลเลตตัวเอง ทำให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ ความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นนี้ จะสร้างสัญญาณรบกวนความถี่สูงขึ้นในวงจร ทำให้รูปคลื่นของกระแสและแรงดันภายในวงจรเกิดการสั่นของรูปคลื่นตามความถี่ดังกล่าวด้วย โดยทั่วไปความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์จะเกิดในย่านความถี่ไม่สูงมากนัก ตั้งแต่ในช่วงประมาณ 800 kHz ถึง 10 MHz (ข้อมูลนี้ใช้กับอุปกรณ์ทั่วไปที่ใช้งานที่ความถี่ 100 kHz) แล้วแต่ ชนิด และส่วนประกอบภายในของอุปกรณ์นั้นๆ ว่าทำมาจากสารอะไร ใช้งานในย่านความถี่ใด เป็นต้น

- ที่ความถี่สูงเกิน 10 MHz ขึ้นไป ค่าความจุไฟฟ้าแฝงภายในตัวอุปกรณ์จะเริ่มแสดงผลให้เห็นอย่างชัดเจนมากขึ้น ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าแฝงนี้จะเกิดขึ้นได้จากวงจรแทบทุกส่วน ตั้งแต่แผ่นลายวงจร (print circuit board) ที่มีลายทองแดงเป็นเส้นขนานกันไป หรือเกิดระหว่างลวดตัวนำที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำ หรือหม้อแปลง ซึ่งการพันลวดตัวนำรอบแกนแต่ละรอบก็สามารถสร้างความจุไฟฟ้าแฝงได้เช่นกัน ฉะนั้นในการใช้งานที่ความถี่สูงจึงจำเป็นต้องทำให้สายตัวนำสั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ และการใช้สายไฟต่างๆ ควรจัดให้เป็นระเบียบ โดยควรจะตีเกลียวสายไปด้วยกัน ถ้าเป็นสายของแหล่งจ่ายไฟฟ้าก็ควรจะวางให้สายทั้งสองเส้นวางชิดติดกันหรือวางขนานกันไป เพื่อให้เส้นแรงแม่เหล็กถูกสร้างขึ้นหักล้างกันมากที่สุดเพื่อให้เกิดสนามแม่เหล็กในทิศทางหักล้างกัน ก็จะสามารถลดสัญญาณรบกวนความถี่สูงได้เช่นกัน

- วงจรที่ใช้ความถี่สูงควรมีแผ่นกราวด์ร่วมภายในวงจร เพื่อให้สามารถดูดซับสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่เกิดขึ้นให้มีค่าน้อยลง และการต่อจุดกราวด์ต่างๆ ภายในวงจรเข้ากับแผ่นกราวด์นั้น ควรจะต่อเข้าโดยตรงแยกกันในแต่ละจุดด้วยระยะทางที่ใกล้ที่สุด และที่สำคัญพยายามหลีกเลี่ยงการทำให้เป็นจุดรวมลงกราวด์ด้วยกัน เพราะจะทำให้เกิดค่าความต้านทานที่ไม่สมดุลขึ้นในสายตัวนำ

4. การวิเคราะห์การส่งผ่านพลังงานของวงจรในแต่ละจุดโดยใช้วิธีการเปรียบเทียบความแตกต่างของความต้านทานไฟฟ้านั้น ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ และสอดคล้องกับผลการทดลองอื่นๆ อีกทั้งเป็นวิธีที่ทำได้ง่าย ไม่ยุ่งยาก และยังสามารถทำนายผลการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นได้อีกด้วย ซึ่งข้อสรุปที่ได้จากการทดลองก็คือ การที่จะทำให้ผลของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าต่ำๆ นั้น จะต้องทำให้เกิดค่าความแตกต่างของความต้านทานไฟฟ้าน้อยที่สุด เท่าที่จะทำได้

5. การส่งผ่านกำลังไฟฟ้าย้อนกลับเมื่อมุมเฟสของโหลดมีค่ามากๆ จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นด้วย เนื่องจากวงจรใช้งานที่ความถี่สูงทำให้กำลังที่ถูกส่งย้อนกลับไปนั้น เป็นกำลังความถี่สูง ซึ่ง ประกอบไปด้วยความถี่สวิตชิง และฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆ รวมทั้งความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ ฉะนั้นหากเป็นไปได้ควรออกแบบวงจรให้มีความแตกต่างของมุมระหว่างกระแสและแรงดันที่จุดเชื่อมต่อต่างๆ ให้มีค่าน้อยที่สุด ก็จะสามารถลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กได้มากที่สุดด้วยเช่นกัน

8.2 ข้อเสนอนะ

การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ควรใช้งานที่ความถี่สูง เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่สูง และถ้าต้องการให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด ค่าความต้านทานที่ใช้เป็นโหลดจะต้องมีค่าที่เหมาะสมด้วย แต่ถ้าโหลดเป็นแบบปรับค่าได้ จะต้องออกแบบให้ค่าสูงสุดของโหลดมีค่าไม่เกินค่าความต้านทานที่ได้ออกแบบไว้ เพราะถ้าค่าความต้านทานของโหลดมีค่าเกินค่าความต้านทานที่เหมาะสม วงจรจะไม่สามารถทำงานแบบสวิตชิงที่แรงดันศูนย์ได้ ทำให้วงจรมีประสิทธิภาพต่ำ หรืออาจเกิดการพังของอุปกรณ์สวิตชิงได้ แต่การใช้งานของวงจรที่มีค่าความต้านทานของโหลดต่ำกว่าค่าความต้านทานที่เหมาะสมนั้น จะทำให้ประสิทธิภาพรวมของวงจรลดลงเล็กน้อย แต่ต้องเพิ่มโคโอดต่อขนานกับอุปกรณ์สวิตชิงในทิศทางตรงกันข้าม เพื่อทำการคืนพลังงานในช่วงที่สวิตชิงไม่สามารถนำกระแสได้ หรือจะใช้โคโอดต่ออนุกรมกับอุปกรณ์สวิตชิงเพื่อช่วยให้เกิดการนำกระแสที่เร็วขึ้นก็ได้ แต่ไม่เป็นที่นิยมนักเพราะจะเกิดการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของโคโอดทุกครั้งี่สวิตชิงนำกระแส จึงทำให้ได้ประสิทธิภาพที่ต่ำกว่าการต่อโคโอดขนานกับสวิตชิง

การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ไม่ควรใช้งานที่กำลังสูง และแรงดันไฟตรงขาเข้าสูงมากนัก เพราะค่าความเค้นที่อุปกรณ์สวิตชิงจะสูงตามไปด้วย อาจเกิดปัญหาทำให้สวิตชิงพังได้ ถ้าต้องการใช้งานที่กำลังสูงมากๆ จะต้องหาสวิตชิงที่สามารถรับกำลังดังกล่าวได้ด้วย ซึ่งอาจมีราคาแพง ถ้าหลีกเลี่ยงได้ ควรใช้วงจรอื่น ที่มีสวิตชิงหลายตัวจะเหมาะสมกว่า เพราะเหมาะสมในแง่การใช้งาน และราคาไม่แพง

ในการใช้งานที่ความถี่สูงควรต่ออุปกรณ์ที่ช่วยในการกรองความถี่สูงเช่น EMI filter ด้วย เพื่อช่วยลดสัญญาณรบกวนจากวงจร ออกไปรบกวนระบบภายนอกทางสายตัวนำ และควรทำกล่อง โลหะปิด ไว้ใส่ตัววงจรและอุปกรณ์ทั้งหมด เพื่อป้องกันการรบกวนของวงจรไปสู่ระบบภายนอก การ ออกแบบเช่นนี้ เปรียบเสมือนการลดสัญญาณรบกวนที่สาเหตุ ทำให้สัญญาณรบกวนที่ถูกปล่อยออกมา มีปริมาณต่ำ ง่ายต่อการป้องกันการรบกวน อีกทั้งยังสามารถประหยัดค่าใช้จ่ายในการป้องกันสัญญาณ รบกวนของวงจรอื่นๆ ด้วย

การใช้งานอุปกรณ์ที่ทำงานที่ความถี่สูง จะต้องออกแบบวงจรให้สามารถทำงานได้อย่างเต็ม ประสิทธิภาพ โดยที่ไม่สร้างความเค็ดร้อนให้แก่วงจรข้างเคียง และที่สำคัญจะต้องสามารถทนต่อ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์รอบข้างได้ในระดับที่เหมาะสม ไม่ต่ำเกินไป การที่วงจรไฟฟ้า สร้างคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า หรือสัญญาณรบกวนออกมาในระดับที่พอเหมาะไม่เกินระดับที่มาตรฐาน กำหนด และในขณะที่เดียวกันวงจรก็มีความสามารถในการทนต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้สูงในระดับที่ มาตรฐานกำหนด จะทำให้วงจรทุกวงจรสามารถใช้งานร่วมกันได้อย่างเป็นปกติสุข

8.3 สิ่งที่จะพัฒนาต่อไป

วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี เป็นวงจรที่มีขีดจำกัดทางด้านกำลัง เพราะมีความเค้นของกระแส และแรงดันที่อุปกรณ์สวิตชิงสูง แต่ก็มีข้อดีตรงที่สามารถให้ประสิทธิภาพที่สูง การสูญเสียต่ำ และทำให้ ทั้งรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ขาออกของวงจรเป็นไซน์ ถ้าทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพมีค่าที่สูงพอ จึงสามารถลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้เป็นอย่างดี เมื่อเทียบกับวงจรอื่นๆ เพราะฉะนั้น การ นำวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ไปใช้งานเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจ และสามารถพัฒนาให้ดียิ่งขึ้น ได้โดยการออกแบบการวางตัวของอุปกรณ์ การออกแบบลายวงจร รวมทั้ง การปรับแต่งอุปกรณ์ในลักษณะอื่นๆ เช่น ในเรื่องชนิดของอุปกรณ์ที่ใช้ เพื่อให้วงจรสามารถลด สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดียิ่งขึ้น และเพื่อให้มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Stanley Zinn, S. Lee Semiatin. **Elements of induction heating**. New York : Electric Power Research Institute, Inc., 1988.
- [2] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. “เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำขนาด 12 กิโลวัตต์.” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2537.
- [3] Tanaka T. “A new induction cooking range for heating any kind of metal vessels.” IEEE Trans. on Consumer Electronics, vol. 35, no. 3, Aug. 1989. pp. 635–641.
- [4] Wang S., Izaki K., Hirota I., Yamashita H., Omori H., Nakaoka M. “Induction-heated cooking appliance using new quasi-resonant ZVS-PWM inverter with power factor correction.” IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 4, Jul.-Aug. 1998. pp. 705–712.
- [5] Monterde F., Burdio J.M., Hernandez P., Garcia J.R. “Unipolar voltage-cancellation control of resonant inverters for induction cooking appliances.” Industrial Electronics Society, 1998. IECON'98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, Vol. 2, 1998. pp. 820–824.
- [6] Koertzen H.W., van Wyk J.D., Ferreira J.A. “Design of the half-bridge, series resonant converter for induction cooking.” Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record, 26th Annual IEEE, vol. 2, 1995. pp. 729–735.
- [7] Hirota I., Omori H., Chandra K.A., Nakaoka M. “Practical evaluations of single-ended load-resonant inverter using application-specific IGBT and driver IC for induction-heating appliance.” Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, 1995. pp. 531–537.
- [8] Jain P.K., Espinoza J.R., Dewan S.B. “Self-started voltage-source series-resonant converter for high-power induction heating and melting applications.” IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 3, May-Jun. 1998. pp. 518–525.
- [9] Wang S.P., Nakaoka G., Izaki K., Hirota I., Yamashita H., Omori H. “A constant frequency variable power regulated ZVS-PWM load resonant inverter for induction-heating appliance.” Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997 ISIE '97, vol. 2, 1997. pp. 567–571.

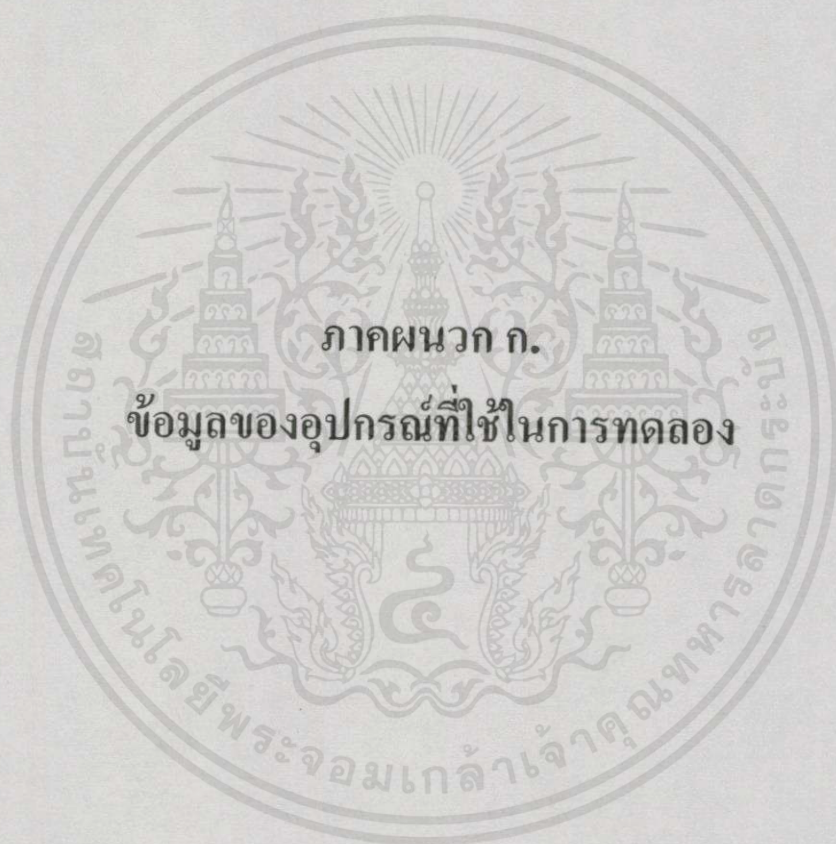
- [10] สุรพล ศิษย์กมล. “เครื่องให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำแบบขดลวดอิมพีแดนซ์สูง.” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2541.
- [11] Kwon Y.S., Yoo S.B., Hyun D.S. “Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy.” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual, vol. 1, 1999. pp. 575–581.
- [12] Izaki K., Hirota I., Yamashita H., Omori H., Wang S.P., Jasni Md., Nakaoka M. “Soft-switched PWM high-frequency load-resonant inverter for induction heating cooking appliance.” Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1997. vol. 1, 1997. pp. 169–173.
- [13] วรวิษณุ ธรรมศิริโรจน์, นกัสนันท์ รวยอริยทรัพย์, อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, วิจิตร กิณเรศ, วีระเชษฐุ์ ชันเงิน. “การออกแบบและวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ สำหรับการประยุกต์ใช้ในเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ.” เอกสารการประชุมวิชาการทาง วิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24. เล่ม 1, 2544. หน้า 470-475.
- [14] Fairchild Semiconductor. “AN9012 Induction Heating System Topology Review” [Online] Available: <http://www.fairchildsemiconductor.com/an/AN/AN-9012.pdf> Jul. 2000.
- [15] William H. Hayt Jr., John A. Buck. **Engineering Electromagnetics**. 6th ed. Boston : McGraw Hill, 2001.
- [16] Sokal N.O., Sokal A.D. “Class E- A new class of high efficiency tuned single-ended switching power amplifiers.” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SSC-10, June 1975. pp. 168–176.
- [17] Marian K. Kazimierczuk, Dariusz Czarkowski. **Resonant Power Converters**. New York : John Wiley and Sons, Inc. 1995.
- [18] Sokal N.O. “Class E high-efficiency switching-mode tuned power amplifier with only one inductor and one capacitor in load network – Approximate analysis.” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SSC-16, Aug. 1981. pp. 380-384.
- [19] Sokal N.O., Raab F.H. “Harmonic output of class E RF power amplifiers and load coupling network design.” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SSC-12, Feb. 1977. pp. 86-88.

- [20] Raab F.H. "Idealized operation of the class E tuned power amplifier." IEEE Trans. on Circuits Syst., vol. CAS-24, Dec. 1977. pp. 725–735.
- [21] Sokal N.O. "Class E high-efficiency power amplifiers, from HF to microwave." IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 1998, vol. 2, 1998. pp. 1109–1112.
- [22] Sokal N.O. "Class-E switching-mode high-efficiency tuned RF/microwave power amplifier : Improved design equations." IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 2000, vol.2, 2000. pp. 779–782.
- [23] Lee C.Q., Liu R., Sooksatra S. "Novel class-E converters." Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record, 20th Annual IEEE, vol.1, 1989. pp. 221–228.
- [24] Herman K.J., Zulinski R.E. "The infeasibility of a zero-current switching class-E amplifier." IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 37, no. 1, Jan. 1990. pp. 152–154.
- [25] Markiewicz-Wrzeciono M., Sokal N.O. "Filters with unequal ripples in the pass-band for class E power amplifiers." IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol.3, 1989. pp. 1628-1631.
- [26] Kazimierczuk M.K., Bui X.T. "Class E amplifier operating from a short circuit to an open circuit." Proceedings of the IEEE National Aerospace and Electronics Conference 1989. NAECON 1989, vol.1, 1989. pp. 240-245.
- [27] Kazimierczuk M.K., Puczko K. "Class E tuned power amplifier with antiparallel diode or series diode at switch, with any loaded Q and switch duty cycle." IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 36, no. 9, Sept. 1989. pp. 1201–1209.
- [28] Avratoglou C. P., Voulgaris N. C., Ioannidou F. I. "Analysis and design of a generalized class E tuned power amplifier." IEEE Trans.on Circuits and Systems vol. 36, no. 8, Aug. 1989. pp. 1068–1079.
- [29] Chudobiak M.J. "The use of parasitic nonlinear capacitors in class E amplifiers." IEEE Trans. on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, vol. 41, no. 12, Dec. 1994. pp. 941–944.
- [30] Kazimierczuk M.K., Bui X.T. "Class-E amplifier with an inductive impedance inverter." IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 37, no. 2, April 1990. pp. 160–166.

- [31] Albulet M., Zulinski R.E. "Effect of switch duty ratio on the performance of Class E circuits." Proceedings of the 40th Midwest Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, 1997. pp. 99–105.
- [32] Kazimierczuk M.K., Puczko K. "Power-output capability of class E amplifier at any loaded Q and switch duty cycle." IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 36, no. 8, Aug. 1989. pp. 1142–1143.
- [33] Kessler D.J., Kazimierczuk M.K. "Power losses and efficiency of class E RF power amplifiers at any duty cycle." The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2001. ISCAS 2001, vol. 2, 2001. pp. 533–536.
- [34] Zulinski R.E. Steadman, J.W. "Class E power amplifiers and frequency multipliers with finite dc-feed inductance." IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 34, no. 9, Sep 1987. pp. 1074–1087.
- [35] Kazimierczuk M.K. "Class E tuned power amplifier with nonsinusoidal output voltage." IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SSC-21, Aug. 1986. pp. 575-581.
- [36] Li C.-H., Yam Y.-O. "Maximum frequency and optimum performance of class E power amplifiers." IEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems, vol. 141, no. 3, Jun. 1994. pp. 174–184.
- [37] Henry W. Ott. **Noise reduction techniques in electronic systems.** 2nd ed. New-York : John Wiley & Sons, Inc., 1988.
- [38] มงคล อัสวโกวิทกรณีย์ และ วัดสัน ธีรภัทรพงษ์. การลดสัญญาณรบกวน. กรุงเทพมหานคร : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ การพิมพ์. 2539.
- [39] David A. Weston. **Electromagnetic compatibility : principles and applications.** 2nd ed. New York : Marcel Dekker, Inc., 2001.
- [40] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, ร.อ. เอกสารประกอบการสอนวิชา **Electromagnetic compatibility.** กรุงเทพมหานคร : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2544.
- [41] Mahdavi J., Shahintabe A., and Farhadi A. "Analysis of RF conducted emission due to PWM and resonant DC-DC converters.", Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, vol. 2, 1996. pp. 813-818.
- [42] International Electrotechnique Commission. **CISPR 11, Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment - Electromagnetic disturbance characteristics - Limits and methods of measurement.** 3rd ed. Geneva : IEC Central Office. 1997.

- [43] International Electrotechnique Commission. **CISPR 22, Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement.** 3rd ed. Geneva : IEC Central Office. 1997.
- [44] International Electrotechnique Commission. **CISPR 16-1, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1 : Radio disturbance and immunity measuring apparatus.** 2nd ed. Geneva : IEC Central Office. 1999.
- [45] Tim Williams, Keith Armstrong. **EMC for systems and installations.** Oxford : Newnes., 2000.
- [46] Bernhard Keiser. **Principles of electromagnetic compatibility.** Massachusetts : Artech House, Inc., 1987.
- [47] Tim Williams. **EMC for product designers.** 2nd ed. Oxford : Newnes., 2000.
- [48] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. เอกสารประกอบการสอนวิชา **Network Theory.** กรุงเทพมหานคร : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2538.
- [49] John R. Barnes. **Electronic system design : interference and noise control techniques.** New Jersey : Prentice Hall, 1987.
- [50] John C. Fluke, Sr. **Controlling conducted emissions by design.** New York : Van Nostrand Reinhold. 1991.
- [51] สภาวิศวกรรมการช่างแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์. **ศัพท์เทคนิควิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร.** กรุงเทพมหานคร : โรงพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2541.
- [52] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. **Power electronics : converters, applications, and design.** 2nd ed. New York : John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [53] Muhammad H. Rashid. **Power electronics : circuits, devices, and applications.** 2nd ed. New Jersey : Prentice Hall, 1993.
- [54] โทม อารียา. **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1.** กรุงเทพมหานคร : ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2544.
- [55] ประภากร สุวรรณะ, สมศักดิ์ ชุ่มช่วย. **วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ 1.** กรุงเทพมหานคร : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2538.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.
ข้อมูลของอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IOR Rectifier

GBPC.. Series

SINGLE PHASE BRIDGE

Power Modules

Features

- Universal, 3 way terminals:
push-on, wrap around or solder
- High thermal conductivity package,
electrically insulated case
- Polarity symbols are moulded on
body of the plastic box
- Center hole fixing
- Glass passivated diode chips
- Excellent power/ volume ratio
- Nickel plated terminals suitable for High Temperature
soldering at 250 - 260°C
max. time 8 - 10 seconds
- Wire lead version available
- ULE 62320 approved

25 A
35 A

Description

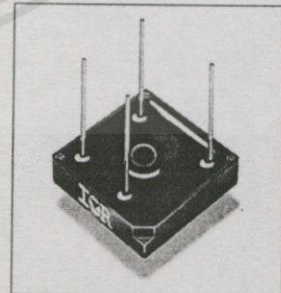
A range of extremely compact, encapsulated single phase bridge rectifiers offering efficient and reliable operation. They are intended for use in general purpose and instrumentation applications.

Major Ratings and Characteristics

Parameters	GBPC25	GBPC35	Units
I_O	25	35	A
@ T_C	60	55	°C
I_{FSM} @50Hz	400	475	A
@60Hz	420	500	A
Pt @50Hz	790	1130	A ² s
@60Hz	725	1030	A ² s
V_{RRM} range	200 to 1200		V
T_J	-55 to 150		°C



GBPC...A



GBPC...W

GBPC.. Series

Bulletin I27505 rev. E 02/01

International
IOR Rectifier**ELECTRICAL SPECIFICATIONS**

Voltage Ratings

Type number	Voltage Code	V_{RRM} , max repetitive peak AC rev. voltage $T_J = T_J \text{ max.}$ V	V_{RSM} , max non-repetitive peak AC rev. voltage $T_J = T_J \text{ max.}$ V	I_{RRM} max. @ rated V_{RRM} $T_J = T_J \text{ max.}$ mA	I_{RRM} max. D.C. rev. curr. @ $T = 125^\circ\text{C}$ (μA)
GBPC25/35..A	02	200	275	2	500
	04	400	500	2	500
GBPC25/35..W	06	600	725	2	500
(*)	08	800	900	2	500
	10	1000	1100	2	500
	12	1200	1300	2	500

(*) please see Ordering Information Table - page 3

Forward Conduction

Parameters	GBPC25	GBPC35	Units	Conditions
I_o Maximum DC output current	25	35	A	Resistive or inductive load
	20	28	A	Capacitive load
	@ Case temperature	60	55	$^\circ\text{C}$
I_{FSM} Maximum peak, one-cycle non-repetitive forward current	400	475	A	$t = 10\text{ms}$ No voltage reappplied
	420	500		$t = 8.3\text{ms}$ reappplied
	335	400		$t = 10\text{ms}$ 100% V_{RRM} reappplied
	350	420		$t = 8.3\text{ms}$ reappplied
I^2t Maximum I^2t for fusing	790	1130	A^2s	$t = 10\text{ms}$ No voltage reappplied
	725	1030		$t = 8.3\text{ms}$ reappplied
	560	800		$t = 10\text{ms}$ 100% V_{RRM} reappplied
	512	730		$t = 8.3\text{ms}$ reappplied
$I^2\sqrt{t}$ Maximum $I^2\sqrt{t}$ for fusing	7.9	11.3	$\text{KA}^2\sqrt{\text{s}}$	I^2t for time $t = I^2\sqrt{t} \sqrt{t_x}$; $0.1 \leq t_x \leq 10\text{ms}$, $V_{RRM} = 0\text{V}$
$V_{F(TO)1}$ Low-level of threshold voltage	0.76	0.77	V	$(16.7\% \times \pi \times I_{F(AV)}) < I < \pi \times I_{F(AV)}$, @ $T_J \text{ max.}$
$V_{F(TO)2}$ High-level of threshold voltage	0.89	0.92	V	$(I > \pi \times I_{F(AV)})$, @ $T_J \text{ max.}$
r_{f1} Low-level forward slope resistance	8.2	4.852	$\text{m}\Omega$	$(16.7\% \times \pi \times I_{F(AV)}) < I < \pi \times I_{F(AV)}$, @ $T_J \text{ max.}$
r_{f2} High-level forward slope resistance	6.8	3.867	$\text{m}\Omega$	$(I > \pi \times I_{F(AV)})$, @ $T_J \text{ max.}$
V_{FM} Maximum forward voltage drop	1.1	1.1	V	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{FM} = I_{Favg}(\text{arm})$
I_{RRM} Max. DC reverse current	5.0	5.0	μA	$T_J = 25^\circ\text{C}$, per diode at V_{RRM}
V_{INS} RMS isolation voltage base plate	2700	2700	V	$f = 50\text{Hz}$, $t = 1\text{s}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้หรือเผยแพร่เป็นการค้า
www.irf.com
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thermal and Mechanical Specifications

Parameters	GBPC25	GBPC35	Units	Conditions
T _J Junction temperature range	-55 to 150		°C	
T _{stg} Storage temperature range	-55 to 150		°C	
R _{thJC} Max. thermal resistance junct. to case	1.7	1.4	K/W	Per leg
R _{thCS} Max. thermal resist., case to heatsink	0.2		K/W	Mounting surface, smooth, flat and greased
wt Approximate weight	16		g	
T Mounting Torque ± 10%	2.0		Nm	Bridge to heatsink

Ordering Information Table

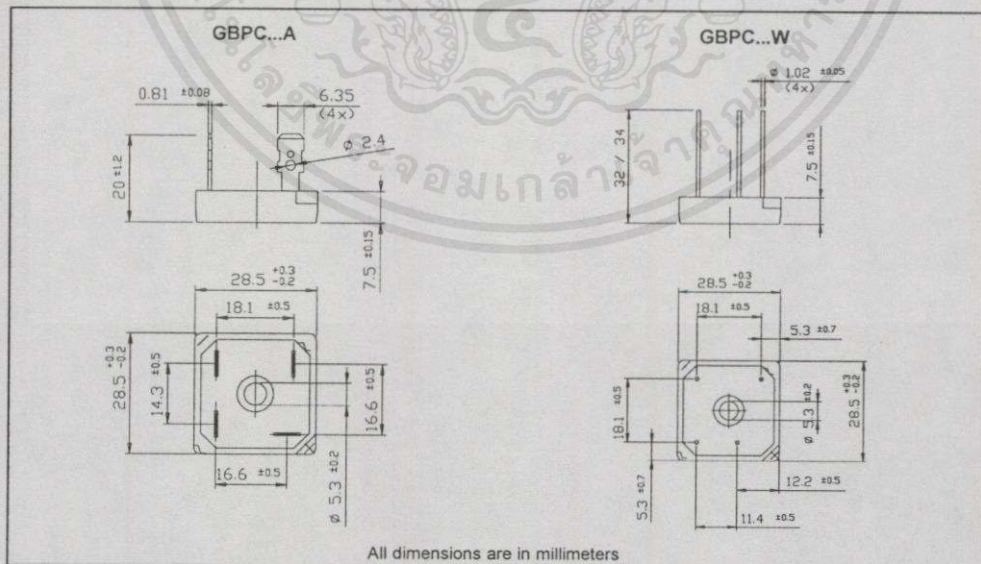
Device Code

GBPC	35	12	A
1	2	3	4

- 1** - Circuit configuration:
Single phase bridge coding
- 2** - Current rating code:

25	= 25A (Avg)
35	= 35A (Avg)
- 3** - Voltage Code: code x 100 = V_{RRM}
- 4** - Diode bridge rectifier:
 A = Standard Fasten Terminal
 W = Wire Lead

Outline Table



GBPC.. Series

Bulletin I27505 rev. E 02/01

International
IR Rectifier

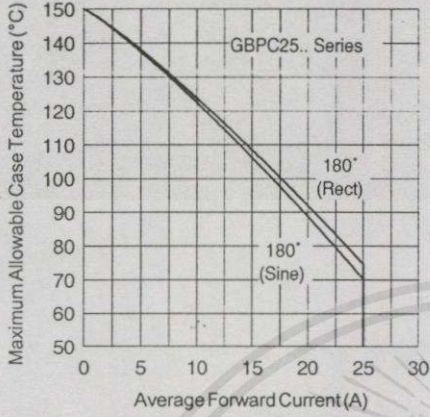


Fig. 1 - Current Ratings Characteristics

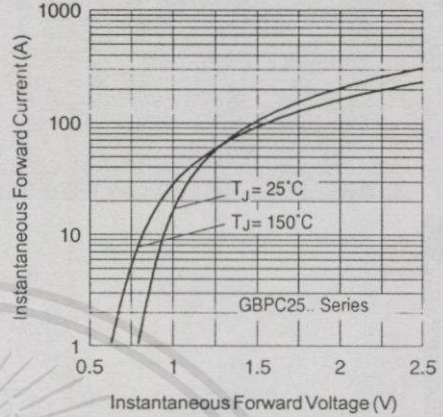


Fig. 2 - Forward Voltage Drop Characteristics

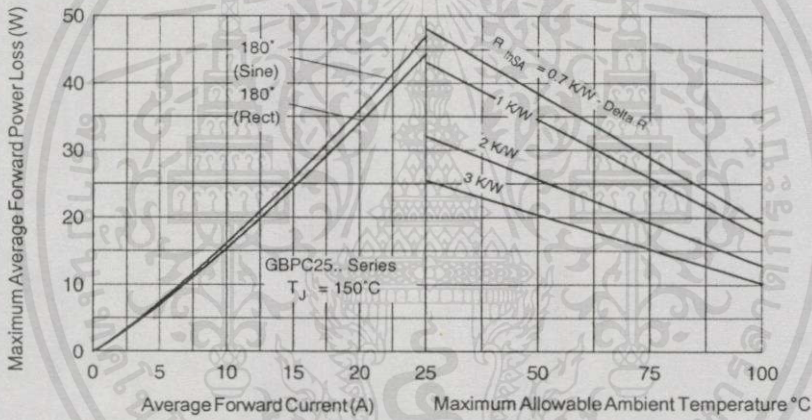


Fig. 3 - Total Power Loss Characteristics

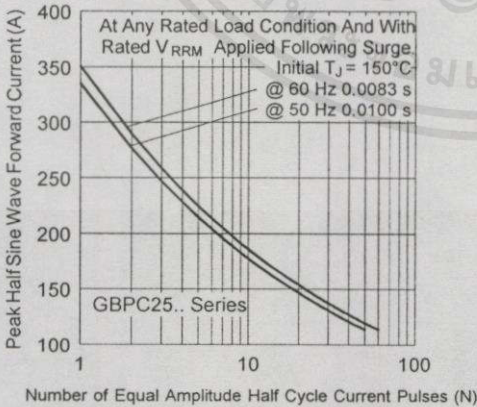


Fig. 4 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

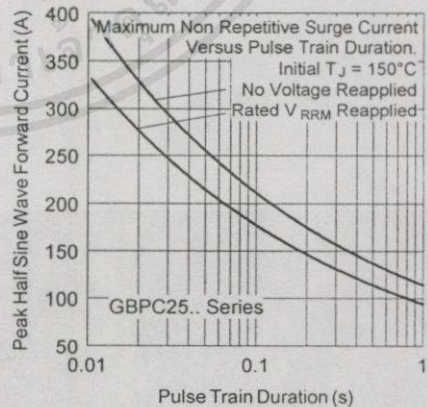


Fig. 5 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

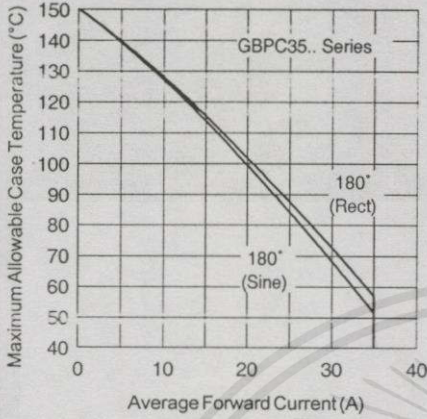


Fig. 6 - Current Ratings Characteristics

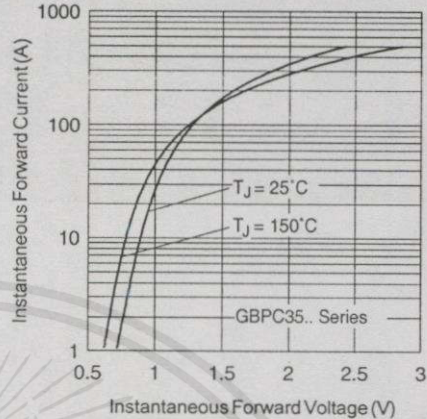


Fig. 7 - Forward Voltage Drop Characteristics

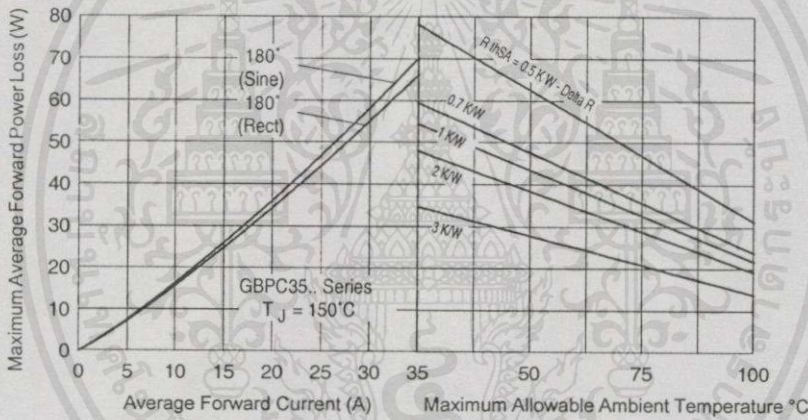


Fig. 8 - Total Power Loss Characteristics

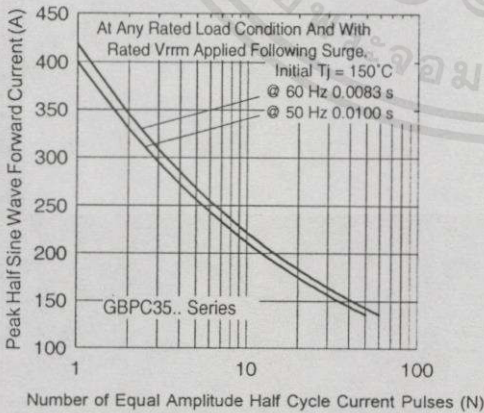


Fig. 9 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

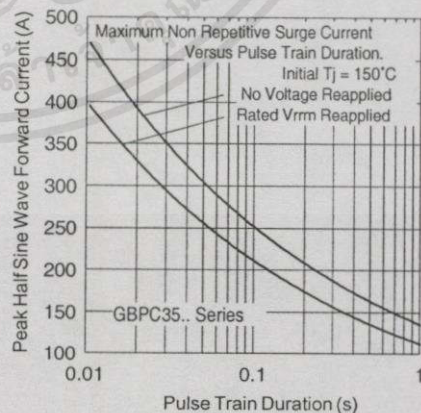


Fig. 10 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

GBPC.. Series

Bulletin I27505 rev. E 02/01

International
IOR Rectifier

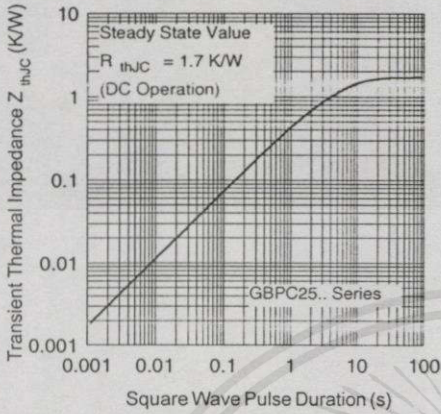


Fig. 11 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristic

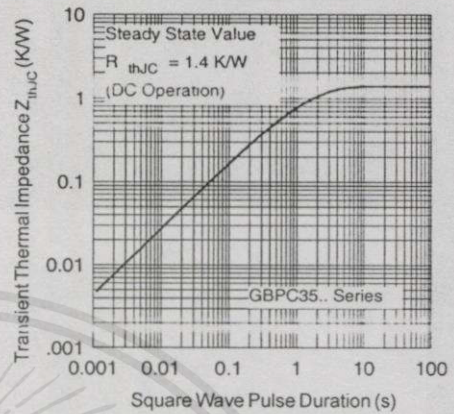
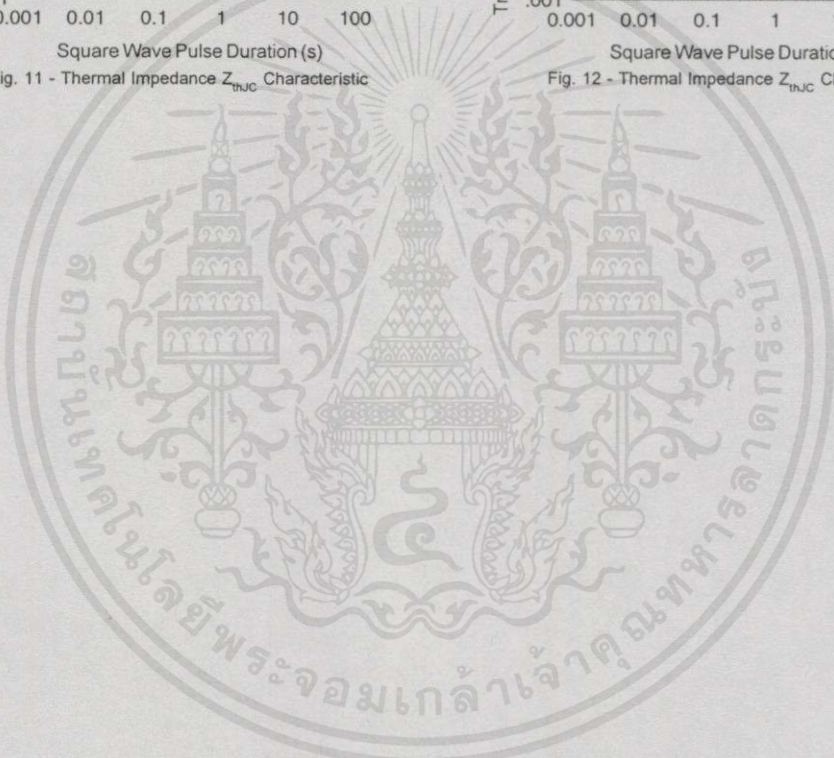


Fig. 12 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristic



International
IOR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
TAC Fax: (310) 252-7309
Visit us at www.irf.com for sales contact information. 02/01

เอกสาร 6 เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

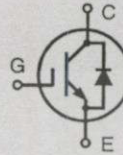
www.irf.com

High Voltage BIMOSFET™ Monolithic Bipolar MOS Transistor

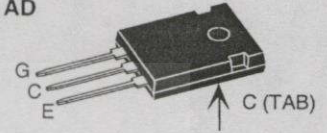
N-Channel, Enhancement Mode

IXBH 40N140
IXBH 40N160

V_{CES} = 1400/1600 V
I_{C25} = 33 A
V_{CE(sat)} = 6.2 V typ.
t_{fi} = 40 ns



TO-247 AD



G = Gate,
E = Emitter,

C = Collector,
TAB = Collector

Symbol	Conditions	Maximum Ratings	
		40N140	40N160
V _{CES}	T _J = 25°C to 150°C	1400	1600 V
V _{CGR}	T _J = 25°C to 150°C; R _{GE} = 1 MΩ	1400	1600 V
V _{GES}	Continuous		±20 V
V _{GEM}	Transient		±30 V
I _{C25}	T _C = 25°C		33 A
I _{C90}	T _C = 90°C		20 A
I _{CM}	T _C = 25°C, 1 ms		40 A
SSOA (RBSOA)	V _{GE} = 15 V, T _{vj} = 125°C, R _G = 22 Ω, V _{CE} = 0.8 • V _{CES} , I _{CM} = 40 A Clamped inductive load, L = 100 μH		
P _C	T _C = 25°C		350 W
T _J		-55 ... +150	°C
T _{JM}			150 °C
T _{stg}		-55 ... +150	°C
T _L	1.6 mm (0.063 in) from case for 10 s		300 °C
M _d	Mounting torque	1.15/10	Nm/lb.in.
Weight			6 g

Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- High Voltage BIMOSFET™
 - replaces high voltage Darlington and series connected MOSFETs
 - lower effective R_{DS(on)}
- Monolithic construction
 - high blocking voltage capability
 - very fast turn-off characteristics
- MOS Gate turn-on
 - drive simplicity
- Intrinsic diode

Applications

- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switched-mode and resonant-mode power supplies
- CRT deflection
- Lamp ballasts

Advantages

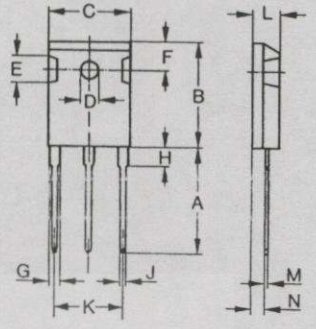
- Easy to mount with 1 screw (isolated mounting screw hole)
- Space savings
- High power density

Symbol	Conditions	Characteristic Values (T _J = 25°C, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
BV _{CES}	I _C = 1 mA, V _{GE} = 0 V	40N140 40N160	1400 1600	V
V _{GE(th)}	I _C = 2 mA, V _{CE} = V _{GE}		4	8 V
I _{CES}	V _{CE} = 0.8 • V _{CES} V _{GE} = 0 V	T _J = 25°C T _J = 125°C		400 μA 3 mA
I _{GES}	V _{CE} = 0 V, V _{GE} = ±20 V			± 500 nA
V _{CE(sat)}	I _C = I _{C90} , V _{GE} = 15 V		6.2	7.1 V 7.8 V

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

Symbol	Conditions	Characteristic Values		
		(T _J = 25°C, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
C _{ies}	V _{CE} = 25 V, V _{GE} = 0 V, f = 1 MHz		3300	pF
C _{oes}			220	pF
C _{res}			30	pF
Q _g	I _C = 20 A, V _{CE} = 600 V, V _{GE} = 15 V		130	nC
t _{d(on)}	Inductive load, T _J = 125°C I _G = I _{C90} , V _{GE} = 15 V, L = 100 μH, V _{CE} = 960 V, R _G = 22 Ω		200	ns
t _{ri}			60	ns
t _{d(off)}			270	ns
t _{fi}			40	ns
R _{thJC}				0.35 K/W
R _{thCK}		0.25		K/W

TO-247 AD Outline



Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	1.5	2.49	0.087	0.102

Symbol	Conditions	Characteristic Values		
		(T _J = 25°C, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V _F	I _F = I _{C90} , V _{GE} = 0 V, Pulse test, t ≤ 300 μs, duty cycle d ≤ 2 %		2.5	5 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

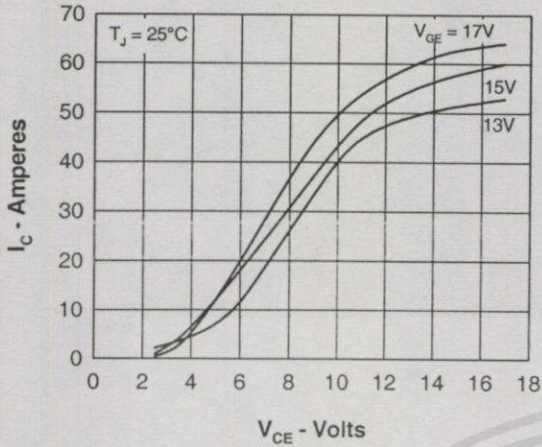


Fig. 1 Typ. Output Characteristics

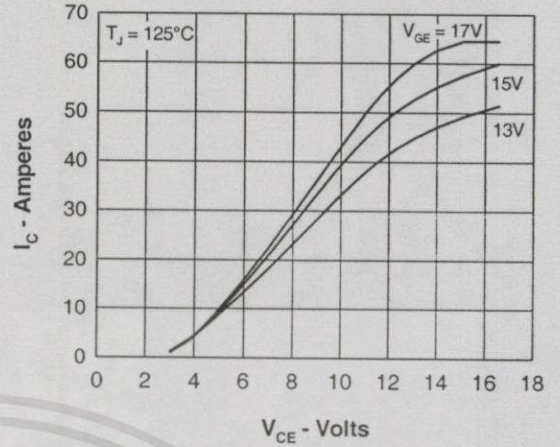


Fig. 2 Typ. Output Characteristics

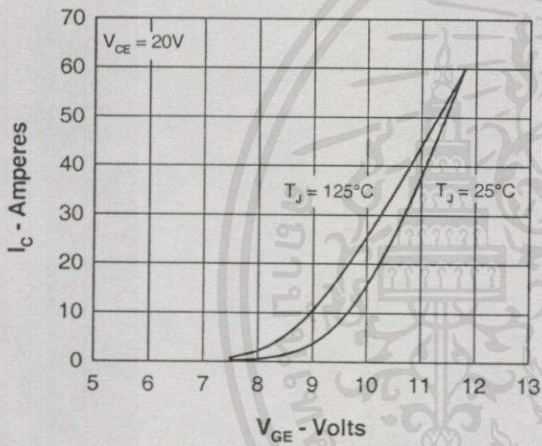


Fig. 3 Typ. Transfer Characteristics

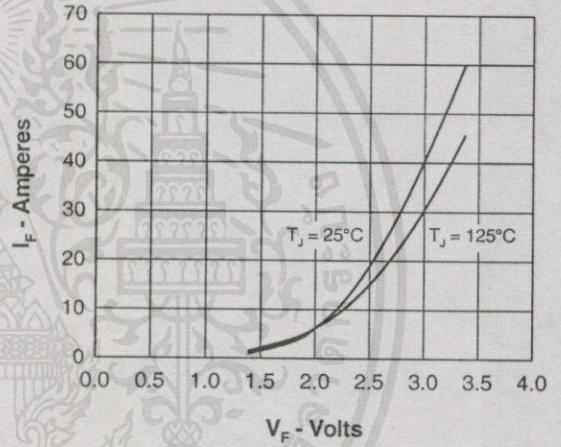


Fig. 4 Typ. Characteristics of Reverse Conduction

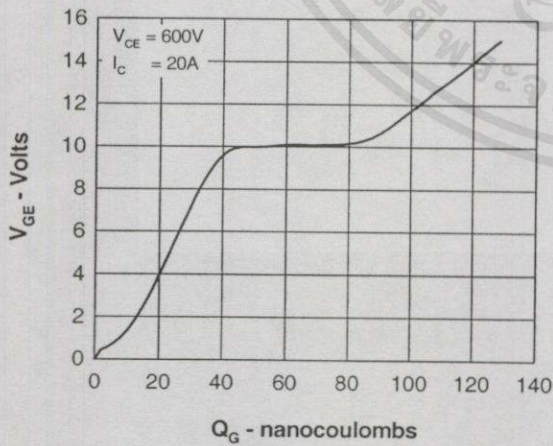


Fig. 5 Typ. Gate Charge characteristics

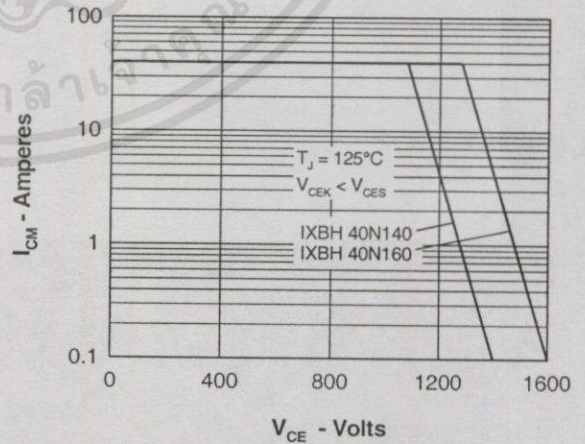


Fig. 6 Reverse Based Safe Operating Area RBSOA

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

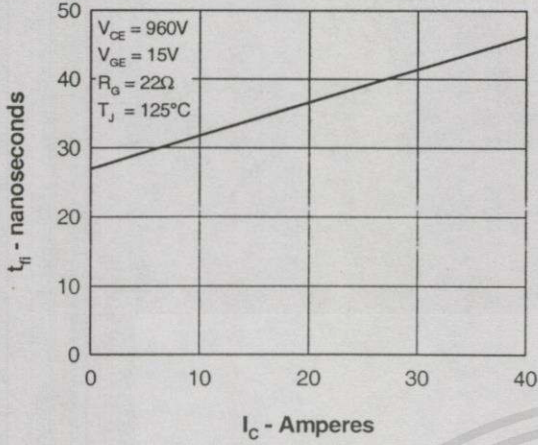


Fig. 7 Typ. Fall Time

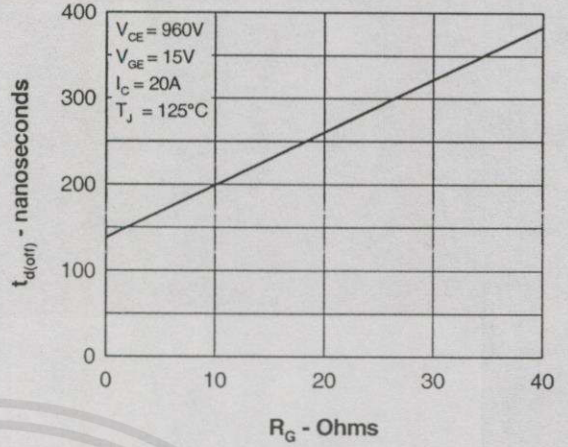


Fig. 8 Typ. Turn Off Delay Time

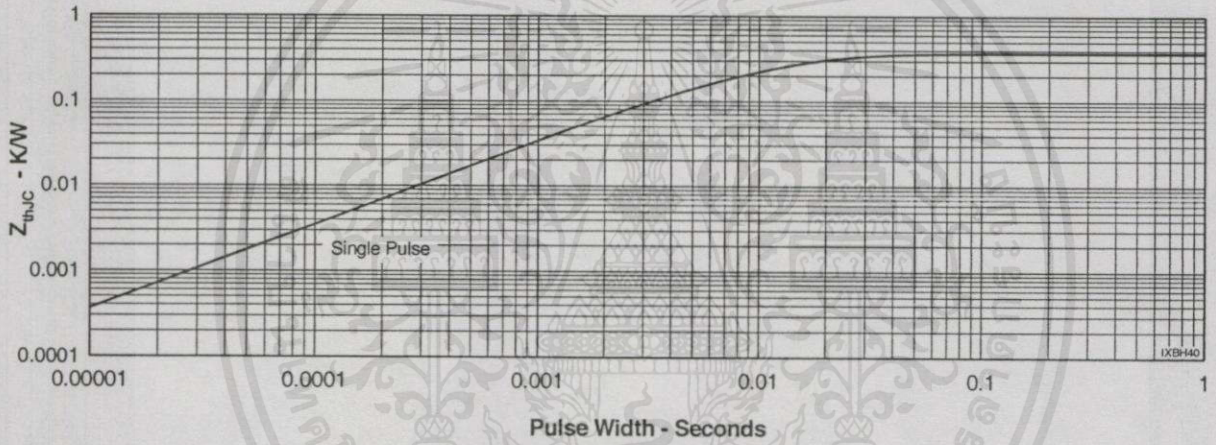


Fig. 9 Typ. Transient Thermal Impedance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1114 4 , 1114 4 -4
(TL494)

Pulse-Width-Modulation Control Circuits

September 1995 - revised October 1999



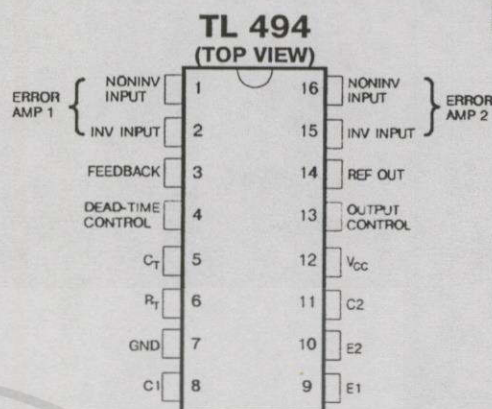
FEATURES

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200 mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead-Time Provides Control over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply, 5%
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

DESCRIPTION

The TL494 incorporate on a single monolithic chip all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation control circuit. Designed primarily for power supply control, these devices offer the systems engineer the flexibility to tailor the power supply control circuitry to his application.

The TL494 contains an error amplifier, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control comparator, pulse-steering control flip-flop, a 5-volt, 5% precision regulator, and output-control circuits. The error amplifier exhibits a common-mode voltage range from -0.3 volts to $V_{CC} - 2$ volts. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time when externally altered. The on-chip oscillator may be bypassed by terminating R_T (pin 6) to the reference output and providing a sawtooth input to C_T (pin 5), or it may be used to drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies. The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. Each device provides for push-pull or single-ended output operation, which may be selected through the output-control function. The architecture of these devices prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.



Absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Rating	Value	Unit
Supply voltage, V_{CC}	41	V
Amplifier input voltage	$V_{CC} + 0.3$	
Collector output voltage	41	
Collector output current	250	mA
Operating free-air temperature range	0 to 70	°C
Storage temperature range	-65 to 150	
Lead temperature 1,6 mm from case for 10 seconds	260	

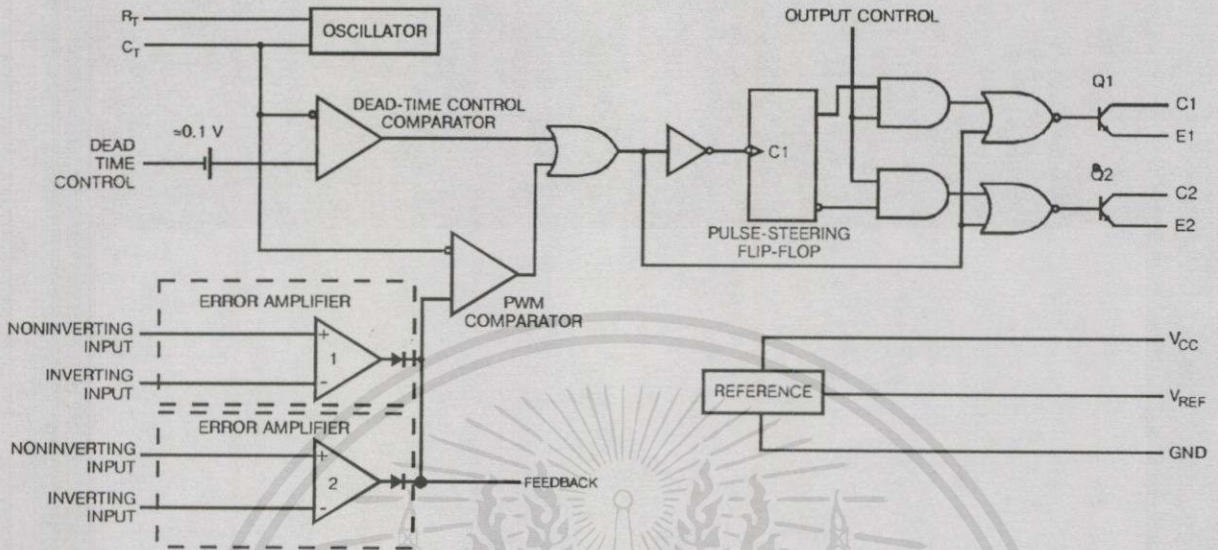
Recommended operating conditions

Parameter	Value		Unit
	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	7	40	V
Amplifier input voltage, V_i	-0.3	$V_{CC} - 2$	
Collector output voltage, V_O		40	
Collector output current (each transistor)		200	mA
Current into feedback terminal		0.3	
Timing capacitor, C_T	0.47	10000	nF
Timing resistor, R_T	1.8	500	kΩ
Oscillator frequency	1	300	kHz
Operating free-air temperature, T_A	0	70	°C

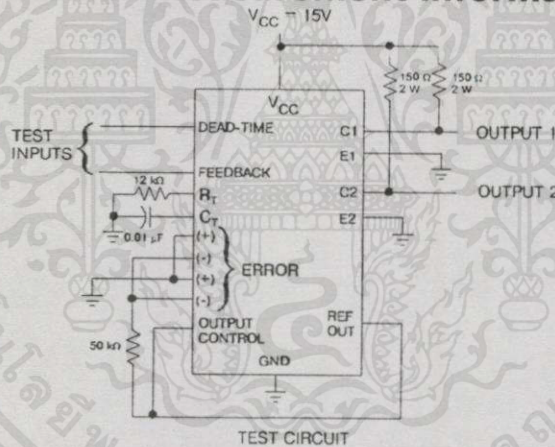
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



Parameter measurement information



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

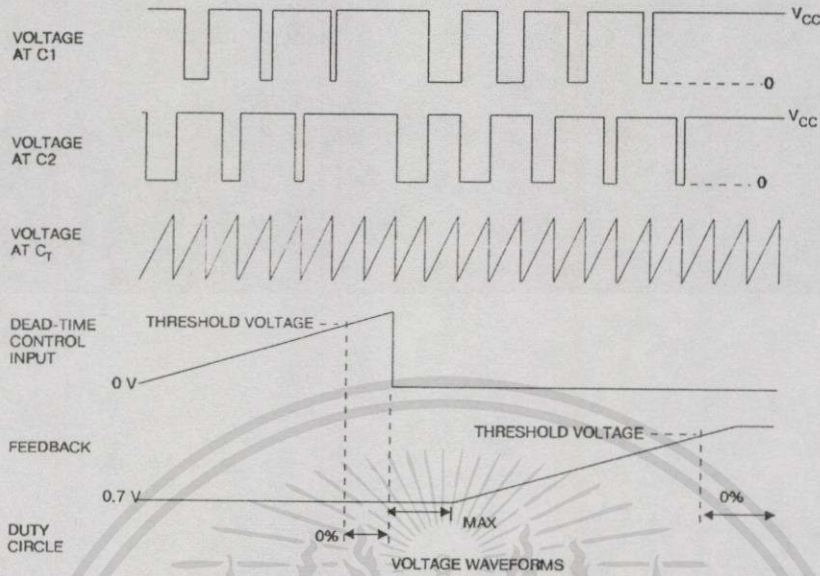
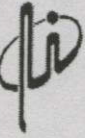


FIGURE 1. OPERATIONAL TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

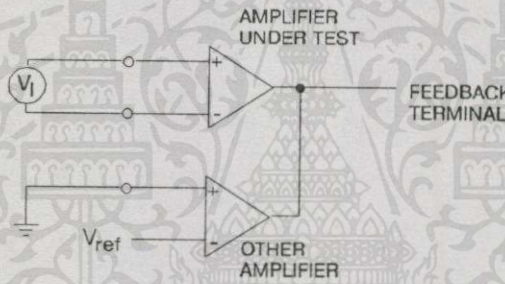


FIGURE 2. AMPLIFIER CHARACTERISTICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

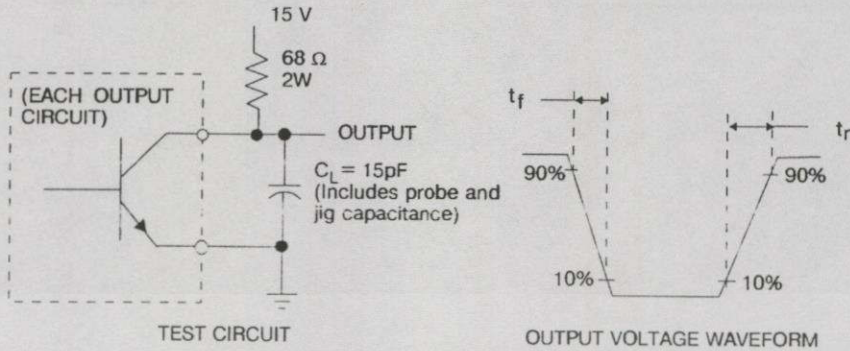
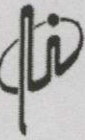


FIGURE 3. COMMON-EMITTER CONFIGURATION

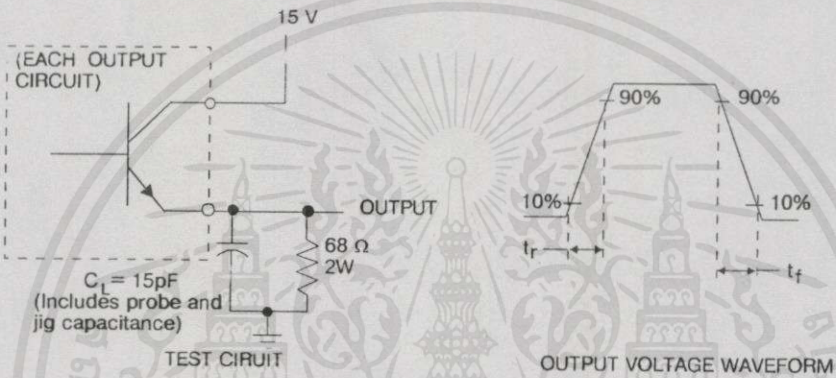


FIGURE 4. EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION

Electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC}=15V$, $f=10kHz$ (unless otherwise noted).

Reference section

Parameter	Test conditions*	Value			Unit
		MIN	TYP**	MAX	
Output voltage (V_{ref})	$I_O = 1mA$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7V$ to $40V$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1mA$ to $10mA$		1	15	
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = MIN$ to MAX		0.2	1	%
Short-circuit output current***	$V_{ref} = 0$		35		mA

Oscillator section (see Figure 1)

Parameter	Test conditions *	Value			Unit
		MIN	TYP**	MAX	
Frequency	$C_T = 0.01 \mu F$, $R_T = 12k\Omega$		10		kHz
Standard deviation of frequency ****	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		10		%
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7V$ to $40V$, $T_A = 25^\circ C$		0.1		
Frequency change with temperature *****	$C_T = 0.01 \mu F$, $R_T = 12k\Omega$, $\Delta T_A = MIN$ to MAX			1	

Electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC}=15V$, $f=10kHz$ (unless otherwise noted).

Amplifier section (see Figure 2)

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP**	MAX	
Input offset voltage	V_O (pin 3) = 2.5V		2	10	mV
Input offset current	V_O (pin 3) = 2.5V		25	250	nA
Input bias current	V_O (pin 3) = 2.5V		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7V$ to $40V$	-0.3 to $V_{CC}-2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3V$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 0.5$ to $3.5V$	70	95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5$ to $3.5V$, $R_L = 2k\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40V$, $T_A = 25^\circ C$	65	80		dB

1114 4 , 1114 4 -4 (TL494)

Pulse-Width-Modulation Control Circuits

September 1995 - revised October 1999



Output sink current (pin 3)	$V_{ID} = -15\text{mV to } -5\text{V}$, $V_{(pin3)} = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA
Output source current (pin 3)	$V_{ID} = 15\text{mV to } 5\text{V}$, $V_{(pin3)} = 3.5\text{ V}$	-2			mA

* For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

** All typical values except for parameter changes with temperature are at $T_A = 25^\circ\text{C}$

*** Duration of the short-circuit should not exceed one second.

**** Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula

$$\sigma = \left[\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N-1} \right]^{1/2}$$

***** Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor not taken into account

Output section

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Collector off-state current	$V_{CE}=40\text{V}$, $V_{CC}=40\text{V}$		2	100	μA
Emitter off-state current	$V_{CC}=V_C=40\text{V}$, $V_E=0$			-100	
Collector-emitter saturation voltage	Common-emitter	$V_E=0$, $I_C=200\text{ mA}$	1.1	1.3	V
	Emitter-follower	$V_C=15\text{V}$, $I_E=-200\text{ mA}$	1.5	2.5	
Output control input current	$V_I=V_{ref}$			3.5	mA

Dead-time control-section (see Figure 1)

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Input bias current (pin 4)	$V_I=0$ to 5.25V		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	$V_{I(p4)}=0$, $C_T=0.1\mu\text{F}$, $R_T=12\text{k}\Omega$		45		%
Input threshold voltage (pin 4)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle	0			

PWM comparator section (see Figure 1)

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Input threshold voltage (pin 3)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (pin 3)	$V_{(pin3)} = 0.7\text{V}$	0.3	0.7		mA

Total device

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Standby supply current	Pin 6 at V_{ref} , all other inputs and outputs open	$V_{CC}=15\text{V}$	6	10	mA
		$V_{CC}=40\text{V}$	9	15	
Average supply current	$V_{I(p4)}=2\text{V}$, See Figure 1		7.5		

Switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Output voltage rise time	Common-emitter configuration,		100	200	ns
Output voltage fall time	See figure 3		25	100	
Output voltage rise time	Emitter-follower configuration,		100	200	
Output voltage fall time	See Figure 4		40	100	

*All typical values except for temperature coefficient are at $T_A=25^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

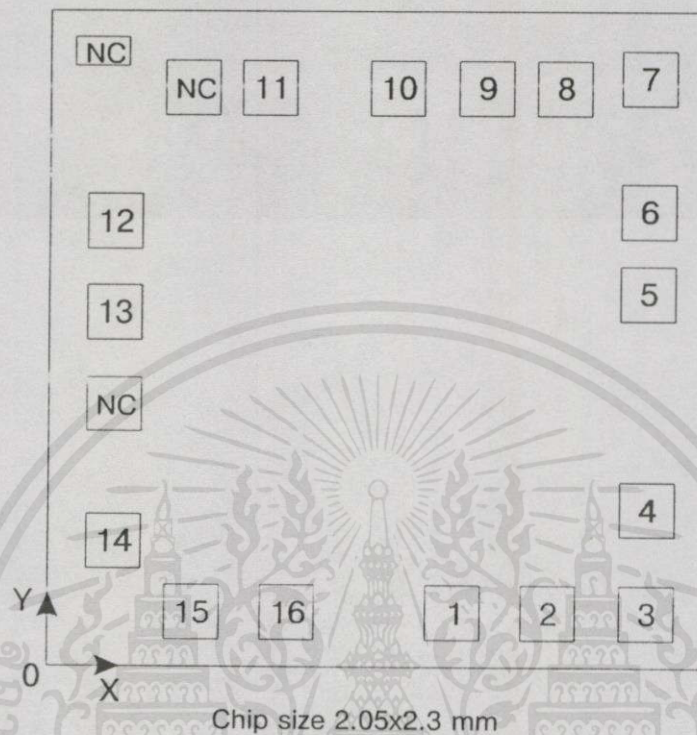
1114 4 , 1114 4 -4
(TL494)

Pulse-Width-Modulation Control Circuits

September 1995 - revised October 1999



Pad Location TL494



Pad N	Pad Name	Coordinates	
		X (μm)	Y (μm)
1	NONINV INPUT	1305	120
2	INV INPUT	1600	130
3	FEEDBACK	1800	130
4	DEAD-TIME CONTROL	1810	370
5	C _T	1795	975
6	R _T	1770	1240
7	GND	1520	2135
8	C1	1405	2020
9	E1	1055	2015
10	E2	805	2015
11	C2	460	2020
12	V _{CC}	140	1410
13	OUTPUT CONTROL	140	1260
14	REF OUT	160	375
15	INV INPUT	250	195
16	NONINV INPUT	405	195

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60017-O

IR2125(S)**CURRENT LIMITING SINGLE CHANNEL DRIVER****Features**

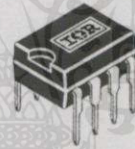
- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 12 to 18V
- Undervoltage lockout
- Current detection and limiting loop to limit driven power transistor current
- Error lead indicates fault conditions and programs shutdown time
- Output in phase with input
- 2.5V, 5V and 15V input logic compatible

Product Summary

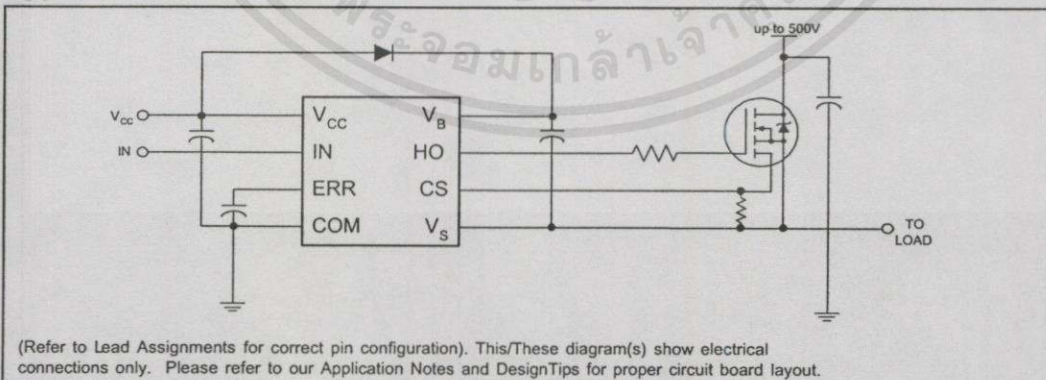
V_{OFFSET}	500V max.
$I_{O+/-}$	1A / 2A
V_{OUT}	12 - 18V
V_{CSth}	230 mV
$t_{on/off}$ (typ.)	150 & 150 ns

Description

The IR2125(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with over-current limiting protection circuitry. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The protection circuitry detects over-current in the driven power transistor and limits the gate drive voltage. Cycle by cycle shutdown is programmed by an external capacitor which directly controls the time interval between detection of the over-current limiting conditions and latched shutdown. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high or low side configuration which operates up to 500 volts.

Packages

8-Lead PDIP

16-Lead SOIC
(Wide Body)**Typical Connection**

www.irf.com

ใช้เพื่อเรียนรู้เอกสารที่ส่งจนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน1การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2125(S)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	525	V
V _S	High Side Floating Offset Voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{CC}	Logic Supply Voltage	-0.3	25	
V _{IN}	Logic Input Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{ERR}	Error Signal Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{CS}	Current Sense Voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
dV _S /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient	—	50	V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A ≤ +25°C (8 lead PDIP)	—	1.0	W
		—	1.25	
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient (8 lead PDIP)	—	125	°C/W
		—	100	
T _J	Junction Temperature	—	150	°C
T _S	Storage Temperature	-55	150	
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High Side Floating Supply Voltage	V _S + 12	V _S + 18	V
V _S	High Side Floating Offset Voltage	Note 1	500	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Logic Supply Voltage	0	18	
V _{IN}	Logic Input Voltage	0	V _{CC}	
V _{ERR}	Error Signal Voltage	0	V _{CC}	
V _{CS}	Current Sense Signal Voltage	V _S	V _B	
T _A	Ambient Temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +500V. Logic state held for V_S of -5V to -V_BS. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IOR Rectifier

IR2125(S)

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V, C_L = 3300 pF and T_A = 25°C unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figures 3 through 6.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-On Propagation Delay	7	—	150	200	ns	$V_{IN} = 0$ & 5V $V_S = 0$ to 600V
t_{off}	Turn-Off Propagation Delay	8	—	150	190		
t_{sd}	ERR Shutdown Propagation Delay	9	—	1.7	2.2	μs	
t_r	Turn-On Rise Time	10	—	43	60	ns	
t_f	Turn-Off Fall Time	11	—	26	35		
t_{cs}	CS Shutdown Propagation Delay	12	—	0.7	1.2	μs	$C_{ERR} = 270$ pF
t_{err}	CS to ERR Pull-Up Propagation Delay	13	—	9.0	12		

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to V_S .

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" Input Voltage	14	2.2	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" Input Voltage	15	—	—	0.8		
V_{CSTH+}	CS Input Positive Going Threshold	16	150	230	320	mV	
V_{CSTH-}	CS Input Negative Going Threshold	17	130	200	260		
V_{OH}	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	18	—	—	100	V	$I_O = 0$ A
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	19	—	—	100		$I_O = 0$ A
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current	20	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500$ V
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	21	—	400	1000		$V_{IN} = V_{CS} = 0$ V or 5V
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	22	—	700	1200	μA	$V_{IN} = V_{CS} = 0$ V or 5V
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	23	—	4.5	10		$V_{IN} = 5$ V
I_{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	24	—	—	1.0	μA	$V_{IN} = 0$ V
I_{CS+}	"High" CS Bias Current	25	—	4.5	10		$V_{CS} = 3$ V
I_{CS-}	"Low" CS Bias Current	26	—	—	1.0	$V_{CS} = 0$ V	
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	27	8.5	9.2	10.0	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	28	7.7	8.3	9.0		
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	29	8.3	8.9	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	30	7.3	8.0	8.7		
I_{ERR}	ERR Timing Charge Current	31	65	100	130	μA	$V_{IN} = 5$ V, $V_{CS} = 3$ V $ERR < V_{ERR+}$
I_{ERR+}	ERR Pull-Up Current	32	8.0	15	—	mA	$V_{IN} = 5$ V, $V_{CS} = 3$ V $ERR > V_{ERR+}$
I_{ERR-}	ERR Pull-Down Current	33	16	30	—		$V_{IN} = 0$ V
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	34	1.0	1.6	—	A	$V_O = 0$ V, $V_{IN} = 5$ V $PW \leq 10$ μs
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	35	2.0	3.3	—		$V_O = 15$ V, $V_{IN} = 0$ V $PW \leq 10$ μs

www.irf.com

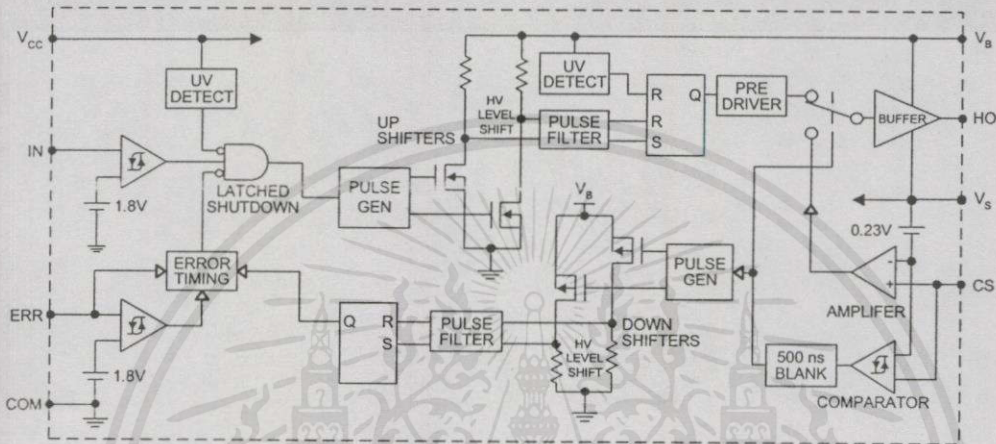
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2125(S)

International
IR Rectifier

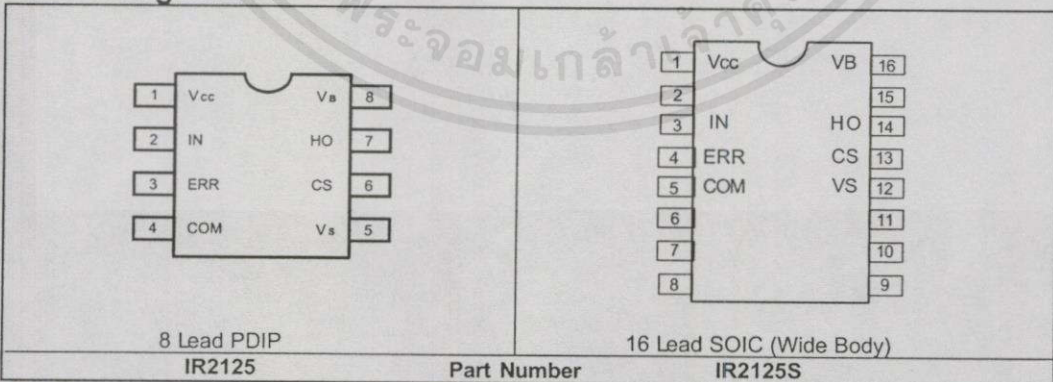
Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{CC}	Logic and gate drive supply
IN	Logic input for gate driver output (HO), in phase with HO
ERR	Serves multiple functions; status reporting, linear mode timing and cycle by cycle logic shutdown
COM	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
CS	Current sense input to current sense comparator

Lead Assignments



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่จำกัดอายุการใช้งาน อีกทั้งยังมีให้คำปรึกษาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

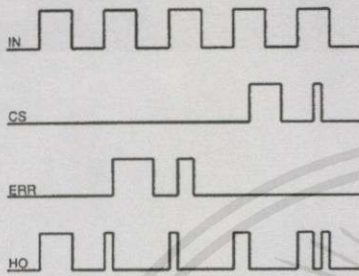


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

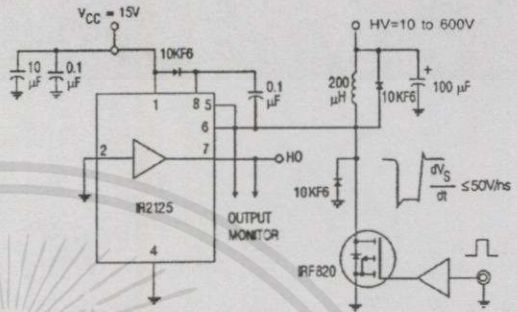


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

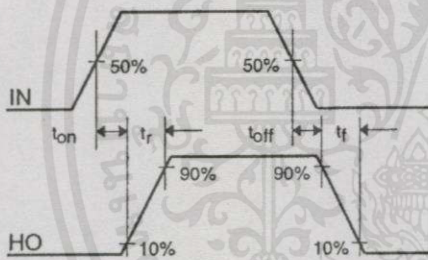


Figure 3. Switching Time Waveform Definitions

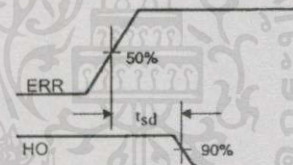


Figure 4. ERR Shutdown Waveform Definitions

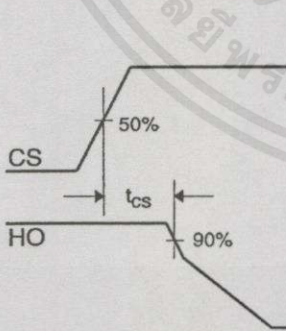


Figure 5. CS Shutdown Waveform Definitions

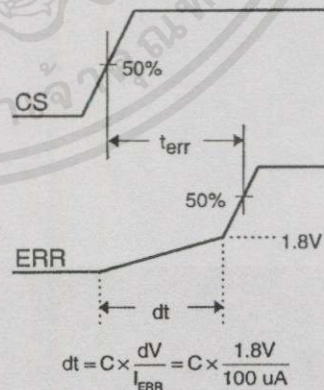


Figure 6. CS to ERR Waveform Definitions

$$dt = C \times \frac{dV}{I_{ERR}} = C \times \frac{1.8V}{100 \mu A}$$

IR2125(S)

International
IR Rectifier

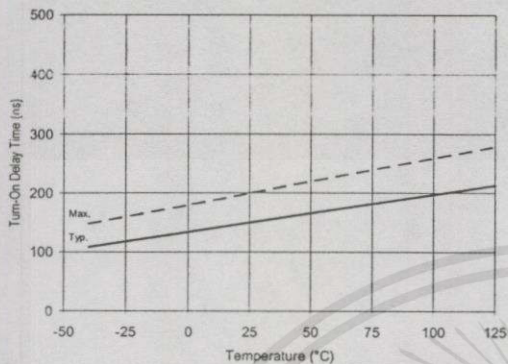


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

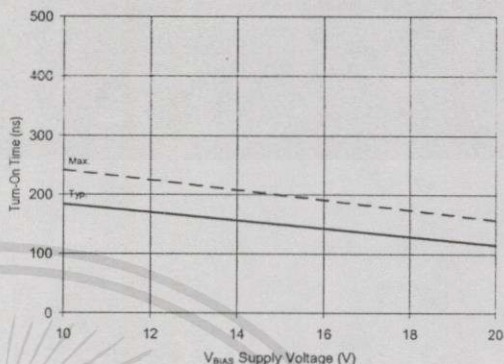


Figure 7B. Turn-On Time vs. Voltage

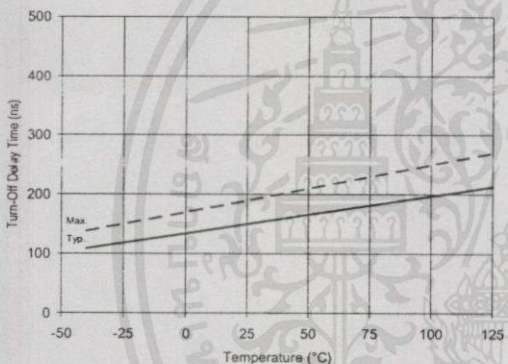


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

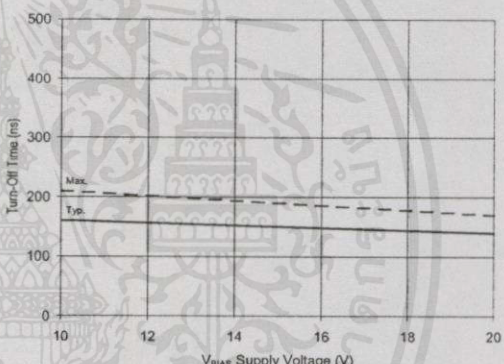


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Voltage

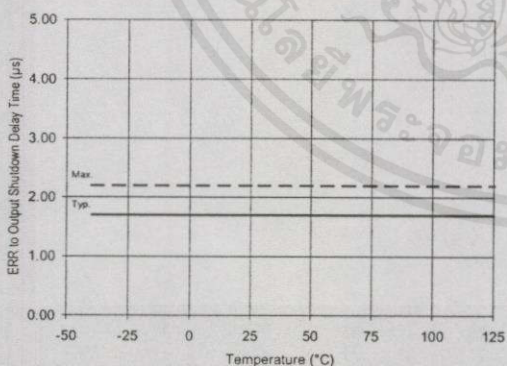


Figure 9A. ERR to Output Shutdown vs. Temperature

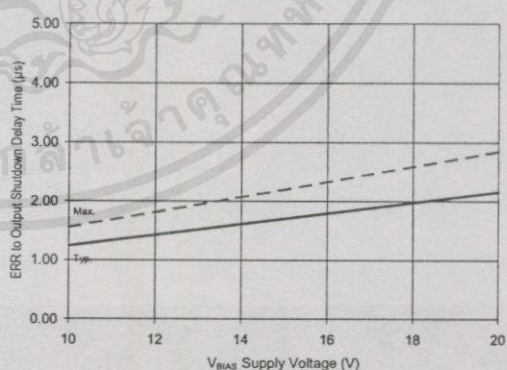


Figure 9B. ERR to Output Shutdown vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

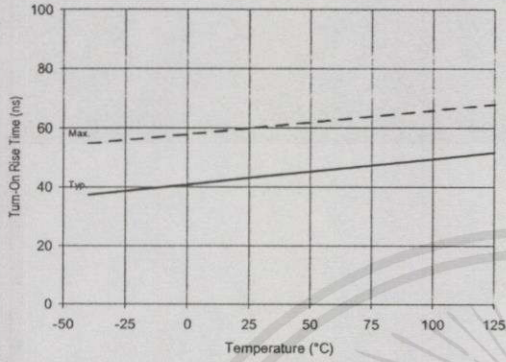


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

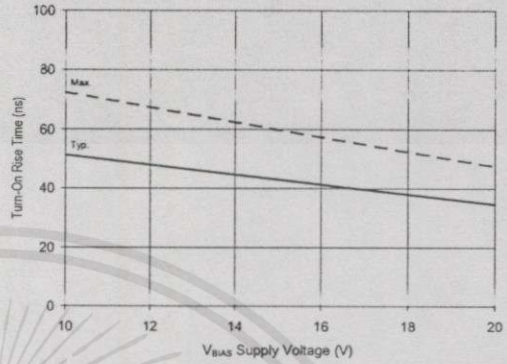


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

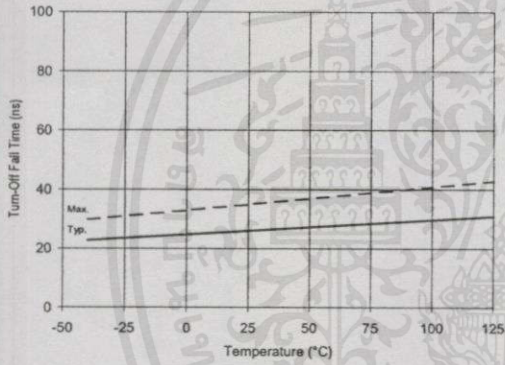


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

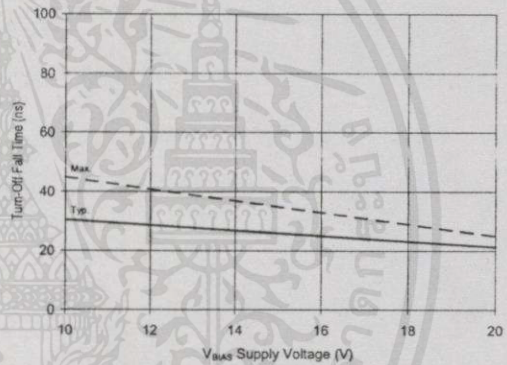


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

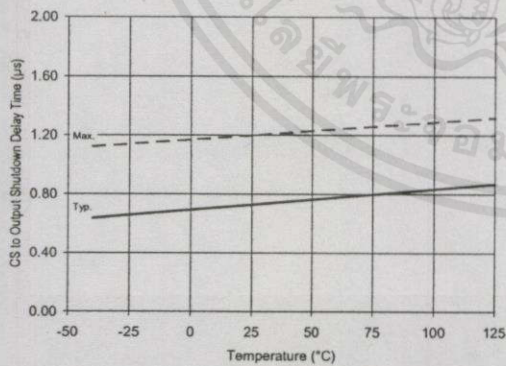


Figure 12A. CS to Output Shutdown vs. Temperature

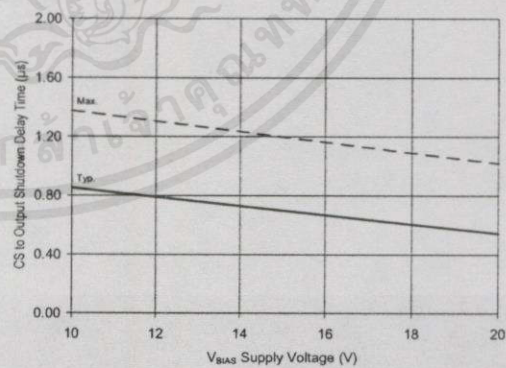


Figure 12B. CS to Output Shutdown vs. Voltage

IR2125(S)

International
IR Rectifier

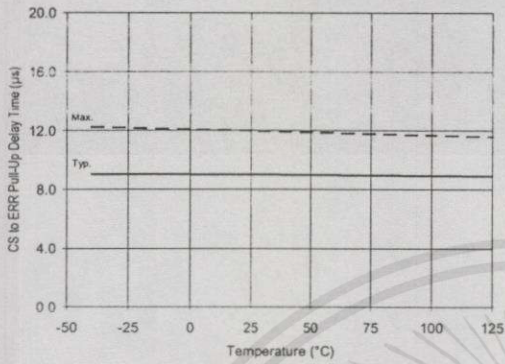


Figure 13A. CS to ERR Pull-Up vs. Temperature

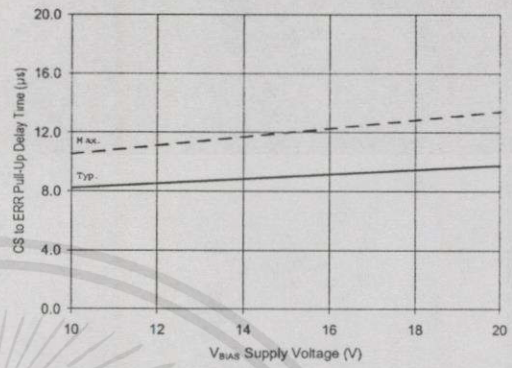


Figure 13B. CS to ERR Pull-Up vs. Voltage

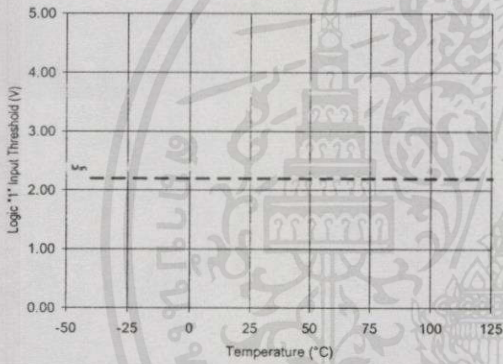


Figure 14A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

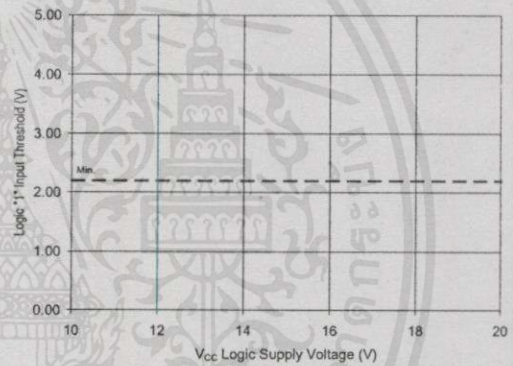


Figure 14B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

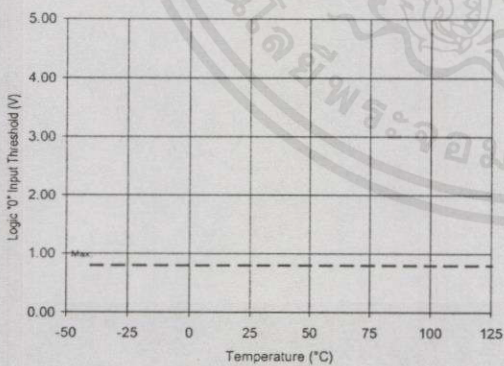


Figure 15A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

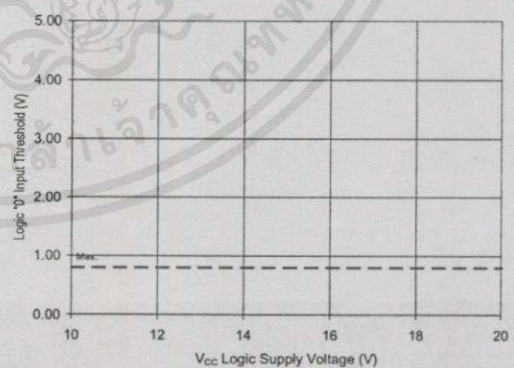


Figure 15B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

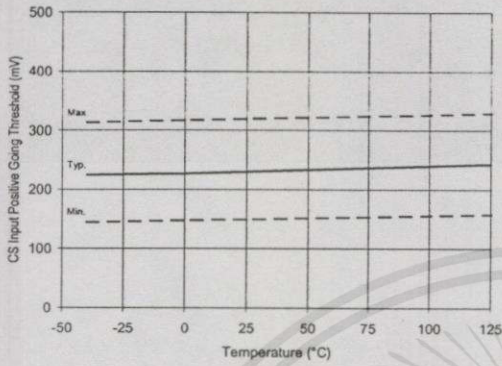


Figure 16A. CS Input Threshold (+) vs. Temperature

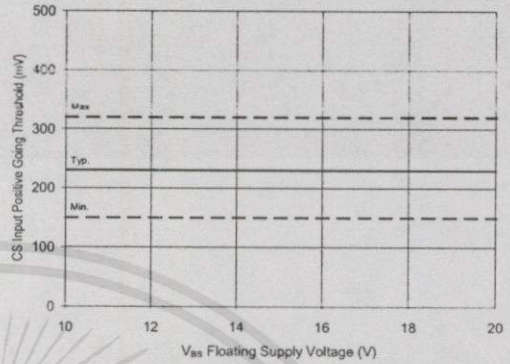


Figure 16B. CS Input Threshold (+) vs. Voltage

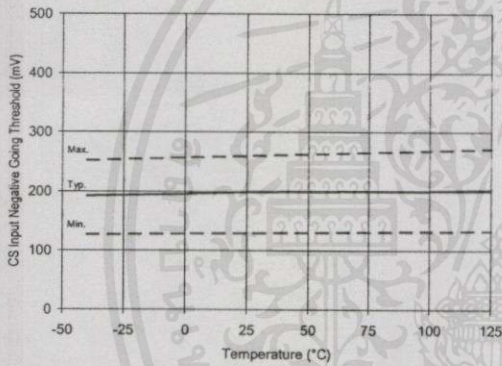


Figure 17A. CS Input Threshold (-) vs. Temperature

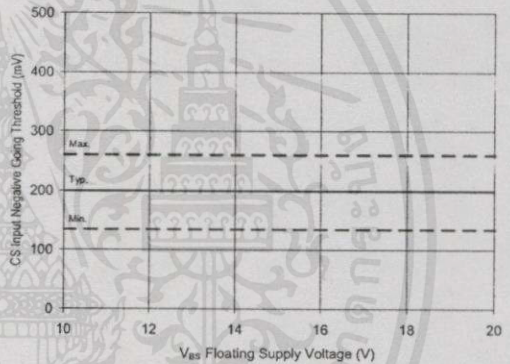


Figure 17B. CS Input Threshold (-) vs. Voltage

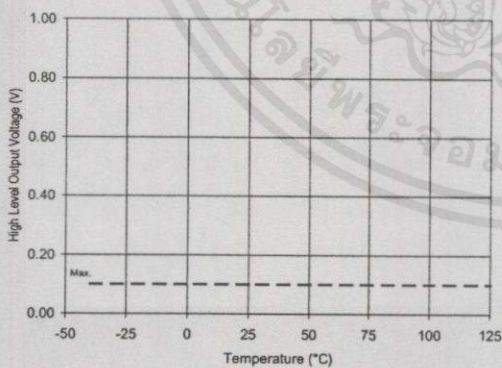


Figure 18A. High Level Output vs. Temperature

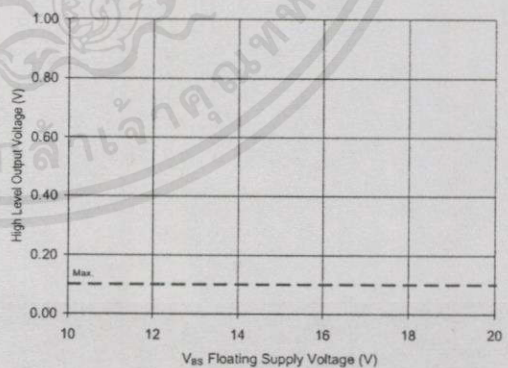


Figure 18B. High Level Output vs. Voltage

IR2125(S)

International
IOR Rectifier

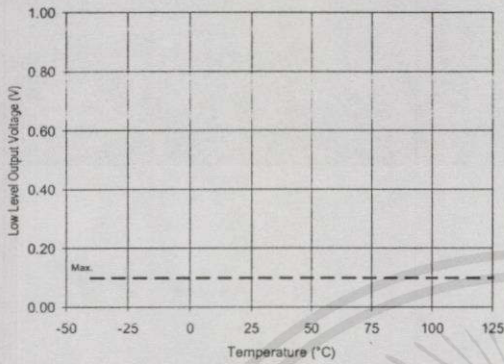


Figure 19A. Low Level Output vs. Temperature

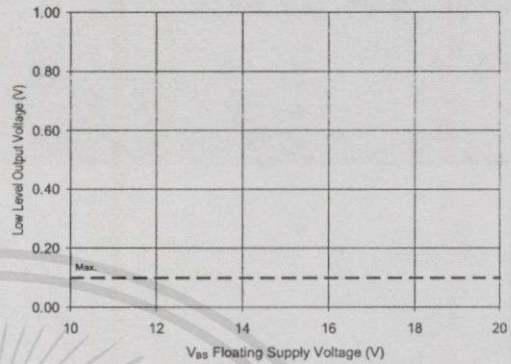


Figure 19B. Low Level Output vs. Voltage

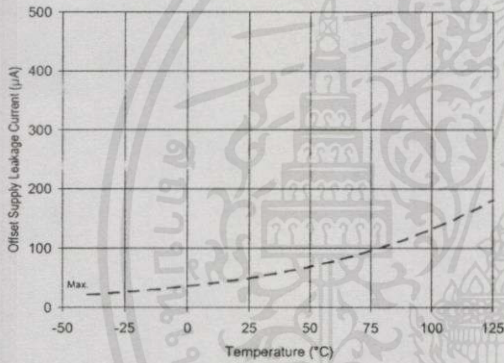


Figure 20A. Offset Supply Current vs. Temperature

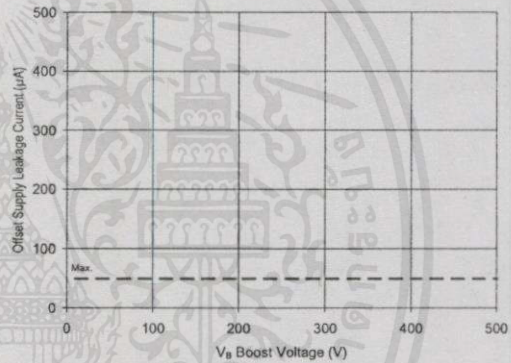


Figure 20B. Offset Supply Current vs. Voltage

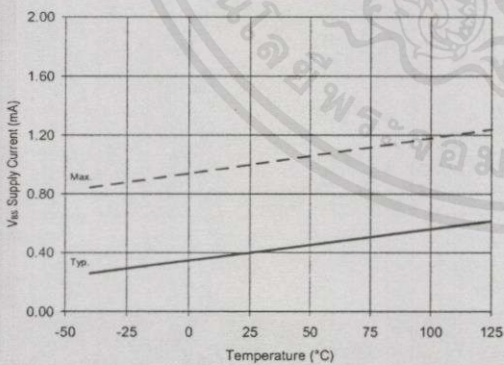


Figure 21A. V_{BS} Supply Current vs. Temperature

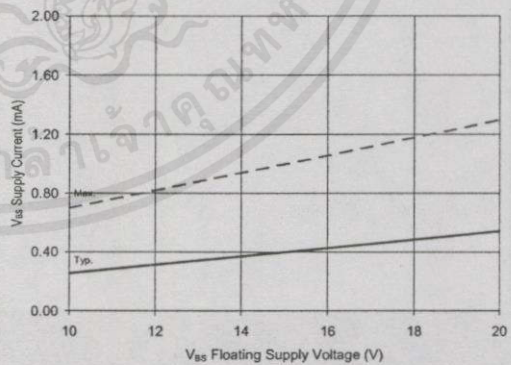


Figure 21B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

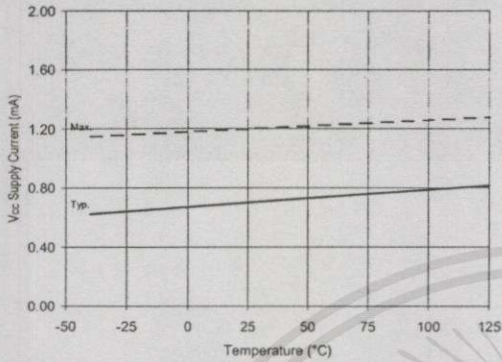


Figure 22A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

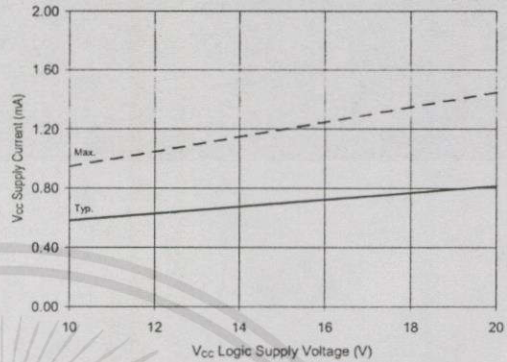


Figure 22B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

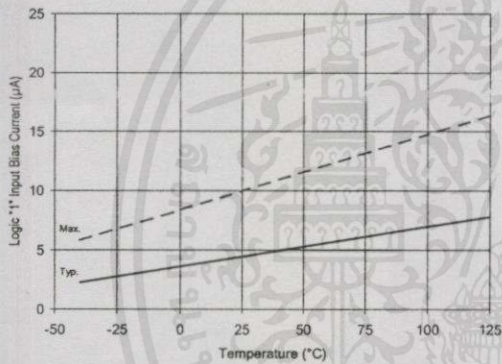


Figure 23A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

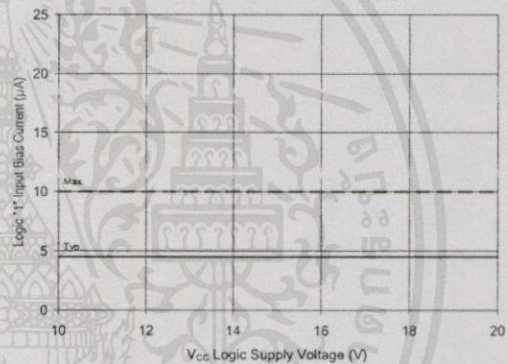


Figure 23B. Logic "1" Input Current vs. Voltage

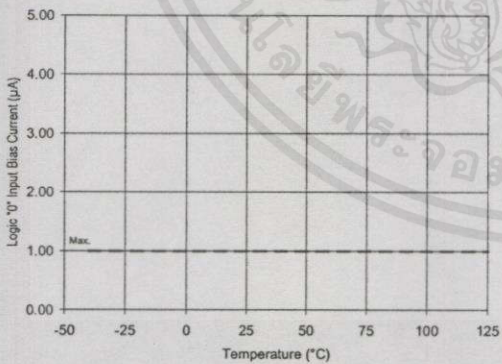


Figure 24A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

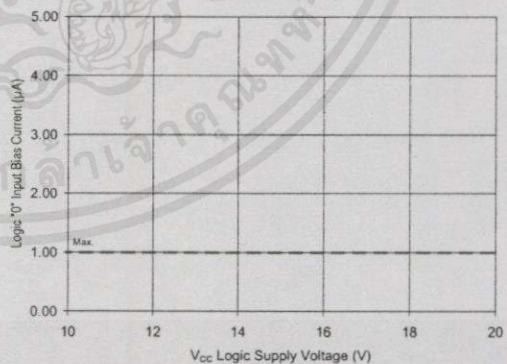


Figure 24B. Logic "0" Input Current vs. Voltage

IR2125(S)

International
IR Rectifier

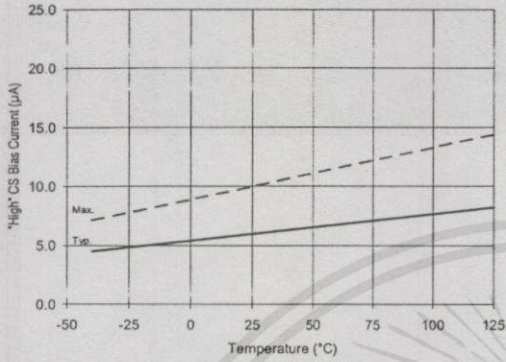


Figure 25A. "High" CS Bias Current vs. Temperature

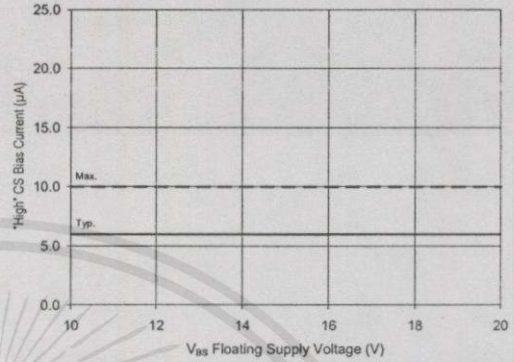


Figure 25B. "High" CS Bias Current vs. Voltage

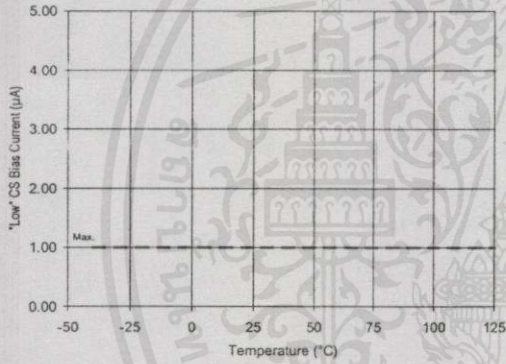


Figure 26A. "Low" CS Bias Current vs. Temperature

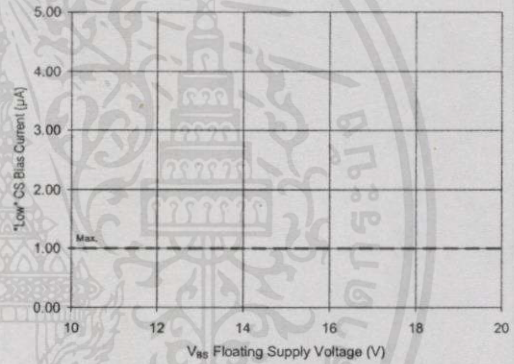


Figure 26B. "Low" CS Bias Current vs. Voltage

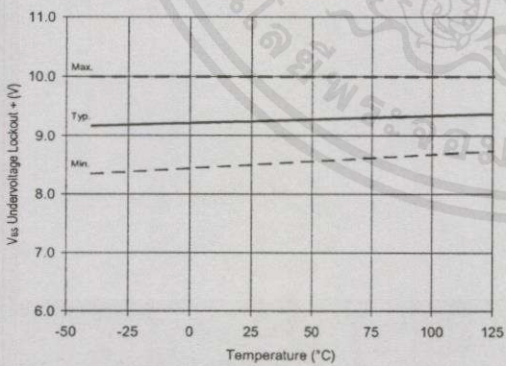


Figure 27. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

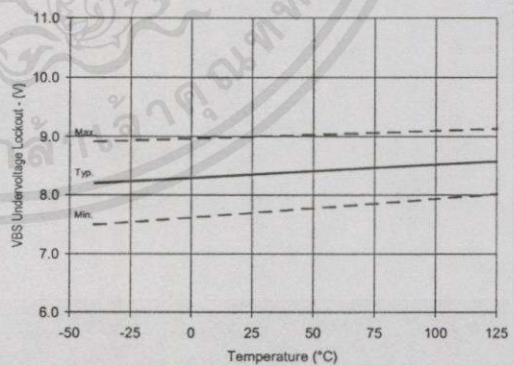


Figure 28. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

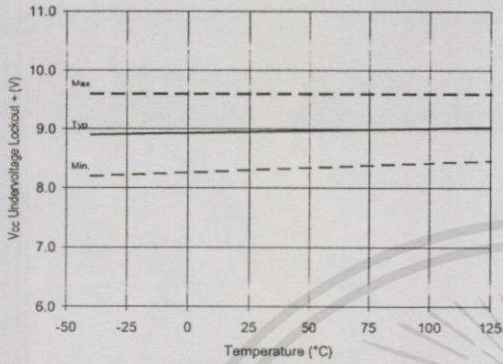


Figure 29. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

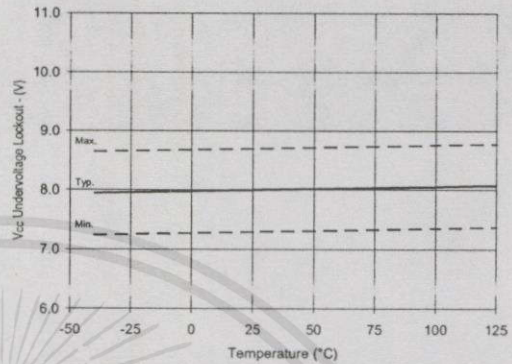


Figure 30. V_{CC} Undervoltage (-) vs. Temperature

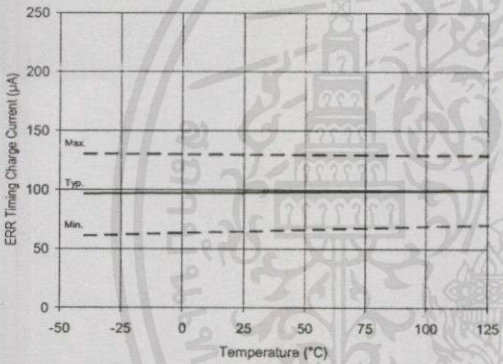


Figure 31A. ERR Timing Charge Current vs. Temperature

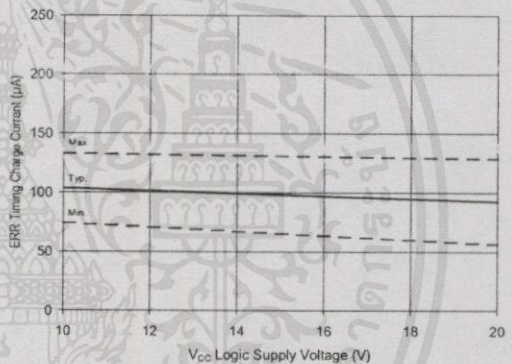


Figure 31B. ERR Timing Charge Current vs. Voltage

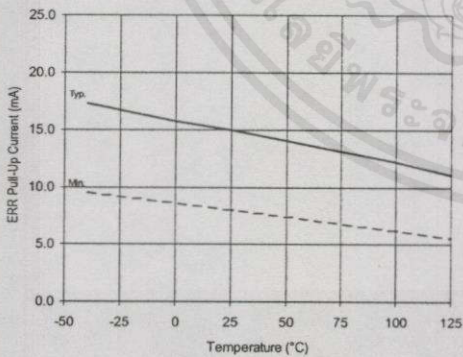


Figure 32A. ERR Pull-Up Current vs. Temperature

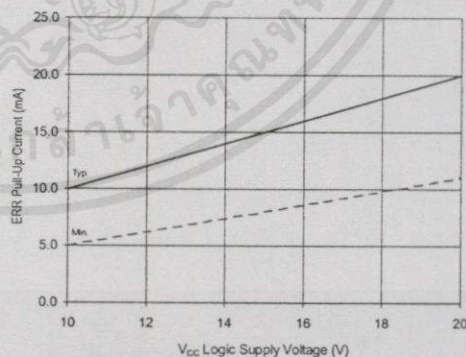


Figure 32B. ERR Pull-Up Current vs. Voltage

IR2125(S)

International
IR Rectifier

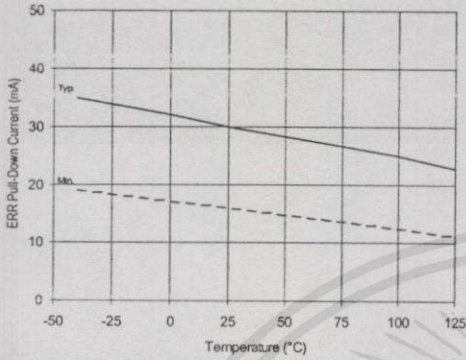


Figure 33A. ERR Pull-Down Current vs. Temperature

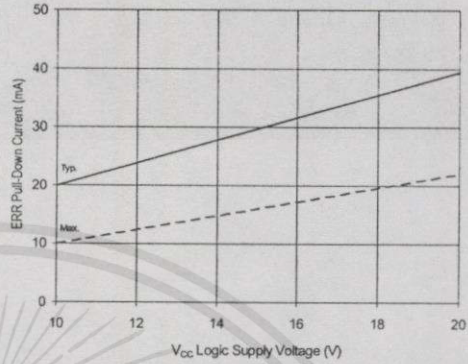


Figure 33B. ERR Pull-Down Current vs. Voltage

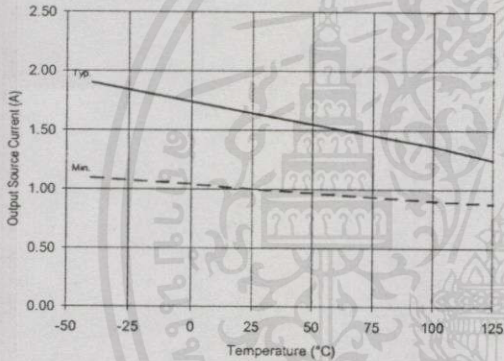


Figure 34A. Output Source Current vs. Temperature

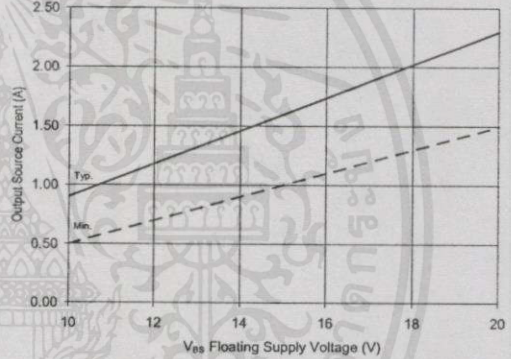


Figure 34B. Output Source Current vs. Voltage

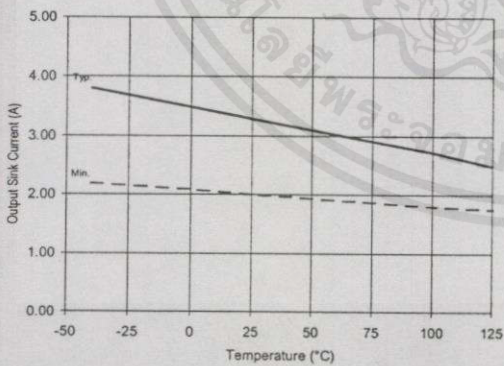


Figure 35A. Output Sink Current vs. Temperature

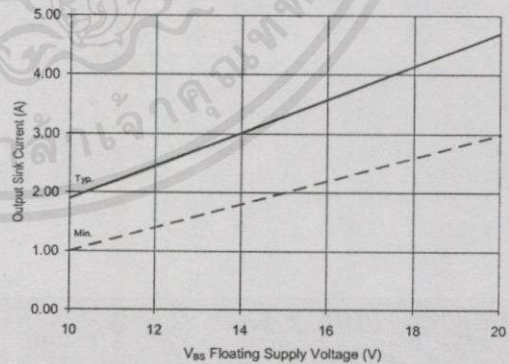


Figure 35B. Output Sink Current vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

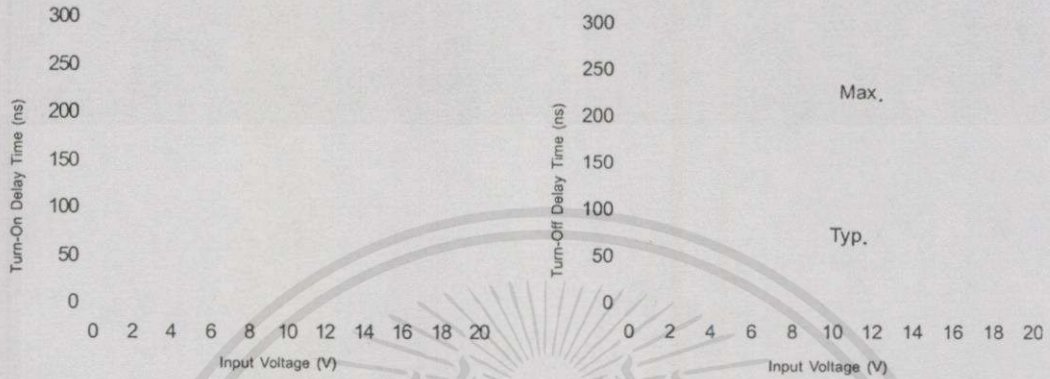


Figure 36A. Turn-On Time vs. Input Voltage

Figure 36B. Turn-Off Time vs. Input Voltage

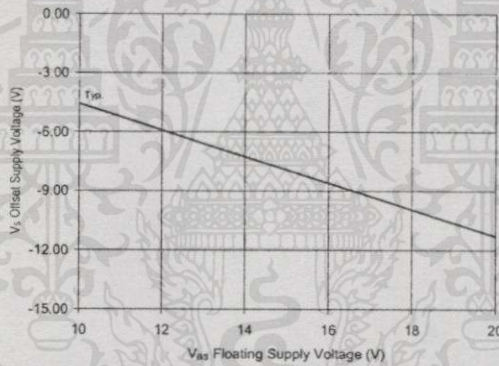


Figure 37. Maximum V_S Negative Offset vs. Supply Voltage

Material Mix No.	Reference Permeability (μ_0)	Temp. Coef. of Perm. (+ppm/°C)	Coef of Lin. Expan. (+ppm/°C)	Material Density (g/cm ³)	Relative Cost	Color Code
-2	10	95	13	5.0	2.3	Red/Clear
-8	35	255	12	6.5	4.0	Yellow/Red
-18	55	385	12	6.6	2.8	Green/Red
-26	75	825	10	7.0	1.2	Yellow/White
-28	22	415	11	6.0	1.7	Gray/Green
-33	33	635	11	6.3	1.6	Gray/Yellow
-40	60	950	10	6.9	1.0	Green/Yellow
-52	75	650	10	7.0	1.4	Green/Blue

Note: For information on Mix No.'s 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42 and 0 see MICROMETALS Catalog 3; Iron Powder Cores for RF Applications.

Material Mix No.	CORE LOSS COMPARISON (mW/cm ³)						PERMEABILITY WITH DC BIAS H _{DC} = 50 Oersted	
	60 Hz @5000G	1KHz @1500G	10KHz @500G	50KHz @225G	100KHz @140G	500KHz @50G	% μ_0	$\mu_{\text{effective}}$
-2	-	-	-	29	23	15	100%	10.0
-8	150	70	47	41	31	14	91%	31.9
-18	168	80	53	43	36	26	74%	40.7
-26	42	56	65	90	88	124	51%	38.3
-28	88	93	117	165	170	175	91%	20.0
-33	90	90	105	160	145	155	84%	27.7
-40	39	49	78	112	115	155	62%	37.2
-52	52	62	59	62	54	63	59%	44.3

MATERIAL APPLICATIONS

Typical Application	Material (Mix No.)								
	-2	-8	-18	-26	-28	-33	-40	-52	
Light Dimmer Chokes				X				X	
60 Hz Differential-mode EMI Line Chokes				X			X	X	
DC Chokes: <50 KHz or low Et/N				X	X	X	X		
DC Chokes: ≥50 KHz or higher Et/N		X	X	X				X	
Power Factor Correction Chokes: < 50 KHz				X	X	X	X		
Power Factor Correction Chokes: ≥ 50 KHz		X	X	X				X	
Resonant Inductors: ≥ 50 KHz	X								

-2 Material The low permeability of this material will result in a lower operating AC flux density than with other materials with no additional gap-loss.

-28 Material The good linearity, low cost, and relatively low permeability of this material make it popular in the larger sizes for high power UPS chokes.

-8 Material This material has low core loss and good linearity under high bias conditions. A good high frequency material. The highest cost material.

-33 Material An inexpensive alternate to the -8 Material for applications where high frequency core loss is not critical. Good linearity with high bias.

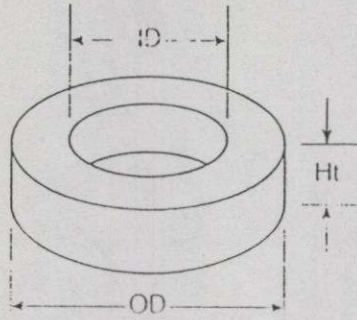
-18 Material This material has low core loss similar to the -8 Material with higher permeability and a lower cost. Good DC saturation characteristics.

-40 Material The least expensive material. It has characteristics quite similar to the very popular -26 Material. Popular in the larger sizes.

-26 Material The most popular material. It is a cost-effective general purpose material that is useful in a wide variety of power conversion and line filter applications.

-52 Material This material has lower core loss at high frequency and the same permeability as the -26 Material. It is very popular for new high frequency choke designs.

- COLOR CODE**
- 2 Red/Clear
 - 8 Yellow/Red
 - 18 Green/Red
 - 26 Yellow/White
 - 28 Gray/Green
 - 33 Gray/Yellow
 - 40 Green/Yellow
 - 52 Green/Blue



TYPICAL PART NO.

T 106 - 26 /

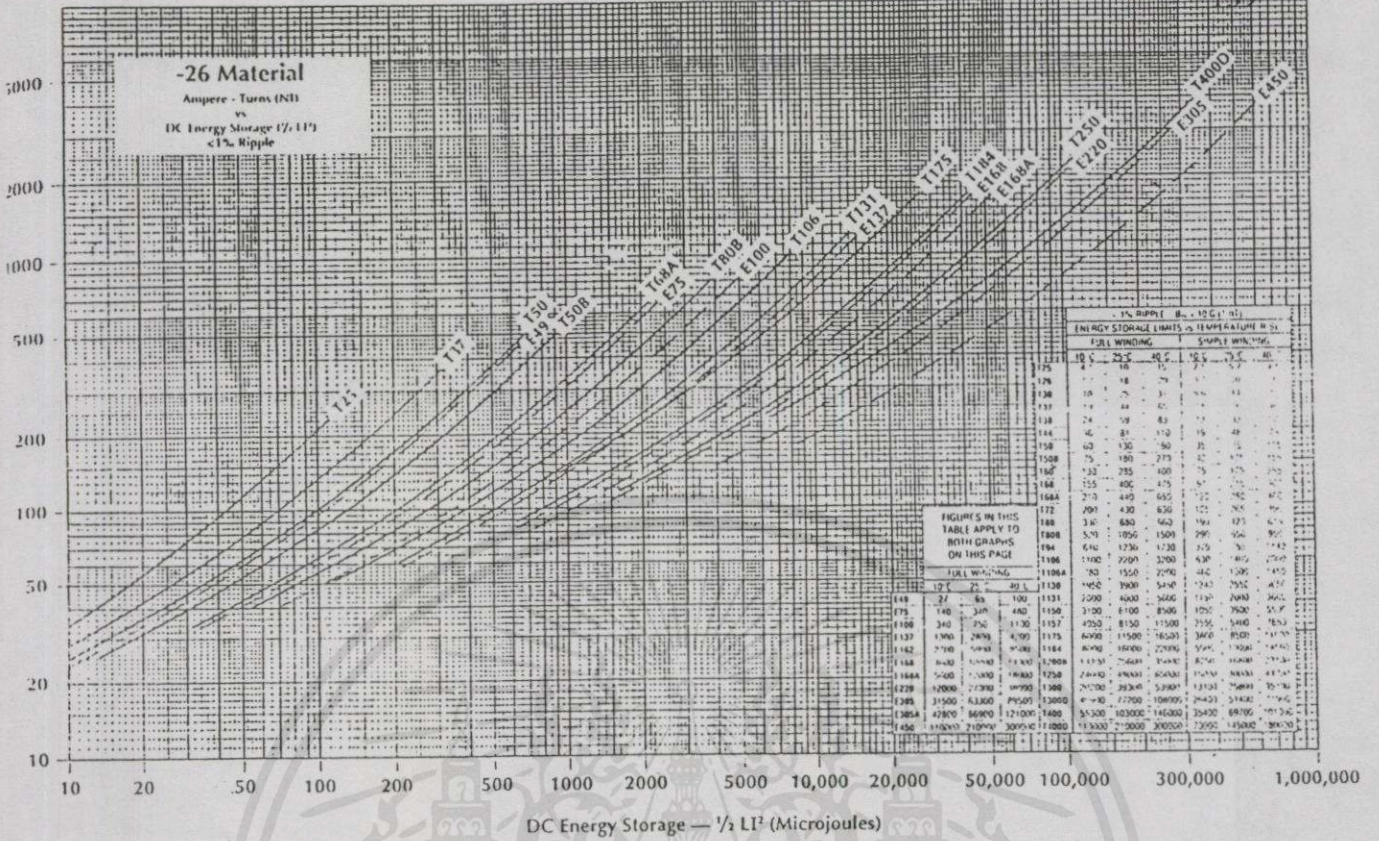
OD in 100th inches
Micrometals Mix No.
Letter Indicates Alternate Height
Code Area For Other Characteristics

Refer to page 3 for tolerances.

Note: For information on Mix 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42, and 0 see Micrometals Catalog 3 for EE and ITC.

MICROMETALS Part No.	A _L nH/N ²	MAGNETIC DIMENSIONS					
		OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	ℓ cm	A cm ²	V cm ³
T225-2B	21.5	2.250/57.2	1.405/35.7	1.000/25.4	14.6	2.59	37.8
T225-26B	160.0						
T225-52B	155.0						
T250-18	177.0	2.500/63.5	1.250/31.8	1.000/25.4	15.0	3.84	57.4
T250-26	242.0						
T250-40	194.0						
T250-52	242.0						
T300-2	11.4	3.040/77.2	1.930/49.0	.500/12.7	19.8	1.68	33.4
T300-8/90	37.0						
T300-18	58.0						
T300-26	80.0						
T300-28	23.0						
T300-33	34.5						
T300-40	71.0						
T300-52	80.0						
T300-2D	22.8	3.040/77.2	1.930/49.0	1.000/25.4	19.8	3.38	67.0
T300-26D	160.0						
T300-28D	46.0						
T300-33D	69.0						
T300-40D	142.0						
T400-2	18.0	4.000/102	2.250/57.2	.650/16.5	25.0	3.46	86.4
T400-8/90	60.0						
T400-18	96.0						
T400-26	131.0						
T400-28	40.5						
T400-33	55.0						
T400-40	115.0						
T400-52	131.0						
T400-2D	36.0	4.000/102	2.250/57.2	1.300/33.0	25.0	6.85	171
T400-26D	262.0						
T400-28D	81.0						
T400-33D	110.0						
T400-40D	230.0						
T520-2	20.0	5.200/132	3.080/78.2	.800/20.3	33.1	5.24	173
T520-26	149.0						
T520-28	45.0						
T520-33	65.0						
T520-40	119.0						
T520-52	149.0						
T520-28D	90.0	5.200/132	3.080/78.2	1.600/40.6	33.1	10.5	347
T520-40D	240.0						

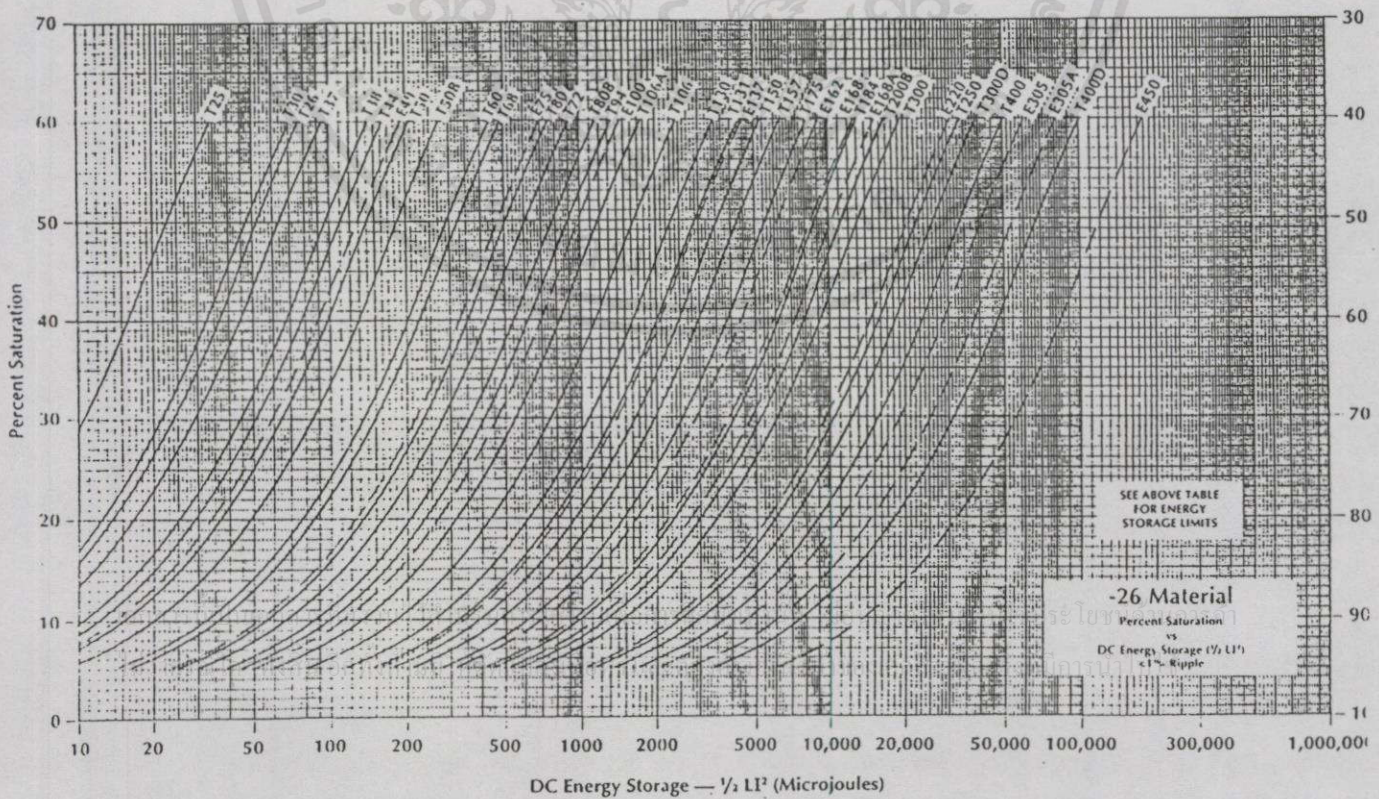
เอกสารนี้เป็นเอกสารงานวิศวกรรมไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้



QUICK REFERENCE A_1 VALUES FOR -26 MATERIAL

PART NO.	T25	T26	T30	T36	T44	T50	T50B	T60	T68	T72	T80	T80B	T94	T106	T106A	T130	T131	T150	T157	
A_1 VALUE	24.5	57.0	33.5	28.5	49.0	37.0	33.0	43.5	50.0	43.5	90.0	46.0	71.0	60.0	93.0	67.0	81.0	116	96.0	100

PART NO.	T175	T184	T200B	T250	T300	T300D	T400	T400D	E49	E75	E100	E137	E162	E168	E168A	E220	E305	E305A	E450
A_1 VALUE	105	169	160	242	80	160	131	262	38.0	64.0	92.0	134	210	195	232	286	287	382	550



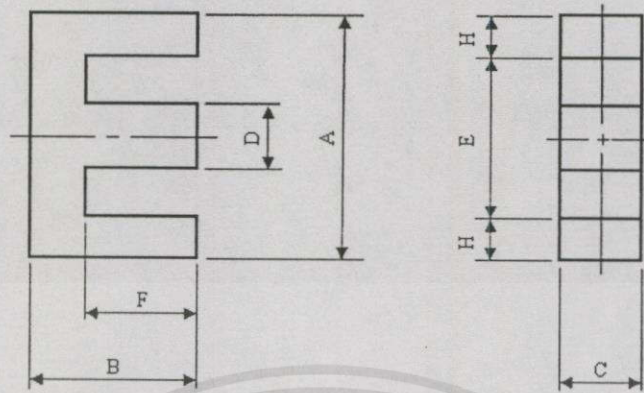
"FULL WINDING" TABLE (45% TOROID ID REMAINING)

WG) (cm)	28	26	24	22	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	AMPERE TURNS VS. TEMP. RISE DUE TO COPPER LOSS			TOTAL POWER DISSIPATION (WATTS) VS. TEMP. RISE		
	NUMBER OF TURNS															10°C	25°C	40°C	10°C	25°C	40°C
	SURFACE AREA cm ²																				
.80	13	8	5	3	2	1	1	1								10	17	23	.013	.038	.067
1.15	16	6	4	2	2	1	1	1	1							12	21	29	.018	.055	.097
1.88	30	20	12	8	5	4	3	2	2	1	1	1				19	34	45	.030	.089	.157
2.67	23	15	9	6	4	3	2	2	1	1	1					16	29	39	.042	.127	.223
2.79	48	32	20	13	8	6	5	4	3	2	2	1	1	1		27	47	62	.044	.133	.233
3.77	90	59	37	24	15	12	9	7	6	5	4	3	2	2	1	42	72	96	.060	.180	.316
4.43	65	43	27	17	11	9	7	5	4	3	2	2	1	1	1	34	60	79	.071	.211	.371
5.23	112	73	46	30	19	15	12	9	7	6	5	3	3	2	2	50	87	110	.083	.249	.437
6.86	196	128	81	52	33	26	21	17	13	10	8	6	5	4	3	73	120	160	.109	.326	.574
7.56	85	56	35	23	14	11	9	7	6	4	3	3	2	1	1	44	77	100	.120	.360	.633
9.84	241	158	100	65	41	33	26	21	16	13	10	8	6	5	4	87	150	200	.156	.468	.824
11.2	293	192	122	78	50	40	32	25	20	16	13	10	8	6	5	100	170	230	.178	.533	.936
13.3	168	110	69	45	28	22	18	14	11	9	7	5	4	3	3	75	130	170	.212	.634	1.11
15.5	525	343	218	141	89	71	57	45	36	29	23	18	14	11	9	150	260	340	.246	.736	1.30
22.4	648	424	269	174	110	88	70	56	45	36	28	22	18	14	11	170	300	400	.356	1.07	1.88
22.0	672	440	279	180	114	91	73	58	46	37	29	23	18	14	11	180	320	420	.350	1.05	1.85
31.0	696	455	289	187	118	95	75	60	48	38	30	24	19	15	12	190	330	440	.492	1.47	2.59
33.3	1080	707	449	290	184	147	117	93	75	60	47	37	30	23	19	260	460	610	.529	1.58	2.79
42.2	1303	853	542	350	222	177	142	113	90	72	57	45	36	28	23	300	520	690	.671	2.01	3.53
42.1	877	574	365	236	149	119	95	76	61	48	38	30	24	19	15	240	410	550	.669	2.00	3.52
42.2	1050	687	437	282	179	143	114	91	73	58	46	36	29	23	18	260	460	610	.671	2.01	3.53
46.8	1659	1086	690	446	283	226	180	144	115	92	73	57	46	36	29	360	620	820	.744	2.23	3.92
53.2	1530	1002	636	411	261	208	166	132	106	85	67	53	42	33	27	350	600	800	.846	2.53	4.45
63.2	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	34	400	700	930	1.01	3.01	5.29
79.1	2453	1606	1021	659	418	334	267	213	170	136	108	85	68	54	43	480	830	1110	1.26	3.76	6.16
89.2	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	34	420	730	970	1.42	4.25	7.47
90.9	3348	2192	1393	933	571	456	365	290	232	186	148	116	93	74	59	610	1050	1400	1.45	4.33	7.61
111	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	34	430	750	1000	1.76	5.28	9.28
109	4230	2770	1760	1137	721	577	461	367	294	235	186	147	117	93	74	720	1260	1670	1.74	5.21	9.16
166	3348	2192	1393	900	571	456	365	290	232	186	148	116	93	74	59	650	1120	1490	2.63	7.88	13.9
173	7981	5227	3322	2146	1361	1089	870	693	554	443	352	278	221	176	140	1170	2030	2690	2.75	8.23	14.5
301	10.8K	7104	4515	2916	1850	1480	1182	942	754	602	479	378	301	240	191	1530	2650	3510	4.79	14.3	25.2
496	20.3K	13.3K	8461	5465	3467	2773	2261	1765	1413	1129	898	708	564	450	358	2420	4180	5550	7.88	23.6	41.5

E CORES

5.09	109	71	45	29	18	15	12	9	7	6	4	3	3	2	1	41	72	96	.081	.242	.426
11.2	239	157	99	64	40	32	24	20	16	13	10	8	6	5	4	74	120	170	.178	.532	.936
18.1	350	229	146	94	59	47	38	30	24	19	15	12	9	7	6	100	170	220	.289	.864	1.52
29.6	553	362	230	148	94	75	60	48	38	30	24	19	15	12	9	150	270	360	.470	1.41	2.48
34.4	594	389	247	159	101	81	64	51	41	33	26	20	16	13	10	150	270	360	.547	1.64	2.88
36.4	658	430	273	176	112	89	71	57	45	36	29	22	18	14	11	160	280	370	.579	1.73	3.05
45.1	802	525	334	215	136	109	87	69	55	44	35	28	22	17	14	190	340	450	.717	2.15	3.77
50.9	739	483	307	198	126	100	80	64	51	41	32	25	20	16	13	190	320	430	.809	2.42	4.26
66.7	1247	817	519	335	212	170	136	108	86	69	55	43	34	27	22	270	470	620	1.06	3.18	5.58
73.1	1247	817	519	335	212	170	136	108	86	69	55	43	34	27	22	278	480	630	1.16	3.48	6.12
67.4	841	551	350	226	143	114	91	73	58	46	37	29	23	18	14	210	370	500	1.07	3.21	5.64
113	1780	1166	741	478	303	243	194	154	123	98	78	62	49	39	31	370	640	850	1.81	5.40	9.50
97.6	1210	792	503	325	206	165	132	105	84	67	53	42	33	26	21	280	490	650	1.55	4.65	8.17
208	3523	2307	1466	947	601	480	384	306	245	195	155	122	97	78	62	610	1060	1400	3.30	9.88	17.4
																620	1070	1400	3.59	10.8	18.9

EE CORES



Shape code	Dimensions (mm)							General standard
	A	B	C	D	E _{min}	F	H	
EE12.6/13	12.60±0.50	6.40±0.10	3.55±0.15	3.55±0.15	8.90	4.65±0.15	1.70	
EE13/13B	13.00±0.20	6.40±0.10	7.00±0.10	3.55±0.15	8.90	4.65±0.15	1.90	
EE16/14K	16.00±0.30	7.20±0.10	4.80±0.20	3.80±0.20	11.70	5.20±0.15	2.00	JIS
EE19/16K	19.10±0.30	7.95±0.15	5.00±0.20	4.55±0.15	14.20	5.60±0.10	2.30	JIS
EE19/16Z	19.30±0.32	8.10±0.18	4.76±0.13	4.76±0.08	14.10	5.72±0.13	2.38	
EE22/20	22.00±0.30	10.20±0.20	5.75±0.25	4.25±0.25	17.00	7.70±0.20	2.25	
EE25/19A	25.80±0.40	9.65±0.13	6.35±0.20	6.48±0.13	18.80	6.73±0.25	3.30	
EE25/19Z	25.40±0.38	9.53±0.25	6.35±0.25	6.35±0.13	18.70	6.38±0.17	3.18	JIS
EE25/20	25.00±0.30	10.20±0.20	6.40±0.30	6.40±0.30	18.20	6.65±0.15	3.25	
EE30/26K	30.00±0.50	13.20±0.20	10.70±0.30	10.70±0.30	19.50	8.15±0.15	5.00	JIS
EE30/30	30.00±0.50	14.90±0.25	6.90±0.30	6.90±0.30	19.50	10.20±0.25	5.00	
EE34/28A	34.60±0.45	14.20±0.20	9.27±0.25	9.27±0.25	25.40	9.90±0.25	4.38	
EE40/34K	40.00±0.60	16.80±0.40	11.70±0.40	11.70±0.40	26.80	10.70±0.25	6.35	
EE40/34B	40.00±0.50	17.00±0.30	10.70±0.30	10.70±0.30	27.40	10.30±0.30	6.00	JIS
EE40/35A	40.80±0.55	16.60±0.25	12.40±0.30	12.50±0.30	28.60	10.70±0.28	5.85	
EE40/44	40.10±0.60	22.30±0.30	11.70±0.40	11.70±0.40	27.30	15.20±0.20	6.05	
EE42/42-15W	42.20±0.90	21.00±0.20	15.00±0.30	12.00±0.30	29.50	15.20±0.40	6.03	JIS
EE42/42-20W	42.20±0.90	21.00±0.20	19.60±0.40	12.00±0.30	29.50	15.20±0.40	6.03	JIS
EE43/34	42.60±0.85	17.00±0.30	12.60±0.40	12.60±0.30	28.10	10.50±0.30	6.86	
EE47/39A	47.20±0.60	19.60±0.30	15.50±0.40	15.70±0.35	31.80	12.40±0.35	7.44	
EE50/42K	50.00±0.70	21.30±0.30	14.60±0.40	14.60±0.40	34.20	12.80±0.30	7.50	JIS
EE55/55A	55.20±1.10	37.50±0.30	20.70±0.30	17.00±0.30	37.50	18.90±0.40	8.52	JIS
EE56/47A	56.60±0.65	23.60±0.30	18.70±0.45	18.80±0.25	38.10	14.80±0.35	9.02	
EE80/76	80.00±1.00	38.10±0.40	19.80±0.40	19.80±0.40	61.20	28.20±0.30	8.90	

EE CORES

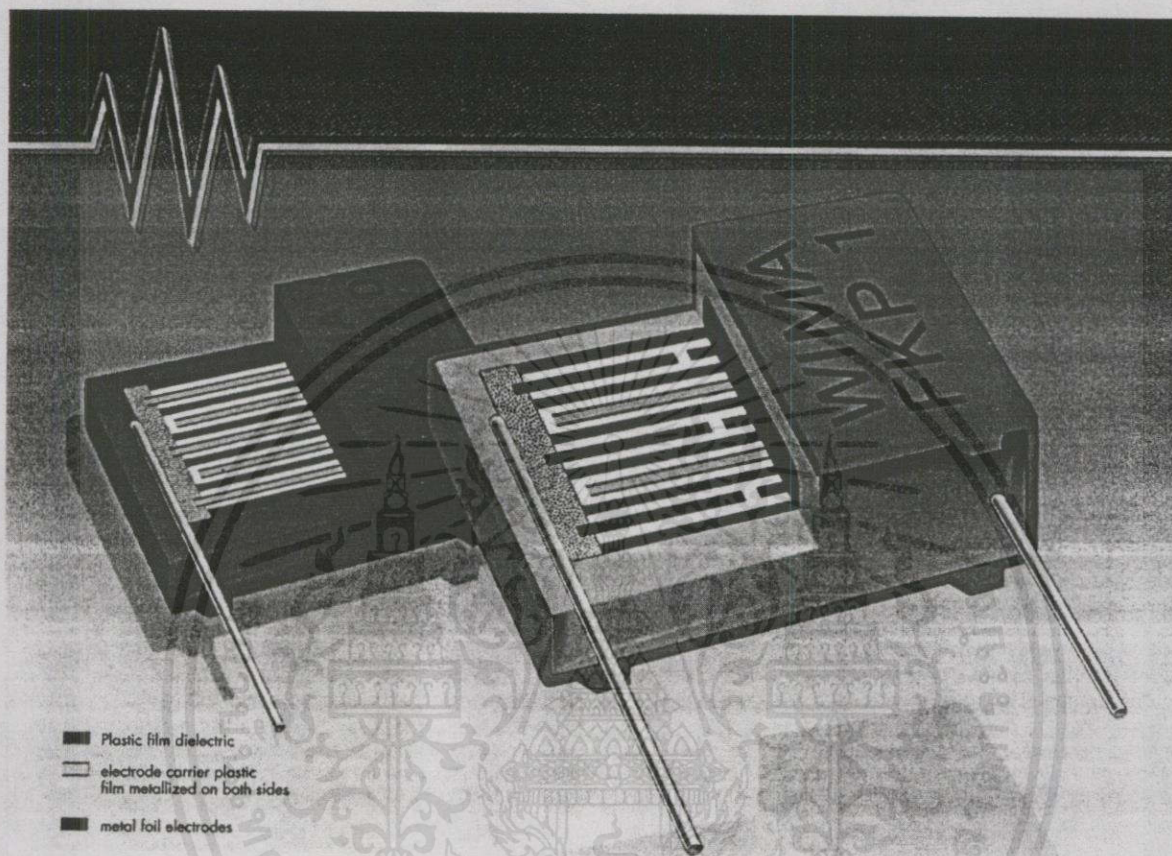
Shape code	Magnetic parameter				Center leg area A_c (mm ²)	Minimum cross sectional area A_{min} (mm ²)		Window area w (mm ²)	Approx. weight (g/pair)
	C_1 (mm ⁻¹)	A_e (mm ²)	l_e (mm)	V_e (mm ³)					
EE12.6/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90
EE13/13B	1.1934	25.11	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70
EE16/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20
EE19/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58
EE19/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8
EE25/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3
EE25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7
EE34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5
EE40/34K	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0
EE40/34B	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8
EE40/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7
EE42/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9
EE42/42-20W	0.41512	236	97.8	23200	235	235	BC	276	118
EE43/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0
EE47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113
EE55/55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186
EE80/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354

Note: Minimum cross sectional area; B: Back area C: Center leg area L: Side leg area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Für guten Kontakt
bei starken Impulsen

For good contact
at high pulse ratings



Bei der Herstellung betriebssicherer, ausheilfähiger Impulskondensatoren ist die Strombelastbarkeit der Kontaktierung, d. i. der Übergang zwischen Anschluß und Belag, ein wichtiges Konstruktionskriterium.

■ Für extreme Impulsbelastungen bis zu $18\,000\text{ V}/\mu\text{s}$ wurde die Baureihe **WIMA FKP 1** entwickelt. Sie ist mit einer internen Reihenschaltung realisiert, wobei Beläge aus Metallfolie mit einer beidseitig metallisierten Blindlage kombiniert sind. Die Metallfolienbeläge sind an der Stirnseite flächenhaft kontaktiert. Gleichzeitig ist der Kondensator durch die zweifach metallisierte Blindlage voll ausheilfähig. Der WIMA FKP 1 stellt in puncto Impulsbelastbarkeit das High-End der Kondensatorentechnologie dar.

■ Das Aufbauprinzip der Reihe **WIMA MKP 10** besteht aus einer nicht metallisierten Dielektrikumsfolie und einer doppelseitig metallisierten Belagfolie als Elektrode. Durch Kurzschluß der Metallisierung über die Schoopschicht ist die Belagfolie dielektrisch nicht wirksam. Durch die beidseitige Metallisierung wird die elektrische Leitfähigkeit verbessert und die Kontaktierungsfläche verdoppelt. Die bessere Verbindung zwischen Elektrodenbelag und Schoopschicht erlaubt eine hohe Strom- bzw. Impulsbelastbarkeit. Die Eigenschaften metallisierter Kondensatoren, wie z. B. hervorragende Ausheilfähigkeit und hohe Volumenkapazität, bleiben erhalten.

An important construction criterion in the manufacture of reliable, self-healing capacitors for pulse applications is the current-carrying capacity of the contacts, i. e. the connection between the terminating wires and the electrodes.

■ The **WIMA FKP 1** series was developed for extremely high pulse loads of up to $18\,000\text{ V}/\mu\text{sec}$. It has an internal series connection, the metal foil electrodes being combined with a floating electrode metallized on both sides. The metal foil electrodes are safely contacted on both sides of the end surfaces. At the same time the capacitor is fully self-healing due to the floating electrode metallized on both sides. As regards pulse loading capacity, WIMA FKP 1 represents the high-end of capacitor technology.

■ The construction principle of the series **WIMA MKP 10** consists of a non-metallized dielectric film and an electrode carrier film metallized on both sides acting as electrode. By short-circuiting the metallization over the schoopage, the carrier film is in fieldfree space and is not dielectrically active. Thanks to the metallization on both sides, the electrical conductivity is considerably improved and the contact surface between the electrodes and the schoopage layer is doubled. This results in better contact and allows for high current and pulse loading capacities. The properties of metallized capacitors such as excellent self-healing and high volume capacitance remain unchanged.

WIMA FKP 1

Impulsfeste Polypropylen-Kondensatoren

■ Mit Metallfolienbelägen und innerer Reihenschaltung für höchste Strombelastbarkeit. ■ Einsatzgebiete: Dämpfungs- und Kommutierungs-Kondensator in Schaltnetzteilen, Umrichterschaltungen der Antriebs- und Energietechnik sowie Ablenkschaltungen der Fernseh- und Monitortechnik.

Technische Angaben

Dielektrikum: Polypropylen-Folie.

Beläge: Aluminiumfolie und doppelseitig metallisierte Kunststoff-Folie.

Umhüllung: Flammhemmendes Kunststoffgehäuse, UL 94 V-0, Epoxidharzverguß. Farbe: Blau. Aufdruck: Schwarz.

Temperaturbereich: -55° C bis +100° C.

Prüfklasse: 55/100/56 nach IEC.

Isolationswerte bei +20° C:

$C \leq 0,1 \mu\text{F}$: $\geq 1 \cdot 10^5 \text{ M}\Omega$ (Mittelwert: $5 \cdot 10^5 \text{ M}\Omega$)

$C > 0,1 \mu\text{F}$: $\geq 30\,000 \text{ s (M}\Omega \cdot \mu\text{F)}$ (Mittelwert: 100\,000 s)

Meßspannung: 100 V/1 min.

Verlustfaktoren bei +20° C: $\tan \delta$

Gemessen bei	$C \leq 0,1 \mu\text{F}$	$0,1 \mu\text{F} < C \leq 0,22 \mu\text{F}$
1 kHz	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$
10 kHz	$\leq 4 \cdot 10^{-4}$	$\leq 6 \cdot 10^{-4}$
100 kHz	$\leq 10 \cdot 10^{-4}$	-

Kapazitätstoleranzen: $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$, andere Toleranzen auf Anfrage.

Impulsbelastung:

C-Wert pF/ μF	Flankensteilheit V/ μs max. Betrieb							
	400 V-	630 V-	1000 V-	1250 V-	1600 V-	2000 V-	4000 V-	6000 V-
100 ... 220	-	-	-	-	18000	18000	-	-
330 ... 680	-	-	-	-	15000	16000	16000	16000
1000 ... 2200	-	-	-	13200	11000	15000	15000	15000
3300 ... 6800	-	5500	10000	11200	9000	13000	13000	13000
0,01 ... 0,022	2700	3300	5500	7700	6000	8500	8500	8500
0,033 ... 0,068	1900	2200	4200	4900	3900	5000	-	-
0,1 ... 0,22	1200	1500	2200	3100	3500	-	-	-

Prüfspannung: $2 U_N$, 2 s / 6 kV; $1,6 U_N$, 2 s.

Schwingen: 6 h bei 10 ... 2000 Hz und 0,75 mm Auslenkung bzw. 10 g nach IEC 60068-2-6.

Unterdruck: 1 kPa = 10 mbar nach IEC 60068-2-13.

Stoßtest: 4000 Stöße mit 390 m/s² nach IEC 60068-2-29.

Spannungsderating: Die zulässige Spannung vermindert sich gegenüber der Nennspannung bei Gleichspannungsbetrieb ab +85° C, bei Wechselspannungsbetrieb ab +75° C um 1,35% je 1 K.

Kurven siehe Seite 11.

Polypropylene capacitors for pulse applications

■ With metal foil electrode, internally series-connected for very high current ratings. ■ Applications: Damping and commutation capacitors in switch mode power supplies, static frequency changes in drive and power electronics, deflection systems in monitors and TV-sets.

Technical Data

Dielectric: Polypropylene film.

Capacitor electrodes: Aluminium foil and double-sided metallized plastic film.

Encapsulation: Flame-retardant plastic case, UL 94 V-0, with epoxy resin seal. Colour: Blue. Marking: Black.

Temperature range: -55° C to +100° C.

Test category: 55/100/56 in accordance with IEC.

Insulation resistance at +20° C:

$C \leq 0,1 \mu\text{F}$: $\geq 1 \times 10^5 \text{ M}\Omega$ (mean value: $5 \times 10^5 \text{ M}\Omega$)

$C > 0,1 \mu\text{F}$: $\geq 30\,000 \text{ sec (M}\Omega \times \mu\text{F)}$ (mean value: 100\,000 sec)

Measuring voltage: 100 V/1 min.

Dissipation factors at +20° C: $\tan \delta$

at f	$C \leq 0,1 \mu\text{F}$	$0,1 \mu\text{F} < C \leq 0,22 \mu\text{F}$
1 kHz	$\leq 3 \times 10^{-4}$	$\leq 3 \times 10^{-4}$
10 kHz	$\leq 4 \times 10^{-4}$	$\leq 6 \times 10^{-4}$
100 kHz	$\leq 10 \times 10^{-4}$	-

Capacitance tolerances: $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$

(closer tolerances are available subject to special enquiry).

Maximum pulse rise time:

Capacitance pF/ μF	Pulse rise time V/ μsec max. operation							
	400 VDC	630 VDC	1000 VDC	1250 VDC	1600 VDC	2000 VDC	4000 VDC	6000 VDC
100 ... 220	-	-	-	-	18000	18000	-	-
330 ... 680	-	-	-	-	15000	16000	16000	16000
1000 ... 2200	-	-	-	13200	11000	15000	15000	15000
3300 ... 6800	-	5500	10000	11200	9000	13000	13000	13000
0,01 ... 0,022	2700	3300	5500	7700	6000	8500	8500	8500
0,033 ... 0,068	1900	2200	4200	4900	3900	5000	-	-
0,1 ... 0,22	1200	1500	2200	3100	3500	-	-	-

Test voltage: $2 U_r$, 2 sec / 6000 VDC; $1,6 U_r$, 2 sec.

Vibration: 6 hours at 10 ... 2000 Hz and 0,75 mm displacement amplitude or 10 g in accordance with IEC 60068-2-6.

Low air density: 1 kPa = 10 mbar in accordance with IEC 60068-2-13.

Bump test: 4000 bumps at 390 m/sec² in accordance with IEC 60068-2-29.

Voltage derating: A voltage derating factor of 1.35% per K must be applied from +85° C for DC voltages and from +75° C for AC voltages.

Graphs see page 11.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาคู่ค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WIMA FKP 1

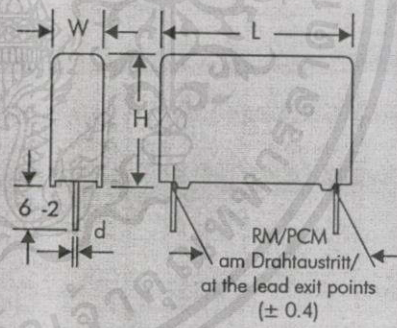
Werteübersicht / General Data

Kapazität Capacitance	400 VDC/250 VAC*				630 VDC/400 VAC*				1000 VDC/600 VAC*				1250 VDC/600 VAC*			
	W	H	L	PCM	W	H	L	PCM	W	H	L	PCM	W	H	L	PCM
1000 pF													5	11	18	15
1500 „													5	11	18	15
2200 „													5	11	18	15
3300 „													6	12.5	18	15
4700 „					5	11	18	15	5	11	18	15	6	12.5	18	15
6800 „					6	12.5	18	15	7	14	18	15	7	14	18	15
0.01 µF	5	11	18	15	7	14	18	15*	8	15	18	15*	7	16.5	26.5	22.5
0.015 „	6	12.5	18	15	5	14	26.5	22.5*	6	15	26.5	22.5*	8.5	18.5	26.5	22.5
0.022 „	7	14	18	15*	6	15	26.5	22.5*	6	15	26.5	22.5	8.5	18.5	26.5	22.5
0.033 „	5	14	26.5	22.5*	7	16.5	26.5	22.5	8.5	18.5	26.5	22.5	10.5	20.5	26.5	22.5
0.047 „	8	15	18	15*	8.5	18.5	26.5	22.5	10.5	20.5	26.5	22.5*	11	21	31.5	27.5*
0.068 „	6	15	26.5	22.5*	9	19	31.5	27.5*	9	19	31.5	27.5*	9	19	41.5	37.5*
0.1 µF	7	16.5	26.5	22.5	10.5	20.5	26.5	22.5*	11	21	31.5	27.5	13	24	31.5	27.5*
0.15 „	8.5	18.5	26.5	22.5	11	21	31.5	27.5*	13	24	31.5	27.5*	11	22	41.5	37.5*
0.22 „	10.5	20.5	26.5	22.5*	9	19	41.5	37.5*	11	22	41.5	37.5*	11	22	41.5	37.5
0.1 µF	9	19	31.5	27.5*	13	24	31.5	27.5*	13	24	41.5	37.5	15	26	41.5	37.5
0.15 „	11	21	31.5	27.5	11	22	41.5	37.5*	15	26	41.5	37.5	17	29	41.5	37.5
0.22 „	13	24	31.5	27.5	15	26	41.5	37.5	19	32	41.5	37.5	19	32	41.5	37.5

* Wechselspannungen: $f \leq 1000 \text{ Hz}$; $1,4 \cdot U_{\text{eff}} \sim + U_- \leq U_N$
 * AC voltage: $f \leq 1000 \text{ Hz}$; $1,4 \times U_{\text{rms}} + U_{\text{DC}} \leq U_r$

** PCM = Printed circuit module = Rastermaß
 ** PCM = Printed circuit module = lead spacing

Die Ionisationseinsatzgrenze kann im Einzelfall unter der Wechselspannungsangabe liegen.
 Ionisation inception level in isolated cases may be lower than admissible rated AC voltage



Zwischenwerte auf Anfrage
 Other values available subject to special enquiry.

* Bei Bestellung bitte das gewünschte Rastermaß angeben.
 Wenn keine Angaben erfolgen, wird grundsätzlich das kleinere RM geliefert.
 * On ordering please state the required PCM (lead spacing).
 If not specified, smaller PCM will be booked.

$d = 0.8 \varnothing$ if PCM 15 ... 27.5
 $d = 1.0 \varnothing$ if PCM 37.5

Alle Maße in mm. / Dims. in mm.

Gegurtete Ausführung siehe Seite 76.
 Taped version see page 76.

Abweichungen und Konstruktionsänderungen vorbehalten.
 Rights reserved to amend design data without prior notification.

Fortsetzung Seite 59. / Continuation page 59.

WIMA FKP 1

Werteübersicht / General Data

Kapazität Capacitance	1600 VDC/650 VAC*				2000 VDC/700 VAC*				4000 VDC/700 VAC*				6000 VDC/700 VAC*			
	W	H	L	PCM**	W	H	L	PCM**	W	H	L	PCM**	W	H	L	PCM**
100 pF	5	11	18	15	5	11	18	15								
150 „	5	11	18	15	5	11	18	15								
220 „	5	11	18	15	5	11	18	15								
330 „	5	11	18	15	6	12.5	18	15								
470 „	5	11	18	15	6	12.5	18	15	5	14	26.5	22.5	5	14	26.5	22.5
680 „	5	11	18	15	6	12.5	18	15	5	14	26.5	22.5	5	14	26.5	22.5
1000 pF	6	12.5	18	15*	7	14	18	15*	5	14	26.5	22.5	5	14	26.5	22.5
1500 „	5	14	26.5	22.5*	5	14	26.5	22.5*								
2200 „	7	14	18	15*	6	15	26.5	22.5	7	16.5	26.5	22.5	7	16.5	26.5	22.5
3300 „	5	14	26.5	22.5*					8.5	18.5	26.5	22.5	10.5	20.5	26.5	22.5
4700 „	8	15	18	15*	7	16.5	26.5	22.5								
6800 „	5	14	26.5	22.5*					10.5	20.5	26.5	22.5	10.5	20.5	26.5	22.5
0.01 µF	10.5	20.5	26.5	27.5	11	21	31.5	27.5	15	26	31.5	27.5	15	26	31.5	27.5
0.015 „	11	21	31.5	27.5	13	24	31.5	27.5	13	24	41.5	37.5	13	24	41.5	37.5
0.022 „	11	21	31.5	27.5	15	26	31.5	27.5*	17	29	41.5	37.5	17	29	41.5	37.5
0.033 „					13	24	41.5	37.5*								
0.047 „	13	24	31.5	27.5*	13	24	41.5	37.5								
0.068 „	13	24	41.5	37.5*	17	29	41.5	37.5								
0.1 µF	15	26	41.5	37.5												
	17	29	41.5	37.5												

* Bei Bestellung bitte das gewünschte Rastermaß angeben. Wenn keine Angaben erfolgen, wird grundsätzlich das kleinere RM geliefert.
 * On ordering please state the required PCM (lead spacing). If not specified, smaller PCM will be booked.

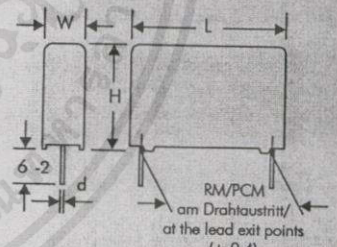
Neue Bauformen. / New box sizes.

* Wechselspannungen; $f \leq 1000$ Hz; $1.4 \cdot U_{off} \sim + U_- \leq U_N$
 * AC voltage: $f \leq 1000$ Hz; $1.4 \times U_{rms} + U_{DC} \leq U_r$

** PCM = Printed circuit module = Rastermaß/lead spacing

Die Ionisationseinsatzgrenze kann im Einzelfall unter der Wechselspannungsangabe liegen.
 Ionisation inception level in isolated cases may be lower than admissible rated AC voltage.

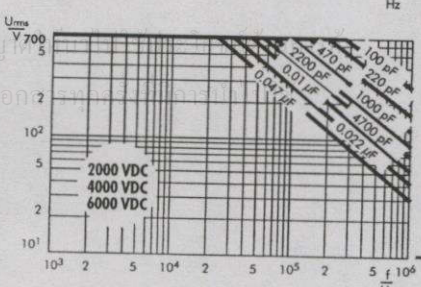
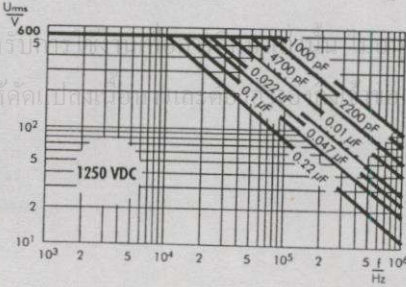
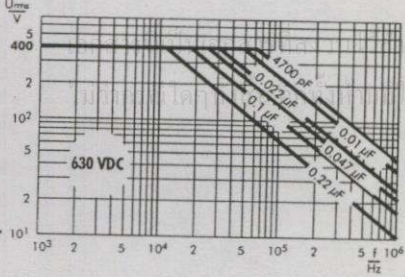
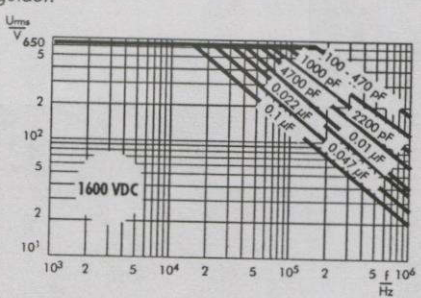
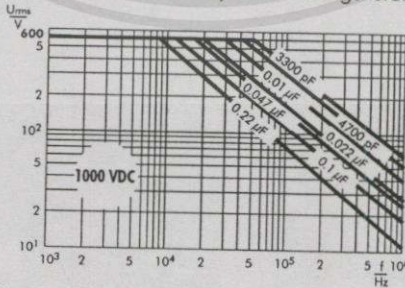
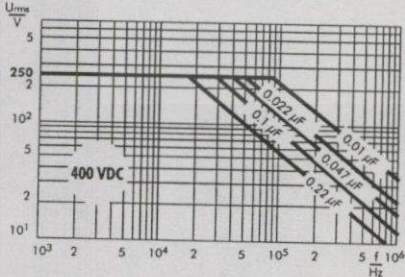
$d = 0.8 \phi$ if PCM 15 ... 27.5
 $d = 1.0 \phi$ if PCM 37.5



Gegurtete Ausführung siehe Seite 76. / Taped version see page 76.

Abweichungen und Konstruktionsänderungen vorbehalten.
 Rights reserved to amend design data without prior notification.

Zulässige Wechselspannung in Abhängigkeit von der Frequenz bei 10°C Eigenerwärmung (Richtwerte):
 Permissible AC voltage in relation to frequency at 10°C internal temperature rise (general guide):



01-02

WIMA MKP 10

Impulsfeste Polypropylen-Kondensatoren

■ Für Anwendungen in Schaltnetzteilen, in der Beleuchtungs-, Fernseh- und Monitortechnik sowie für Lautsprecherweichen. ■ Impulsfester und ausheilfähiger Aufbau mit doppelseitig metallisierter Belagfolie (siehe Seite 63).

Technische Angaben

Dielektrikum: Polypropylen-Folie.

Beläge: Doppelseitig metallisierte Kunststoff-Folie.

Umhüllung: Flammhemmendes Kunststoffgehäuse, UL 94 V-0,

Epoxidharzverguß. Farbe: Rot. Aufdruck: Schwarz.

Temperaturbereich: -55° C bis +100° C.

Prüfklasse: 55/100/56 nach IEC.

Isolationswerte bei +20° C:

$C \leq 0,33 \mu\text{F}$: $\geq 1 \cdot 10^5 \text{ M}\Omega$ (Mittelwert: $5 \cdot 10^5 \text{ M}\Omega$)

$C > 0,33 \mu\text{F}$: $\geq 30\,000 \text{ s (M}\Omega \cdot \mu\text{F)}$ (Mittelwert: 100\,000 s)

Meßspannung: 100 V/1 min.

Verlustfaktoren bei +20° C: $\tan \delta$

Gemessen bei	$C \leq 0,1 \mu\text{F}$	$0,1 \mu\text{F} < C \leq 1,0 \mu\text{F}$	$C > 1,0 \mu\text{F}$
1 kHz	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$
10 kHz	$\leq 4 \cdot 10^{-4}$	$\leq 6 \cdot 10^{-4}$	-
100 kHz	$\leq 15 \cdot 10^{-4}$	-	-

Kapazitätstoleranzen: $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$.

Impulsbelastung:

C-Wert pF/ μF	Flankensteilheit V/ μs max. Betrieb					
	160 V-	250 V-	400 V-	630 V-	1000 V-	1600 V-
1000 ... 2200	-	-	-	1000	1800	3000
3300 ... 6800	-	-	600	950	1300	1500
0,01 ... 0,022	-	400	420	950	950	1000
0,033 ... 0,068	200	150	200	600	700	700
0,1 ... 0,22	110	130	130	350	430	430
0,33 ... 0,68	70	85	100	250	300	300
1,0 ... 2,2	55	65	75	150	200	250
3,3 ... 4,7	40	65	75	150	-	-
6,8 ... 10	30	35	-	-	-	-

Prüfspannung: $1,6 U_N$, 2 s.

Schwingen: 6 h bei 10 ... 2000 Hz und 0,75 mm Auslenkung bzw. 10 g nach IEC 60068-2-6.

Unterdruck: 1 kPa = 10 mbar nach IEC 60068-2-13.

Stoßtest: 4000 Stöße mit 390 m/s^2 nach IEC 60068-2-29.

Spannungsderating: Die zulässige Spannung vermindert sich gegenüber der Nennspannung bei Gleichspannungsbetrieb ab +85° C, bei Wechselspannungsbetrieb ab +75° C um 1,35% je 1 K.

Kurven siehe Seite 7.

Polypropylene capacitors for pulse applications

■ For applications in switch mode power supplies, frequency dividing in loudspeakers, in lighting, monitors and TV-sets. ■ Self-healing pulse duty construction with electrodes of double-sided metallized carrier film (see page 63).

Technical Data

Dielectric: Polypropylene film.

Capacitor electrodes: Double-sided metallized plastic film.

Encapsulation: Flame-retardant plastic case, UL 94 V-0, with epoxy resin seal. Colour: Red. Marking: Black.

Temperature range: -55° C to +100° C.

Test category: 55/100/56 in accordance with IEC.

Insulation resistance at +20° C:

$C \leq 0,33 \mu\text{F}$: $\geq 1 \times 10^5 \text{ M}\Omega$ (mean value: $5 \times 10^5 \text{ M}\Omega$)

$C > 0,33 \mu\text{F}$: $\geq 30\,000 \text{ sec (M}\Omega \times \mu\text{F)}$ (mean value: 100\,000 sec)

Measuring voltage: 100 V/1 min.

Dissipation factors at +20° C: $\tan \delta$

at f	$C \leq 0,1 \mu\text{F}$	$0,1 \mu\text{F} < C \leq 1,0 \mu\text{F}$	$C > 1,0 \mu\text{F}$
1 kHz	$\leq 3 \times 10^{-4}$	$\leq 3 \times 10^{-4}$	$\leq 3 \times 10^{-4}$
10 kHz	$\leq 4 \times 10^{-4}$	$\leq 6 \times 10^{-4}$	-
100 kHz	$\leq 15 \times 10^{-4}$	-	-

Capacitance tolerances: $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$.

Maximum pulse rise time:

Capacitance pF/ μF	Pulse rise time V/ μsec max. operation					
	160 VDC	250 VDC	400 VDC	630 VDC	1000 VDC	1600 VDC
1000 ... 2200	-	-	-	1000	1800	3000
3300 ... 6800	-	-	600	950	1300	1500
0,01 ... 0,022	-	400	420	950	950	1000
0,033 ... 0,068	200	150	200	600	700	700
0,1 ... 0,22	110	130	130	350	430	430
0,33 ... 0,68	70	85	100	250	300	300
1,0 ... 2,2	55	65	75	150	200	250
3,3 ... 4,7	40	65	75	150	-	-
6,8 ... 10	30	35	-	-	-	-

Test voltage: $1,6 U_N$, 2 sec.

Vibration: 6 hours at 10 ... 2000 Hz and 0.75 mm displacement amplitude or 10 g in accordance with IEC 60068-2-6.

Low air density: 1 kPa = 10 mbar in accordance with IEC 60068-2-13.

Bump test: 4000 bumps at 390 m/sec^2 in accordance with IEC 60068-2-29.

Voltage derating: A voltage derating factor of 1.35% per K must be applied from +85° C for DC voltages and from +75° C for AC voltages.

Graphs see page 7.

อีกกราฟเป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น โปรดดูคู่มือให้เข้าใจประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WIMA MKP 10

Werteübersicht / General Data

Kapazität Capacitance	160 VDC/100 VAC*				250 VDC/180 VAC*				400 VDC/250 VAC*				630 VDC/400 VAC*			
	W	H	L	PCM	W	H	L	PCM	W	H	L	PCM	W	H	L	PCM
1000 pF													4	9	10	7.5**
1500 „													4	9	10	7.5**
2200 „													4	9	10	7.5**
3300 „													4	9	10	7.5**
4700 „													4	9	10	7.5**
6800 „									4	9	10	7.5	4	9	13	10
0.01 µF									4	9	10	7.5	4	9	13	10
0.015 „					4	9	10	7.5	4	9	13	10	5	11	13	10
0.022 „					4	9	10	7.5	4	9.5	13	10	6	12.5	13	10
0.033 „	4	9	13	10	4	9.5	13	10	5	11	13	10	5	11	18	15
0.047 „	4	9.5	13	10	5	11	13	10	5	11	18	15	6	12.5	18	15
0.068 „	5	11	13	10	6	12.5	13	10	6	12.5	18	15	7	14	18	15
0.1 µF	6	12.5	13	10	5	11	18	15	7	14	18	15	7	16.5	26.5	22.5
0.15 „	6	12.5	18	15	6	12.5	18	15	8	15	18	15	8.5	18.5	26.5	22.5
0.22 „	7	14	18	15	7	14	18	15	7	16.5	26.5	22.5	10.5	19	26.5	22.5
0.33 „	8	15	18	15	8	15	18	15	8.5	18.5	26.5	22.5	11	21	26.5	22.5
0.47 „	7	16.5	26.5	22.5	7	16.5	26.5	22.5	10.5	19	26.5	22.5	11	21	31.5	27.5
0.68 „	8.5	18.5	26.5	22.5	8.5	18.5	26.5	22.5	11	21	31.5	27.5	15	26	31.5	27.5
1.0 µF	10.5	19	26.5	22.5	11	21	26.5	22.5	13	24	31.5	27.5	17	29	31.5	27.5
1.5 „	11	21	31.5	27.5	13	24	31.5	27.5	17	29	31.5	27.5	19	32	41.5	37.5
2.2 „	13	24	31.5	27.5	15	26	31.5	27.5	17	29	41.5	37.5	20	39.5	41.5	37.5
3.3 „	17	29	31.5	27.5	17	34.5	31.5	27.5	20	39.5	41.5	37.5	24	45.5	41.5	37.5
4.7 „	17	29	41.5	37.5	19	32	41.5	37.5	24	45.5	41.5	37.5				
6.8 „	20	39.5	41.5	37.5	20	39.5	41.5	37.5								
10 µF	24	45.5	41.5	37.5												

* Wechselspannungen: $f \leq 1000 \text{ Hz}$; $1,4 \cdot U_{\text{eff}} \sim + U_{-} \leq U_N$
 * AC voltage: $f \leq 1000 \text{ Hz}$; $1,4 \times U_{\text{rms}} + U_{\text{DC}} \leq U_r$

** Zulässige Nennwechselspannung max. 280 V~
 ** Admissible AC voltage 280 VAC max.

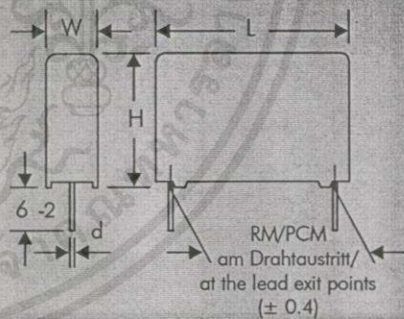
** PCM = Printed circuit module = Rastermaß
 ** PCM = Printed circuit module = lead spacing

Alle Maße in mm.
 Dims. in mm.

Die Ionisationseinsatzgrenze kann im Einzelfall unter der Wechselspannungsangabe liegen.
 Ionisation inception level in isolated cases may be lower than admissible rated AC voltage

Die Kondensatoren der Reihe mit 400 V~ sind in Serienschaltung ausgeführt.
 The capacitors of the 400 VAC range are series-connected.

Gegurtete Ausführung siehe Seite 76.
 Taped version see page 76.



φ d	PCM	W
0.7	7.5	
0.7	10	
0.8	15-22.5	
0.8	27.5	≤ 15
1.0	27.5	> 15
1.0	37.5	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษารวบรวม มีอบนลิขสิทธิ์ภายใต้ลิขสิทธิ์ของบริษัท
 Abweichungen und Konstruktionsänderungen vorbehalten.
 Rights reserved to amend design data without prior notification.

Fortsetzung Seite 62. / Continuation page 62.

WIMA MKP 10

Werteübersicht / General Data

Kapazität Capacitance	1000 VDC/600 VAC*				1600 VDC/650 VAC*				2000 VDC/700 VAC*			
	W	H	L	PCM	W	H	L	PCM	W	H	L	PCM
1000 pF	4	9	13	10	4	9	13	10	4	9	13	10
1500 pF	4	9	13	10	4	9	13	10	4	9.5	13	10
2200 pF	4	9	13	10	4	9	13	10	5	11	13	10
3300 pF	4	9	13	10	4	9.5	13	10	5	11	18	15
4700 pF	4	9.5	13	10	5	11	13	10	5	11	18	15
6800 pF	5	11	13	10	6	12.5	13	10	6	12.5	18	15
0.01 µF	5	11	13	10	5	11	18	15	7	14	18	15
0.015 µF	5	11	18	15	6	12.5	18	15	8	15	18	15
0.022 µF	6	12.5	18	15	7	14	18	15	7	16.5	26.5	22.5
0.033 µF	7	14	18	15	7	16.5	26.5	22.5	8.5	18.5	26.5	22.5
0.047 µF	8	15	18	15	8.5	18.5	26.5	22.5	10.5	19	26.5	22.5
0.068 µF	7	16.5	26.5	22.5	10.5	19	26.5	22.5	11	21	26.5	22.5
0.1 µF	8.5	18.5	26.5	22.5	11	21	26.5	22.5	13	24	31.5	27.5
0.15 µF	11	21	26.5	22.5	13	24	31.5	27.5	15	26	31.5	27.5
0.22 µF	11	21	31.5	27.5	15	26	31.5	27.5	17	34.5	31.5	27.5
0.33 µF	15	26	31.5	27.5	17	34.5	31.5	27.5	19	32	41.5	37.5
0.47 µF	17	29	31.5	27.5	19	32	41.5	37.5	20	39.5	41.5	37.5
0.68 µF	17	29	41.5	37.5	20	39.5	41.5	37.5	24	45.5	41.5	37.5
1.0 µF	20	39.5	41.5	37.5	24	45.5	41.5	37.5				
1.5 µF	24	45.5	41.5	37.5								

* Wechselspannungen: $f \leq 1000 \text{ Hz}$; $1,4 \cdot U_{\text{eff}} \sim + U_{-} \leq U_N$
 * AC voltage: $f < 1000 \text{ Hz}$; $1,4 \times U_{\text{rms}} + U_{\text{DC}} \leq U_r$

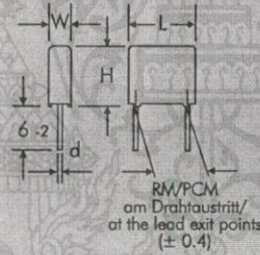
** PCM = Printed circuit module = Rastermaß
 ** PCM = Printed circuit module = lead spacing

Alle Maße in mm. / Dims. in mm.

Die Ionisationseinsatzgrenze kann im Einzelfall unter der Wechselspannungsangabe liegen.
 Ionisation inception level in isolated cases may be lower than admissible rated AC voltage

Die Kondensatoren der Reihe mit 600 V~, 650 V~ und 700 V~ sind in Serienschaltung ausgeführt.
 The capacitors of the 600 VAC, 650 VAC and 700 VAC ranges are series-connected.

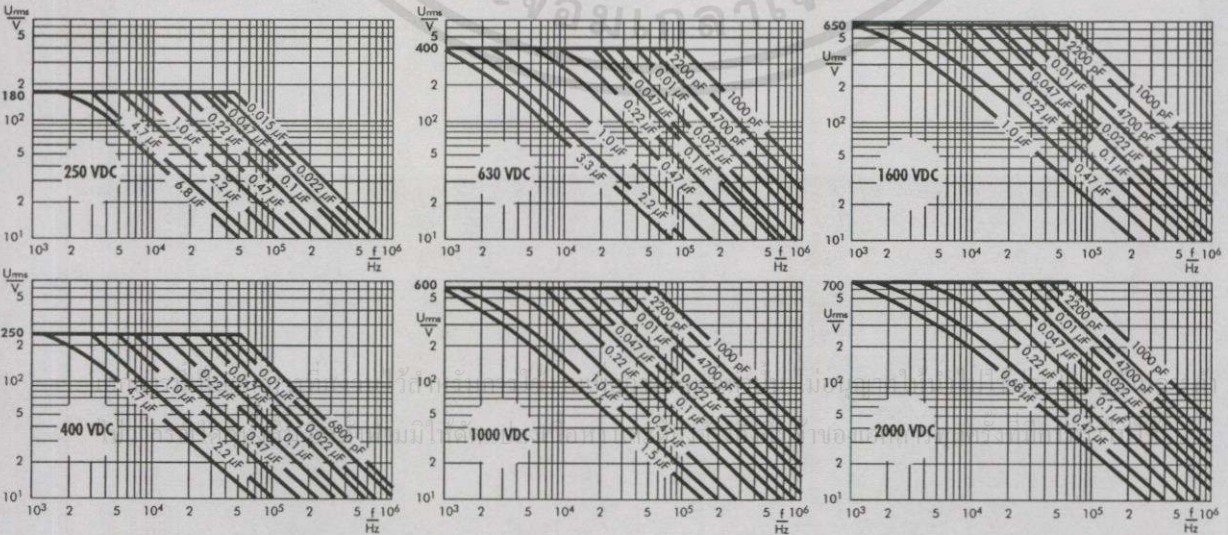
Gegurtete Ausführung siehe Seite 76.
 Taped version see page 76.



ø d	PCM	W
0.7	7.5	
0.7	10	
0.8	15-22.5	
0.8	27.5	≤ 15
1.0	27.5	> 15
1.0	37.5	

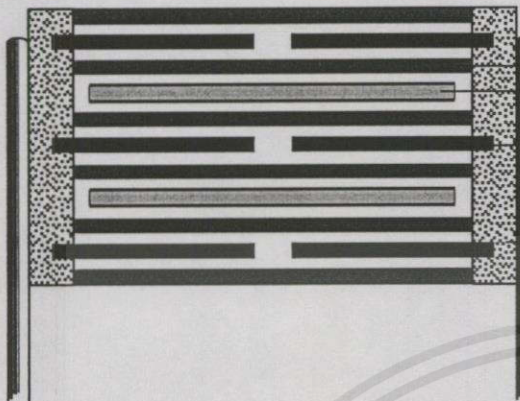
Abweichungen und Konstruktionsänderungen vorbehalten.
 Rights reserved to amend design data without prior notification.

Zulässige Wechselspannung in Abhängigkeit von der Frequenz bei 10° C Eigenwärmeung (Richtwerte):
 Permissible AC voltage in relation to frequency at 10° C internal temperature rise (general guide):



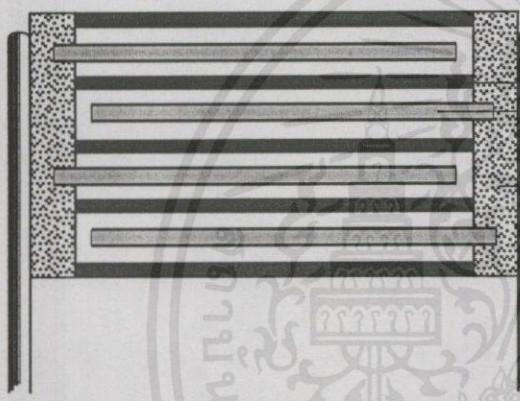
Konstruktionsarten betriebssicherer und ausheil- fähiger Impulskondensatoren

Types of construction of operationally safe self- healing pulse capacitors



FKP 1

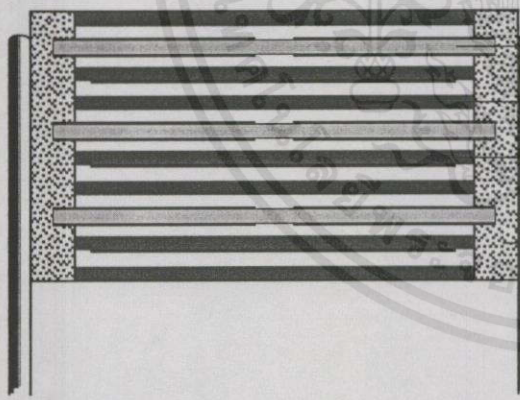
- Kunststofffolien-Dielektrikum
Plastic film dielectric
- Doppelseitig metallisierter Belagträger aus Kunststoffolie
Electrode carrier plastic film metallized on both sides
- Metallfolien-Beläge
Aluminium foil electrodes
- Kontaktschicht (Schoopmetall)
Metal contact layer (schoopage)
- Anschlußdraht
Terminating wire



MKP 10

- Kunststofffolien-Dielektrikum
Plastic film dielectric
- Doppelseitig metallisierter Belagträger aus Kunststoffolie
Electrode carrier plastic film metallized on both sides
- Kontaktschicht (Schoopmetall)
Metal contact layer (schoopage)
- Anschlußdraht
Terminating wire

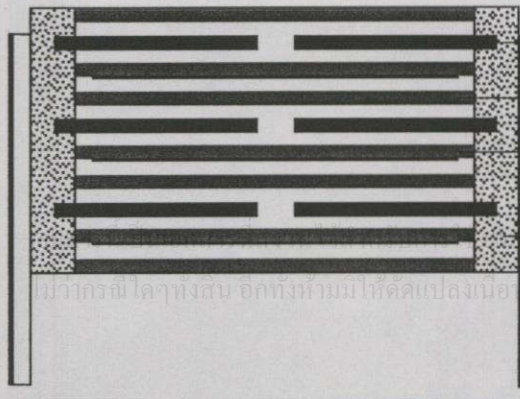
*MKP 10: 100 VAC, 180 VAC, 250 VAC



MKP 10 Snubber MKP

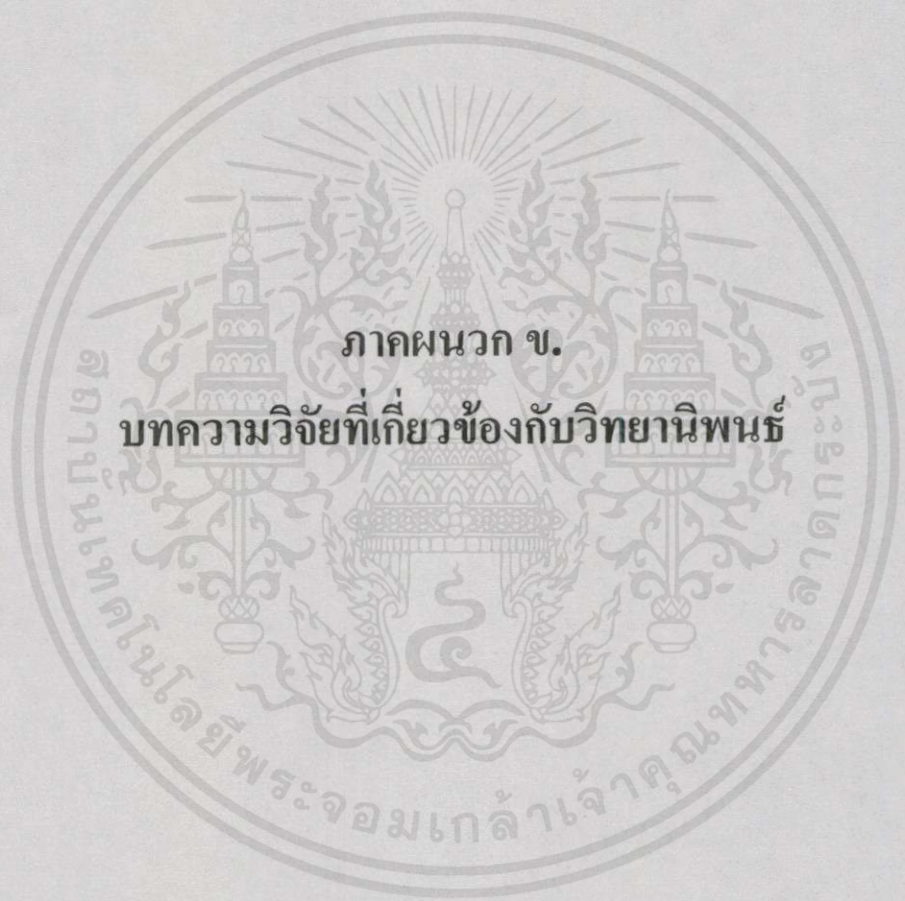
- Doppelseitig metallisierter Belagträger aus Kunststoffolie
Electrode carrier plastic film metallized on both sides
- Kunststofffolien-Dielektrikum
Plastic film dielectric
- Einseitig metallisiertes Kunststoffolien-Dielektrikum
Plastic film dielectric metallized on one side
- Kontaktschicht (Schoopmetall)
Metal contact layer (schoopage)
- Anschlußdraht
Terminating wire

*MKP 10: 400 VAC, 600 VAC, 650 VAC, 700 VAC



Snubber FKP

- Metallfolien-Beläge
Metal foil electrodes
- Kunststofffolien-Dielektrikum
Plastic film dielectric
- Einseitig metallisiertes Kunststoffolien-Dielektrikum
Plastic film dielectric metallized on one side
- Kontaktschicht (Schoopmetall) ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Metal contact layer (schoopage)
- Anschlußblase และต้องระวังเรื่องเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
Terminating tab



ภาคผนวก ข.
บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายชื่อบทความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

- [1] วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์, อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. “วงจรอินเวอร์เตอร์ชั้น E สำหรับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ.” เอกสารประกอบการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 22, ธันวาคม 2542. หน้า 268-271.
- [2] อนุวัฒน์จางวนิชเลิศ, วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์. “การวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์ของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้เอสซีอาร์.” วารสารพระจอมเกล้าลาดกระบัง, ปีที่ 7, ฉบับที่ 2, กันยายน 2542. หน้า 1-6.
- [3] A. Jangwanitlert, V. Kinnares, T. Warit, Y. Rattiya. “A Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking.” International Power Electronics Conference, IPEC-Tokyo 2000 Proceedings, vol. 3, April 2000. pp. 1737-1740.
- [4] T. Warit, V. Kinnares, W. Khan-ngern, S. Nitta. “The Analysis of Conducted EMI Emissions from Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking Using Impedance Approach.” International AEGEAN Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP 2001 Proceeding, June 2001. pp. 420-425.
- [5] วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์, นภัสนันท์ รวยอริทรัพย์, อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, วิจิตร กิณเรศ, วีระเชษฐ์ จันทร์เงิน. “การออกแบบและวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส E แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์สำหรับการประยุกต์ใช้ในเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ.” เอกสารประกอบการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24, เล่ม 1, พฤศจิกายน 2544. หน้า 470-475.
- [6] R. Nabhazsan, T. Warit, W. Khan-ngern, S. Nitta. “Analysis of Conducted EMI Emission on a Soft-Switched Boost Converter Using a Single Switch.” 2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility, ISEMC 2002 Proceeding, May 2002. pp. 545-548.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การประชุมวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22
Electrical Engineering Conference
(EECON 22)

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542

ณ อาคารสถาปัตยกรรมค้ำคูณและพัฒนาศูนย์เทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม
 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ชั้น อี สำหรับเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

A Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking

วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์ และ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ถนนลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร 3269902 โทรสาร 3269902 E-Mail:kjanuwat@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็น การนำเสนอการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ชั้นอี แบบสวิตช์แรงดันศูนย์ (zero-voltage switching : ZVS) เพื่อประยุกต์ใช้กับเตาหุงต้มอาหาร โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก สร้างฟลักซ์แม่เหล็กที่ขดลวดรอบภาชนะ เกิดกระแสไหลวนที่ภาชนะ ทำให้เกิดความร้อนที่ภาชนะ การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชั้น อี แบบสวิตช์แรงดันศูนย์ เพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ และลดจำนวนอุปกรณ์สวิตช์ เพราะใช้ MOSFET หนึ่งตัว เป็นอุปกรณ์สวิตช์เพียงตัวเดียว ทำงานที่ความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์ ส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงไปยังโหลด ซึ่งถูกออกแบบเป็นวงจรโซแนนท์แบบขนาน เพื่อให้สามารถทนต่อกระแสที่เพิ่มขึ้นเมื่อสภาวะของโหลดเปลี่ยนไป โดยโหลดเป็นขดลวดเหนี่ยวนำพันรอบภาชนะขนาด 6 นิ้ว ที่ทำจากสแตนเลสสตีล ซึ่งมีส่วนผสมของสารแม่เหล็ก วงจรนี้ให้กำลังงานขาออก 900 วัตต์ สามารถต้มน้ำ 1 ลิตร ให้เดือดภายใน 6 นาที ประสิทธิภาพโดยรวมประมาณ 80% และรูปคลื่นแรงดัน และกระแสที่วัดได้จากการทดลองเป็นไปตามทฤษฎี

Abstract

This paper presents a practical circuit design of a Class E zero-voltage switching (ZVS) resonant inverter for induction cooking application, based on the concept of the full magnetic flux linkage around the vessel which produces eddy current for rapidly heating. The use of Class E ZVS resonant circuit is a reduction in switching losses and number of switching devices. A power MOSFET is a switching device, operating at frequency of 100 kHz. The energy is delivered through an impedance matching transformer. A parallel resonant circuit is designed for load circuit, causing tolerance of increased current when the condition of load is changed. The induction load coil is wound around a 6 inches diameter stainless steel vessel. The output power of a prototype is approximately 900 watts, and it can boil 1 liter of water within 6 minutes. The efficiency is approximately 80%. In addition, the voltage and the current waveforms are in good agreement with theoretical ones.

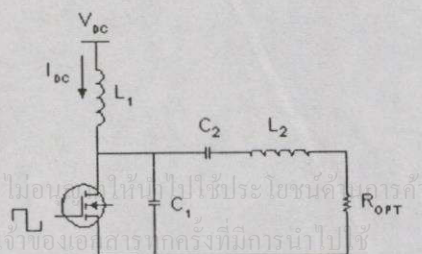
1. บทนำ

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ เป็นการให้ความร้อนโดยใช้สนามแม่เหล็กไฟฟ้า คือ การจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งพันรอบภาชนะที่มีส่วนผสมของสารแม่เหล็ก จะเกิดสนามแม่เหล็กภายในภาชนะ ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามความถี่ของระบบไฟฟ้า ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในภาชนะ เป็นผลให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลวนภายในภาชนะ เกิดการสูญเสียในรูปของความร้อนที่ภาชนะ การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้มีข้อดี คือ ไม่มีเปลวไฟ, ควัน, และมลภาวะในขณะที่ให้ความร้อน จึงไม่เป็นอันตรายกับผู้ใช้ [1]

วงจรอินเวอร์เตอร์ Class E เป็นวงจรขยายซึ่งถูกพัฒนาขึ้นมาโดย Sokal [2] สามารถให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าวงจรขยายเดิม คือ Class A ถึง Class D ถึงแม้ว่าหลักการการทำงานโดยทั่วไปจะคล้ายกับวงจร Class D แต่วงจร Class E ใช้อุปกรณ์สวิตช์เพียงตัวเดียว และสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องปรับค่า duty cycle เท่ากับ 0.5 เหมือน Class D การออกแบบดังกล่าวได้เน้นการลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ โดยใช้อุปกรณ์สวิตช์เพียงตัวเดียว และทำงานในสภาวะสวิตช์แรงดันศูนย์ (ZVS) คือ ในขณะที่อุปกรณ์สวิตช์กำลังจะนำกระแส แรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์จะต้องเป็นศูนย์ ($v_{ds} = 0$) และอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์จะต้องเป็นศูนย์ ($dv_{ds}/dt = 0$)

2. วงจรพื้นฐาน Class E ZVS resonant inverter

วงจรพื้นฐาน Class E ZVS resonant inverter [3] จากหลักการข้างต้น ดังรูปที่ 1 ประกอบไปด้วย



รูปที่ 1 วงจรพื้นฐาน Class E ZVS resonant inverter

วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน สำหรับเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

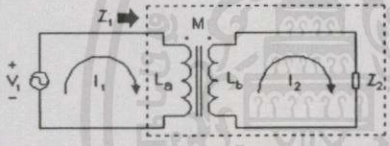
1. ตัวเหนี่ยวนำโซลิด (L_1) ซึ่งมีค่ามากพอที่จะทำให้กระแสตรงที่หรือมีรีปเปิลของกระแสเหนี่ยวนำมากจนตัดทิ้งได้ และถ้าได้รับการออกแบบที่ดีจะสามารถช่วยลดสัญญาณ RFI ในวงจรได้ [4]

2. ตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งเป็นผลรวมของ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุคงที่, ค่าความจุไฟฟ้าภายในของมอสเฟตกำลัง และค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากการต่อวงจร

3. วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม ประกอบไปด้วย ตัวต้านทานที่เหมาะสม (R_{OPT}) เป็นโหลดของวงจร และทำหน้าที่เป็นความต้านทานขาเข้าของวงจร low-pass หรือ band-pass filter ของกิ่ง C_2 , L_2 และ R_{OPT} เพื่อลด harmonics ที่ความถี่สวิตชิ่ง และโหลดรีแอคแตนซ์ C_2 , L_2

3. การสะท้อนค่าอิมพีแดนซ์

วงจรพื้นฐาน Class E จะทำงานได้ในสภาวะที่เหมาะสม และให้ได้กำลังขาออกตามต้องการจะต้องมีความต้านทานของโหลดที่เหมาะสมกับวงจร [5] แต่เนื่องจากการทำงานของสวิตช์ที่โหลดไม่ได้ค่าความต้านทานที่เหมาะสมดังกล่าว จึงต้องทำการสะท้อนค่าความต้านทานของโหลดเหนี่ยวนำผ่านหม้อแปลงให้เป็นความต้านทานที่เหมาะสมกับวงจร (R_{OPT})



รูปที่ 2 วงจรสมมูลของหม้อแปลง

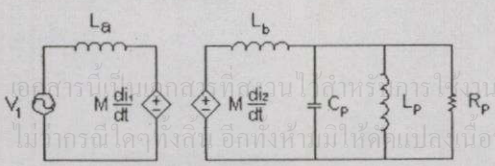
จากวงจรสมมูลของหม้อแปลง ในรูปที่ 2 กำหนดให้ V_1 เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ โดยมีอิมพีแดนซ์ Z_1 ต่ออยู่ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง จากการพิจารณาโดยใช้ KVL จะได้

$$V_1 = s \cdot L_a \cdot I_1 - s \cdot M \cdot I_2 \tag{1}$$

$$0 = -s \cdot M \cdot I_1 + (Z_2 + s \cdot L_b) \cdot I_2 \tag{2}$$

แก้สมการที่ 1, 2 จะได้

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = s \cdot L_a - \frac{s^2 \cdot M^2}{Z_2 + s \cdot L_b} \tag{3}$$



รูปที่ 3 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานซึ่งต่ออยู่ที่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง

แทน Z_2 ด้วยวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน R_p , L_p และ C_p ดังรูปที่ 3

$$Z_2 = \frac{s \cdot L_p \cdot R_p}{s^2 \cdot L_p \cdot R_p \cdot C_p + s \cdot L_p + R_p} \tag{4}$$

แทนค่า Z_2 จากสมการที่ (4) ในสมการที่ (3) จะได้

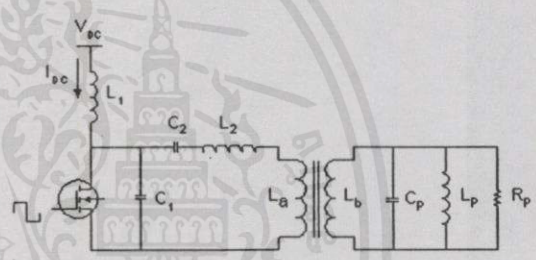
$$Z_1 = s \cdot L_u + a^2 \cdot R_p + \left[\frac{L_h + L_p}{L_p} \right] \left[\frac{1}{s \cdot C_p} \right] \tag{5}$$

โดยที่

$$\frac{L_u}{L_h} = \left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 = a^2 \tag{6}$$

$$M = \sqrt{L_u \cdot L_b} \tag{7}$$

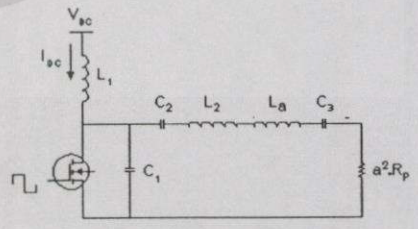
และ



รูปที่ 4 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานต่อกับวงจรรีโซแนนซ์ Class E ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง

ทำการย้ายโหลดของวงจรมายังทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงดังรูปที่ 5 โดยที่

$$C_3 = \left[\frac{L_p}{L_h + L_p} \right] \left[\frac{C_p}{a^2} \right] \tag{8}$$



รูปที่ 5 วงจรสมมูลที่ย้ายเข้ามาด้านปฐมภูมิ

ทำการรวมค่าตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 และตัวเหนี่ยวนำ L_1 , L_2 โดยค่า C และ L ที่รวมได้ คือค่า C_1 , L_1 ในวงจรพื้นฐาน Class E ZVS resonant inverter ดังรูปที่ 1 ซึ่งได้จากการออกแบบวงจรพื้นฐาน Class E [6]

วงจรอินเวอร์เตอร์ชั้น บี สำหรับเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

4. การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

เนื่องจากวงจร Class E ทำงานที่ความถี่สูง ทำให้ขนาดของขดลวดทองแดงที่นำมาตีเกลียวคำนึงถึงผลของ skin effect ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าอย่างหนึ่ง ที่ทำให้ความหนาแน่นของกระแสรอบผิวตัวนำสูงกว่าภายใน โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างความลึกของผิวโลหะที่มีกระแสไหล กับความถี่ที่ใช้งานเป็น

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \frac{\rho}{f \cdot \mu}} \quad (9)$$

เมื่อ

δ คือ ค่าความลึกของผิวโลหะที่มีกระแสไหล หรือ skin depth (m)

ρ คือ ความต้านทานจำเพาะของทองแดง ประมาณ $2 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$

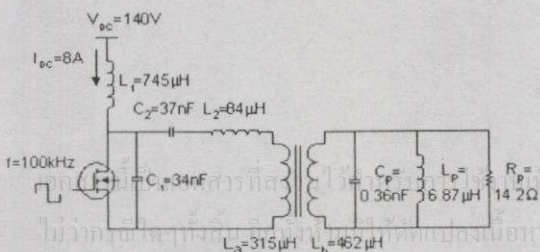
μ คือ ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กสัมพัทธ์ของทองแดง ไม่มีหน่วย

f คือ ความถี่ที่ใช้งาน (Hz)

ฉะนั้น ขนาดของทองแดงที่จะนำมาใช้งานในวงจรนี้ จึงต้องมีรัศมีเล็กกว่าค่าความลึกผิวที่หาได้ จากความสัมพันธ์ในสมการที่ 9 [7-8] ในการออกแบบจึงได้เลือกใช้ลวดเบอร์ SWG#28 จำนวน 105 เส้น นำมาตีเกลียวเพื่อพันเป็นโหลดขดลวดเหนี่ยวนำและหม้อแปลงด้านทุติยภูมิ ส่วนด้านปฐมภูมิใช้ลวดขนาดเดียวกัน จำนวน 127 เส้น ซึ่งมีอัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 19 : 23 เพื่อสะท้อนค่าอิมพีแดนซ์ให้มีความเหมาะสม โดยสามารถวัดค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลง (L_p, L_s) และขดลวดเหนี่ยวนำ (R_p, L_p) ได้ตามรูปที่ 6

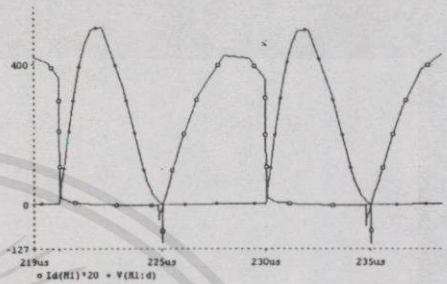
5. ผลการทดลอง

กำหนดให้แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดประมาณ 140 โวลต์ (เพื่อให้มีแรงดันสูงสุดที่คิกคร่อมอสเฟตกำลัง ไม่เกินพิคัดประมาณ 500 โวลต์) และกระแสไฟตรงประมาณ 8 แอมป์ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor) เท่ากับ 5 ความถี่ที่ใช้งาน 100 กิโลเฮิรตซ์ 50% duty cycle สามารถต้มน้ำ 1 ลิตร ให้เดือดในเวลาประมาณ 6 นาที วัดกำลังขาออก โดยดูจากอุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนไปได้ประมาณ 900 วัตต์ ประสิทธิภาพรวมประมาณ 80% ดังแสดงในวงจรรูปที่ 6

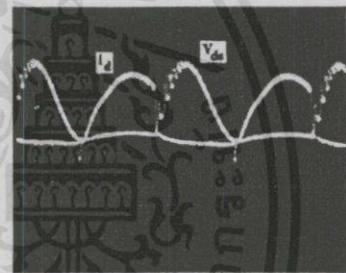


รูปที่ 6 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

ในการออกแบบได้เน้นการลดการสูญเสีย จึงได้ออกแบบวงจรให้การสูญเสียในขณะที่สวิตช์กำลังปิดวงจรเป็นศูนย์ รูปที่ 7 คือรูปคลื่นแรงดันคิกคร่อมอสเฟตกำลัง (v_{ds}) และกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลัง (i_d) ที่ได้จากการใช้โปรแกรม PSpice แสดงการเกิด ZVS ตามทฤษฎีเปรียบเทียบกับ รูปที่ 8 คือ ผลการทดลองที่ได้จากตัวแบบจำลองโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามที่ได้ออกแบบในรูปที่ 6 ซึ่งผลการทดลองที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการใช้โปรแกรม PSpice

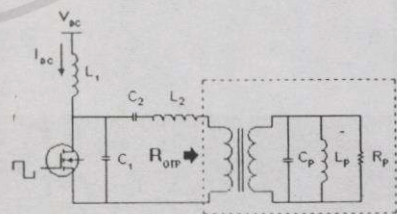


รูปที่ 7 รูปคลื่น v_{ds} และ i_d ที่ได้จากการใช้โปรแกรม PSpice



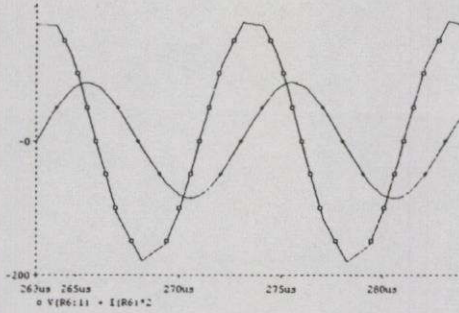
รูปที่ 8 รูปคลื่น v_{ds} และ i_d ที่ได้จากการทดลอง
 v_{ds} : 200 V/div, i_d : 10 A/div, t: 2 μ sec/div

จากการออกแบบวงจรพื้นฐาน เพื่อให้มีการทำงานที่สภาวะเหมาะสมจึงต้องทำการปรับค่าของความต้านทานที่ขดลวดเหนี่ยวนำให้มีค่าที่เท่ากับ ความต้านทานที่สภาวะเหมาะสม (R_{OP}) โดยอาศัยหม้อแปลง matching และการแก้ตัวประกอบกำลังให้ดีขึ้นโดยใช้ตัวเก็บประจุ C_p ดังรูปที่ 9

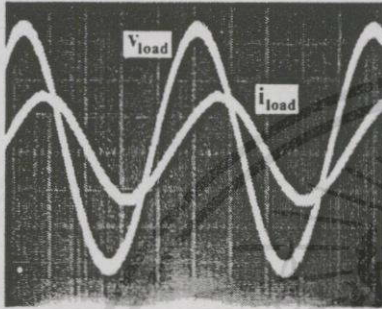


รูปที่ 9 ความต้านทานเสมือนที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

เนื่องจากวงจรมีโหลดเป็นขดลวดเหนี่ยวนำพันรอบภาชนะ จึงมีสภาพทางไฟฟ้าเป็น ตัวต้านทานค่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ รูปคลื่นแรงดันคิกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำ (v_{load}) จึงมีเสี้ยนน้ำกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{load}) ดังรูปที่ 10 และ 11



รูปที่ 10 รูปคลื่น v_{load} และ i_{load} ที่ได้จากการใช้โปรแกรม PSpice



รูปที่ 11 รูปคลื่น v_{load} และ i_{load} ที่ได้จากการทดลอง
 $v_{load} : 50 \text{ V/div}$, $i_{load} : 30 \text{ A/div}$, $t : 2 \mu\text{sec/div}$

6. การวิเคราะห์กำลังทางด้านขาออก

จุดประสงค์ของการออกแบบวงจรรินเวอร์เตอร์ Class E กับเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ เพราะฉะนั้นโหลดที่แท้จริงของวงจรถือคือน้ำที่ใช้ในการต้ม ดังนั้น การวิเคราะห์กำลังงานด้านขาออก จึงต้องพิจารณาจากอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปของน้ำที่ต้ม ดังสมการที่ 10

$$P = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{mc\Delta T}{\Delta t} \tag{10}$$

- โดยที่ P คือ กำลังงานที่น้ำได้รับ (kW)
- ΔQ คือ ปริมาณความร้อนที่ใช้ในการหุงต้ม (kJ)
- Δt คือ เวลาที่ใช้ในการหุงต้ม (sec)
- m คือ มวลของน้ำ (kg)
- c คือ ค่าความจุความร้อนจำเพาะของน้ำ (kJ/kg)
- ΔT คือ อุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนไปจากการหุงต้ม ($^{\circ}\text{C}$)

จากการทดลองสามารถต้มน้ำ 1 ลิตร จากอุณหภูมิ 22°C ให้เดือดได้ใน 6 นาที และเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในสมการที่ 10 โดยที่ค่าความจุความร้อนจำเพาะของน้ำมีค่าประมาณ 4.18 kJ/kg จะสามารถหาลำดับงานขาออกได้ประมาณ 900 วัตต์ ในขณะที่กำลังงานขาเข้าเท่ากับ 1120 วัตต์ ($140 \text{ V}_{\text{DC}}$, 8 A_{DC}) สามารถหาประสิทธิภาพได้เท่ากับ 80.36%

7. สรุปและวิจารณ์

จากการทดลองใช้วงจรรินเวอร์เตอร์ Class E แบบ ZVS มาประยุกต์ใช้กับเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ ซึ่งผลการทดลองที่ได้จากการวัดสัญญาณ ณ จุดต่างๆ เป็นไปตามทฤษฎี สามารถให้กำลังงานขาออกประมาณ 900 วัตต์ มีประสิทธิภาพโดยรวมประมาณ 80% อีกทั้งยังสามารถลดจำนวนอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง และการสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ซิ่งได้ด้วย แต่วงจรรินเวอร์เตอร์ Class E มีข้อเสียคือแรงดันที่ตกคร่อมสวิตซ์และกระแสที่ไหลผ่านสวิตซ์จะมีค่าสูง ทำให้หาอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งได้ยาก จึงไม่เป็นที่นิยมใช้งาน หากต้องการกำลังงานด้านขาออกสูง ๆ อาจเปลี่ยนมาใช้วงจรรินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นแทน เช่น วงจรรินเวอร์เตอร์ Class D ซึ่งมีลักษณะการทำงานใกล้เคียงกับวงจรรินเวอร์เตอร์ Class E แต่จะจ่ายกำลังงานขาออกได้เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าเป็นต้น

8. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ ดร. วิจิตร กิณเรศ และ คุณรัตติยา ยุทธวิชยานนท์ ที่ให้ความรู้ คำนะเนารวมทั้งข้อมูลต่าง ๆ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมาก ต่อการเขียนบทความและความสำเร้งในครั้งนี้

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Zinn and S. L. Semiatin, Elements of Induction Heating, Electric Power Research Institute, Inc., 1988.
- [2] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E - A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 10, 1975, pp. 168-176.
- [3] M. Kazimierczuk, Resonant Power Converters, John Wiley and Sons, Inc., 1995, pp. 347-376.
- [4] G. Lutteke and H. C. Reats, "High Voltage High Frequency Class E Converter Suitable for Miniaturization", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 1, No. 4, 1986, pp. 193-199.
- [5] D. Collins, S. Hinchliffe and L. Hobson, "Optimised Class - E Amplifier with Load Variation", Electronics Letter, Vol. 23, No. 18, 1987, pp. 973-974.
- [6] วิเชียร เต็มอนุภาพกุล และ วัลลภ สุระกำพลธร, "การประยุกต์ใช้วงจรรินเวอร์เตอร์ไฟสลับที่ใช้หลักการเรโซแนนซ์กับอิเล็กทรอนิกส์บัลลาสต์", วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 14, ฉบับที่ 2, 2541, หน้า 38-48.
- [7] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, "เครื่องหลอมโลหะโดยการเหนี่ยวนำขนาดเล็กทำงานด้วยความหนาแน่นพัลส์", วารสารพระจอมเกล้าลาดกระบัง, ปีที่ 6, ฉบับที่ 1, 2541, หน้า 1-10.
- [8] T. Tanaka, "A New Induction Cooking Range for Heating Any Kind of Metal Vessels", IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. 35, No. 3, 1989, pp. 635-641.



บทความวิจัย

การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ไอเอสซีอาร์	1
การศึกษาเปรียบเทียบการขุ่นและพื้นเมืองและพันธุ์ลูกผสม ระหว่างการกักขังกับการปล่อยอิสระในแปลงหญ้า	7
การศึกษาสภาวะการเตรียมเจลบุกและการนำไปใช้ประโยชน์	16
ผลของการพรางแสงต่อผลผลิตของผักกาดหัว	23
การแก้ปัญหาการวิเคราะห์หัตถดอยเมื่อตัวแปรอิสระมีความสัมพันธ์ต่อกัน	30
A MEASUREMENT OF PROPAGATION MODE DELAY TIME IN A SINGLE MODE FIBER FOR SENSING APPLICATIONS	38
LEVELS OF SELECTED MINERALS IN MUSCADINE GRAPES	44

บทความวิชาการ

การยอมรับเทคโนโลยีการเลี้ยงไก่เนื้อของเกษตรกรผู้เลี้ยงอิสระในจังหวัดเชียงใหม่และลำพูน	52
วิเคราะห์งบประมาณรายจ่ายปี 2543	60
แนะนำห้องสมุดดิจิทัล	68
การจัดหาและการใช้หนังสือของสำนักหอสมุดกลาง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2539 - 2541	74
ภาวะผู้นำของหัวหน้าภาควิชาในมหาวิทยาลัยมหิดล	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. บทนำ

โดยปกติการที่จะทำให้เอสซีอาร์หยุดนำกระแสได้นั้น (Commutation) สามารถจำแนกได้ 2 ประเภท คือ การใช้วงจรคอมมิวเตชันแบบธรรมชาติ (Natural Commutation) การหยุดนำกระแสวิธีนี้จะกระแสดลดลงเองโดยการเปลี่ยนทิศทางของแรงดัน (Line Commutation) ส่วนอีกวงจรประกอบเพื่อบังคับกระแสให้ลดลงเป็นศูนย์หรือกลับทิศทางกระแสเรียกวิธีนี้ว่า การคอมมิวเตชันเชิงบังคับ (Forced Commutation) การคอมมิวเตชันแบบนี้จะมีความยุ่งยากมากกว่าวิธีแรก ดังนั้น ถ้าเป็นไปได้ควรเลือกใช้คอมมิวเตชันแบบธรรมชาติซึ่งจะทำได้ง่ายกว่า

วงจรอินเวอร์เตอร์จะเลือกวงจรแบบกึ่งบริดจ์ (Half-Bridge) อาศัยการคอมมิวเตชันโดยโหลด วงจรง่ายและใช้อุปกรณ์น้อย เมื่อใช้การคอมมิวเตชันโดยโหลด โหลดของอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องมีค่าตัวประกอบกำลังแบบนำหน้า (Leading Power Factor)

นอกจากนี้ตัวประกอบกำลังของโหลด ที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์ที่มีการคอมมิวเตชันโดยโหลดจะมีส่วนกำหนดเวลาการหยุดนำกระแส (turn off time) ของเอสซีอาร์ที่ใช้ กล่าวคือเมื่อค่าตัวประกอบกำลังของโหลดมีค่าสูงขึ้น ทำให้ต้องใช้เอสซีอาร์ที่มีช่วงการหยุดนำกระแสสั้นลง ดังนั้นการกำหนดตัวประกอบกำลังของโหลดจะต้องพิจารณาถึงเวลาการหยุดนำกระแสของเอสซีอาร์ที่มีขายในท้องตลาดรวมทั้งต้องออกแบบโดยคำนึงถึงผลของภาวะชั่วคราว (Transient State) ด้วยทำให้ต้องใช้เอสซีอาร์ที่มีเวลาหยุดนำกระแสต่ำกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ ในสภาวะอยู่ตัว (Steady State) [1]

2. การออกแบบและสร้าง

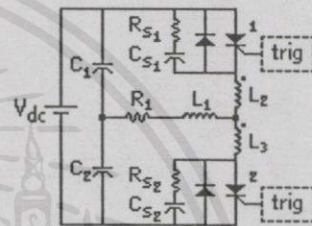
2.1 วงจรอินเวอร์เตอร์

การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำใช้วงจรอนุกรมเรโซแนนซ์แบบกึ่งบริดจ์ ที่อาศัยเอสซีอาร์คู่หนึ่งทำหน้าที่เป็นสวิทช์ไวงาน โดยที่เอสซีอาร์อาศัยการคอมมิวเตชันโดยโหลดที่มีตัว

ประกอบกำลังแบบนำหน้า ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ต้องต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด โดยในที่นี้เลือกความถี่ในการทำงานของเอสซีอาร์ 3.5 kHz

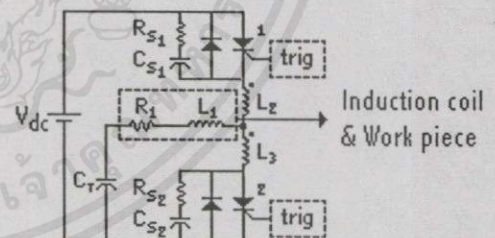
การออกแบบค่าพารามิเตอร์จะใช้การวิเคราะห์แบบ ac complex [2] แทน State Plane ซึ่งง่ายต่อการออกแบบ แต่ได้ผลใกล้เคียงกับความเป็นจริง ส่วนการปรับค่าละเอียดเพื่อให้ได้ผลขั้นสุดท้ายจะใช้การวิเคราะห์การทำงานของวงจรด้านคอมพิวเตอร์จากการซิมูเลชัน [3]

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โดยทั่วไปแสดงดังในรูปที่ 1



รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์

ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ในรูปที่ 1 สามารถแทนด้วยตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียวได้ ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยที่ C_T มีค่าเท่ากับ $C_1 + C_2$ ดังนั้นจะเลือกวงจรรูปที่ 2 ในการต่อใช้งานจริง



รูปที่ 2 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ต่อใช้งาน

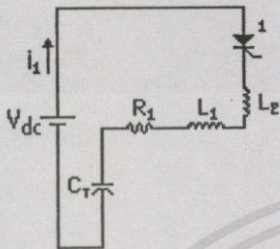
โดยที่ $C_T = 6.28 \mu\text{F}$, $L_1 = 0.1921 \text{ mH}$, $L_2 = L_3 = 26 \mu\text{H}$, $R_S = 75 \Omega$, $C_S = 0.22 \mu\text{F}$, $R_1 = 1.604 \Omega$, $V_{DC} = 506 \text{ V}$

3. สมการการวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรมเป็นแบบกึ่งบริดจ์ จะมีโหมดการทำงาน 4 โหมด [4]

โหมดที่ 1

เป็นการทำงานของเอสซีอาร์ตัวที่ 1 ($L_1 + L_2 = L_T$)



รูปที่ 3 โหมดการทำงานที่ 1

$$L_T \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 + \frac{1}{C} \int i_1 dt + v_c(t=0) = V_{dc} \quad (1)$$

วงจรเป็นแบบ under damped

$$i_1(t) = \frac{(V_{DC} + V_C)e^{-\alpha}}{\omega_r L_T} \sin(\omega_r t) \quad (2)$$

$$\omega_r = \left[\frac{1}{L_T C} - \frac{R_1^2}{4L_T^2} \right]^{1/2} \quad (3)$$

โดยที่ $\alpha = \frac{R_1}{2L_T}$

และแรงดันที่ C_T จะมีค่าเป็น

$$v_{c_T}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t) - v_{c_T} \quad (4)$$

$$= -(V_{DC} + V_C)e^{-\alpha} \left[\frac{\alpha \sin(\omega_r t) + \omega_r \cos(\omega_r t)}{\omega_r} \right] + V_{DC} \quad (5)$$

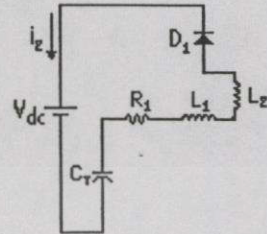
กระแส $i_1(t=t_1) = 0$ ซึ่งก็คือ เวลาที่เอสซีอาร์

หยุดนำกระแส $t_1 = \frac{\pi}{\omega_r}$ จะทำให้ได้ค่าแรงดัน C_T สูงสุด

$$v_{c_T}(t=t_1) = (V_{DC} + V_C)e^{\left(\frac{-2\pi}{\omega_r}\right)} + V_{DC} \quad (6)$$

โหมดที่ 2

เป็นการทำงานของไดโอด D_1 ในช่วง $t_1 \leq t \leq t_2$



รูปที่ 4 โหมดการทำงานที่ 2

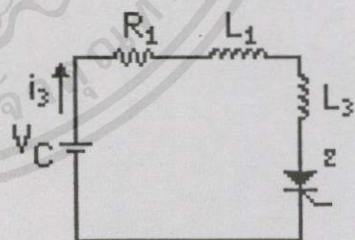
$$L_T \frac{di_2}{dt} + R_1 i_2 + V_{DC} = V_C(t=t_1) \quad (7)$$

$$i_2(t) = L_T \frac{di_2}{dt} (V_C - V_{DC}) \left[t - e^{\left(\frac{-R_1 t}{L_T}\right)} \right] + I_{L_T} e^{\left(\frac{-R_1 t}{L_T}\right)} \quad (8)$$

โดยที่ I_{L_T} เป็นกระแสไหลลต์ที่ได้มาจากกระแสต่อเนื่องจากโหมด 1

โหมดที่ 3

เป็นการทำงานของเอสซีอาร์ตัวที่ 2 ($L_1 + L_3 = L_T$)



รูปที่ 5 โหมดการทำงานที่ 3

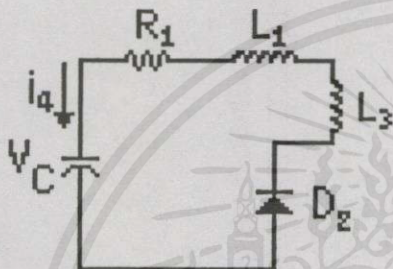
$$L_T \frac{di_2}{dt} + R_1 i_3 + \frac{1}{C_T} \int i_3 dt + v_c(t=t_2) = 0 \quad (9)$$

$$i_3(t) = -\frac{(V_{DC} + V_C)}{\omega_r L_T} e^{\left(\frac{-2\pi}{\omega_r}\right)} \sin(\omega_r t) \quad (10)$$

โหมคนี้แรงดันที่ C_T จะเหมือนในสมการ (6)

โหมคที่ 4

เป็นการทำงานของไดโอด D_2 ในช่วง $t_1 \leq t \leq t_2$



รูปที่ 6 โหมคการทำงานที่ 4

กระแส $i_4(t)$ จะเหมือนกับสมการที่ (8) และในโหมคการทำงานถัดไปก็จะซ้ำโหมคการทำงานที่ 1 - 4

ในโหมคการทำงานดังกล่าวจะเห็นได้ว่า กระแสไหล $i_4(t)$ จะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อ SCR₁ หยุดนำกระแสก่อนที่จะมีการจุดชนวน SCR₂ ในโหมคที่ 3 มิฉะนั้นจะลัดวงจร (short circuit) ดังนั้นช่วงเวลาหยุดนำกระแส (Dead Zone : t_{off}) จะต้องมากกว่าเวลาการหยุดนำกระแสของ SCR (turn off time : t_q) ดังสมการที่ (11)

$$\frac{\pi}{\omega_o} - \frac{\pi}{\omega_r} = t_{off} > t_q \quad (11)$$

โดยที่ ω_o เป็นความถี่เรโซแนนซ์ของโหลด (rad/sec)

4. ผลจากการวิเคราะห์

4.1 ผลที่ได้จากสมการ

4.1.1 เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ลงในสมการที่ (2) และสมการที่ (10) จะได้ผลของค่ากระแส i_1 และ i_3 มีค่าเท่ากับ $95.13 A_{peak}$

4.1.2 เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ลงในสมการที่ (8) จะได้ผลของค่ากระแส i_2 และ i_4 มีค่าเท่ากับ $94.9 A_{peak}$

4.1.3 เมื่อแทนค่าสมการที่ (11) จะได้ค่า t_{off} มีค่าเท่ากับ $34.7 \mu s$ ซึ่งจะเห็นว่ามีความมากกว่า t_q ของ SCR ที่ใช้งานเบอร์ SKT240F ($=20 \mu s$)

4.2 ผลที่ได้จากรูปคลื่น

ได้ทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบไว้ดังแสดงใน รูปที่ 7 - 10 ซึ่งใช้การจับมูเลตด้วยคอมพิวเตอรื ผลที่ได้ดังกล่าวสามารถนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ดังแสดงในรูปที่ 11 - 14

5. ผลการทดลองของอินเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

ได้ทำการวัดรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับ ผลการวิเคราะห์การทำงานด้วยคอมพิวเตอรื จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ได้จะมีลักษณะคล้ายคลึงกันและค่าใกล้เคียงกัน

จากการทดลองวัดกำลังงานขาเข้า (P_{DC}) ของอินเวอร์เตอร์ โดยที่ $V_{DC} = 506 V$, $I_{DC} = 15.84 A$ จะได้

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} = 7.003 \text{ kW} \quad (12)$$

กำลังงานขาออก (P_o) ของอินเวอร์เตอร์ หาได้จากกำลังเฉลี่ยจากรูปคลื่นของกระแส และแรงดัน โดยการอินทิเกรต รูปคลื่นในรูปที่ 6

$$P_o = \frac{I^2}{T} \int_0^T i_L(t) V_L(t) dt = 6.446 \text{ kW} \quad (13)$$

ประสิทธิภาพ (η) ของขดลวดเหนี่ยวนำที่ได้จากการคำนวณค่าพารามิเตอร์

$$\eta = \frac{R_w}{R_c + R_w} = 82.57 \% \quad (14)$$

โดยที่ R_w คือ ความต้านทานของชิ้นงาน

R_c คือ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ

คิ่งนั้นกำลังงานที่ชิ้นงานได้รับ (P_w)

$$P_w = (0.83)(6.446) = 5.35 \text{ kW} \quad (15)$$

คิ่งนั้นประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{P_o}{P_{DC}} = 92 \% \quad (16)$$

จากการทดสอบเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ โดยให้ความร้อนแก่ชิ้นงานเพื่อลดความเครียดในแท่งเหล็ก (Steel Annealing) ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 42 มม. ที่เป็นเหล็กผสมคาร์บอน 0.45% ลักษณะทรงกระบอกตัน พบว่าสามารถเพิ่มอุณหภูมิแก่ชิ้นงานได้ 305°C ภายในระยะเวลา 1.30 นาที

6. สรุปและวิจารณ์

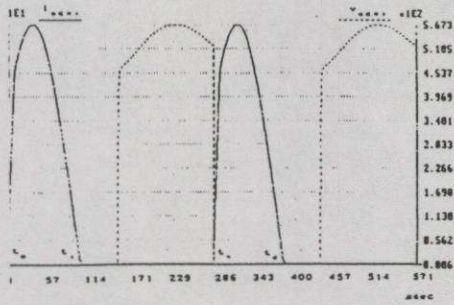
ภาคอินเวอร์เตอร์ของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้เอสซีอาร์เป็นสวิตช์ อาศัยการคอมมิวเตทโดยโหลด สามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้ ผลจากการวิเคราะห์ด้วยสมการสอดคล้องกับปริมาณกระแสสูงสุดของผลซิมมูลเตต และการทดลอง

ผลจากการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์มีรูปคลื่นคล้ายคลึงกับผลจากการทดลองอย่างเห็นได้ชัด มีขนาดต่างกันบ้างเล็กน้อย เนื่องมาจากความแตกต่างของค่าอุปกรณ์ทั้งสองเล็กน้อย

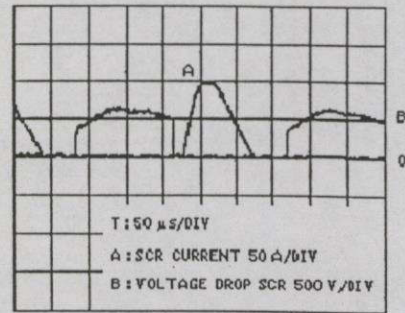
อินเวอร์เตอร์สำหรับเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถให้กำลังงานขาออก 5.35 kW ที่ชิ้นงานเป็นเหล็กผสมคาร์บอน 0.45% ลักษณะทรงกระบอกตัน เส้นผ่านศูนย์กลาง 42 มิลลิเมตร โดยสามารถเพิ่มอุณหภูมิที่ชิ้นงาน 305°C ภายในระยะเวลา 1.30 นาที สามารถนำไปใช้ในการลดความเครียดในแท่งเหล็ก

7. เอกสารอ้างอิง

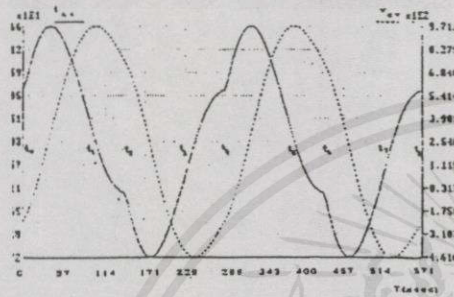
- [1] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ และ ยุทธนา กุลวิทิต. "เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ที่ใช้เอสซีอาร์ สำหรับการลดความเครียดในแท่งเหล็ก." เอกสารการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 17. 2537, หน้า 14-18.
- [2] R. L. Steigerwald. "A Comparison of Half - Bridge Resonant Converter Topologies." IEEE Trans. Power Electronics, Vol.3, No.2, 1988, pp. 174-182.
- [3] เอกชัย ลีลาธรรม. คู่มือการใช้งาน LEK ซอฟแวร์สำหรับวิเคราะห์วงจรถือเลือกทรอนิกส์เชิงเส้นแบบท่อน. กรุงเทพฯ มหานคร: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2535.
- [4] M. H. Rashid. "Series Resonant Inverter." Power Electronics Circuits, Devices and Applications. Second Edition. Prentice Hall International, Inc. 1993, pp. 415-418.



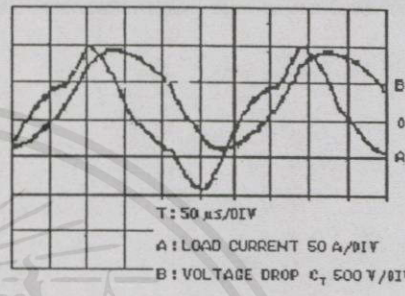
รูปที่ 7 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเอสซีอาร์ตัวที่ 1



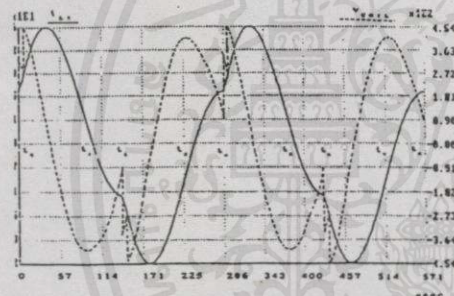
รูปที่ 11 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเอสซีอาร์ตัวที่ 1



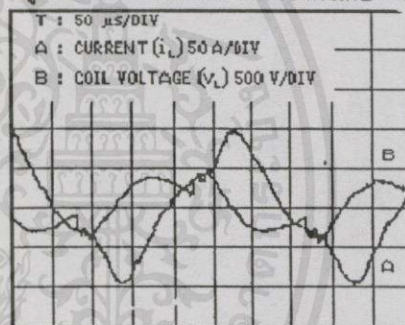
รูปที่ 8 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุ C_T



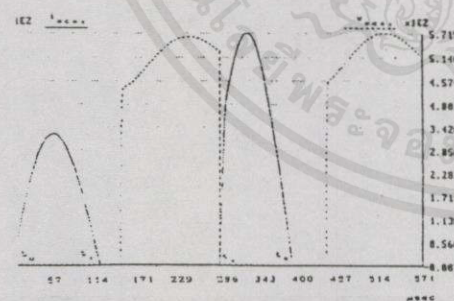
รูปที่ 12 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของตัวเก็บประจุ C_T



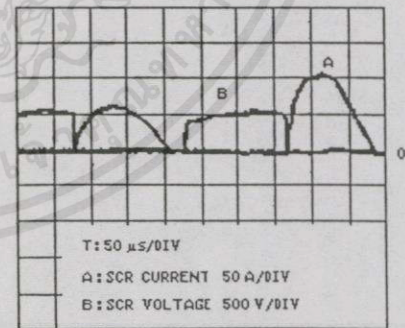
รูปที่ 9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของขดลวดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 13 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของขดลวดเหนี่ยวนำ



รูปที่ 10 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเอสซีอาร์ตัวที่ 1 ในภาวะชั่วคราว



รูปที่ 14 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของเอสซีอาร์ตัวที่ 1 ในภาวะชั่วคราว

พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ฉบับที่ 2 เดือนกันยายน 2542

เอกสารฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่น

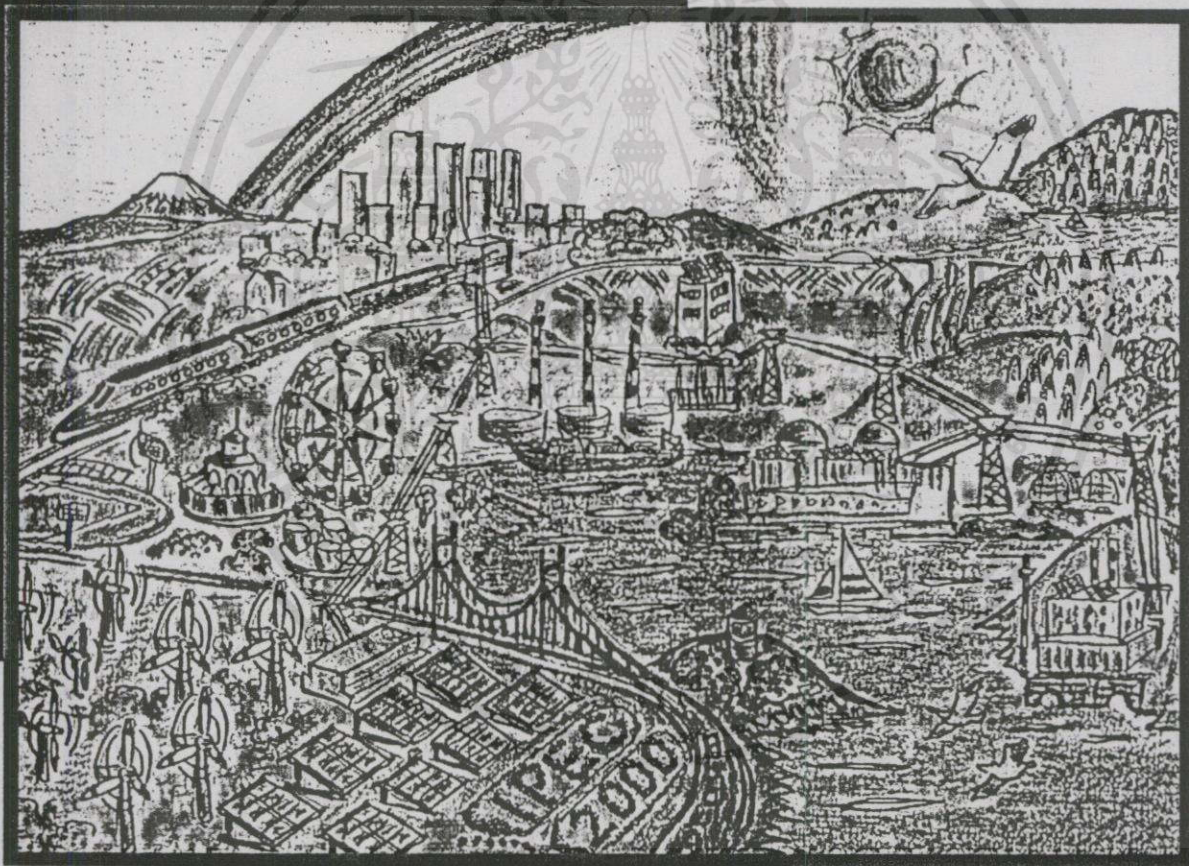
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



International Power Electronics Conference IPEC-Tokyo 2000

April 3-7, 2000, Keio Plaza Hotel, Shinjuku, Tokyo, Japan

Proceedings



(Into the Path-finding and Evolutional Century)

By Courtesy of Prof. Mikihiro Matsui

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึง



Sponsored by
The Institute of Electrical Engineers of Japan

Volume **3**

A Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking

A. Jangwanitlert, V. Kinnares, T. Warit, and Y. Rattiya
 Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
 Bangkok, Thailand 10520
 Tel. +662 3269902, Fax. +662 3269902
 E-mail : kjanuwat@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents a practical circuit design of a Class E zero-voltage switching (ZVS) resonant inverter for an induction cooking application, based on the concept of the full magnetic flux linkage around the vessel which produces eddy current for rapidly heating. The use of Class E ZVS resonant circuit is a reduction in number of switching devices and switching losses. A power MOSFET is used as a switching device, operating at switching frequency of 100 kHz. The energy is delivered through an impedance matching transformer. A parallel resonant circuit is designed for load circuit, causing tolerance of increased current when the condition of load is changed. The output power of a prototype is approximately 900 watts, and it can boil 1 liter of water within 6 minutes. The efficiency is approximately 80%. In addition, the experimental results are in good agreement with theoretical ones.

Key words : Class E Inverter, Induction cooking , Zero-Voltage Switching (ZVS)

1 Introduction

In recent years, high frequency power has associated with industrial electric process heating applications. Induction cooking is one of many applications for induction heating using high frequency resonant inverters. The principle of induction heating is based on producing high frequency ac source applied to induction coil, which wound around the magnetic vessel resulting in the magnetic flux. There will be the change of this magnetic flux depending on the frequency of electrical system. This produces induced voltage in the vessel. As a result, induced current will circulate in the vessel and heat losses in the vessel will occur. The advantages of induction heating include no smoke, no flame, and no pollution while cooking, therefore the users are not in danger.

2 A Class E ZVS Resonant Inverter

The "Class E" amplifier was developed by Sokal [1] in the mid 1970s for use in lightweight, low power, high efficiency power converters and RF amplifiers. There are two types of Class E dc-ac inverters: namely Class E zero-current switching (ZCS) resonant inverter, and Class E zero-voltage switching (ZVS) resonant inverter. In here, the latter is paid attention. Class E ZVS resonant inverters are most efficient inverters known so far. The

current and voltage waveforms of the switch are displaced with respect to time to produce a very high efficiency of the inverter. In particular, the switch turns on at zero voltage if the component values of the resonant circuit are properly chosen. Since the switch current and voltage waveforms do not overlap during the switching time intervals, switching losses are virtually zero, yielding high efficiency.

The basic circuit of the Class E ZVS resonant inverter [2]-[4] is shown in Fig.1. It consists of the following items.

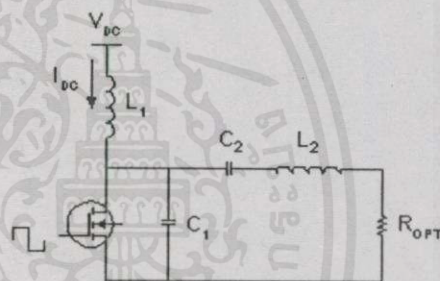


Fig. 1 The basic circuit of Class E ZVS resonant inverter

- A power MOSFET operating as a switch
- A choke inductor (L_1) is assumed to be high enough so that the ac ripple on the dc supply current (I_{DC}) can be neglected.
- A shunt capacitor (C_1) is the sum of the choke parasitic capacitance, the power MOSFET output capacitance, wiring capacitance and stray capacitance.
- A series resonant circuit consists of R_{opt} which may be the actual load, or may be the input-port resistance of a low-pass or band-pass filter inserted between the C_2 - L_2 branch and the load to suppress harmonics of the switching frequency, and Reactance of Load (C_2 - L_2).

3 Reflected Impedance

The parameter must be satisfied to achieve optimum operation. Therefore, optimum operation can be achieved only at an optimum load resistance (R_{opt}). But the load coil impedance is not equal to optimum resistance, so an impedance matching transformer is necessary for matching circuits that provide the series equivalent resistance for optimum operation.

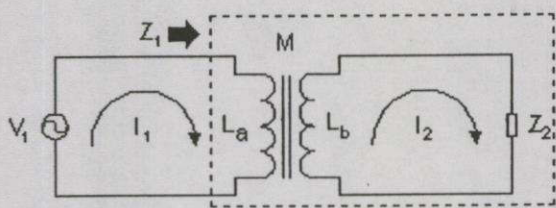


Fig. 2 The equivalent circuit of transformer

From Fig. 2, V_1 is an alternating voltage source and Z_2 is an impedance load connecting on the secondary of transformer. By applying KVL, the circuit equations are

$$V_1 = s.L_a.I_1 - s.M.I_2 \tag{1}$$

$$0 = -s.M.I_1 + (Z_2 + s.L_b).I_2 \tag{2}$$

From (1), (2) the equivalent impedance at the primary of transformer is

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = s.L_a - \frac{s^2.M^2}{Z_2 + s.L_b} \tag{3}$$

The parallel resonant circuit R_p, L_p, C_p in Fig. 3 is given by

$$Z_2 = \frac{s.L_p.R_p}{s^2.L_p.R_p.C_p + s.L_p + R_p} \tag{4}$$

Substituting equation (4) in equation (3) yields

$$Z_1 = s.L_a + a^2.R_p + \left[\frac{L_b + L_p}{L_p} \right] \left[\frac{1}{s.C_p} \right] \tag{5}$$

Where

$$\frac{L_a}{L_b} = \left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 = a^2 \tag{6}$$

and

$$M = \sqrt{L_a.L_b} \tag{7}$$

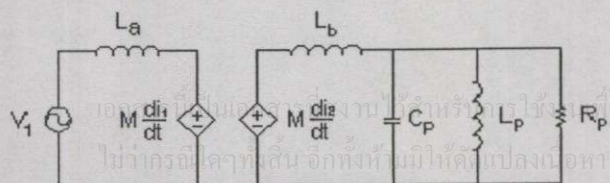


Fig. 3 The parallel resonant circuit connected at the secondary of transformer

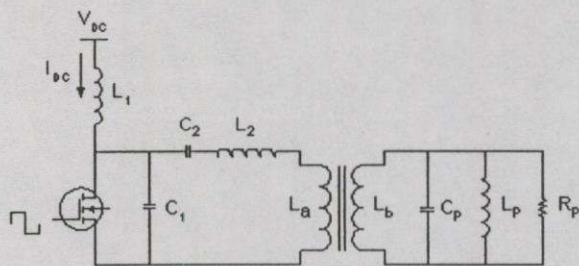


Fig. 4 The parallel resonant circuit connected with the Class E inverter at the secondary of transformer

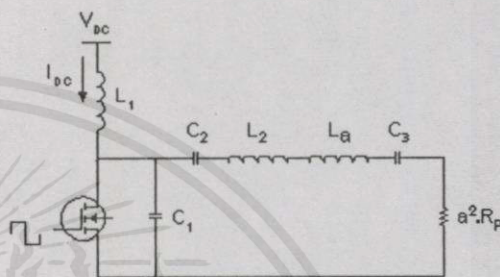


Fig. 5 The equivalent circuit transferred to the primary

By transferring the circuit load from the secondary in Fig. 4 to the primary, the resultant equivalent as shown in Fig. 5 is similar form of the typical circuit of Class E ZVS resonant inverter; where

$$C_3 = \left[\frac{L_p}{L_b + L_p} \right] \left[\frac{C_p}{a^2} \right] \tag{8}$$

Summation of capacitance (C_2, C_3) and inductance (L_2, L_a) in the formation of the basic circuit of Class E ZVS resonant inverter is shown in Fig.1

4 Induction Coil Design

Equivalent circuit of induction coil in electric circuit comprises resistor and inductor, as shown in Fig. 6 [5]-[7]

$$X_p = X_c + X_g + X_w \tag{9}$$

$$R_p = R_c + R_w \tag{10}$$

where,

$$X_c : \text{Coil resistance} = k(k_r d_c \delta_c / 2) \Omega$$

$$X_g : \text{Gap resistance} = k\pi(d_c^2 - d_w^2) / 4 \Omega$$

$$X_w : \text{Workpiece resistance} = k(\mu_r q d_w^2 \pi / 4) \Omega$$

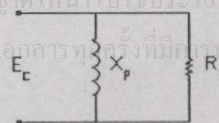


Fig. 6 The coil parameters

$$R_c : \text{Coil resistance} = k(k_r d_c \delta_c / 2) \Omega$$

$$R_w : \text{Workpiece resistance} = k(\mu_r p d_w^2 \pi / 4) \Omega$$

$$k : 2\pi f \mu_0 N_c^2 / l_c \Omega / m^2$$

$$p : \frac{2}{1.23 + (d_w / \delta_w)} ; (d_w / \delta_w) > 8$$

$$q : \frac{2}{(d_w / \delta_w)} ; (d_w / \delta_w) > 8$$

$$k_r : \text{Coil correction factor} = 1.15$$

$$d_w : \text{Diameter of workpiece}$$

$$\delta_w : \text{Skin depth of workpiece}$$

$$\delta_c : \text{Skin depth of coil}$$

Coil parameters, R_p and X_p are calculated at frequency of 100 kHz, which are 14.2 Ω , and 4.317 Ω , respectively. In order to get resistance R_p and reactance X_p , we can design referring to Core Geometry (kg) approach [8]. The results are Litz wire SWG#28, 105 lines, 7 meters length each. Induction coil is wound using twisted Litz wire. In transformer part, primary and secondary windings use the same Litz wire. 127 lines and 105 lines of Litz wire #28 are twisted as windings for primary and secondary, respectively. The primary and secondary turns are 19 and 23, respectively. To reflect suitable impedance value, we can measure by the impedance analyzer. The results of parameters of transformer is shown in Fig. 7.

5 Control Circuit

Pulse generator is derived from load current feedback as self-oscillation. The good idea of circuit is easy and this circuit can protect the external noise better than other circuits. Gate drive of power MOSFET in Class E circuit comes from load current, that is sinusoidal waveform, which feeds into duty pulse transformer. Duty pulse transformer is given by load current feedback from transformer T_1 . Primary's polarity is the same as secondary's polarity so as to drive a power MOSFET. We define turns of primary and turns of secondary to be equal.

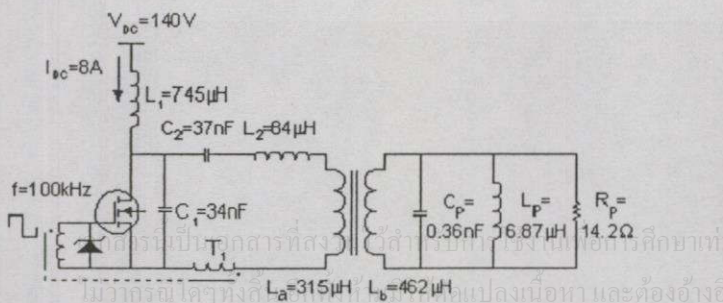


Fig. 7 The proposed circuit

Signal generator from load current feedback is transferred to a ferrite toroid core. The frequency of conduction current equals to the frequency of load current. The frequency is 100 kHz. A Gate drive of a power MOSFET in Class E circuit works as zero-voltage switching and resonant technique, and is derived from saturation of the toroid core.

6 Simulation and Experimental Results

As shown in Fig. 7, dc voltage source of the Class E inverter is 140 V, 8 A, operating frequency of 100 kHz, 50% duty cycle. This prototype can produce 900 watts output power, and can boil 1 liter of water within 6 minutes. The efficiency is approximately 80%.

The design target is a reduction in number of switching devices and in switching losses. Zero-voltage switching is an operation, which can reduce this loss. Fig. 8 is the simulated waveforms of the power MOSFET drain-source voltage waveform (v_{ds}) and drain current waveform (i_d) from the computer program, which evidently shows the zero-voltage switching as mentioned earlier.

The experimental waveforms using the designed parameter from Fig. 7 is shown in Fig. 9. These are almost in good agreement with the simulated results as shown in Fig. 8.

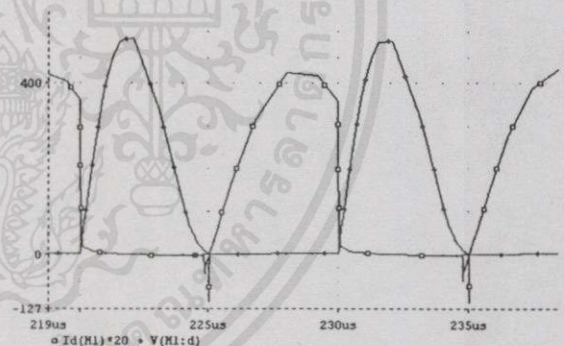


Fig. 8 The simulated waveforms of ZVS

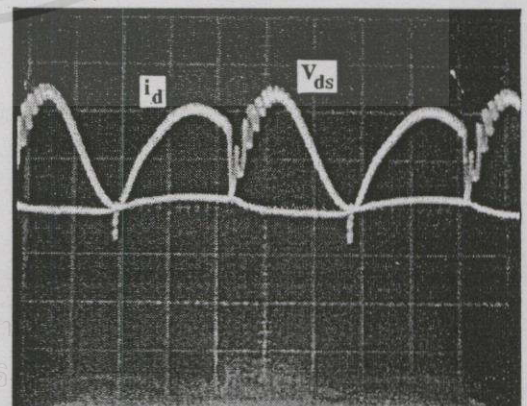


Fig. 9 The experimental waveforms of v_{ds} and i_d
 v_{ds} : 200V/div, i_d : 10 A/div, t : 2 μ s/div

7 Conclusion

A Class E ZVS resonant inverter for an induction cooking application has been presented which is suitable for use in electric heating applications. The designed parameters are derived and calculated. The waveform results have proved effectively for suitable parameters. It can reduce the switching losses and the number of switching devices. The prototype has output power of 900 watts, and efficiency about 80%. The experimental voltage and current waveforms are in good agreement with theoretical ones

References

- [1] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E – A New Class of High – Efficiency Tuned Singled – Ended Switching Power Amplifiers", *IEEE J. Solid – State Circuits*, vol. 10, no. 3, pp 168-176, 1975.
- [2] M. Kazimierczuk, *Resonant Power Converters*, John Wiley and Sons, Inc, 1995.
- [3] G. Lutteke and H. C. Reats, "High Voltage High Frequency Class E Converter Suitable for Miniaturization", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 193-199, 1986.
- [4] D. Collins, S. Hinchliffe and L. Hobson, "Optimised Class – E Amplifier with Load Variation", *Electronics Letter*, vol. 23, no. 18, pp. 973-974, 1987.
- [5] T. Tanaka, "A New Induction Cooking Range for Heating Any Kind of Metal Vessels", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 635-641, 1989.
- [6] S. Zinn and S. L. Semiatin, *Elements of Induction Heating*, Electric Power Research Institute, Inc., 1988.
- [7] Davies and P. Simpson, *Induction Heating Handbook*, McGraw-Hill, 1979.
- [8] R. D. Middlebrook and S. C'uk, *Advances in Switch-Mode Power Conversion*, vol. 2, Pasadena, 1983.

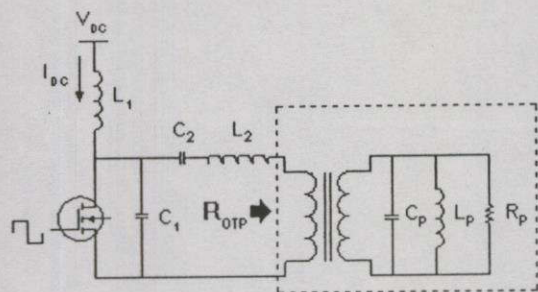


Fig. 10 The equivalent resistance seen from the primary side of transformer

From designing of basic circuit to obtain the optimum operation, it requires adjustments of resistance of induction coil to approach the optimum resistance (R_{opt}) using impedance matching transformer and power factor correction by capacitor C_p as shown in Fig. 10.

Since the circuit load is the induction coil, it is considered in the form of resistance paralleled with inductance, therefore induction coil waveform of voltage (v_{load}) leads the waveform of current (i_{load}) as shown in Fig. 11 and Fig. 12.

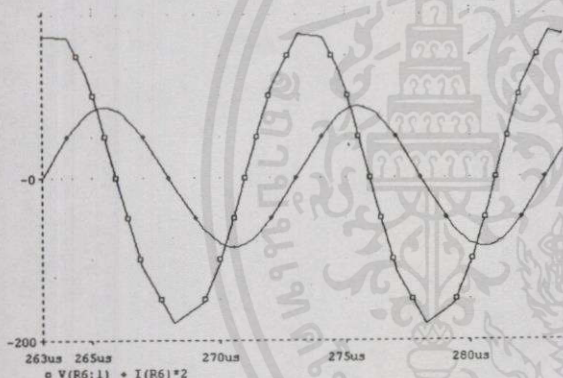


Fig. 11 The simulated waveforms of v_{load} and i_{load}

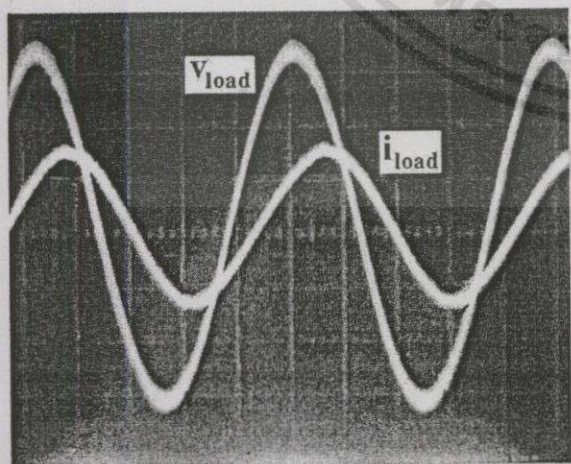


Fig. 12 The experimental waveforms of v_{load} and i_{load}
 $v_{load} : 50V/div, i_d : 30 A/div, t : 2 \mu sec/div$

เพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 วิศวกรรม เทคโนโลยี และ สิ่งแวดล้อม ให้คิดเปลี่ยนแปลง และ ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International

AEGEAN CONFERENCE

on

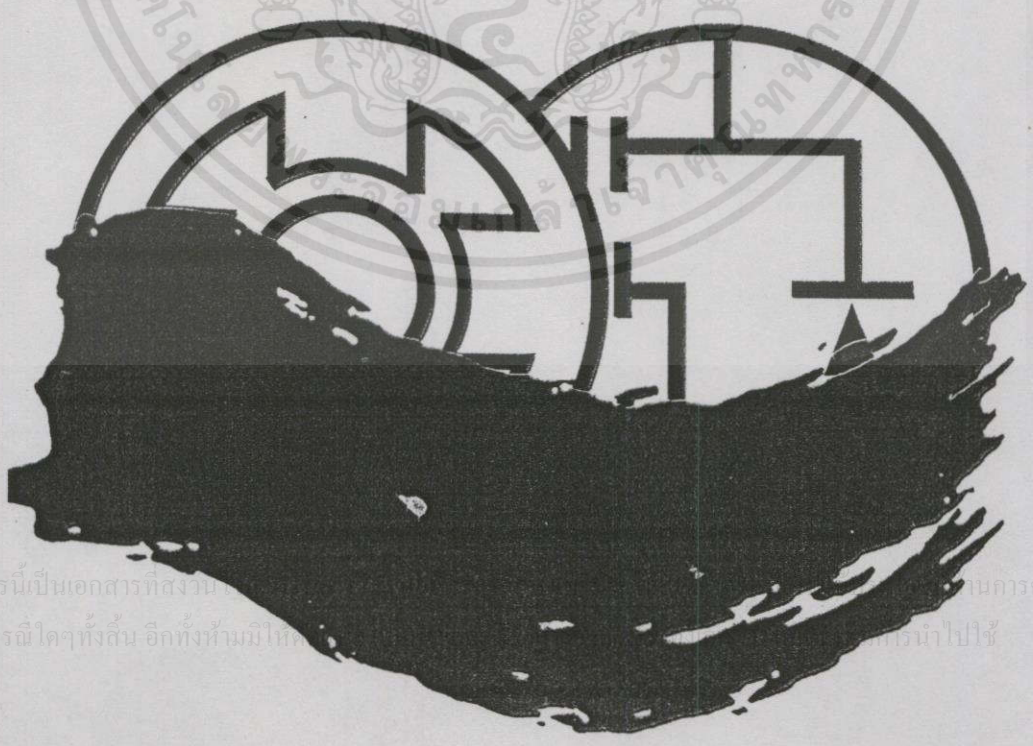
ELECTRICAL MACHINES

and

POWER ELECTRONICS



Aacemp2001



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์... การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้... การนำไปใช้

The Analysis of Conducted EMI Emissions from Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking Using Impedance Approach

T. Warit, V. Kinnares, W. Khan-ngern and S. Nitta*

Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering,
and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok, 10520, Thailand

Phone/Fax : +662 7373000 Ext. 3322, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th

* Faculty of Engineering, Tokyo University of Agriculture and Technology,
Koganei-Shi, Tokyo, 184-8588, Japan, E-mail: nitta@cc.tuat.ac.jp

Abstract

The analysis of conducted electromagnetic interference (EMI) emissions in a Class E zero-voltage switching (ZVS) resonant inverter for induction cooking, using an impedance analysis approach is proposed. The paper describes the EMI performance by the loaded impedance variation and optimizes characteristics of loaded impedance to reduce the conducted EMI emissions. The use of Class E ZVS resonant circuit is to reduce in the number of switching devices and switching losses. The investigation shows the phenomena of conducted EMI emissions from inverter and the disturbance of system. Finally, the simulated and experimental results are presented and analyzed.

1 Introduction

The induction cooker is an application, which is well known in present, using the concept of the high frequency magnetic flux linkage around the vessel which produce eddy current for rapidly heating. This high frequency induction cooking can be the EMI receptor and EMI source in the same time. The emission can interfere the neighbor circuits and also internal effect itself. The emissions from the Induction cooker have two cases, first is radiated emissions and another is conducted emissions. In this paper, the analysis focused on conducted emission due to topical propose because the concerned bandwidth and switching frequency are on this frequency. The conducted EMI characteristics by using the impedance approach are proposed

2 Conducted EMI Emissions

Conducted EMI emission is the interference that propagates through a metal conductor such as wiring or any metallic structure. The interference source are coupled onto the power cable to the equipment. The

interference may also be coupled either inductively or capacitively from another cable onto the power cable. Conducted emissions have two components: Differential mode (DM) is the noise between two lines of power supply, and Common mode (CM) existing between each line and common. The Differential mode is focused for this study between 150 kHz up to 30 MHz. [1-3]

3 Class E ZVS Resonant Inverter

The "Class E" power amplifiers as shown in Fig. 1 were developed by Sokal [4] in the mid 1970s for use in lightweight, low power, high efficiency power converters and RF amplifiers. The Class E ZVS resonant inverters are most efficient inverters known. In particular, the switch turns on at zero voltage if the component values of the resonant circuit are properly chosen. Since the switch current and voltage waveforms do not overlap during the switching time intervals as shown in Fig. 2, switching losses are virtually zero, yielding high efficiency (approximately 96% [5-6]). When the inverter operated at high frequency in order to get high efficiency controlled, the EMI noises from the neighbor systems could emit into the circuit. However, the Class E circuit might be operating as the EMI emitters, such as the conducted and radiated emitters. The study of this paper is focused on the conducted EMI emissions from a Class E circuit to the other systems and also with internal effect itself.

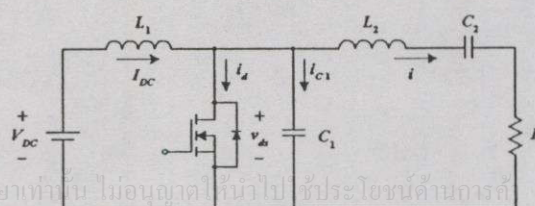


Fig. 1 Class E ZVS resonant circuit

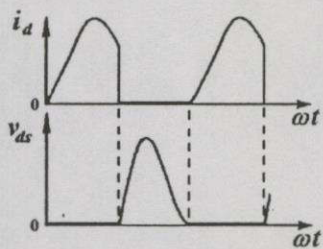


Fig. 2 The waveform of current and voltage at the power MOSFET which operates at ZVS condition

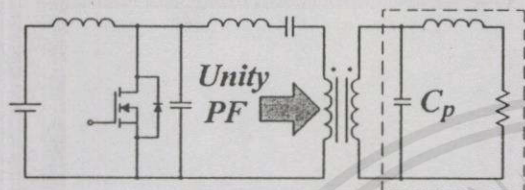


Fig. 3 Improved power factor by connect the capacitance at the secondary side of transformer

4 Proposed Concept

The prototype uses the induction cooker as the resistive-inductive load. The power factor correction of the load can be achieved by suitable value of the

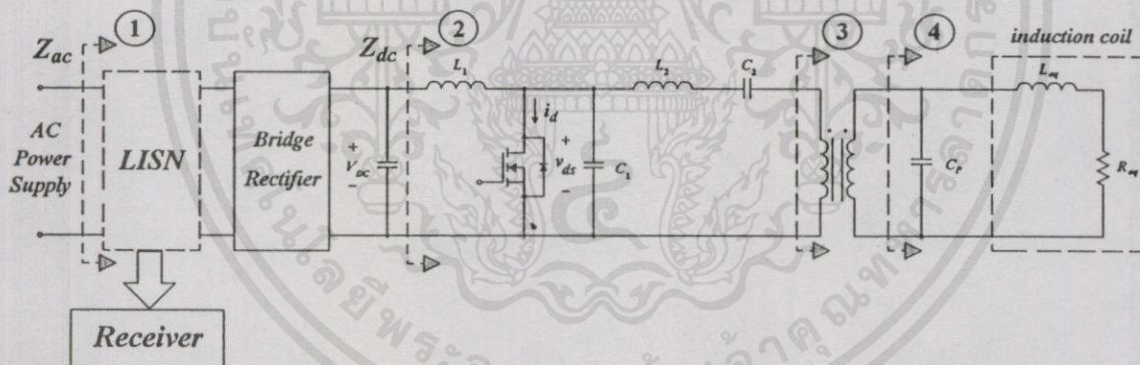


Fig. 4 Proposed circuit

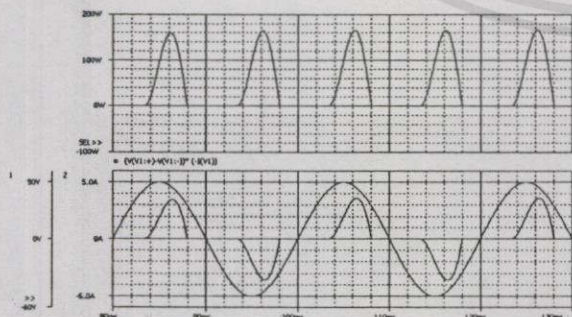


Fig. 5 AC source simulated waveforms
Upper trace : apparent power waveform
Lower trace : voltage and current waveforms

capacitance. This correction changes the loaded impedance to the equivalent resistance at the secondary side of the transformer. In this paper, the adjustable capacitance is used for studies the conducted emission characteristics in this circuit. The comparison of the load which uses the capacitance to improve the power factor to the unity power factor as the pure resistive load as shown in Fig. 3 [7], the circuit which reduce the number of capacitance to the inductive-capacitive load with the medium load angle and the highest load angle are included. The experimental setups also use the 50 W input power for the fairness condition of the conducted emission experiments. The experiments are measured at four points in the circuit i.e. at the secondary side (point 4), primary side of the transformer (point 3), at the DC link (point 2) and at the AC supply (point 1) with LISN as shown in Fig. 4. The comparison of EMI from the circuit operations are presented in the next section.

5 Simulated and Experimental Results

The simulated and experimental waveforms of the current, voltage, and apparent power in the case of medium load angle are shown in Figs. 5 and 6 respectively. Fig. 7 shows the impedance waveform at the same point

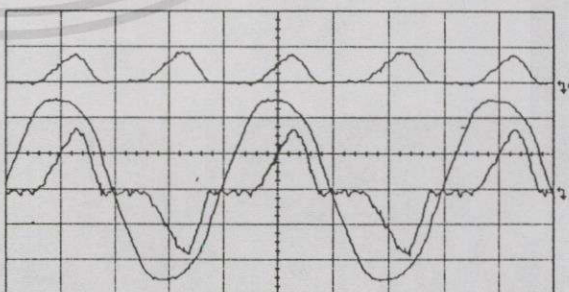


Fig. 6 AC source experimental waveforms (point 1)
Upper trace : apparent power waveform 200 VA/div
Lower trace : voltage (higher) and current waveforms 20 V/div and 2 A/div t : 5 ms/div

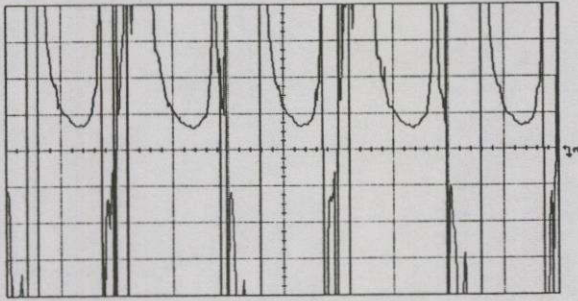


Fig. 7 The impedance waveform which measured at the AC source (point 1) 50 Ω/div and $t : 5 \text{ ms/div}$

Figs. 8 and 9 show the simulated and experimental apparent power, voltage and current waveforms at the DC link (point 2). The measured impedance waveform at DC link is shown in Fig. 10.

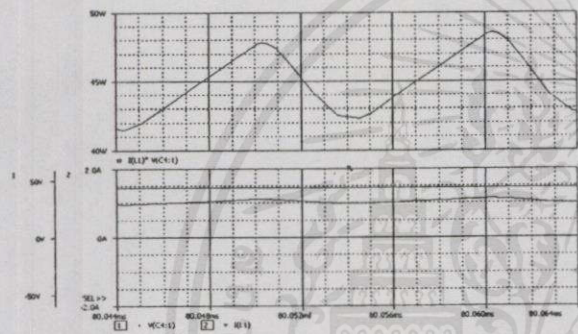


Fig. 8 DC link simulated waveforms
Upper trace : apparent power waveform
Lower trace : voltage and current waveforms

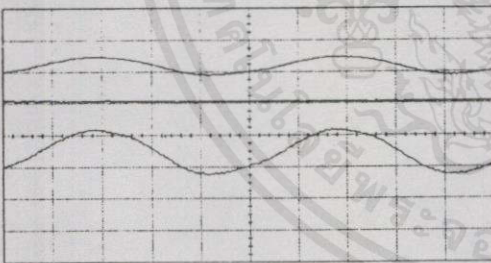


Fig. 9 DC link experimental waveforms
Upper trace : apparent power waveform 100 VA/div
Lower trace : voltage (middle) and current waveforms 20 V/div, 2 A/div and $t : 2 \mu\text{s/div}$

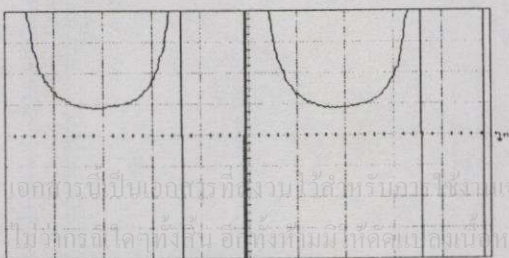


Fig. 10 The impedance waveform which measured at the DC link (point 2) 20 Ω/div and $t : 2 \mu\text{s/div}$

The primary side of the transformer waveforms as shown in Fig. 11 and 12 are the apparent power, voltage, and current waveforms and Fig. 13 shows the impedance waveform which measured at the same point.

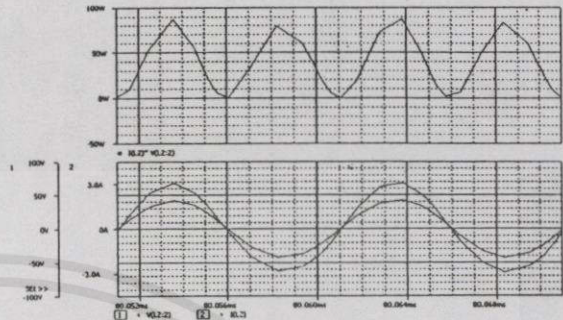


Fig. 11 Simulated waveforms at the primary side of the transformer
Upper trace : apparent power waveform
Lower trace : voltage and current waveforms

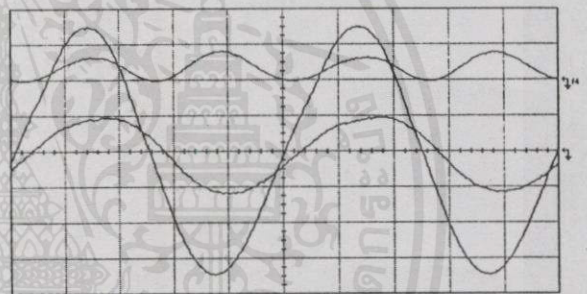


Fig. 12 Experimental waveforms at the primary side of the transformer
Upper trace : apparent power waveform 100 VA/div
Lower trace : voltage (higher) and current waveforms 20 V/div, 2 A/div and $t : 2 \mu\text{s/div}$

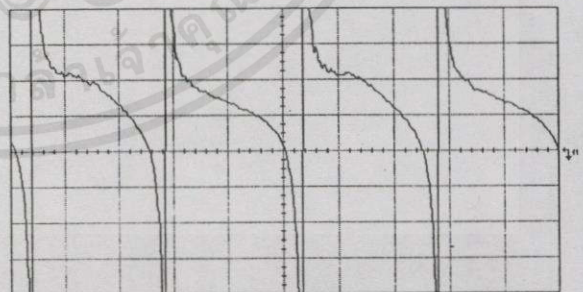


Fig. 13 The impedance waveform which measured at the primary side of the transformer (point 3) 20 Ω/div and $t : 2 \mu\text{s/div}$

Figs. 14 and 15 show the simulated and experimental waveforms of the apparent power, voltage, and current at the secondary side of the transformer. Fig. 16 shows the impedance waveform which measured at the secondary side of the transformer.

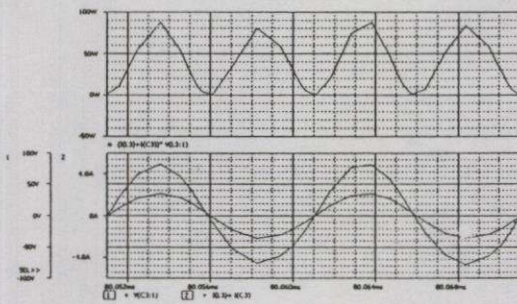


Fig. 14 Simulated waveforms at the secondary side of the transformer
Upper trace : apparent power waveform
Lower trace : voltage and current waveforms

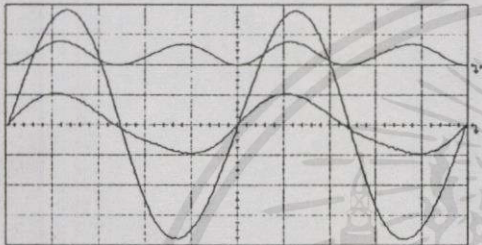


Fig. 15 Experimental waveforms at the primary side of the transformer
Upper trace : apparent power waveform 100 VA/div
Lower trace : voltage (higher) and current waveforms 20 V/div, 2 A/div and $t : 2 \mu\text{s}/\text{div}$

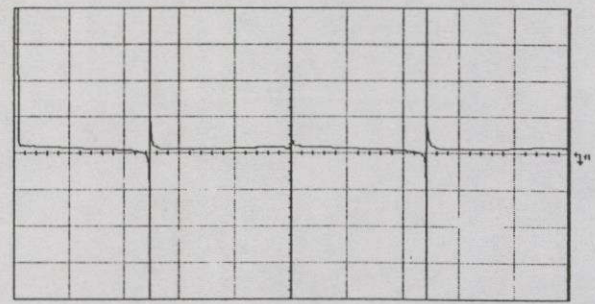


Fig. 16 The impedance waveform which measured at the secondary side of the transformer (point 4)
 $50 \Omega/\text{div}$ and $t : 2 \mu\text{s}/\text{div}$

From the waveforms as shown in Figs. 5-16, uses the mathematical software to process and find the average impedance, average power, and efficiency of each point that present in the tables 1-3, and can plot the histograms of three tables as shown in Fig. 17-19. Table 4 is the comparison of mismatch ratio of the impedance from table 1, and table 5 shows the voltage, current and power at the AC source.

The comparison of conducted EMI emissions between three types of load can be measured by using Hewlett Packard spectrum analyzer model of E4403B ESA-L series via Line Impedance Stabilization Network (LISN) model of EMCO 3825/2 50Ω 10 kHz-100 MHz. The experimental results are shown in Fig. 20-22.

Table 1 The comparison of the average impedance at four points between three types of load from the experimental measurement

	Point 1 Impedance (Ω)	Point 2 Impedance (Ω)	Point 3 Impedance (Ω)	Point 4 Impedance (Ω)
zero load angle	56.12	40.98	21.61	13.21
medium load angle	62.38	45.23	23.82	14.68
highest load angle	69.71	49.28	26.11	16.13

Table 2 The comparison of the average power at four points between three types of load

	Point 1 Power (W)	Point 2 Power (W)	Point 3 Power (W)	Point 4 Power (W)
zero load angle	50.00	48.25	46.72	45.42
medium load angle	50.00	48.07	46.13	44.61
highest load angle	50.00	47.87	45.38	43.95

Table 3 The comparison of the efficiency at four points between three types of load

	Point 1 efficiency (%)	Point 2 efficiency (%)	Point 3 efficiency (%)	Point 4 efficiency (%)
zero load angle	100.00	96.50	93.44	90.84
medium load angle	100.00	96.14	92.26	89.22
highest load angle	100.00	95.74	90.76	87.90

Table 4 The comparison of the mismatch ratio of the average impedance from table 1 at four points between three types of load

	Point 1 Impedance (%)	Point 2 Impedance (%)	Point 3 Impedance (%)	Point 4 Impedance (%)
zero load angle	0.00	-26.98	-61.49	-76.46
medium load angle	0.00	-27.49	-61.81	-76.47
highest load angle	0.00	-29.31	-62.54	-76.86

Table 5 The comparison of the AC voltage, current, and power between three types of load

		zero load angle	medium load angle	highest load angle
Voltage	%THD	4.90	5.30	5.50
	Crest Factor	1.97	2.02	2.05
Power	Watt	50.00	50.00	50.00
	VA	58.82	61.00	62.50
	PF	0.85	0.82	0.80
	DPF	0.95	0.97	0.97

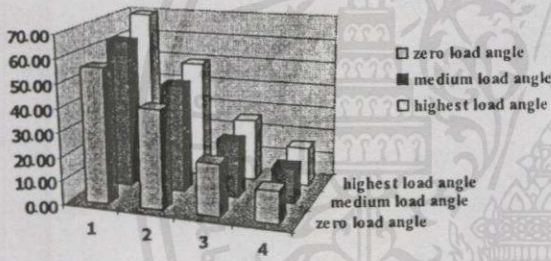


Fig. 17 Histogram of average impedance from table 1

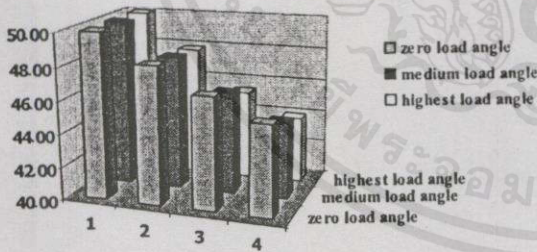


Fig. 18 Histogram of average power from table 2

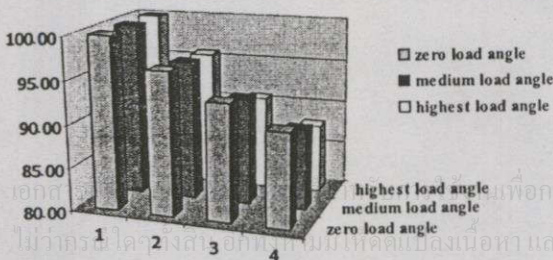


Fig. 19 Histogram of efficiency from table 3

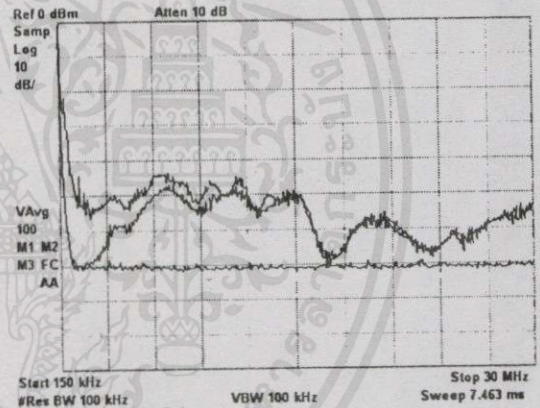


Fig. 20 Conducted EMI emissions from the case of zero load angle

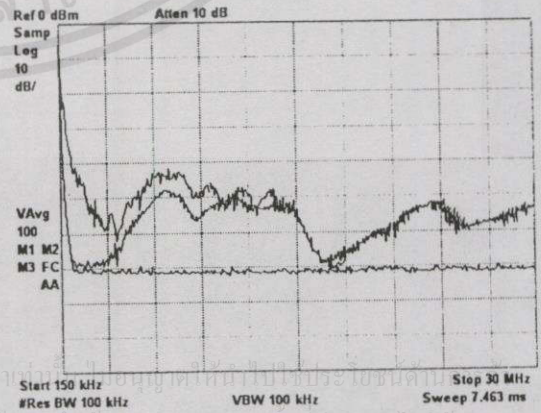


Fig. 21 Conducted EMI emissions from the case of medium load angle

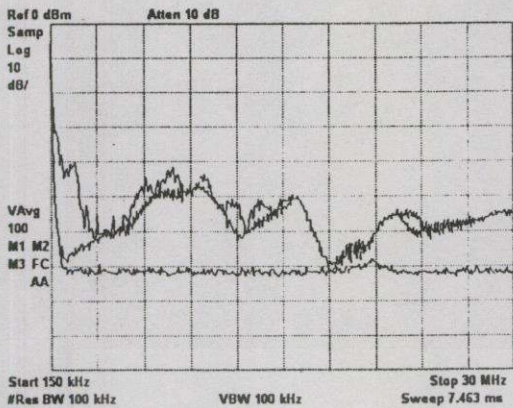


Fig. 22 Conducted EMI emissions from the case of highest load angle

Note : For Figs. 20-22.

Upper trace : measured at 50 W input power

Middle trace : measured at input voltage is nearly zero

Lower trace : measured at open circuit

6 Discussion

The mismatches between four points as shown in table 4 are the losses in the system including the EMI reflected to the source, some of them generate the heat as shown in tables 1, 2, and analyzed in efficiency in table 3. The mismatch ratio of impedance are discussed based on the impedance at point 1. For instance, mismatch ratio at point 2 for medium load angle equal to $(40.98-56.12)/56.12 = -0.27$ or -27% can effect the power reduction by 35% (shown in table 2 : $(48.25-50)/50$).

The impedance mismatch for various load angle can effect to of system efficiency as shown in table 3. The zero load angle can transfer slightly maximum power flow to the load comparing to of that medium load angle and of that highest load angle respectively.

The different operating conditions are shown in some power quality as in table 5. The worst case is of that highest load angle.

Histogram shown in Figs. 17-19 conclude the relation of impedance, power, and efficiency.

The observation between impedance approach (from tables 1 and 4) and differential mode conducted EMI emission (from Figs. 20-22) can be analyzed as the following : differential mode emission at load angle shows the smallest emission refer to the zero input voltage (middle trace). The frequency spectra are difference between upper trace (at 50 W input power) and middle trace up to 15 MHz. Fig. 22 shows the worst case of differential mode conducted emission both of high amplitude and high frequency band (up to 24 MHz). Fig. 21 show the medium

differential emission effect due to the medium impedance mismatch supported by table 1.

Some agreements between simulated results and measured results are presented as selected and shown in Figs. 7-18.

7 Conclusion

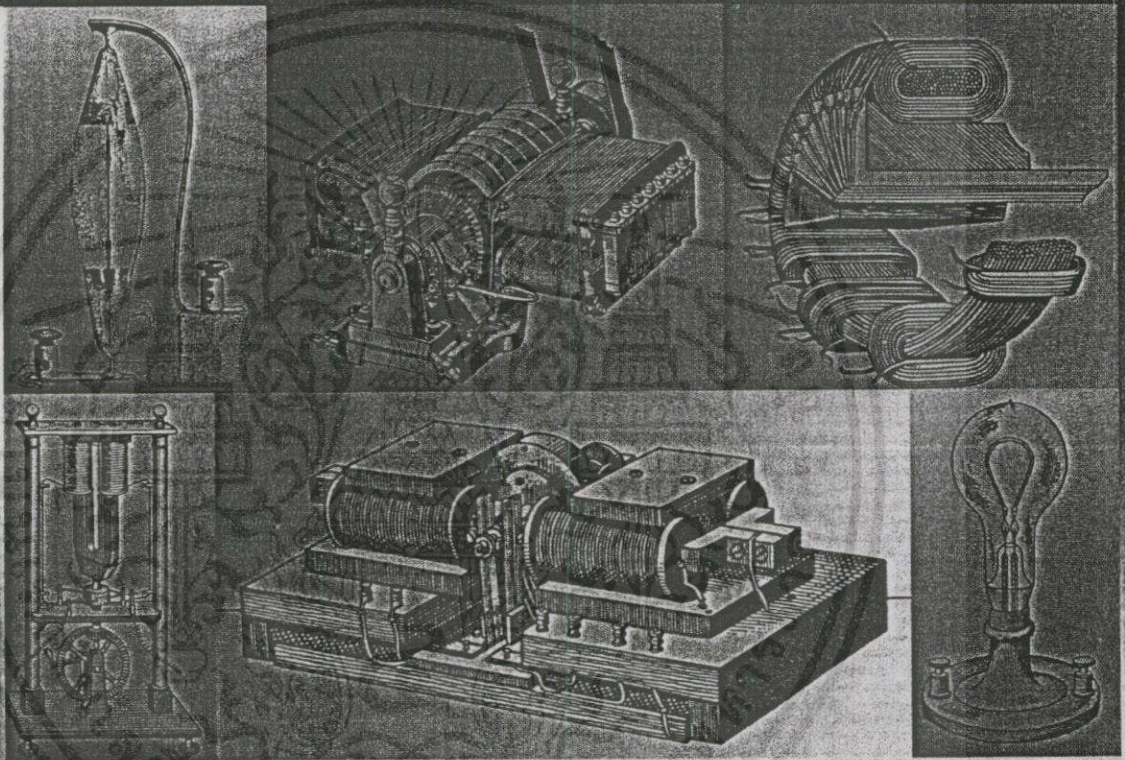
This paper uses the impedance approach to analyze and describe the conducted emissions from the circuit, which eases to compare the emission and power at every points in the circuit. The differential mode conducted EMI emissions from the Class E ZVS resonant inverter for induction cooking which improved the loaded power factor to nearly zero as shown in Fig. 21, has the better results than the other cases. Therefore; the output power and efficiency of this case is also better than the others too. The power losses of the circuit are changed to the heat and the emission noise to interfere the neighbor systems and itself.

References

- [1] B. Keiser, Principles of Electromagnetic Compatibility, Artech House, Inc., Massachusetts, 1987.
- [2] J. Mahdavi, A. Shahintabe, and A. Farhadi, "Analysis of RF conducted emission due to PWM and resonant DC-DC converters", Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, vol. 2, 1996, pp. 813-818
- [3] J. Mahdavi, S. Kaboli, and H. A. Toliyat, "Conducted electromagnetic emissions in unity power factor AC/DC converters: comparison between PWM and RPWM techniques", Power Electronics Specialists Conference, 1999, PESC 99, 30th Annual IEEE, vol.2, 1999, pp. 881-885.
- [4] N. O. Sokal, and A. D. Sokal, "Class E-A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 10, no. 3, 1975, pp. 168-176.
- [5] M. K. Kazimierczuk, and K. Puczkko, "Class E Tuned Power Amplifier with Antiparallel Diode of Series Diode at Switch, with Any Loaded Q and Duty Cycle", IEEE Trans. Circuit and Systems, vol. 36, no. 9, 1989, pp. 1021-1029.
- [6] M. K. Kazimierczuk, and D. Czarkowski, Resonant Power Converters, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1995.
- [7] A. Jangwanitlert, V. Kinnarees, T. Warit, and Y. Rattiya, "A Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking" International Power Electronics Conference IPEC-Tokyo 2000, vol. 3, 2000, 1737-1740.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



การส่งเสริมประเทศไทย
THE ASSOCIATION OF AMBASSADORS OF THAILAND



Volume 1

บทความ
ไฟฟ้ากำลัง (PW)
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ
วิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

ดำเนินการโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

22-23 พฤศจิกายน 2544

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9965
สงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏ ไม่รับผิดชอบต่อข้อผิดพลาดใดๆ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของ <http://www.ladkrabang.com>

การออกแบบและวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์สำหรับการประยุกต์ใช้ในเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

Design and Analysis of a Class E ZVS Resonant Inverter for an Induction Cooking Application

วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์ นักสันทันท์ รวยอริยทรัพย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ วิจิตร กิณเรศ และวีระเชษฐ ชันเงิน
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT)
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520
โทร/โทรสาร : 0-2737-3000 ต่อ 3322 E-mail : kkveerac@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตช์แรงดันศูนย์ และการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อใช้เป็นโหลดของเตาหุงต้มอาหารโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก การใช้วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เพื่อลดจำนวนอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่ง และลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ เพราะใช้มอสเฟตกำลัง เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่ง เพียงตัวเดียวทำงานที่ความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์ ส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงไปยังโหลด โดยโหลดเป็นขดลวดเหนี่ยวนำพันอยู่ใต้ภาชนะขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 16 เซนติเมตร ที่ทำจากสแตนเลสสตีล มีฝาปิด วงจรนี้ให้กำลังงานไฟฟ้าขาออก 1,630 วัตต์ สามารถต้มน้ำ 1 ลิตร ให้เดือดภายใน 200 วินาที ประสิทธิภาพโดยรวมของอินเวอร์เตอร์ประมาณ 95% และประสิทธิภาพโดยรวมประมาณ 85% รูปคลื่นแรงดัน และกระแสที่วัดได้จากการทดลองเป็นไปตามทฤษฎี

Abstract

An analysis of operating characteristics analysis of a class E zero-voltage switching (ZVS) resonant inverter and practical circuit design of an induction coil for an induction cooking application are presented. The use of a class E zero-voltage switching resonant circuit is to reduce a number of switching devices and switching losses. A power MOSFET is used as a switching device, operating at the switching frequency of 100 kHz. The energy is delivered through an impedance matching transformer to the induction coil load, which is wound under a 16 centimeters diameter of stainless steel vessel with shielded lid. The output power of a prototype is approximately 1,630 watts, and the prototype can boil one liter of water within 200 seconds. The efficiency of the class E inverter and the overall induction cooker are approximately 95% and 85% respectively. In addition, the experimental results are in good agreement with theoretical ones.

Keywords : class E inverter, zero-voltage switching (ZVS), induction cooker, induction coil,

1. บทนำ

ในปัจจุบันการผลิตอุปกรณ์เครื่องใช้และสิ่งอำนวยความสะดวกต่าง ๆ ได้เกิดขึ้นอย่างมากมาย เพื่อสนองความต้องการของผู้บริโภค โดยมีหลักสำคัญ คือ สะดวก ปลอดภัย ขนาดเล็กกะทัดรัด ราคาถูก และมีประสิทธิภาพที่สูง ซึ่งเตาหุงต้มอาหารก็เป็นอีกสิ่งหนึ่งที่ได้พัฒนาอย่างต่อเนื่อง เตาหุงต้มอาหารโดยวิธีการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็ก เป็นสิ่งหนึ่งที่ได้รับนิยมอย่างแพร่หลายในนานาประเทศ เพราะสามารถให้ความร้อนโดยไม่มีการเปลืองไฟ ควันไฟ ใช้งานง่าย และให้ประสิทธิภาพสูง บทความนี้จะนำเสนอ เตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำซึ่งใช้วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero-Voltage Switching; ZVS) ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูง ข้อดีของวงจรนี้คือใช้จำนวนอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่งเพียงตัวเดียวทำการสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ จึงสามารถลดการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่ง (conduction loss) และการสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ชิ่ง (switching loss) ทำให้ได้ประสิทธิภาพสูง

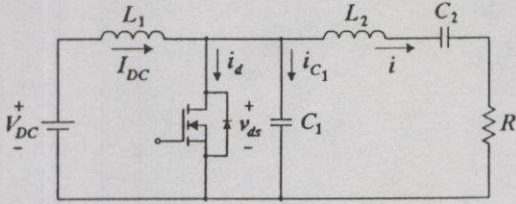
บทความนี้นำเสนอหลักการดำเนินงาน ของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ซึ่งเป็นการพัฒนางานวิจัยต่อยอดจากบทความที่นำเสนอไปก่อนหน้านี้ [1] และการออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อใช้เป็นโหลดของวงจรให้มีความถี่ไฟฟ้าขาออก และประสิทธิภาพสูงขึ้น

2. วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี

2.1 ส่วนประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี

วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตซ์แรงดันศูนย์ ดังรูปที่ 1 [2-4] ประกอบไปด้วย

- มอสเฟตกำลัง (power MOSFET) ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ สวิตซ์ชิ่งทำงานที่ความถี่ f
- ตัวเหนี่ยวนำไอ้ด L_1 ซึ่งมีค่ามากพอที่จะทำให้กระแสที่หรือมีกระแสกระเพื่อมน้อยมากจนคิดทิ้งได้
- ตัวเก็บประจุ C_1 เป็นผลรวมของค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุคงที่ซึ่งต่อขนานกับสวิตซ์, ค่าความจุไฟฟ้าภายในของมอสเฟตกำลัง (internal output capacitance) และค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่เกิดจากการต่อวงจร
- วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม $L_2 - C_2 - R$ ซึ่งค่าความต้านทาน R จะเป็นโหลดของวงจร



รูปที่ 1 วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิทช์แรงดันต้นขั้ว

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C_2}} \tag{5}$$

$$Q_L = \frac{\omega L_2}{R} = \frac{\omega(L_a + L_b)}{R} = \frac{1}{\omega C_2 R} + \frac{\omega L_b}{R} \tag{6}$$

2.2 การทำงานของวงจร อินเวอร์เตอร์คลาส อี

วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี สามารถแบ่งการทำงานออกได้เป็น 2 ช่วงการทำงาน คือ

2.2.1 เมื่อสวิทช์นำกระแส

วงจรเรโซแนนซ์จะประกอบไปด้วย L_2, C_2 และ R เพราะว่าตัวเก็บประจุ C_1 ถูกสวิทช์ลัดวงจร จะเกิดความถี่เรโซแนนซ์ (f_{o1}) และค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลด (Q_{L1}) ดังสมการที่ (1) และ (2) ตามลำดับที่ค่าความถี่เชิงมุม $\omega_{o1} = 2\pi f_{o1}$

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \tag{1}$$

$$Q_{L1} = \frac{\omega_{o1} L_2}{R} = \frac{1}{\omega_{o1} C_2 R} \tag{2}$$

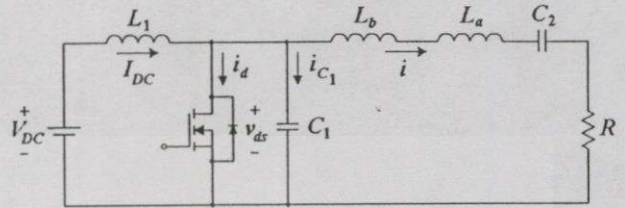
2.2.2 เมื่อสวิทช์หยุดนำกระแส

วงจรเรโซแนนซ์จะประกอบไปด้วย C_1, L_2, C_2 และ R ต่ออนุกรมกัน และเนื่องจาก C_1 และ C_2 ต่ออนุกรมกัน ค่าความจุไฟฟ้าสมมูล $C_{eq} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ จะมีค่าน้อยกว่า C_1 และ C_2 ฉะนั้นเมื่อค่าความถี่เชิงมุม $\omega_{o2} = 2\pi f_{o2}$ แล้ว ความถี่เรโซแนนซ์ที่เกิดขึ้นในขณะที่สวิทช์หยุดนำกระแส (f_{o2}) และ ค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลด (Q_{L2}) จะเป็นดังสมการที่ (3) และ (4) ตามลำดับ

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_1 C_2 / (C_1 + C_2)}} \tag{3}$$

$$Q_{L2} = \frac{\omega_{o2} L_2}{R} = \frac{C_1 + C_2}{\omega_{o2} R C_1 C_2} \tag{4}$$

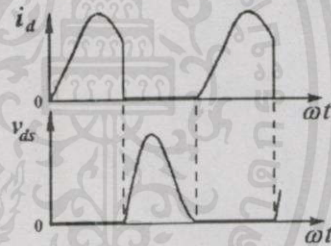
ในการใช้งานต้องเลือกความถี่ (f) ให้อยู่ระหว่างความถี่ f_{o1} และ f_{o2} ($f_{o1} < f < f_{o2}$) และที่ความถี่ใช้งานนี้ค่าความเหนี่ยวนำ L_2 จะสามารถแบ่งออกได้เป็นค่าความเหนี่ยวนำ 2 ค่า คือ L_a และ L_b ต่ออนุกรมกัน เพราะฉะนั้น $L_2 = L_a + L_b$ ดังรูปที่ 2 โดยที่ความถี่ใช้งาน f ความถี่เชิงมุม (ω) จะเป็นตามสมการที่ (5) และค่าตัวประกอบคุณภาพของโหลดที่ความถี่ใช้งาน (Q) จะเป็นตามสมการที่ (6)



รูปที่ 2 วงจรสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี

2.3 การสวิทช์ที่แรงดันต้นขั้ว

การสวิทช์ที่แรงดันต้นขั้ว (Zero-Voltage Switching ; ZVS) หมายถึงการที่สวิทช์เริ่มนำกระแสในขณะที่แรงดันที่ตกคร่อมสวิทช์ (v_{ds}) และตัวเก็บประจุ C_1 จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 รูปคลื่นกระแสที่ผ่านสวิทช์ และแรงดันตกคร่อมสวิทช์

ดังนั้นพลังงานสะสมในตัวเก็บประจุ C_1 เมื่อสวิทช์นำกระแสจะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย ทำให้ไม่เกิดความสูญเสียเนื่องจากการสวิทช์ ซึ่งวิธีการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี เพื่อให้ทำงานแบบสวิทช์ที่แรงดันต้นขั้วจะต้องออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้มีค่าเป็นไปตามสมการในเอกสารอ้างอิง [2-4]

3. หลักการของการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ เป็นการให้ความร้อนโดยใช้สนามแม่เหล็กไฟฟ้า คือ การจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งพันอยู่ในภาชนะที่มีส่วนผสมของสารแม่เหล็ก จะเกิดสนามแม่เหล็กภายในภาชนะ ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามความถี่ของระบบไฟฟ้า ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในภาชนะ เป็นผลทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลวนภายในภาชนะ เกิดการสูญเสียในรูปของความร้อนที่ภาชนะ [5]

PE20

เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี ทำงานที่ความถี่สูง ทำให้ขนาดของลวดทองแดงที่นำมาตีเกลียว ชนิดและขนาดของภาชนะที่จะนำมาใช้ต้องคำนึงถึงผลของ skin effect ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าอย่างหนึ่ง ที่ทำให้ความหนาแน่นของกระแสผิวตัวนำสูงกว่าภายใน หรือประมาณ 1/e (38%) ของกระแสทั้งหมด [6] โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างความลึกของผิวโลหะที่มีกระแสไหล กับความถี่ที่ใช้งานเป็น

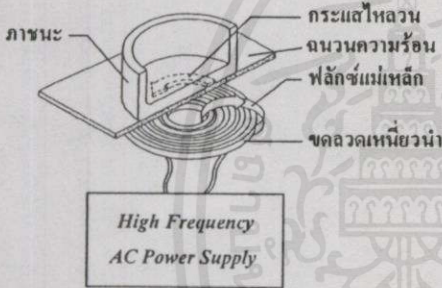
$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}}} \sqrt{\frac{\rho}{f \mu_r}} \quad (7)$$

δ คือ ค่าความลึกของผิวโลหะที่มีกระแสไหล หรือ skin depth (m)

ρ คือ ความต้านทานจำเพาะ ($\Omega\cdot m$)

μ_r คือ ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กสัมพัทธ์ (ไม่มีหน่วย)

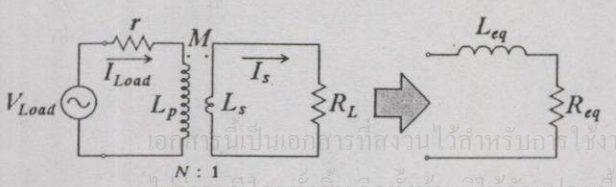
f คือ ความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ (Hz)



รูปที่ 4 แสดงการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ

4. การวิเคราะห์คุณลักษณะและวงจรสมมูลของโหลด

โดยทั่วไปขดลวดเหนี่ยวนำ และภาชนะที่ใช้ จะสามารถเขียนแบบจำลองได้ เหมือนกับเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลงที่มีขดปฐมภูมิเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ (N) และมีขดทุติยภูมิเท่ากับ 1 รอบต่ออยู่กับโหลดตัวต้านทาน (R_L) เพราะฉะนั้นอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงจะมีค่าเท่ากับ N ซึ่งสามารถยุบค่าต่าง ๆ ไปเป็นตัวเหนี่ยวนำ (L_{eq}) ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน (R_{eq}) ได้ ดังรูปที่ 5 โดยค่าของตัวเหนี่ยวนำ และตัวต้านทานจะหาได้จากสมการที่ (8) และ (9) ตามลำดับ [7]



รูปที่ 5 วงจรสมมูลของโหลด

$$L_{eq} = L_p - \frac{(\omega M)^2 L_s}{R_L^2 + (\omega L_s)^2} = L_p - N^2 L_s \quad (8)$$

$$R_{eq} = r - \frac{(\omega M)^2 R_L}{R_L^2 + (\omega L_s)^2} = r + N^2 R_L \quad (9)$$

ค่าความต้านทานผิวของโลหะ หรือความต้านทานที่รวมเมื่อมองจากด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีค่าเปลี่ยนไปตามค่าความต้านทานจำเพาะต่อ skin depth ดังสมการที่ (10) และถ้ากำหนดให้ความต้านทานภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ r มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าความต้านทานที่ย้ายข้างมาจากด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง $N^2 R_L$ จะหาค่าความต้านทานสมมูลของโหลด และกำลังที่โหลดได้รับ ดังสมการที่ (11) และ (12)

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

$$R_{eq} = N^2 \sqrt{4\pi^2 \times 10^{-7}} \sqrt{f \mu_r \rho} \quad (11)$$

$$P_{Load} = (I_{Load})^2 R_{eq} \quad (12)$$

ตารางที่ 1 แสดงค่าของ skin depth และค่าความต้านทานจำเพาะของผิวโลหะแต่ละชนิด (R_L) ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์ จะสังเกตได้ว่าค่าความต้านทานจำเพาะ และค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กสัมพัทธ์ของอลูมิเนียม และทองแดงมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับเหล็ก หรือสแตนเลสสตีล ฉะนั้น โบบทความนี้จึงได้นำสแตนเลสสตีลมาใช้เป็นภาชนะในการทดลอง เพราะเมื่อแทนค่าในสมการที่ (12) สามารถให้กำลังไฟฟ้าออกที่ภาชนะได้มากที่สุดที่แรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากัน แต่ต้องการใช้วัสดุอื่นเช่นอลูมิเนียมมาทำเป็นภาชนะก็สามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ใช้งาน และเพิ่มแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะสิ้นเปลืองกว่ามาก ในการทดลองได้ใช้ลวดทองแดงขนาด SWG#28 จำนวน 88 เส้นนำมาตีเกลียวรวมกันเป็นเส้นเดียว เพื่อใช้เป็นขดลวดเหนี่ยวนำพันอยู่ใต้ภาชนะจำนวนทั้งสิ้น 15 รอบ จากตารางที่ 1 จะได้ค่าความต้านทานผิวหรือ R_L ในสมการที่ (10) แทนค่าลงในสมการที่ (11) ได้

$$R_{eq} = (15)^2 \cdot (53.3 \times 10^{-4}) = 1.2 \Omega \quad (13)$$

5. ผลการทดลอง

ใช้แหล่งจ่ายไฟจากการไฟฟ้า 220 โวลต์ แปลงเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงได้ขนาดประมาณ 311 โวลต์ เมื่อใช้งานที่พิกัดกระแสไฟตรงได้ประมาณ 6.2 แอมแปร์ ความถี่ที่ใช้งาน 100 กิโลเฮิรตซ์ 50% duty cycle

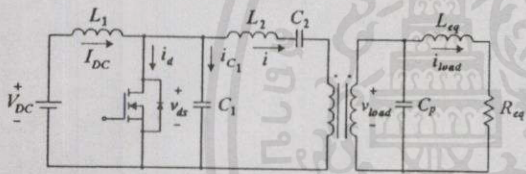
ตารางที่ 1 คุณสมบัติของวัสดุที่ใช้ทำภาชนะ

ชนิดของวัสดุที่ใช้	เหล็ก	สแตนเลส สตีล	อลูมิเนียม	ทองแดง
ความต้านทานจำเพาะ ($\Omega.m$)	9.8×10^{-8}	72×10^{-8}	2.8×10^{-8}	1.7×10^{-8}
ความซึมซาบสนามแม่เหล็กสัมพัทธ์	100	100	1	1
skin depth (mm) ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	0.05	0.135	0.27	0.21
ความต้านทานผิว (Ω) ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์	19.7×10^{-4}	53.3×10^{-4}	1.05×10^{-4}	0.82×10^{-4}

แต่เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าไม่เหมาะสม จึงต้องใช้หม้อแปลง matching เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม ที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงใช้ลวดทองแดงขนาด SWG#28 จำนวน 74 เส้น ส่วนด้านทุติยภูมิใช้ลวดขนาดเดียวกันจำนวน 88 เส้นอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิเป็น 30 : 25 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้จากการคำนวณตามวิธีการออกแบบวงจร [2-4]

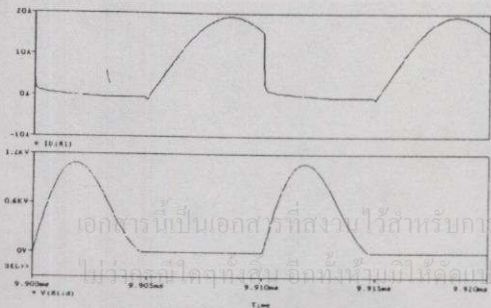
$$C_1 = 16 \text{ nF}, C_2 = 9.1 \text{ nF}, L_1 = 1.6 \text{ mH}, L_2 = 310 \text{ }\mu\text{H},$$

$$C_p = 350 \text{ nF}, L_{eq} = 6.3 \text{ }\mu\text{H}, R_{eq} = 1.2 \text{ }\Omega$$

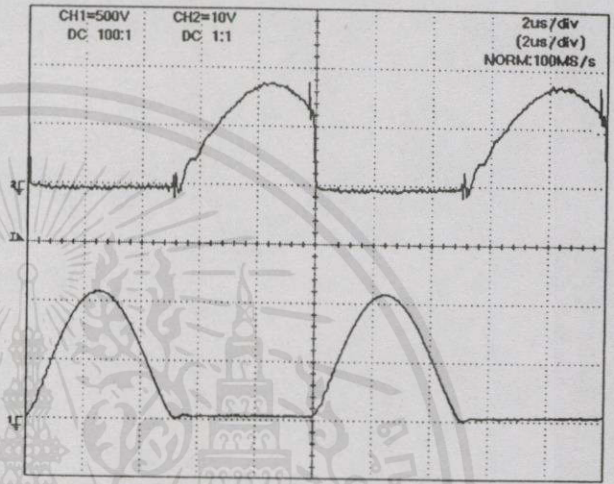


รูปที่ 6 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

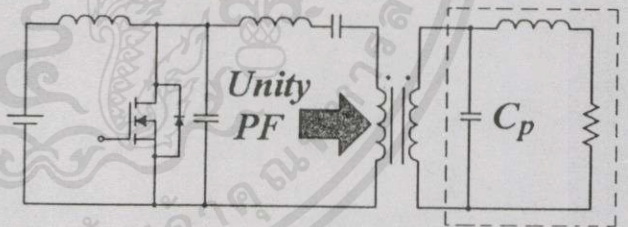
ในการออกแบบได้เน้นการลดการสูญเสีย จึงได้ออกแบบ วงจรให้การสูญเสียในขณะที่สวิตช์จะนำกระแสเป็นศูนย์ รูปที่ 7 คือ กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลัง (i_d) และรูปคลื่นแรงดันคคร่อมมอสเฟตกำลัง (v_{ds}) ที่ได้จากโปรแกรม PSpice แสดงการเกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ตามทฤษฎีเปรียบเทียบกับรูปที่ 8 คือ ผลการทดลองที่ได้จากตัวแบบจำลองโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามที่ได้ออกแบบในรูปที่ 6 ซึ่งผลการทดลองที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับผลที่ได้จากโปรแกรม PSpice



รูปที่ 7 รูปคลื่น i_d และ v_{ds} ที่ได้จากการใช้โปรแกรม PSpice

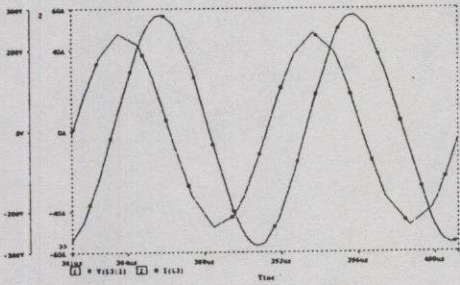


รูปที่ 8 รูปคลื่น i_d (รูปบน) และ v_{ds} (รูปล่าง) ที่ได้จากการทดลอง
 $i_d : 10 \text{ A/div}, v_{ds} : 500 \text{ V/div}, t : 2 \text{ }\mu\text{sec/div}$

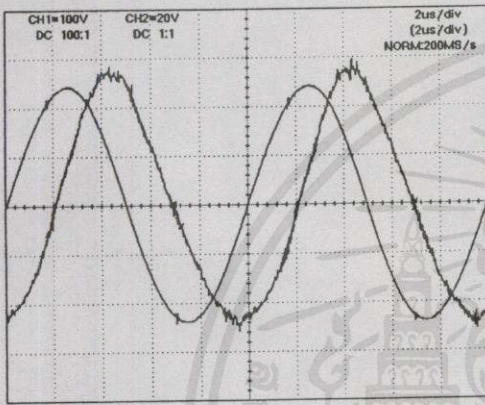


รูปที่ 9 ความต้านทานเสมือนที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

จากการออกแบบวงจรพื้นฐาน เพื่อให้มีการทำงานที่สภาวะเหมาะสมจึงต้องทำการปรับค่าของความต้านทานที่ขดลวดเหนี่ยวนำให้มีค่าที่เท่ากับความต้านทานที่สภาวะเหมาะสม (ประมาณ $15 \text{ }\Omega$) โดยอาศัยหม้อแปลง matching และเนื่องจากวงจรมีโหลดเป็นขดลวดเหนี่ยวนำพันรอบภาชนะจึงมีสภาพทางไฟฟ้าเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ จึงต้องแก้ตัวประกอบกำลังให้ดีขึ้นโดยใช้ตัวเก็บประจุ C_p ดังรูปที่ 9 [1] รูปที่ 10 และ 11 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำ (v_{load}) และกระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ (i_{load}) โดยสามารถวัดมุมที่กระแสไฟฟ้าล้าหลังแรงดันไฟฟ้าได้ประมาณ 73 องศา คำนวณค่าตัวประกอบกำลังประมาณ 0.29



รูปที่ 10 รูปคลื่น v_{load} และ i_{load} ที่ได้จากการใช้โปรแกรม PSpice



รูปที่ 11 รูปคลื่น v_{load} (รูปคลื่นนำหน้า) และ i_{load} ที่ได้จากกรทดลอง $v_{load} : 100 \text{ V/div}$, $i_{load} : 20 \text{ A/div}$, $t : 2 \text{ µsec/div}$

6. การวิเคราะห์กำลังทางด้านขาออก

จากผลการทดลองที่ได้ในรูปที่ 10 สามารถวัดขนาดแรงดันและกระแสได้ประมาณ 162 โวลต์ 39 แอมแปร์ ค่าตัวประกอบกำลัง $\cos \theta$ ประมาณ 0.29 ($\theta \approx 73^\circ$) คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ดังสมการที่ (14) และค่า R_{eq} ได้ตามสมการที่ (15)

$$P_{Load} = V_{Load} I_{Load} \cos \theta = 1,832.2 \text{ W} \tag{14}$$

$$R_{eq} = \frac{V_{Load}}{I_{Load}} \cos \theta = 1.2 \Omega \tag{15}$$

จากการคำนวณค่าความต้านทานสมมูลของโหลด ที่ออกแบบจากสมการที่ (13) จะสังเกตว่าตรงกับค่าที่คำนวณได้จากการทดลองในสมการที่ (15) และเมื่อแทนค่า R_{eq} จากสมการที่ (13) ลงในสมการที่ (12) จะสามารถหา P_{Load} ได้เท่ากับสมการที่ (14) ทำการวัดไฟตรงที่เข้าอินเวอร์เตอร์จะวัดแรงดันได้ 311 โวลต์ และวัดกระแสได้ 6.2 แอมแปร์ คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ตามสมการที่ (16) และประสิทธิภาพทางไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ η_c ได้จากสมการที่ (17)

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} = 1,928.20 \text{ W} \tag{16}$$

$$\eta_e = \frac{P_{Load}}{P_{DC}} \times 100\% = 95.02\% \tag{17}$$

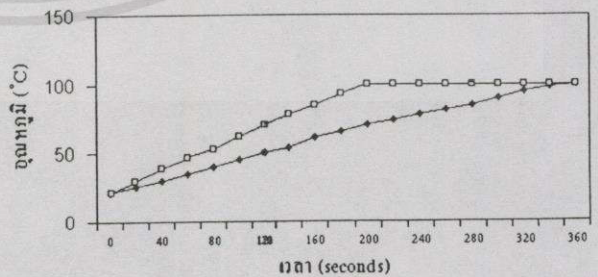
จากจุดประสงค์ของการออกแบบวงจร คือ การประยุกต์ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี กับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ เพราะฉะนั้นโหลดที่แท้จริงของวงจรก็คือ น้ำที่ใช้ในการต้ม ดังนั้นการวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าด้านขาออกจึงต้องพิจารณาจากอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงของน้ำที่ต้ม ดังสมการที่ (18)

$$P_o = \frac{\Delta Q_{heat}}{\Delta t} = \frac{mc\Delta T}{\Delta t} \tag{18}$$

- P_o คือ กำลังงานที่น้ำได้รับ (kW)
- ΔQ_{heat} คือ ปริมาณความร้อนที่ใช้ในการหุงต้ม (kJ)
- Δt คือ เวลาที่ใช้ในการหุงต้ม (sec)
- m คือ มวลของน้ำ (kg)
- c คือ ค่าความจุความร้อนจำเพาะของน้ำ (kJ/kg)
- ΔT คือ อุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนแปลงจากการหุงต้ม ($^\circ\text{C}$)

จากการทดลองสามารถต้มน้ำ 1 ลิตร จากอุณหภูมิ 22°C ให้เดือดได้ใน 200 วินาที และเมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในสมการที่ (18) โดยที่ค่าความจุความร้อนจำเพาะของน้ำมีค่าประมาณ 4.18 kJ/kg จะสามารถหาค่ากำลังขาออกได้ประมาณ 1,630.20 วัตต์ ในขณะที่กำลังไฟฟ้าขาเข้าเท่ากับ 1,928.20 วัตต์ สามารถหาประสิทธิภาพของระบบ η_{system} ได้ดังสมการที่ (19)

$$\eta_{system} = \frac{P_o}{P_{DC}} \times 100\% = 84.55\% \tag{19}$$



รูปที่ 12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่ใช้ในการต้มกับอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง เปรียบเทียบกันระหว่างข้อมูลจากเอกสารอ้างอิง [1] กับข้อมูลที่ได้พัฒนาในบทความนี้

7. บทสรุปและวิจารณ์

จากการทดลองใช้วงจรอินเวอร์เตอร์คลาส อี แบบสวิตช์แรงดัน ศูนย์มาประยุกต์ใช้กับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ ซึ่งผลการทดลองที่ได้จากการวัดสัญญาณ ณ จุดต่างๆ เป็นไปตามทฤษฎี สามารถให้กำลังงานขาออกทางไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ประมาณ 1,832 วัตต์ ค่าความประสิทธิภาพได้ 95% และวัดกำลังไฟฟ้าขาออกของระบบจากการคำนวณอุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้ก่อนหน้านี้ [1] แสดงคังรูปที่ 12 ผลที่ได้มีค่าสูงขึ้นประมาณ 1,630 วัตต์ อีกทั้งการวัดประสิทธิภาพของระบบโดยรวมได้ประมาณ 85% และสามารถลดจำนวนอุปกรณ์สวิตซ์ชิ่ง และการสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ชิ่งได้ โดยสามารถเพิ่มกำลังไฟฟ้าขาออก และประสิทธิภาพของวงจรให้สูงกว่าที่ได้นำเสนอในบทความก่อนหน้านี้ [1] ซึ่งได้ประมาณ กำลังไฟฟ้าขาออก 900 วัตต์ ประสิทธิภาพ 80%

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนบทความขอขอบคุณสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ ที่ให้ใช้สถานที่และเครื่องมือในการทำวิจัยครั้งนี้ ทั้งรวมถึงคุณรัตติยา ตูทวิชยานนท์ คุณสุทธพงษ์ ชูประเสริฐ และคุณวัชรพงษ์ กมลสุโกศล ที่ได้ให้ข้อมูล และคำแนะนำที่สำคัญในการทำวิจัย

เอกสารอ้างอิง

- [1] A. Janwanitler, V. Kinnares, T. Warit, and Y. Rattiya. "A Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking." *IPEC-Tokyo 2000*. Vol. 3, 2000, pp. 1737-1740.
- [2] M. Kazimierczuk, and K. Puczek. "Class E Tuned Power Amplifier with Antiparallel Diode or Series Diode at Switch, with Any Loaded Q and Duty Cycle." *IEEE Trans. Circuit and Systems*. Vol. 36, No. 9, 1989, pp. 1021-1029.
- [3] N. O. Sokal. "Class E High-Efficiency Power Amplifiers, from HF to Microwave." *1998 IEEE MTT-S*. Vol. 2, 1998, pp. 1109-1112.
- [4] N. O. Sokal. "Class-E Switching-Mode High-Efficiency Tuned RF/Microwave Power Amplifier: Improved Design Equations." *2000 IEEE MTT-S*. Vol. 2, 2000, pp. 779-782.
- [5] S. Wang, K. Izaki, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori, and M. Nakaoka. "Induction-Heated Cooking Appliance Using New Quasi-Resonant ZVS-PWM Inverter With Power Factor Correction." *IEEE Trans. Industry Applications*. Vol. 34, No. 4, 1998, pp. 705-712.
- [6] T. Tanaka, "A New Induction Cooking Range for Heating Any Kind of Metal Vessels." *IEEE Trans. Consumer Electronics*. Vol. 35, No.3, 1989. pp. 635-641.

- [7] Y. S. Kwon, S. B. Yoo, and D. S. Hyun. "Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Applications with Load-Adaptive PFM Control Strategy." *IEEE-PESC 1995*. 1995, pp. 729-735.

ประวัติผู้เขียนบทความ



ดร.วิชิต ธรรมศิริโรจน์ จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.) ปัจจุบันเป็นนักศึกษาระดับปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.) ทำวิจัยทางด้าน อิเล็กทรอนิกส์กำลังกับ EMC



ดร.นัทนันท์ รวยอริยทรัพย์ จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์ ปัจจุบันเป็น นักศึกษาปริญญาเอก สาขาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.) ทำวิจัยทางด้าน อิเล็กทรอนิกส์กำลังกับ EMC



ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.) และวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (ไฟฟ้า) จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล. ทำงานวิจัยเกี่ยวกับวงจรโซลีนอยด์คอนเวอร์เตอร์ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิ่ง



ดร.วิจิตร กิณเรศ จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตร์ (เกียรตินิยม) และวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.) ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) จาก The University of Nottingham ประเทศอังกฤษ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล.



ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน จบการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมศาสตร์ (เกียรตินิยม) และวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (สจล.) และปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) จาก อิมพีเรียลคอลเลจ มหาวิทยาลัยลอนดอน ประเทศอังกฤษ งานวิจัยเน้นทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และ EMC ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ และเป็นหัวหน้าห้องปฏิบัติการ EMC สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) สจล.

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

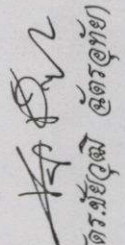
ขอมอบใบเกียรติบัตรนี้ไว้เพื่อแสดงว่า

คุณอภิษฐ์ ภิรมศิริโรจน

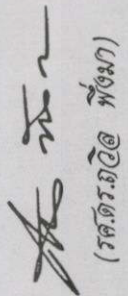
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ได้รับรางวัลดีเด่นในภาคนำเสนอแบบ Oral Presentation สาขาอิเล็กทรอนิกส์ (PE)
เรื่อง "การออกแบบและวิเคราะห์วงจรเรโซเนเตอร์ควอตซ์ แบบออสซิลเลเตอร์แรงดันศูนย์ สำหรับ
การประยุกต์ใช้ในเส้นทางส่งสัญญาณโดยการเหนี่ยวนำ"

ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24)
ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ในระหว่างวันที่ 22-23 พฤศจิกายน 2544


(ศาสตราจารย์อชิต ชัยพรอุทัย)

ประธานคณะกรรมการประชุมวิชาการ EECON-24


(ศาสตราจารย์อชิต ชัยพรอุทัย)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compatibility

May 21-24, 2002 Beijing, China

Edited by
ZHANG Linchang
WEN Yinghong



IEEE
*Networking
the World™*



Analysis of Conducted EMI Emission on a Soft-Switched Boost Converter Using a Single Switch

R. Nabhazanan T. Warit W. Khan-ngern S. Nitta*

Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering,
and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
Phone/Fax: +66 2737 3000 Ext. 3322, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th

* Graduate School, Production System Engineering,
Salesian Polytechnic, 2-35-11 Igusa Suginami, Tokyo, 167-0021, Japan
E-mail: nitta@cc.tuat.ac.jp

Abstract - This paper presents an analysis of a soft-switched boost converter using a single switch and low reactive components without the auxiliary active switches for achieving zero-voltage turn on and zero-current turn off. The paper describes the operating characteristics, and analyzes the overall performances compared with the conventional boost converter. A comparison of conducted electromagnetic interference emission of conventional and proposed circuits is also included. In addition, the experimental results are in agreement with the theoretical ones.

I. INTRODUCTION

In 2000, M. D. Bagewadi, B. G. Fernandes, and R. V. S. Subrahmanyam presented a paper of "A Novel Soft Switched Boost Converter Using a Single Switch" [1] which is an interesting concept to provide the zero-voltage switching and zero-current switching boost converter using only a low reactive circuit without the auxiliary switches. However the paper [1] presented only the steady state operation and two examples of simulated results. Therefore, this paper presents the overall performances, and the measured results of the conducted electromagnetic interference emission of the proposed circuit compared with the conventional boost circuit. The circuit is focused on a soft-switching technique to reduce the switching losses and this circuit does not use any auxiliary active switches that can reduce the conduction loss and can be easily controlled. A simple auxiliary circuit is used for achieving the zero-current turn off and zero-voltage turn on of the main switch with minimum number of devices or components and does not use an additional switch or coupled inductors.

II. HARD-SWITCHED AND SOFT-SWITCHED BOOST CONVERTERS

The conventional boost converter as shown in Fig.1 operates as a hard-switched converter. The proposed circuit as shown in Fig.2 is a type of soft-switched circuits, which has been presented in [1]. The analysis of operating conditions of soft-switched boost converter in Fig.2 such as turning on and turning off time has been presented in the reference paper [1]. This paper shows a measurement of conducted EMI emission of the circuits and is compared between the hard-switched and the soft-switched converters. The analysis of self-resonant frequency and system resonant frequency is also presented to prove the conducted EMI emission.

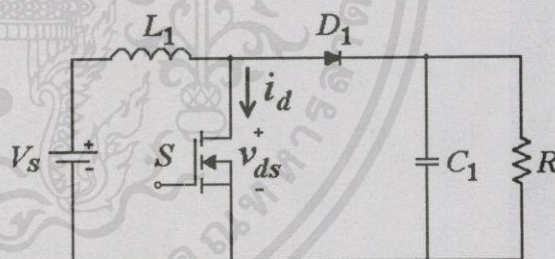


Fig.1 Conventional boost converter (hard-switched)

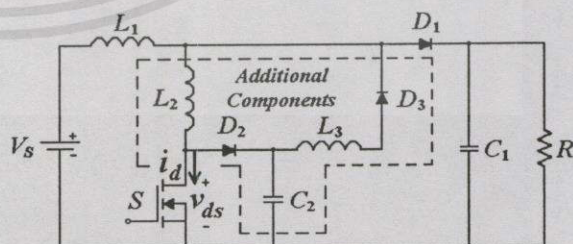


Fig.2 Proposed circuit by Bagewadi [1] (soft-switched)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

III. CONDUCTED EMI EMISSION

Conducted EMI emission is the interference that propagates through a metal conductor such as wiring or any metallic structure. The interference sources are coupled onto a power cable to the equipment, and may also be coupled either inductively or capacitively from another cable onto the power cable. Conducted emissions have two components: differential mode (DM) is the noise between two lines of power supply, and common mode (CM) existing between each line and common line. The common mode for this study is focused on the frequencies between 90 kHz up to 30 MHz, because the operating frequency of the converter is in this range [2-5]. The proposed circuit is implemented at a switching frequency of 100 kHz.

IV. SIMULATED RESULTS

The voltage and current of hard-switched operation as shown in Fig.3 can be separately analyzed in Figs.4 and 5. Fig.4 is the turn on voltage and current waveforms of the switch on the hard-switched condition, which shows the overlap of voltage and current at the switching time. In this condition, the turn on switching loss will be a large value. Fig. 5 is the turn off voltage and current of hard-switched that shows the turn off switching loss on the switch.

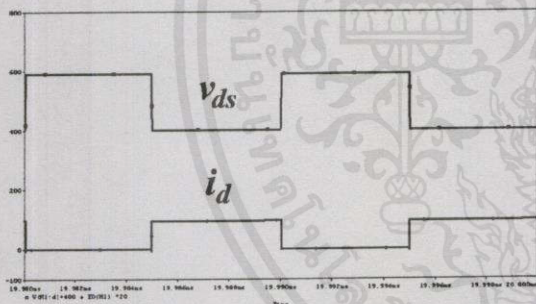


Fig.3 Simulated voltage and current of the switch in hard-switched boost converter

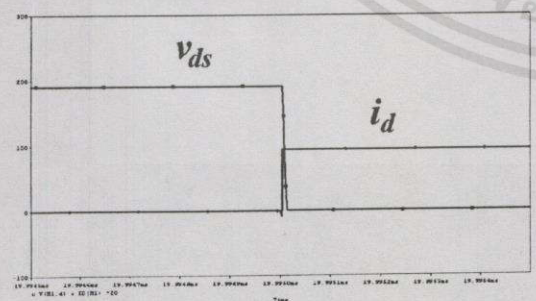


Fig.4 Simulated turn on voltage and current of the switch in hard-switched boost converter (magnification of Fig.3)

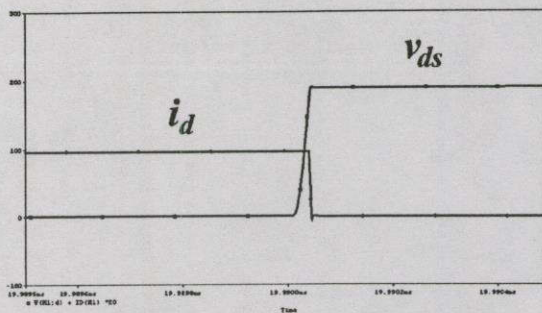


Fig.5 Simulated turn off voltage and current of the switch in hard-switched boost converter (magnification of Fig.3)

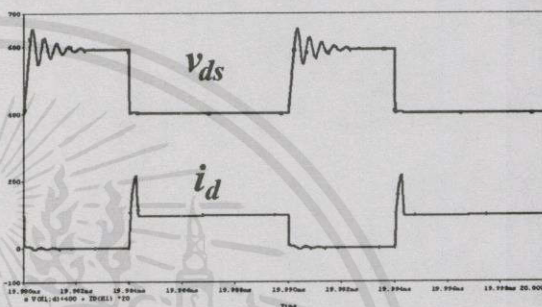


Fig.6 Simulated voltage and current of the switch in soft-switched boost converter

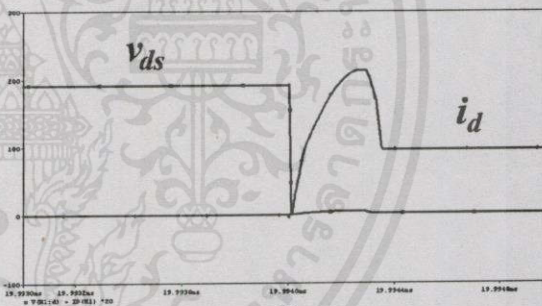


Fig.7 Simulated turn on voltage and current at the switch of soft-switched boost converter (magnification of Fig.6)

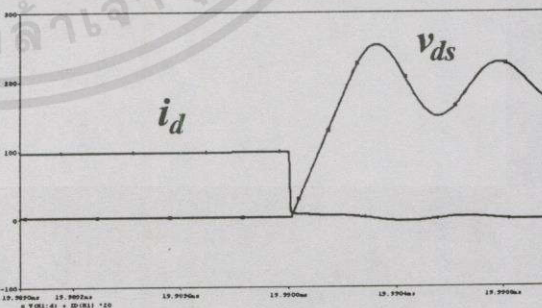


Fig.8 Simulated turn off voltage and current at the switch of soft-switched boost converter (magnification of Fig.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าการฉีกใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีถาวรนำไปใช้

In Fig.6, the soft-switched voltage and current operating waveforms are presented. The turn on zero-voltage switching operation as shown in Fig.7 is a method to reduce turn on switching loss of the switch, and Fig.8 shows the zero-current turn off operation, which can reduce the turn off switching loss.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

For both the hard-switched and soft-switched boost converters, $V_{in} = 100V$, $V_{out} = 200V$, switching frequency $f_s = 100kHz$, duty-cycle $D = 0.5$, $L_1 = 5mH$, $C_1 = 47\mu F$, $R = 80\Omega$. For the soft-switched boost converter L_2 and $L_3 = 1\mu H$, and $C_3 = 10nF$. Fig.9 shows the experimental voltage and current waveforms of the switch in the hard-switched boost converter. Fig.10 shows the soft-switched voltage and current waveforms, and has a smaller transient ringing both of turn on and turn off interval.

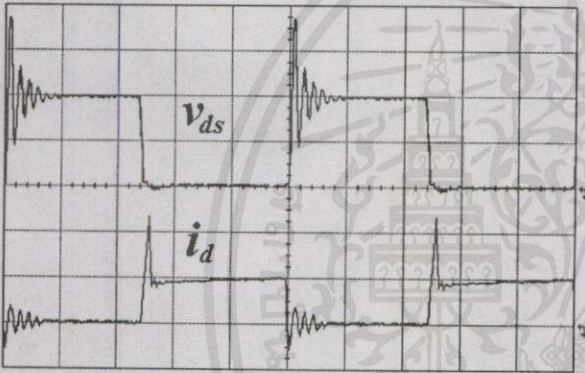


Fig.9 Experimental voltage and current waveforms of the switch in hard-switched boost converter $v_{ds} : 100V/div$, $i_d : 5A/div$, and $t : 2\mu s/div$

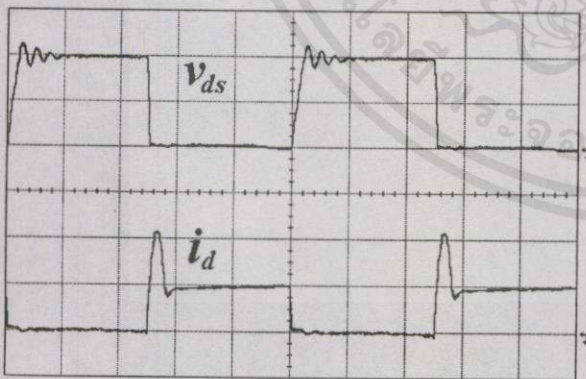


Fig.10 Experimental voltage and current of the switch in soft-switched boost converter $v_{ds} : 100V/div$, $i_d : 5A/div$, and $t : 2\mu s/div$

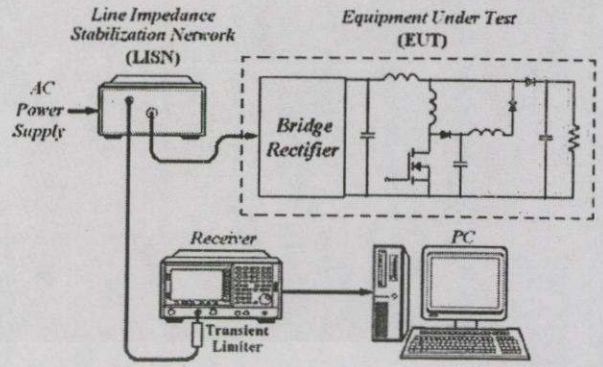


Fig. 11 Experimental circuit
LISN: EMCO 3810/2 50Ω, 50/250μH, 9kHz-30MHz
Receiver: Agilent EMC analyzer E74011A, 9kHz-1.5GHz

Fig. 11 shows the proposed circuit for measuring the conducted EMI emission of both converters. Figs.12 and 14 show the conducted EMI emission from the hard-switched boost converter and the conducted EMI emission from the soft-switched boost converter is shown in Figs.13 and 15. It can be confirmed that the soft-switched boost converter has less conducted EMI emission than the hard-switched converter. From these results, it can be demonstrated that soft-switched boost converter can reduce the conducted EMI emission.

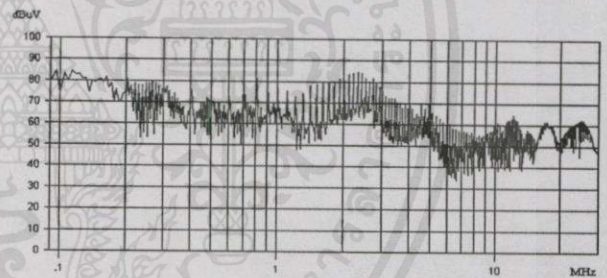


Fig.12 Conducted EMI emission from hard-switched boost converter, measured from 90kHz to 30MHz, set reference to 100dBµV

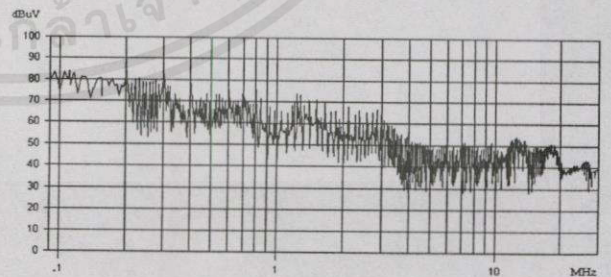


Fig.13 Conducted EMI emission from soft-switched boost converter, measured from 90kHz to 30MHz, set reference to 100dBµV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านวิชาการ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

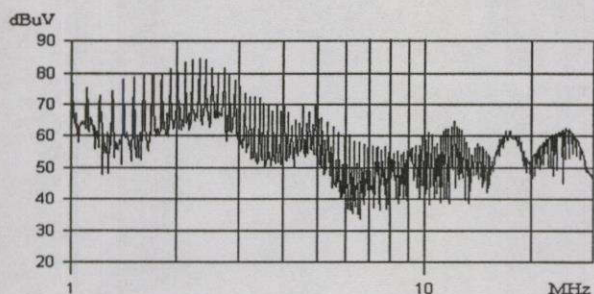


Fig.14 Conducted EMI emission from hard-switched boost converter, measured from 1MHz to 30MHz, set reference to 90dB μ V

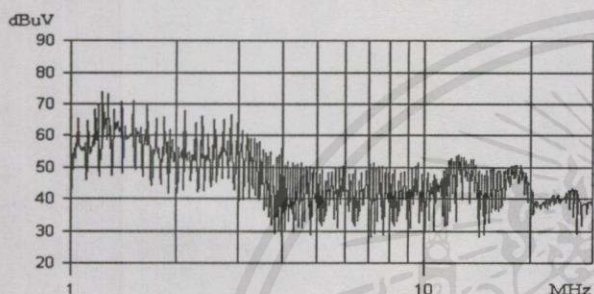


Fig.15 Conducted EMI emission from soft-switched boost converter, measured from 1MHz to 30MHz, set reference to 90dB μ V

TABLE I PERFORMANCE OF BOTH CONVERTERS

	Hard-Switched Boost Converter	Soft-Switched Boost Converter
V_{in} (V)	100	100
I_{in} (A)	5	5
P_{in} (W)	500	500
V_{out} (V)	186.6	193.2
I_{out} (A)	2.32	2.38
P_{out} (W)	432.91	459.82
Efficiency (%)	86.58	91.96

TABLE I shows the circuit performance of both converters, the experimental conditions of both circuits are 100V, 5A, or 500W input power. The output power of the hard-switched boost converter is about 433W and 86.6% efficiency compared with the output power of soft-switched boost converter about 460W and 92% efficiency. These results can prove that the performance of the soft-switched converter is better than the hard-switched converter and can reduce the EMI emission from the circuit, which supported by the reference papers [6].

VI. DISCUSSION

This paper shows the experiments of the similar design and power rating of hard-switched and soft-switched boost converters. From Figs.12-15 can be analyzed as the following: at the frequency range of 1-3MHz the soft-switched converter can reduce the switching transients (such as di/dt and dv/dt) [6] and the effect of self-resonant frequency of the circuit components. From the measured results, the self-resonant frequencies of these circuit components are in the range of 850kHz to 2.9MHz. At the frequency range more than 10MHz, the parasitic effects have been focused. The parasitic effects, such as the capacitive and inductive effects from PCB wiring and component layout, can be reduced while using the soft-switched converter.

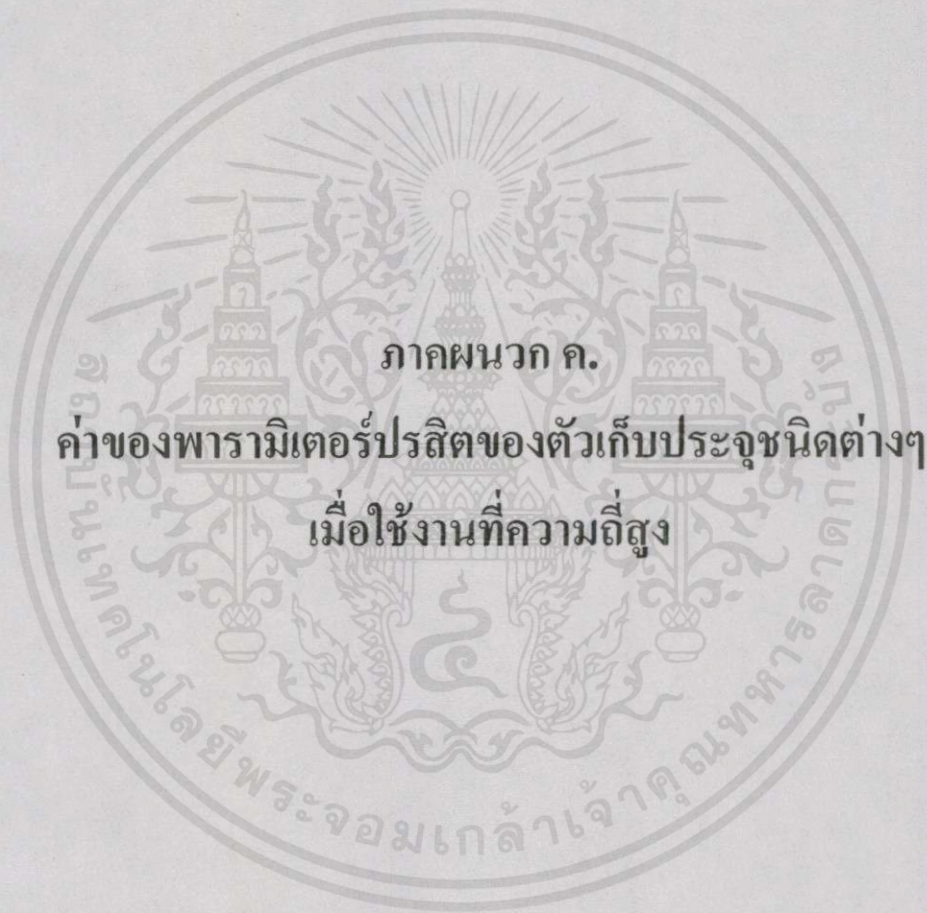
VII. CONCLUSION

The analysis of conducted EMI emission and operating conditions of soft-switched boost converter are analyzed. The experimental waveforms of the proposed circuit and conventional boost converter are presented and analyzed for the switching loss reduction. The frequency responses of the system and each component are measured and analyzed for conducted EMI emission.

REFERENCES

- [1] M.D. Bagewadi, B.G. Fernandes, and R.V.S. Subrahmanyam "A Novel Soft Switched Boost Converter Using a Single Switch" *Power Electronics and Motion Control Conference PIEMC 2000*, vol. 1, pp. 412-416, 2000.
- [2] J. Mahdavi, A. Shahintabe, and A. Farhadi, "Analysis of RF Conducted emission due to PWM and resonant DC-DC converters", *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, vol. 2, pp. 813-818, 1996.
- [3] B. Keiser, Principles of Electromagnetic compatibility, Massachusetts : Artech House, Inc., 1987.
- [4] H. W. Ott, *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, New York : John Wiley & Sons, Inc., 1988.
- [5] T. Warit, V. Kinnarees, W. Khan-ngern, S. Nitta, "The Analysis of Conducted EMI Emissions from Class E ZVS Resonant Inverter for Induction Cooking Using Impedance Approach", *International AEGEAN conference on Electrical Machines and Power Electronics ACEMP 2000*, pp. 420-425, 2001.
- [6] H. Chung, S.Y.R. Hui, K.K. Tse, "Reduction of EMI emission from power converter using soft-switching technique", *6th Power Electronics and Variable Speed Drives Conference 1996*, pp. 156-161, Sept. 1996.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

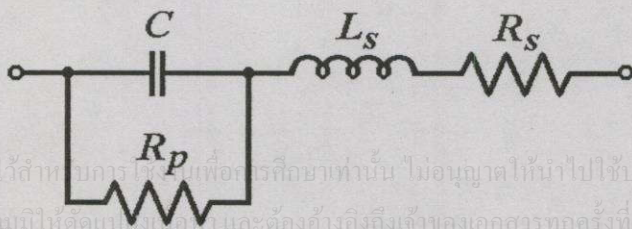


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ผ.ค.1 ค่าของพารามิเตอร์ประสิทธ์ของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ เมื่อใช้งานที่ความถี่สูง

Capacitor Type	L_s (nH)	R_s (W)	R_p	f_c (MHz)
Aluminum, 2-lead	2-100	0.003-100	$\geq 17 \Omega F/C$	0.001-0.5
Aluminum, 4-lead	0.04-2	0.011-2.6	$\geq 35 \Omega F/C$	0.02-1
Aluminum, stacked-foil	1-2	0.001-0.3	$\geq 35 \Omega F/C$	0.02-1
Ceramic, axial/disc	1-30	0.005-27	$\geq 5,000 M\Omega$	2-800
Ceramic, feedthrough	0.001-1	0.6-360	$\geq 1,000 \Omega F/C$	160-10,000
Ceramic, surface-mount	0.06-30	0.005-5	$\geq 1,000 \Omega F/C$	2-60,000
Glass	1.4-10	0.01-2	$\geq 10,000 M\Omega$	6-1,000
Mica	0.52-25	0.1-47	$\geq 700 M\Omega$	5-7,000
Mylar	5-50	0.01-5	$\geq 1,000 \Omega F/C$	2-35
Paper	6-160	1-16	$\geq 20 \Omega F/C$	2-15
Polycarbonate	12-55	0.001-5	$\geq 15,000 \Omega F/C$	0.1-15
Polyester	5-50	0.01-5	$\geq 1,000 \Omega F/C$	2-35
Polypropylene	6-75	0.001-0.5	$\geq 30,000 \Omega F/C$	0.3-15
Polystyrene	8-50	0.16-3.2	$\geq 90,000 M\Omega$	5-100
Porcelain	0.02-2	0.01-0.8	$\geq 10,000 M\Omega$	35-16,000
Stacked-film	2-10	0.5-1.3	$\geq 1,000 \Omega F/C$	1-80
Tantalum, feedthrough	4-20	0.7-20	$\geq 50 \Omega F/C$	25-1,000
Tantalum, foil	18-50	0.05-0.5	$\geq 50 \Omega F/C$	0.02-1
Tantalum, solid	0.6-20	0.1-10	$\geq 50 \Omega F/C$	0.3-50
Tantalum, surface-mount	0.02-1.5	0.04-3	$\geq 50 \Omega F/C$	1-20
Tantalum, wet	2.3-50	0.05-15	$\geq 160 \Omega F/C$	0.02-1
Teflon	15-55	0.02-1	$\geq 90,000 \Omega F/C$	0.7-10

กำหนดให้ ความถี่เรโซแนนซ์ภายในตัวเก็บประจุ $f_c = \frac{1}{2\pi(CL_s)^{1/2}}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกหนึ่งห้ามีให้ศคแบบงอ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



นาย วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์ เกิดที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับอนุบาลถึงมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนโยนออฟอาร์ค ระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนชินอรสวิทยาลัย ศึกษาต่อในระดับอุดมศึกษา ได้รับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ได้รับรางวัลการนำเสนอบทความดีเด่นจากงานการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24) เมื่อวันที่ 2-3 พฤศจิกายน พ.ศ. 2544 ณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ได้รับทุนในการทำวิจัยทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ Yokosuka Radio Communications Research Center (YRC), Communications Research Laboratory Independent Administrative Institution, Yokosuka-ku, Kanagawa ประเทศญี่ปุ่น ระหว่างวันที่ 10 มกราคม ถึง 30 มีนาคม พ.ศ. 2545 ขณะนี้มีผลงานวิจัยทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) และด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) ทั้งในประเทศและต่างประเทศทั้งสิ้น 9 บทความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้