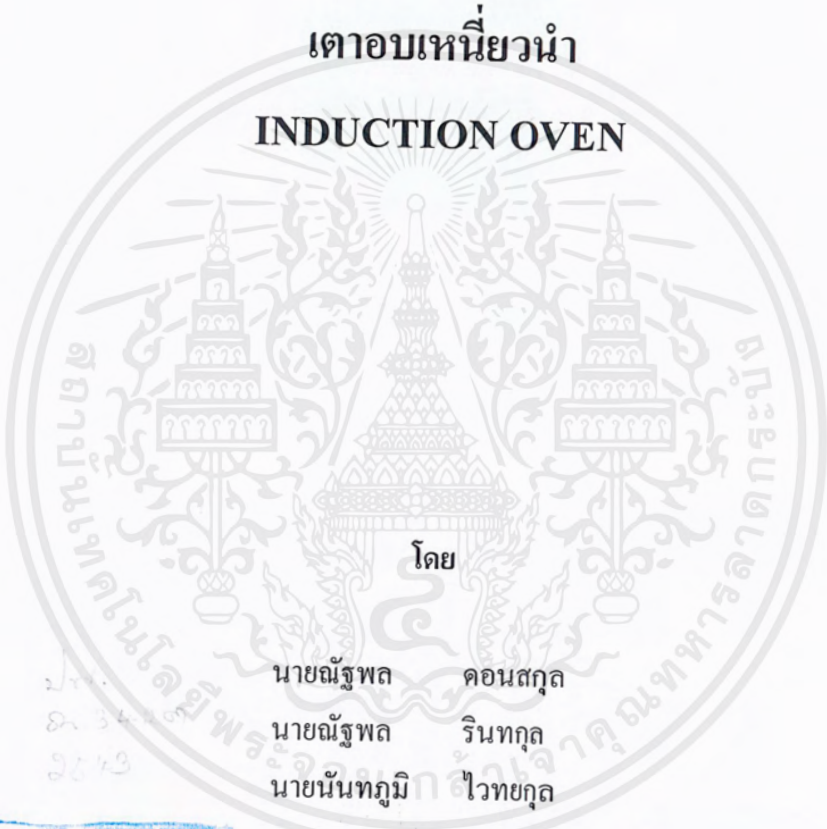


ปีการศึกษา 2543



เตาอบเหนียวนำ

INDUCTION OVEN



โดย

นายณัฐพล ดอนสกุล
นายณัฐพล รินทกุล
นายนันทภูมิ ไวทยกุล

ม.ท.
๑๖ ๓ ๔ ๕
๖๕๔๓

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42615
วัน, เดือน, ปี..... 4 ส.ค. 2545

.....
.....

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒๕๔๓/๑๖๓๑

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เตาอบเหนียวน้ำ

ผู้จัดทำ

1. นายณัฐพล คอนสกุล
2. นายณัฐพล รินทกุล
3. นายนันท์ภูมิ ไวยทกุล

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	A
ABSTRACT	B
สารบัญภาพ	C
สารบัญตาราง	E
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 ความน่าสนใจของโครงการ	1
1.3 หลักการทำงานของเตาอบเหนี่ยวนำ	2
1.4 เปรียบเทียบกับหลักการเดิม	2
1.5 ขอบเขตของโครงการ	3
1.6 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	4
2.1 เพาเวอร์มอสเฟต	2
2.2 ทฤษฎีและวิธีการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	12
บทที่ 3 หลักการที่นำมาใช้ทั้งหมด	25
3.1 หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	25
3.2 หลักการรีโซแนนซ์	26
3.3 หลักการเลือกวัสดุสำหรับการสร้างเตาอบแบบ Induction	31
3.4 หลักการเลือกและติดตั้งขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	34
บทที่ 4 วงจรที่เลือกใช้	35
4.1 วงจรส่วนที่เป็นอินพุท	35
4.2 วงจร Series Resonant Inverter	38
4.3 วงจรขับ MOSFET	40
บทที่ 5 ผลการทดลอง	47
5.1 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบที่พิกัดแรงดัน 220 V. และมีกำลัง 1.2 kW.	47
5.2 ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่มีต่อกระแสและกำลังงานในเตาอบ	51
5.3 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant ค่าต่างๆ ในพิกัดแรงดัน 220 V.	54

ภาคผนวก ก. Data Sheet

ภาคผนวก ข. รูปชิ้นงาน

รูปที่ ข.1 แสดงวงจร High Frequency Resonant Inverter

รูปที่ ข.2 แสดงเตาอบแบบ Heating ทั่วๆ ไป

รูปที่ ข.3 แสดงพิกัดของเตาอบแบบ Heating ทั่วๆ ไป

รูปที่ ข.4 แสดงภาพภายนอก-ด้านหน้าของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

รูปที่ ข.5 แสดงภาพภายใน-ด้านหน้าของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

รูปที่ ข.6 แสดงภาพนอก-ด้านหลังของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

รูปที่ ข.7 แสดงภาพภายใน-ด้านหลังของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

รูปที่ ข.8 แสดงตัวตู้ภายนอกและภายในของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

รูปที่ ข.9 แสดงลักษณะการติดตั้งขดลวดเหนี่ยวนำของตู้ภายใน

รูปที่ ข.10 แสดงชั้นของใยหินและแมกคาไลต์ที่อยู่ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับตัวตู้ภายใน

รูปที่ ข.11 แสดงลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำที่ทำจากลวดทองแดงแล้วทาภายนอกด้วยวานิช

รูปที่ ข.12 แสดงลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำที่ทำจากแผ่นทองแดงแล้วทาภายนอกด้วย epoxy

รูปที่ ข. 13 แสดงลักษณะของขดลวดเหนี่ยวนำที่ทำจากลวดทองแดงพร้อมทั้งสวมปลอกฉนวนทนความร้อนแล้วทาภายนอกด้วย epoxy

ภาคผนวก ค. เอกสารอ้างอิง

อินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ความถี่สูง (เตาอบเหนี่ยวนำ)

ฉัฐพล ดอนสกุล

ฉัฐพล รินทกุล

นันทภูมิ ไวทยกุล

รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2543.

บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของโครงการปริญญานิพนธ์นี้ คือ การสร้างเตาอบโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ (Induction Oven) ซึ่งมีขนาดพิกัดกำลังไฟฟ้า 1.2 kW. โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Full-Bridge-Inverter) แบบอนุกรม (Series Resonant Inverter) ซึ่งมีเพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ในการจ่ายพลังงานให้กับเตาอบ ซึ่งสามารถควบคุมได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงความถี่ (Frequency Control) ทำให้สามารถควบคุมกำลังที่จะจ่ายให้กับโหลด (Load) ได้โดยสามารถเพิ่มและลดพิกัดกำลังได้โดยการปรับความถี่ซึ่งโดยไม่ต้องเปลี่ยนขดลวดให้ความร้อนเหมือนเตาอบที่ใช้ขดลวดความร้อน (Heating Oven) และที่พิกัดกำลังไฟฟ้าเดียวกันกับเตาอบที่ใช้ขดลวดความร้อนธรรมดา ได้ทำการเปรียบเทียบการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิต่อเวลา และเตาอบเหนี่ยวนำ (Induction Oven) มีความสามารถในการรักษาระดับกำลังงานไฟฟ้าให้คงที่ได้ตลอดเวลาในสภาวะที่เกิดความผิดปกติของแรงดันไฟฟ้า

High Frequency Resonant Inverter (Induction Oven)

Natthapol Donsakul

Nuttapal Rinthakul

Nuntapoom Vidyakula

Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen Advisor

Surin Khomfoi Advisor

2000.

ABSTRACT

This project presents an induction oven, used the concept of magnetic induction and Induction Oven has power rated is 1.2 kW. It uses a Full-Bridge-Inverter by Series-Resonance-Inverter .The switching device is a Power MOSFET. The energy transfers to spiral induction coil is control by the method of Frequency Control, it doesn't change the coil as the heating oven. The thesis compare the induction oven and the heating oven when it same power rated is 1.2 kW in term of increasing temperature with time. The special function of the Induction Oven is change the power rated, it is increasable and decreasable the power rated by variable frequency. It can constant the power rated when the voltage step up or step down.

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดง Equivalent Circuit ของ VCCS	4
รูปที่ 2.2 แสดง โครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟต	5
รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของมอสเฟต	6
รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันคั่นคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต	7
รูปที่ 2.5 แสดงตัวเก็บประจุแผ่นที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	8
รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขมดเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอส	9
รูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างของ Gate Change Chart	9
รูปที่ 2.8 แสดงการชาร์จประจุที่ขาเกต	10
รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกัลพอดกับ FBSSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	11
รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกัลพอดกับ SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	12
รูปที่ 2.11 แสดงหม้อแปลงแบบสองขด	12
รูปที่ 2.12 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	14
รูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบินสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD	15
รูปที่ 2.14 แสดงตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD	16
รูปที่ 2.15 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์	18
รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งมีลักษณะสมมาตร	18
รูปที่ 2.17 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร	19
รูปที่ 2.18 แสดงรูปวงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณ	22
รูปที่ 3.1 แสดงหลักการพื้นฐานของการให้ความร้อน	26
รูปที่ 3.2 แสดงวงจร Series Resonance	27
รูปที่ 3.3 แสดงค่า Reactance X_L , X_C และ X_L+X_C	28
รูปที่ 3.4 แสดงกราฟของพารามิเตอร์ค่าต่างๆ	28
รูปที่ 3.5 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์	29
รูปที่ 3.6 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve	30
รูปที่ 3.7 แสดงโครงสร้างและมิติของเดาอบ	33
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรเรกติไฟเออร์	35
รูปที่ 4.2 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุ C	36
รูปที่ 4.3 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC Filter เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI	38

รูปที่ 4.4 แสดงวงจร Series Resonant Inverter (a) และวงจรเสมือน (b)	39
รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ของ V_i และ V_o	39
รูปที่ 4.6 แสดงความถี่ที่ทำให้เกิดการ Resonance	40
รูปที่ 4.7 แสดง Block diagram แสดงส่วนของวงจรควบคุม	41
รูปที่ 4.8 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของ IC เบอร์ TL494	41
รูปที่ 4.9 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494	42
รูปที่ 4.10 แสดงการต่อ Dead Time	43
รูปที่ 4.11 แสดงการต่อวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ TL494	44
รูปที่ 4.12 แสดงวงจร Drive-Isolated	44
รูปที่ 4.13 แสดงวงจรสับเบอร์	46
รูปที่ 4.14 แสดงวงจร Full Bridge Inverter	46
รูปที่ 5.1 แสดงการจัดอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในเตาอบแบบ Heating	47
รูปที่ 5.2 แสดงการจัดอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในเตาอบแบบ Induction	48
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบต่างๆ ที่พิกัดแรงดัน 220 V. และมีกำลัง 1.2 kW.	50
รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ณ ความถี่ 87.72 kHz. ในเวลา 45 นาที	50
รูปที่ 5.5 กราฟแสดงผลของสภาวะไฟตกและไฟเกินที่มีต่อกระแสและกำลังงานของเตาอบแบบต่างๆ	52
รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่สภาวะไฟตก (200 V.)	53
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่สภาวะไฟเกิน (240 V.)	53
รูปที่ 5.8 แสดงการจัดอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในเตาอบแบบ Induction	55
รูปที่ 5.9 กราฟแสดงผลของการเพิ่มอุณหภูมิในเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonance ค่าต่างๆ	56
รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 104.6 kHz.	56
รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 90.58 kHz.	57
รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 80.13 kHz.	57
รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 74.18 kHz.	58
รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 69.06 kHz.	58

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 5.1 แสดงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบต่างๆ ที่พิกัดแรงดัน 220 V. และมีกำลัง 1.2 kW.	49
ตารางที่ 5.2 แสดงผลของสภาวะไฟตกและไฟเกินที่มีต่อกระแสและกำลังงานของเตาอบแบบต่างๆ	52
ตารางที่ 5.3 แสดงผลของการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant ค่าต่างๆ	55



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ในปัจจุบันพลังงานไฟฟ้าได้เข้ามามีบทบาทในวงการอุตสาหกรรมหลายประเภท และได้มีการคิดค้นเทคโนโลยีขึ้นมาโดยมีการนำเอาทฤษฎีทางไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้ด้วย ปัจจุบันอุปกรณ์หุงต้มที่ใช้อยู่มีหลายแบบที่ใช้ความร้อนในการหุงต้มอาหาร เช่น ใช้ถ่าน ใช้แก๊ส ใช้ขดลวดความร้อน และใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ดังนั้นจากการศึกษาและการพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนั้นจะมีประโยชน์ในการให้ความร้อนแทนแก๊ส ถ่าน และขดลวดความร้อนในการหุงต้มเพื่อประกอบการทำอาหาร ทั้งนี้การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำยังไม่ก่อให้เกิดมลพิษทางอากาศ และสะดวกในการใช้งานอีกด้วย

ดังนั้นโครงการนี้จึงเป็นการเสนอแนวความคิดใหม่ในการทำเตาอบโดยอาศัยการเหนี่ยวนำแทนการให้ความร้อนจากขดลวดความร้อน โดยมีจุดมุ่งหมายในการให้ความร้อนที่รวดเร็วกว่าเตาอบแบบเก่าในขนาดพิกัดกำลังที่เท่ากัน และในเวลาเดียวกันเตาอบแบบที่อาศัยขดลวดเหนี่ยวนำจะสามารถสร้างพิกัดกำลังที่สูงกว่าเตาอบเก่าโดยไม่จำเป็นต้องมีการปรับเปลี่ยนขดลวดที่ให้ความร้อน รวมถึงสถานะผิดปกติของระดับแรงดันไฟฟ้าก็จะไม่มีผลกระทบต่อพิกัดกำลังของเตาอบแบบที่อาศัยการเหนี่ยวนำ กล่าวคือจะมีระดับพิกัดกำลังคงที่ทุกๆ ระดับแรงดันไฟฟ้า

จากเหตุผลต่างๆ ข้างต้นชี้ให้เห็นว่าเตาอบที่อาศัยหลักการเหนี่ยวนำให้ความร้อนนั้น เป็นสิ่งที่น่าสนใจศึกษาเป็นอย่างยิ่ง ซึ่งน่าจะได้มีการปรับปรุง แก้ไข รวมทั้งวิเคราะห์ปัญหาต่าง เพื่อพัฒนาให้เตาอบแบบนี้มีความสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น

1.2 ความน่าสนใจของโครงการ

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้เกิดความร้อนในตัวของชิ้นงานที่เป็นโลหะโดยการเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเป็นหลักการที่พบในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า มอเตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งพบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในวงจรทางขดลวดปฐมภูมิ จะก่อให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าขึ้นทางด้านขดลวดทุติยภูมิเป็นวงจรปิด กระแสเหนี่ยวนำมีทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ กระแสที่เกิดการเหนี่ยวนำนี้จะก่อให้เกิดการสูญเสียในรูปความร้อน ซึ่งไม่เป็นที่ต้องการในตัวเครื่องจักรกลไฟฟ้า แต่กระแสเหนี่ยวนำที่ก่อให้เกิดความร้อนนี้กลับนำมาใช้ประโยชน์ได้ เช่น การให้ความร้อนแก่ภาชนะหุงต้มเพื่อการประกอบอาหาร

โดยเตาอบแบบที่อาศัยการเหนี่ยวนำที่ได้คิดขึ้นมาี้ประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแส

เอกสารนี้ สลับความถี่สูง แล้วจ่ายพลังงานให้แก่ขดลวดเหนี่ยวนำ ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็ก
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านตัวเตอบทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลวน กระแสดังกล่าวจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่แผ่นเหล็กที่ใช้ทำเป็นห้องอบ โดยไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน และยังเป็นประโยชน์ในการให้ความร้อนที่เกิดขึ้นที่แผ่นเหล็กโดยตรง

ข้อที่น่าสนใจของโครงการนี้ คือ เตอบเหนี่ยวนำสามารถให้ความร้อนได้มากกว่าเตอบที่ให้ความร้อนโดยใช้ขดลวดความร้อนธรรมดาในพิกัดกำลังไฟฟ้าที่เท่ากัน จากการเก็บผลในโครงการนี้เตอบสามารถให้ความร้อนได้อีกมากไม่จำกัดโดยขึ้นอยู่กับย่านความถี่ที่เลือกใช้ใช้งาน

ข้อพิเศษของโครงการนี้เมื่อเปรียบเทียบกับเตอบธรรมดา คือ เมื่อเกิดสภาวะผิดปกติของระดับแรงดันไฟฟ้าเตอบธรรมดามีพิกัดกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป แต่เตอบแบบเหนี่ยวนำนี้ยังสามารถให้กำลังไฟฟ้าได้เท่าเดิมโดยไปปรับที่สวิตซ์ความถี่ และอีกอย่างก็คือเตอบแบบใหม่นี้สามารถที่จะสร้างพิกัดกำลังไฟฟ้าที่มากกว่าเดิมได้โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนขดลวดในการให้ความร้อนเหมือนในเตอบแบบธรรมดาทั่วไป

1.3 หลักการทำงานของเตอบเหนี่ยวนำ (Induction Oven)

การทำงานจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์แบบ RLC SERIES RESONANCE INVERTER เปลี่ยนแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูง โดยในโครงการนี้ใช้ความถี่ที่ประมาณ 87.72 kHz. จากแรงดันไฟสลับความถี่สูงนี้จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรรีโซแนนซ์แบบ RLC SERIES RESONANCE INVERTER ต่อไป รูปคลื่นของกระแสที่ผ่านขดลวดรีโซแนนซ์นั้นจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นซายน์

กระแสที่ไหลเข้าขดลวดตีเกลียวจะทำให้เกิดการสร้างฟลักซ์แม่เหล็ก และฟลักซ์แม่เหล็กนี้จะไปคล้องภาชนะที่เป็นโลหะ ลักษณะของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ตามรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านขดลวด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กนี้จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นที่ภาชนะเมื่อมีการเหนี่ยวนำเกิดขึ้นจะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำขึ้นที่ภาชนะ และลักษณะของภาชนะที่มีลักษณะเหมือนกับตัวนำลูกถ้วยจะมีความต้านทานน้อยมากทำให้เกิดกระแสจำนวนมากไหลวนอยู่ในภาชนะและเกิดการสูญเสียในรูปของความร้อน

1.4 เปรียบเทียบกับหลักการเดิม

เตอบที่ใช้กันทั่วไปในปัจจุบันนั้นจะเป็นแบบ Heating ซึ่งจะใช้หลักการให้กระแสไหลเข้าไปสู่ coil และจะทำให้มีการสะสมพลังงานความร้อนไปเรื่อยๆ จน coil ร้อนจัดเป็นสีแดง แล้วความร้อนจาก coil ก็จะไปส่งถ่ายไปสู่ชิ้นงานหรืออาหารที่ต้องการอบ สำหรับอุณหภูมิที่ต้องการจะอบนั้นก็จะถูกควบคุมโดย Thermostat ซึ่งจะเป็นตัวคอยควบคุมอุณหภูมิโดยจะคอยตัดการจ่ายกระแสไฟเข้าสู่ coil เมื่ออุณหภูมิสูงถึงที่ต้องการ และจะทำการต่อวงจรเพื่อให้กระแสไหลเข้าไปใหม่เมื่ออุณหภูมิลดลงต่ำกว่าที่ต้องการ

สำหรับเตอบแบบ Induction จะใช้หลักการสร้างสัญญาณไฟกระแสสลับที่มีความถี่สูง (ความถี่มากกว่า 20 kHz.) โดยใช้วงจร Full Bridge Inverter ซึ่งสัญญาณความถี่สูงนี้จะถูกป้อนเข้า

คู่ขดลวดหุ้มฉนวนที่สามารถทนความร้อนได้ เมื่อสัญญาณความถี่สูงไหลเข้าไปในขดลวดหุ้มฉนวนก็จะเกิดฟลักซ์ไปเกี่ยวคัล่องผนังของตู้อบและจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ผนังของเตาอบ ความร้อนที่เกิดขึ้นจะถูกสะสมที่ผนังของเตาอบ อุณหภูมิสูงสุดที่เกิดขึ้นนั้นจะเกิดจากปริมาณของกระแสที่ถูกป้อนเข้าสู่ขดลวดหุ้มฉนวน ซึ่งสามารถเพิ่มและลดกระแสได้โดยการปรับความถี่ของการ switching ในวงจร Full Bridge Inverter โดยเมื่อทำการเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นปริมาณกระแสก็จะลดลง และในทางตรงกันข้ามเมื่อลดความถี่ลงกระแสที่ได้ก็จะสูงขึ้นและจะมีค่าของกระแสสูงที่สุดที่ความถี่ resonant

ความร้อนที่เกิดขึ้นในเตาอบแบบ Heating นั้นความร้อนจะถูกส่งถ่ายมาจาก coil ซึ่งอยู่ที่ด้านบนและด้านล่างของตู้อบ แต่สำหรับเตาอบแบบ Induction นั้นความร้อนจะถูกส่งถ่ายมาจากทุกทิศทุกทางซึ่งจะทำให้ชิ้นงานได้รับความร้อนอย่างทั่วถึง

1.5 ขอบเขตของโครงการ (Project)

เป็นการทดลองเพื่อหาลักษณะขดลวดที่จะนำมาจับโหลดว่าจะทำอย่างไรจึงจะสามารถจับโหลดให้ได้อุณหภูมิที่ห้องอบสูงๆ ทำการเปรียบเทียบการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบเหนี่ยวนำกับแบบให้ความร้อนที่พิกัดกำลังไฟฟ้าขนาดเดียวกัน รวมถึงผลกระทบต่อพิกัดกำลังไฟฟ้าของเตาอบที่สภาวะผิดของระดับแรงดันไฟฟ้าต่างๆ และทำการศึกษาถึงผลการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบ ณ จุดรีโซแนนซ์ต่างๆ เพื่อหาข้อสรุปที่ว่า ในขนาดเตาอบเท่ากัน ขดลวดเหนี่ยวนำชุดเดียวกันจะสามารถเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าของตู้อบได้โดยไม่ต้องไปปรับเปลี่ยนขดลวดให้ความร้อนดังเช่นเตาอบแบบให้ความร้อน

1.6 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ (Thesis)

เป็นการศึกษาเกี่ยวกับการสร้างเตาอบที่อาศัยการเหนี่ยวนำซึ่งเป็นการนำเสนอแนวความคิดใหม่โดยจะแบ่งแยกการอธิบายต่างๆ เป็นบทดังนี้คือ บทที่ 1 เป็นบทนำจะกล่าวถึงเหตุผลต่างๆ ที่ได้มีการคิดทำเตาอบแบบเหนี่ยวนำนี้ขึ้น ข้อดีของเตาอบลักษณะนี้ หลักการใหม่ที่นำมาใช้แทนหลักการเดิมพร้อมทั้งเปรียบเทียบกับหลักการเดิม บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่จำเป็นต้องใช้ในการสร้างเตาอบแบบเหนี่ยวนำ และจะต่อเนื่องกับบทที่ 3 ซึ่งจะกล่าวถึงหลักการที่นำมาใช้ทั้งหมดของโครงการนี้ บทที่ 4 จะอธิบายเกี่ยวกับวงจรที่เลือกใช้พร้อมทั้งเหตุผลในการเลือกวงจร บทที่ 5 จะแสดงถึงผลการทดลองในลักษณะต่างๆ พร้อมทั้งข้อสรุปที่ได้จากการทดลอง และบทที่ 6 ซึ่งเป็นบทสุดท้ายจะวิจารณ์เกี่ยวกับโครงการในครั้งนี้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐาน

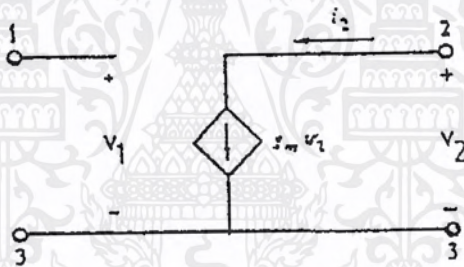
2.1 เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET)

1. นิยามและความหมาย

มอสเฟต (MOSFET) ย่อมาจาก Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor การทำงานของมอสเฟตโดยการใช้สนามไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ประเภทการควบคุมแหล่งจ่ายด้วยกระแสด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Current Source) ซึ่งสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงได้ดังรูปที่ 2.1 และมีความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

$$I = g_m \times V \quad (2-1)$$

โดยที่ g_m คือ Transconductor หรือ Mutual conductor

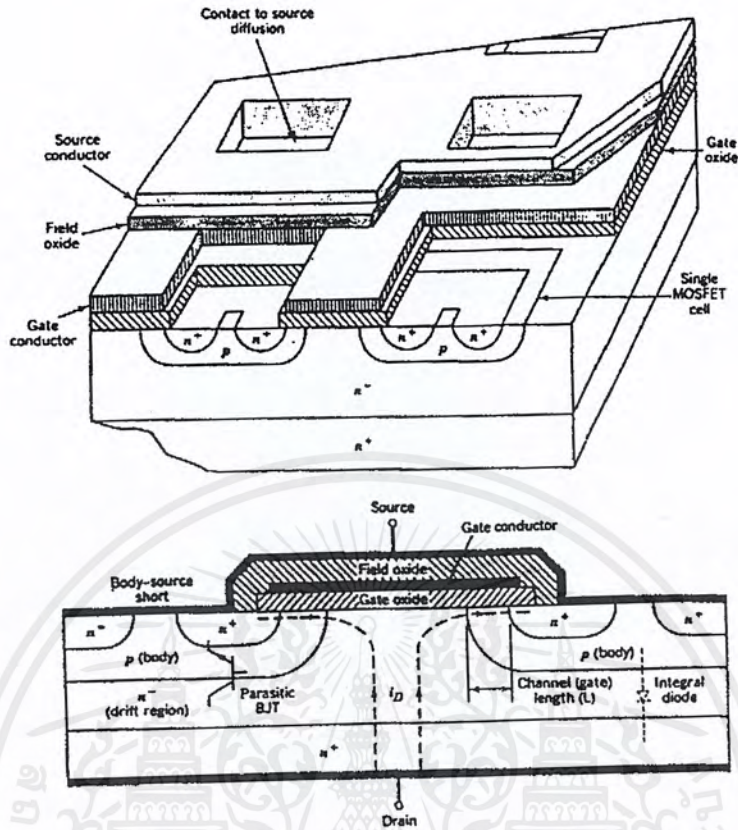


รูปที่ 2.1 แสดง Equivalent circuit ของ VCCS

2. โครงสร้าง

เพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไปจะเป็นแบบ N-channel ที่ทำงานใน Enhancement mode ซึ่งมีโครงสร้างและสัญลักษณ์ดังรูปที่ 2.2 คือ เพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวจะประกอบด้วย มอสเฟตขนาดเล็กนับพันตัวซึ่งอยู่บนชิพเดียวกันต่อขนานกัน โดยที่กระแสในทรานซิสเตอร์ขนาดเล็กแต่ละตัวจะมีทิศทางไหลในแนวตั้ง substrate ของเพาเวอร์มอสเฟต

จะมี N-type epitaxial layer บางๆ คั่นอยู่ข้างบน ในการทำเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวจะมีการ Diffuse P และ N⁺ region ลงบน N⁻ type epitaxial layer จากนั้นจะเป็นการทำ Gate กับ epitaxial layer ภายใต้ Gate



รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟต

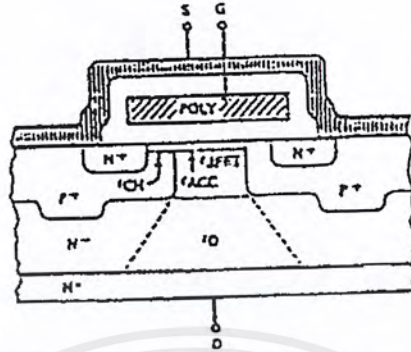
สำหรับเดรนของมอสเฟตนั้นทำโดยการฉาบอุมิเนียมที่ N^+ และ N^- Substrate ส่วนซอร์สจะทำได้โดยการฉาบอุมิเนียมลงบนชั้นของ P และ N^+ ได้จากการ Diffuse จากลักษณะการทำซอร์สดังกล่าวทำให้เกิดเป็นไดโอดต่อกับซอร์สและคาโอดคือชั้น N^+ และ N^- ต่อกับเดรน ดังแสดงในรูปในสถานะปกติถ้าเราให้แรงดันของเดรนเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์สแล้วมอสเฟตจะไม่สามารถนำกระแสได้ เนื่องจากชั้น N^- และ P จะถูกไบอัสกลับแต่ถ้าเราใส่แรงดันบวกระหว่างเกตกับซอร์สแล้ว แรงดันบวกจะทำให้อิเล็กตรอนมาออกกันที่ชั้น P ภายใต้เกตเกิดเป็น N^- Channel เชื่อมระหว่างชั้น N^+ และ N^- เกิดเป็นกระแสที่ไหลจากเดรนไปยังซอร์ส เนื่องจากการนำกระแสของมอสเฟตชนิดนี้เกิดจากการไหลของอิเล็กตรอนผ่าน N^- Channel ที่ทำงานใน Enhancement mode MOSFET ตัวเล็กๆ แต่ละตัวสามารถทำงานได้อย่างอิสระ แต่มอสเฟตเหล่านี้จะถูกต่อขนานกันโดยการฉาบอุมิเนียมที่ซอร์ส

3. การทำงานของมอสเฟต

เมื่อป้อนแรงดันให้มีขนาดและแรงดันที่เหมาะสม Polysilicon gate จะเหนี่ยวนำชั้นตรงกันข้ามของ Diffuse channel region ซึ่งแสดงโดย r_{ch} ในรูปที่ 2.3 จะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส สำหรับแรงดันค่าน้อยๆ ที่ป้อนให้เดรนและซอร์ส กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เชิงเส้น เมื่อแรงดันครนเพิ่มขึ้น กระแสครนจะอิมตัวเป็นสัดส่วนกำลังสองของแรงดันเกทกับซอร์ส



รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของมอสเฟต

4. กำลังสูญเสียในรูปความร้อน

กำลังสูญเสียในรูปความร้อนที่เกิดขึ้นในมอสเฟตขณะทำงานจะเป็นได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มากเพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกันกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูงกว่า รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักจะถูกใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 kHz. การคิดค่ากำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันมาก จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \tag{2-2}$$

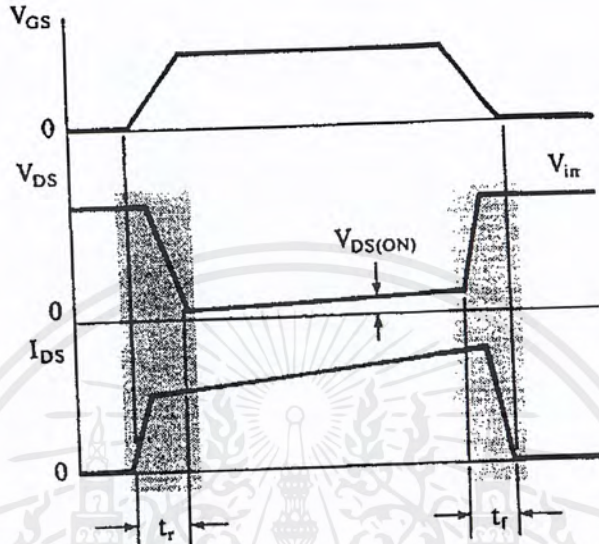
$$P_{SW(on)} = (0.5I_{PK(on)} \times V_{in} \times t_r) / T \tag{2-3}$$

$$P_{SW(off)} = (0.5I_{PK(off)} \times V_{in} \times t_f) / T \tag{2-4}$$

- เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส
- $P_{SW(off)}$ คือ กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- P_C คือ กำลังสูญเสียขณะนำกระแส
- $I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
- $I_{PK(off)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $R_{DS(on)}$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงาน
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต

5. การขับเกทของมอสเฟต

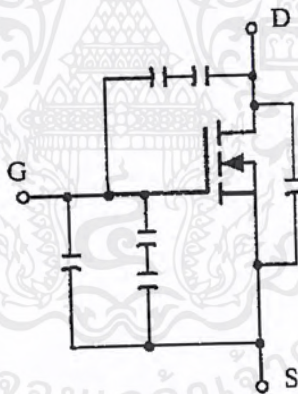
ลักษณะสมบัติทางด้านขาเข้าของมอสเฟตนั้นจะมีความแตกต่างกับคุณสมบัติด้านขาเข้าของบีเจที กล่าวคือ กระแสออกของบีเจทีนั้นจะควบคุมด้วยกระแสเบส ส่วนกระแสออกของมอสเฟตนั้นจะถูกควบคุมด้วยแรงดันของเกท นอกจากนั้นแล้วความต้านทานขาเข้าของมอสเฟตจะมีค่าสูงมากคืออยู่ในช่วงจิกะโอห์ม ซึ่งทำให้กระแสมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับบีเจทีขนาดเดียวกัน ดังนั้นการควบคุมมอสเฟตจึงใช้กำลังต่ำกว่ามากๆ คุณสมบัติอันนี้นับว่าเป็นข้อได้เปรียบของมอสเฟตเมื่อเทียบกับบีเจที ในสถานะอยู่ตัวนั้นกระแสที่ใช้ในการขับเกทของมอสเฟตจะมีค่าน้อยมาก คืออยู่ในช่วงนาโนแอมป์ เนื่องจากความต้านทานขาเข้าของมอสเฟตมีค่าสูงขึ้นถึงจิกะโอห์ม ซึ่งทำให้ดูเหมือนกับว่าเราสามารถขับเกทของมอสเฟตได้ โดยวงจรขับที่สามารถจ่ายกระแสออกได้เป็นนาโนแอมป์ แต่ในความจริงแล้วการนำกระแส (Turn on) หรือการหยุดนำกระแส (Turn off) เพาเวอร์มอสเฟตนั้นเราจะต้องชาร์จหรือดิสชาร์จ ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าของเพาเวอร์มอสเฟตจากแรงดันระดับหนึ่งไปสู่แรงดันระดับหนึ่ง ซึ่งความเร็วในการนำกระแสด้านขาเข้าของมอสเฟต ถ้าเราต้องการให้สวิทช์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วจะต้องใช้วงจรขับที่มีความต้านทานขาออกต่ำที่สามารถจ่ายหรือรับกระแสในคอนสวิตช์มอสเฟตได้สูง ทั้งนี้ความเร็วในการสวิตช์ของมอสเฟตจะลดลงตามความต้านทานขาออกของวงจรขับเกท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเกตของมอสเฟตจะถูกแยกออกจากช่องนำกระแสด้วยชั้นบางๆ ของซิลิกอน (Silicon dioxide) ซึ่งถ้าแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สซึ่งมีค่าสูงเกินไปอาจทำให้ฉนวนนั้นทะลุ และทำให้มอสเฟตเสียหายได้ ดังนั้นผู้ผลิตมักจะบอกแรงดัน V_{GS} สูงสุดของมอสเฟตมาให้ซึ่งโดยทั่วไปมักจะมีค่า 20 โวลต์ และในวงจรจับเกตโดยทั่วๆ ไปจะมีการจำกัดแรงดัน V_{GS} โดยใช้ซีเนอร์ไดโอดขนาด 20 โวลต์ สองตัวมาต่ออนุกรมกันโดยต่ออานโอดหรือคาโอดเข้าด้วยกันและต่อคร่อมเกตกับซอร์ส เพื่อจำกัดเกตกับซอร์สไม่ให้เกิน 20 โวลต์ นอกจากนี้บางครั้งจะมีการต่อคร่อมความต้านทานเชื่อมระหว่างเกตกับซอร์สเพื่อป้องกันการนำกระแสของมอสเฟตโดยไม่เจตนา ทั้งนี้เราเปิดวงจรเอาไว้ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าของมอสเฟตอาจจะถูกชาร์จโดยกระแสรั่วไหล (Leakage Current) ทำให้แรงดันระหว่างเกตกับซอร์สสูงกว่า V_{GS} ซึ่งทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ความต้านทานระหว่างเกตกับซอร์สจะเป็นทางผ่านของกระแสรั่วไหล และรักษาไม่ให้แรงดันระหว่างเกตกับซอร์สสูงกว่า V_{GS}

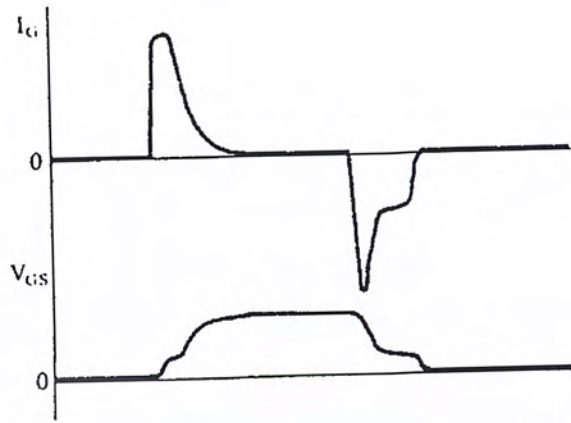
6. ค่าความจุไฟฟ้า (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบขาต่างๆ ของมันดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

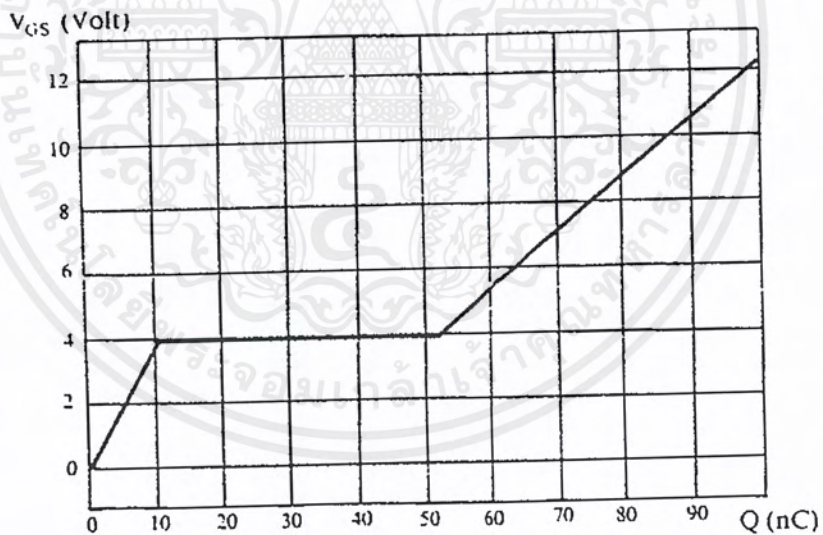
ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อนเพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 2.6 โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอส

7. การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในคำอธิบายด้วย (รูปที่ 2.7) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



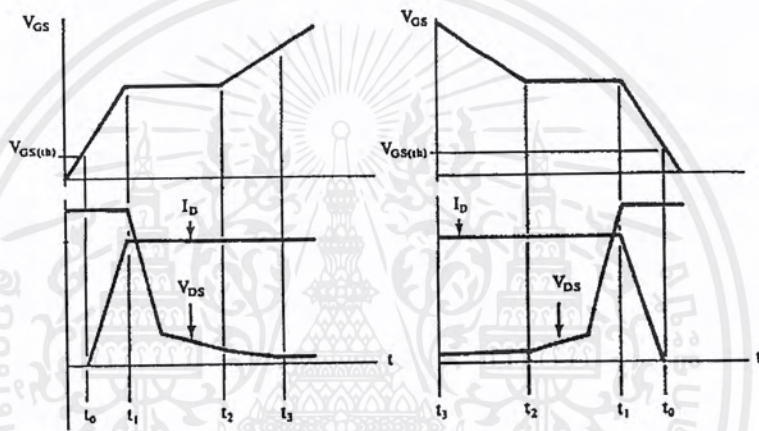
รูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

ลักษณะของกราฟ จะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วงตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้น คือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) $t_0 - t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time) $t_2 - t_3$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกตจนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่าแรงดันที่ขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มนำกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90% จนเหลือเพียง 10% ของแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงนำกระแส $t_1 - t_2$ นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา $t_2 - t_3$ แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 2.8 แสดงการชาร์จประจุที่ขาเกต

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายกว่าด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา $t_2 - t_3$ การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้นเนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้ง

จากกราฟในรูปที่ 2.7 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \tag{2-5}$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟเป็นควูลอมบ์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสที่ป้อนแอมป์

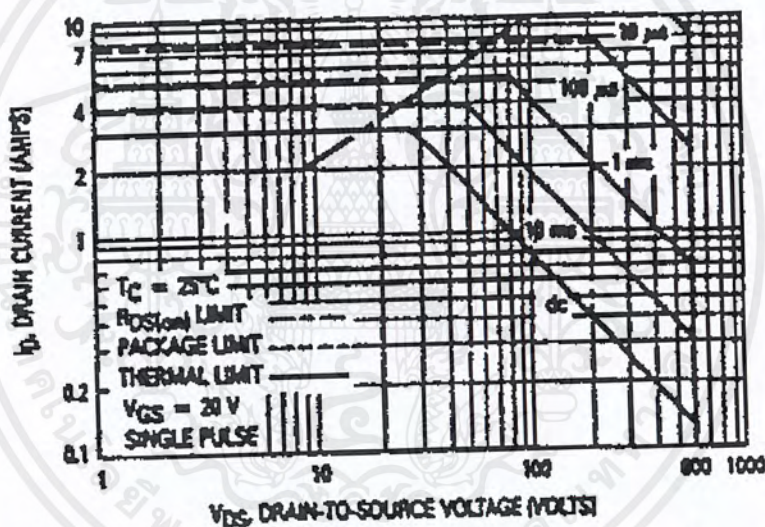
8. พิกัดปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังที่พิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นอาจแบ่งออกได้เป็น 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ลักษณะ คือ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. จุดจำกัดแรงดันตกคร่อมแตรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain Source Voltage)
2. ค่ากระแสแตรน I_D สูงสุดที่สามารถผ่านได้และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหายได้ (Thermal Limit)
3. จุดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. จุดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตแสดงไว้ดังรูปที่ 2.9 และเช่นเดียวกับบีเจที การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิคต์ของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญและผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งาน ทุกครั้งรวมทั้งการป้องกันการพังเสียหายได้ขณะทำงาน

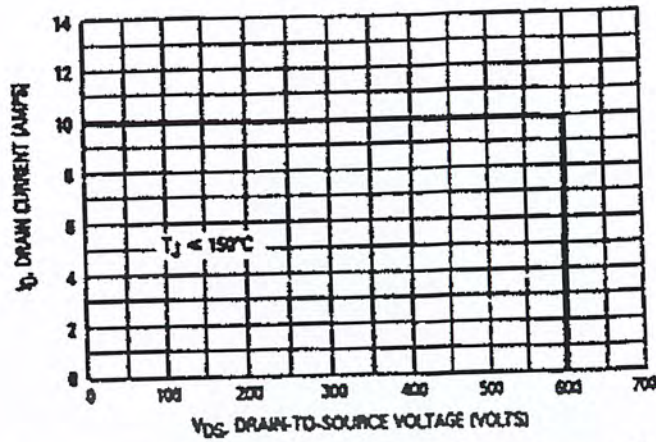


รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างกราฟพิคต์ปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

9. พิกต์ปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operation Area) เป็นกราฟแสดงพิคต์กระแสและแรงดันใช้งานแรงดันที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะการใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิคต์ปลอดภัยทั้งในเวลาช่วงเริ่มนำกระแสและช่วงหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต เช่นเดียวกับกราฟ FBSOA ของบีเจที ตัวอย่างกราฟ SSOA แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 และเมื่อเทียบกับกราฟ FBSOA ของบีเจทีแล้วจะเห็นได้ว่า SSOA จะมีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่าและจุดจำกัดกำลังจะอยู่ที่แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแสแตรน I_D สูงสุดเท่านั้น



รูปที่ 2.10 แสดงตัวอย่างกราฟฟิวด์พลอตกับ SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

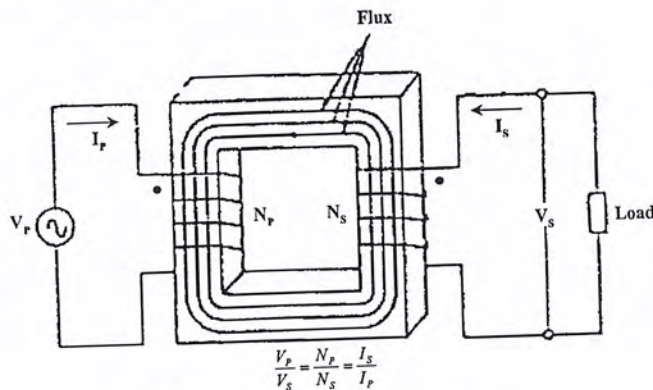
2.2 ทฤษฎีและวิธีการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

1. หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงความถี่สูงจัดเป็นอุปกรณ์สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงความถี่สูง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดขดลวดทองแดง รวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางด้านไฟฟ้าเพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงความถี่สูงขณะทำงาน หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้งานทั่วไปที่ใช้เพิ่มหรือลดแรงดัน วิธีการออกแบบไม่ยุ่งยากเหมือนกับหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องจากหม้อแปลงความถี่สูง รูปคลื่นเป็นแบบสี่เหลี่ยม (Square Wave) ที่มีความถี่สูงถึง 30 kHz. หรือมากกว่าและยังให้กำลังไฟฟ้าสูงด้วย สำหรับสิ่งที่กล่าวต่อไปนี้เป็นทฤษฎีเบื้องต้นของหม้อแปลง และส่วนประกอบต่างๆ ของหม้อแปลงความถี่สูง

2. ทฤษฎีหม้อแปลง

เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนปิดจะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่จ่ายให้มีการเปลี่ยนแปลงไปมา ฟลักซ์จะเปลี่ยนแปลงไปมาด้วย ถ้าเรานำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกน แกนนี้จะเกิดแรงดันและกระแสเหนี่ยวนำเรียกว่า “หม้อแปลง”



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 2.11 แสดงหม้อแปลงแบบสองขด หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.11 แสดงลักษณะหม้อแปลงแบบง่าย ๆ ขดลวดทางอินพุทเรียกว่า “ขดลวดทุติยภูมิ” ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบของขดลวดและแรงดันจะมีอัตราส่วนคงที่ คือ

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (2-6)$$

N_p = จำนวนรอบขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

N_s = จำนวนรอบขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

V_p = แรงดันทางด้านปฐมภูมิ

V_s = แรงดันทางด้านทุติยภูมิ

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้าให้ B อยู่ในช่วงที่เส้นตรงจะได้

$$B_{\max} = \frac{(V_p \times 10^8)}{K \cdot f \cdot N_p \cdot A_c} \quad (2-7)$$

- เมื่อ B_{\max} คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด
 V_p คือ แรงดันด้านปฐมภูมิ มีหน่วย เป็น โวลต์ (Volt)
 f คือ ความถี่หน่วยเป็น เฮิร์ตซ์ (Hz.)
 N_p คือ จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ
 A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน มีหน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร (cm^2)
 K คือ ค่าคงที่มีค่าเท่ากับ 4.44 สำหรับแรงดันรูปซายน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

ปกติค่า B_{\max} จะเลือกค่าที่มี $B_{\text{sat}}/2$ เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรงตัวประกอบที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่งก็คือ พื้นที่สำหรับการวางเส้นลวดตัวนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนตัวบอบบิน (Bobbin) ค่านี้จะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนเหล็กคำนวณจาก

$$P_{\text{out}} = (1.16 \times B_{\max} \times f \times d \times A_c \times A_c) \times 10^9 \quad (2-8)$$

เมื่อ ได้ P_{out} คือ กำลังที่จ่ายให้ มีหน่วยเป็นวัตต์ (watt)

d คือ ความหนาแน่นของกระแสในลวดตัวนำ มีหน่วยเป็น แอมป์ต่อตารางเมตร (A/m^2)

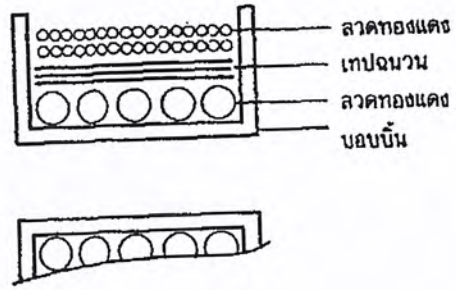
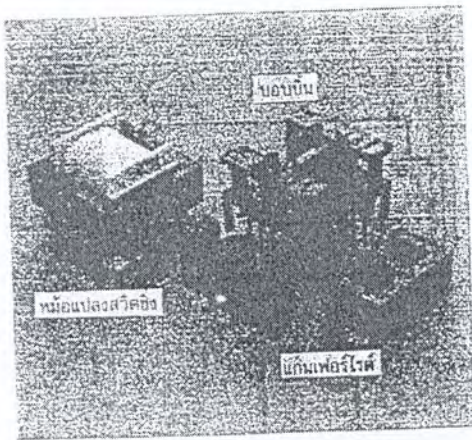
A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน มีหน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร (cm^2)

A_c คือ พื้นที่สำหรับพันขดลวดบนบอบบินเป็นตารางเซนติเมตร (cm^2)

3. ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไปให้ต่ำลงที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุทที่ได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงแสดงไว้ในรูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



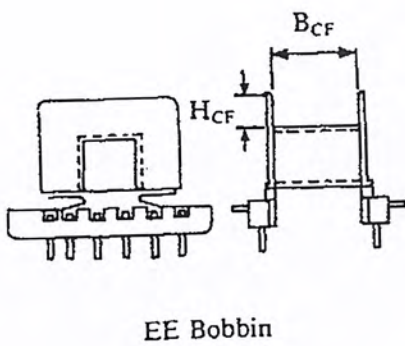
(ก) ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง (ข) การพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น
รูปที่ 2.12 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

1. แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

แกนเฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภท เฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก แกนเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณ ในช่วง 3000 ถึง 4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุดเฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

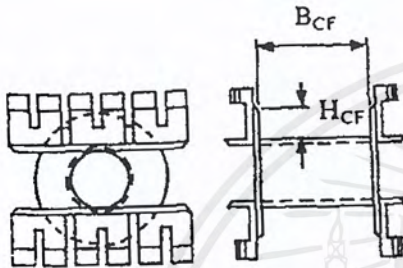
2. บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือเบรรองพัน ปกติจะทำการพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟบอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 2.13 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาปักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดแลบัดกรีติดกับแผ่น PCB



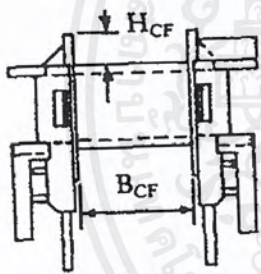
EE Bobbin

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_w(\text{mm})$
E 814E250	0.17	6.7	2.1	34.29
E 813E187	0.33	9.3	3.2	36.32
E 813E343	0.36	10.0	3.2	47.50
E 812E250	0.58	10.1	4.9	55.12
E 782E272	0.80	17.3	4.7	55.88
E 375	1.05	16.5	6.6	73.41
E Z1	1.14	17.9	6.0	86.36
E 783E608	1.78	26.3	7.1	92.96
E 348E772	1.81	26.3	7.1	99.06
E 625	1.32	21.2	6.4	94.9
E 55	2.80	33.1	8.6	113.03
E 75	2.42	26.2	8.1	119.38



EC Bobbin

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_w(\text{mm})$
EC 35	0.97	21.5	4.8	50.04
EC 41	1.35	24.5	5.8	59.94
EC 52	2.13	28.3	7.7	72.90
EC 70	4.77	41.5	11.7	95.0



ETD Bobbin

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_w(\text{mm})$
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

- A_w = พื้นที่ของพันขดลวด
- B_{CF} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้
- H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด
- l_w = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD

3. ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enameled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิงที่กัลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

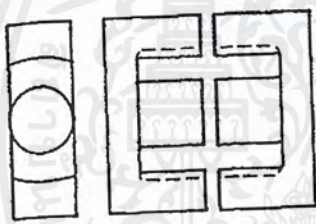
4. เทปฉนวน (Insulation Tape)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทปฉนวนใช้พันสำหรับตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟปฐมรีและขดเชกคั้นคาร์ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกลาย (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับารออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

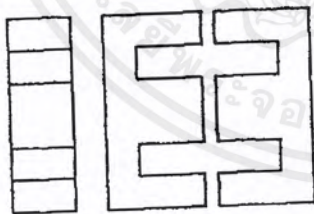
4. แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง โดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ในรูปที่ 2.14



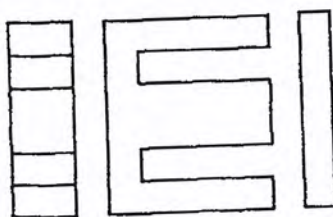
ETD

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



EE

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0



EI

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในองค์กรใช้เพื่อการวิจัยและพัฒนาเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงและขอสงวนสิทธิ์ในเอกสารฉบับนี้

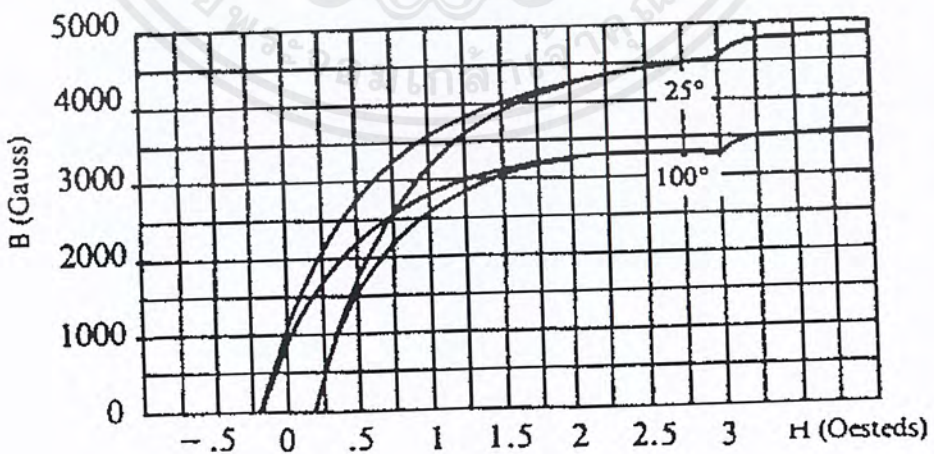
- เมื่อ A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
 A_w = ขนาดพื้นที่ที่ช่องพันขดลวดของบอบป็น
 V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
 e = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

5. ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มาแก่นแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลที่สำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hyteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

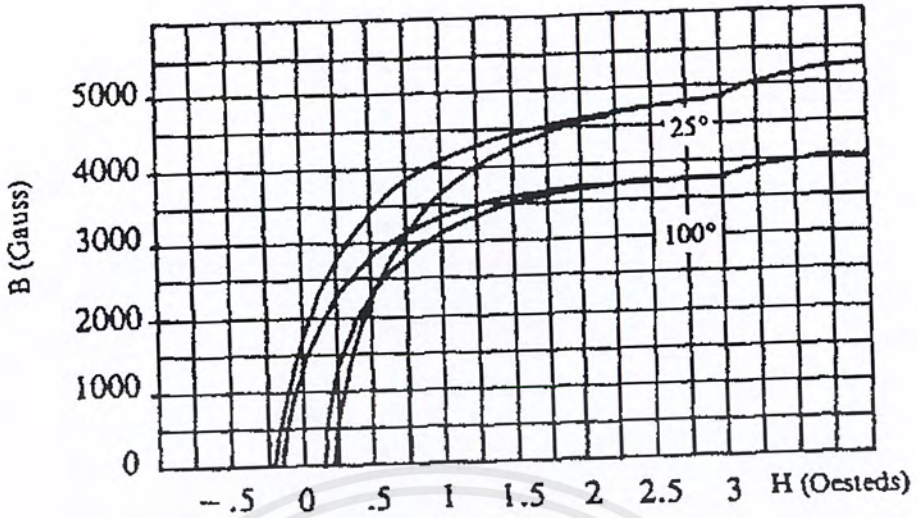
6. เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hyteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 5.15 (ก) และ 5.15 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์ B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อ H เพิ่มขึ้นเมื่อถึงจุดหนึ่งความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่าแกนเริ่มอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation) โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครั้งหนึ่งของเส้นจะมีลักษณะเหมือนกัน ดังแสดงในรูปที่ 5.16

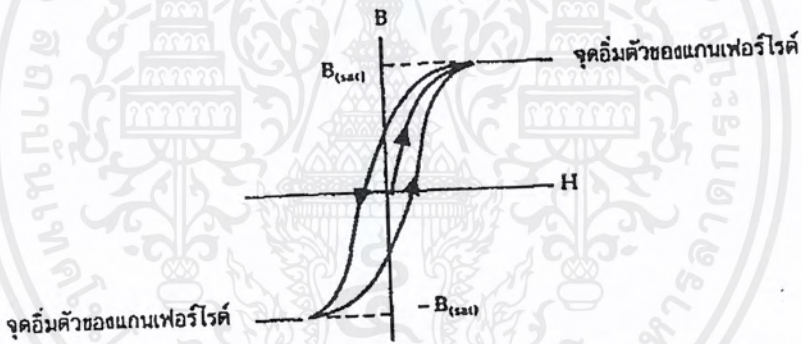


(ก) เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ เนื้อสาร 3C8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



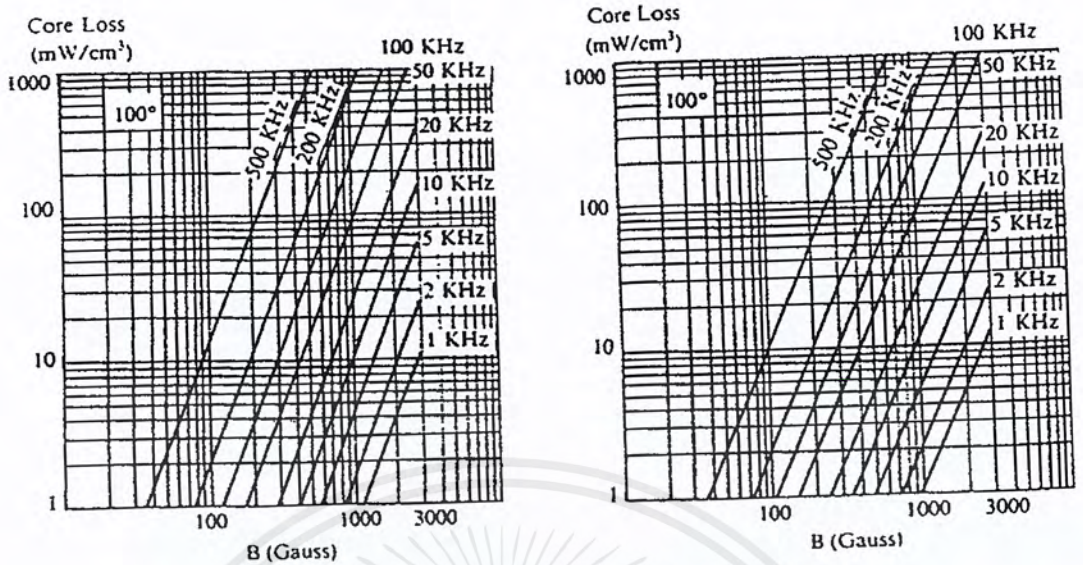
(ข) เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ เนื้อสาร 3C6A รูปที่ 2.15 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งมีลักษณะสมมาตร

7. ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อนซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hyteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่นั่นคือการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว



รูปที่ 2.17 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร

8. การออกแบบหม้อแปลง

มีสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงดังนี้

1. การเลือกอุปกรณ์ พิจารณาดังนี้
 1. ชนิดลักษณะโครงสร้าง และขนาดของแกนแม่เหล็ก
 2. ชนิดรูปร่างขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพัน
 3. ชนิดและลักษณะของฉนวน
 4. ลักษณะโครงสร้างของ case ตลอดจนการระบายความร้อน
 5. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลต่างๆ
2. ข้อกำหนด ต้องพิจารณาถึง
 1. ขนาดกำลังขาออก
 2. ขนาดและรูปร่าง รวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
 3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ อุณหภูมิ
 4. Voltage Regulation
3. ข้อจำกัด
 1. การอิ่มตัวของแกนเหล็ก
 2. กำลังสูญเสียในลวดทองแดงและในแกนเหล็ก

9. สมการที่ใช้ในการออกแบบ

จากข้อจำกัดของแกนเหล็ก (Saturation or Core Loss)

- เมื่อแรงดันเป็น Square Wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จาก } V = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2-9)$$

$$\phi_m = \int_0^{T/2} \frac{V}{N} dt \quad (2-10)$$

$$= \frac{V \left(\frac{T}{2} \right)}{N} = n B_{\max} S \quad (2-11)$$

โดยที่ $n = 1$ เมื่อมี dc magnetizing current

$n = 2$ เมื่อไม่มี dc magnetizing current

คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดทั้งสองได้

$$N_1 = \frac{V_1}{2n B_{\max} S f} \quad (2-12)$$

- เมื่อแรงดันเป็น Sine Wave

$$N_1 = \frac{V_{1rms}}{4.44 B_{\max} S f} \quad (2-13)$$

$$N_2 = \frac{V_{2rms}}{4.44 B_{\max} S f} \quad (2-14)$$

$$kW = N_1 A_{w1} + N_2 A_{w2} \quad (2-15)$$

จากขีดจำกัดของขดลวดทองแดงโดยคำนึงถึงการสูญเสีย (P_{cu})

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R_1 + I_{rms}^2 R_2 \quad (2-16)$$

$$R = \frac{\rho l}{A_w}, J = \frac{I_{rms}}{A_w}$$

จากคุณสมบัติของวงจรแม่เหล็ก

$$L = N^2 \rho_m = \frac{N^2}{R_m}$$

$$L_{11} = N_1^2 \rho_{11}, L_{12} = N_2^2 \rho_{12}, \rho_m = \frac{\mu_m S_m}{l_m}$$

โดยที่ ρ เป็นสภาพความต้านทานของทองแดงมีค่า $1.72 \times 10^{-8} \Omega$

R_1 เป็นความต้านทานรวมของขดลวดทองแดงด้านเข้าของหม้อแปลง

R_2 เป็นความต้านทานรวมของขดลวดทองแดงด้านออกของหม้อแปลง

L_1 เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบทางด้านเข้าหม้อแปลง

L_2 เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบทางด้านออกหม้อแปลง

V_{1rms} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านเข้าหม้อแปลง

V_{2rms} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านออกของหม้อแปลง

I_{1rms} เป็นค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดด้านเข้าหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยไว้ล่วงหน้า และขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_{2rms}	เป็นค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดด้านออกหม้อแปลง
k	เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของช่องหน้าต่างมีค่า 0.1-0.6
B_{max}	เป็นค่าสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ สำหรับแกนเฟอร์ไรต์มีค่าไม่เกิน 0.6 T
P_{cu}	เป็นกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดง
P_{in}	เป็นกำลังด้านเข้าของหม้อแปลง
P_{out}	เป็นกำลังด้านออกหม้อแปลง
W	เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง (m^2)
S	เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดทองแดงพันอยู่โดยรอบ (m^2)
l	เป็นค่าความยาวโดยประมาณของขดลวดที่ต้องการใช้ในการพันรอบแกนแม่เหล็ก
t	เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันรอบแกนแม่เหล็ก 1 รอบ
A_{w1}	เป็นหน้าตัดของขดลวดทองแดงด้านเข้าหม้อแปลง
A_{w2}	เป็นหน้าตัดของขดลวดทองแดงด้านออกหม้อแปลง
N_1	เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนแม่เหล็กของขดลวดด้านเข้าหม้อแปลง
N_2	เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนแม่เหล็กของขดลวดด้านออกหม้อแปลง
f	เป็นความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ

การเลือกหรือกำหนดแกนแม่เหล็กมีวิธีคำนวณ 2 วิธี

1. A_p Approach การออกแบบใช้ค่าของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นซึ่งอยู่ในรูปของความหนาแน่นของกระแส สำหรับ Square Wave ที่ไม่มี dc magnetizing current

$$N_1 = \frac{V_1}{4B_{max} Sf} \quad (2-17)$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4B_{max} Sf} \quad (2-18)$$

$$kW = N_1 A_{w1} + N_2 A_{w2} \quad (2-19)$$

$$kW = \frac{N_1 I_{1rms}}{J} + \frac{N_2 I_{2rms}}{J} \quad (2-20)$$

แทนค่า N_1 และ N_2 ได้

$$kW = \frac{V_1 I_{1rms}}{4B_{max} SfJ} + \frac{V_2 I_{2rms}}{4B_{max} SfJ} \quad (2-21)$$

$$kW = \frac{V_1 I_{1rms} + V_2 I_{2rms}}{4B_{max} SfJ} \quad (2-22)$$

จัดกลุ่มตัวแปรเพื่อกำหนดขนาดของหม้อแปลง

$$A_p = WS = \frac{V_1 I_{1rms} + V_2 I_{2rms}}{4kB_{max} fJ} \quad (2-23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยทั่วไป $V_1 I_{1rms} = V_2 I_{2rms} = P_{out}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore A_p = WS = \frac{2P_{out}}{4kB_{max}fJ} \quad (2-24)$$

สรุปขั้นตอนในการออกแบบตามวิธี A_p Approach

1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัด หาค่า A_p

$$A_p = \frac{V_1 I_{1rms} + V_2 I_{2rms}}{4kB_{max}fJ}$$

2. เลือกขนาดแกนให้ A_p มากกว่าค่าที่คำนวณได้จากข้อ 1
3. คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดตัวนำ (N_1 และ N_2)
4. คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ A_w เมื่อ $N_1 A_{w1} = N_2 A_{w2}$
5. เลือกเบอร์ของขดลวดทองแดงให้มี A_w ใหญ่กว่า A_w ที่ได้จากข้อ 4 โดยเลือกรัศมีของขดลวด

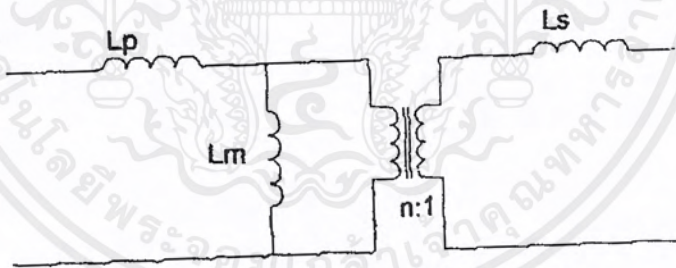
เล็กกว่าความลึกผิวของทองแดง (Skin Dept) ที่ความถี่ใช้งานสูงสุด $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$

6. คำนวณหาค่า $P_{cu} = I_{1rms}^2 R_1 + I_{2rms}^2 R_2$

7. ปรับค่า J เริ่มต้นตั้งแต่ 1-6 ใหม่จนได้ P_{cu} ที่เหมาะสม

8. คำนวณหาค่า L_m จาก $L_m = \frac{N^2 \mu_m S_m}{l_m}$

9. คำนวณค่า $i_m = i_1 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right) i_2$



รูปที่ 2.18 แสดงรูปวงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณ

- โดยที่ L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทาง
 L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทาง
 L_m คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่อ้างอิงมาด้าน
 n คือ อัตราส่วนแรงดัน

พิจารณาค่าดังต่อไปนี้

1. วัตทางด้านขด primary ในขณะที่เปิดใช้งานทางด้าน secondary กำหนดให้เป็น L_{11}
2. วัตทางด้านขด secondary ในขณะที่เปิดใช้งานทางด้าน primary กำหนดให้เป็น L_{22}
3. วัตทางด้าน primary ในขณะที่ลัดวงจรทางด้าน secondary กำหนดให้เป็น $L_{11,s}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. วัตทางด้าน secondary ในขณะที่ลัดวงจรทางด้าน primary กำหนดให้เป็น $L_{22,S}$

โดยที่

$$L_{11} = L_P + L_M \quad (2-25)$$

$$L_{22} = L_S + \frac{L_M}{n^2} \quad (2-26)$$

$$L_{11,S} = L_P + \frac{L_M n^2 L_S}{L_M + n^2 L_S} \quad (2-27)$$

$$L_{22,S} = L_S + \left[\frac{L_M L_P}{L_M + L_P} \right] \frac{1}{n^2} \quad (2-28)$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{11}}{L_{22}}} \quad (2-29)$$

2. การออกแบบโดยใช้วิธี Core Geometry k_g Approach

วิธีนี้เป็นการออกแบบโดยใช้กำลังสูญเสียของลวดทองแดง

$$N_1 = \frac{V_1}{4B_{\max} S f} \quad (2-30)$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4B_{\max} S f} \quad (2-31)$$

$$N_1 A_{w1} = N_2 A_{w2} = k \frac{W}{2} \quad (2-32)$$

จาก $R = \frac{\rho l}{A_w} \quad (2-33)$

เนื่องจาก $l = Nt$ และ $A_w = \frac{kW}{2N}$

ได้ $R_1 = \frac{\rho N_1 t}{(kW)} = \frac{2\rho t N_1^2}{kW} \quad (2-34)$

$$R_2 = \frac{2\rho t N_2^2}{kW} \quad (2-35)$$

$$P_{cu} = I_{1rms}^2 R_1 + I_{2rms}^2 R_2 \quad (2-36)$$

แทนค่า R_1 และ R_2 จะได้

$$P_{cu} = \frac{2\rho t (V_1^2 I_{1rms}^2 + V_2^2 I_{2rms}^2)}{kW (4B_{\max} S f)^2} \quad (2-37)$$

เนื่องจาก $V_1 I_{1rms} = V_2 I_{2rms} = P_{out} \quad (2-38)$

แทนค่าได้ $P_{cu} = \frac{\rho t P_{out}^2}{4kW B_{\max}^2 S^2 f^2} \quad (2-39)$

จัดกลุ่มตัวแปรเพื่อกำหนดขนาดหม้อแปลง k_g

$$k_g = \frac{WS^2}{t} = \frac{\rho P_{out}^2}{4kB_{\max}^2 f^2 S^2 P_{cu}} \quad (2-40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปขั้นตอนการออกแบบตามวิธี

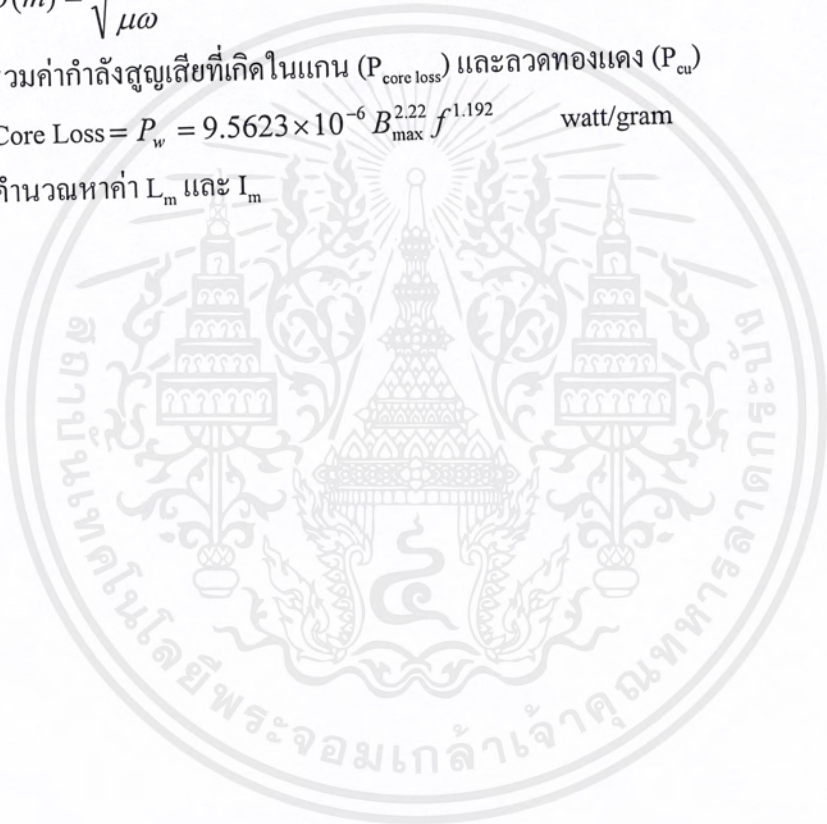
1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัด คำนวณหาค่า k_u
2. เลือกขนาดของแกนให้ k_u มากกว่า k_u จากข้อ 1
3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำ (N_1, N_2)
4. คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ (A_{w1}, A_{w2})
5. เลือกเบอร์ลวดให้ A_w มากกว่า A_w ในข้อ 4
6. เลือกรัศมีของลวดทองแดงเล็กกว่าความลึกผิวของทองแดงที่ความถี่ใช้งานสูงสุด

$$\delta(m) = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$$

7. รวมค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกน ($P_{\text{core loss}}$) และลวดทองแดง (P_{cu})

$$\text{Core Loss} = P_w = 9.5623 \times 10^{-6} B_{\text{max}}^{2.22} f^{1.192} \quad \text{watt/gram}$$

8. คำนวณหาค่า L_m และ I_m



บทที่ 3

หลักการที่นำมาใช้ทั้งหมด

3.1 หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

การให้ความร้อนหรือการอบนั้นจะใช้หลักการถ่ายเทความร้อนจากเตาอบสู่สิ่งที่อยู่ภายในซึ่งการที่จะทำให้เกิดความร้อนที่เตาอบได้นั้นจะต้องอาศัยปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกันซึ่งมีสาเหตุที่สำคัญ 3 ประการคือ การเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction), ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer)

หลักการเหนี่ยวนำความร้อนจะอาศัยกฎของฟาราเดย์ที่กล่าวว่า เมื่อมีเส้นแรงแม่เหล็กตัดผ่านตัวนำจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันขึ้นบนตัวนำนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$emf = N \frac{d\phi}{dt} \quad (3-1)$$

เมื่อ emf คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่ตัวนำ (V)
 N คือ จำนวนรอบของขดลวด (Turn)
 ϕ คือ เส้นแรงแม่เหล็ก (Wb)

เมื่อมีแรงดันเหนี่ยวนำเกิดขึ้นบนแท่งตัวนำจะทำให้เกิดกระแสขึ้นเป็นไปตามกฎของโอห์มจากการที่มีกระแสไฟฟ้าไหลในแท่งตัวนำจึงทำให้เกิด Power Loss ขึ้นบนแท่งตัวนำหลักการที่กล่าวมาข้างต้นเป็นที่มาของ Eddy Current Loss ซึ่งมีสมการที่สำคัญ คือ

$$P_e = k_e f^2 B_m^2 \quad (3-2)$$

เมื่อ $k_e = \frac{2\pi^2 N^2 A^2}{R}$ (ขึ้นกับรูปร่างและสมบัติของแกนเหล็ก)

B_m คือ ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุด

นอกจากนี้ความร้อนเหนี่ยวนำที่เกิดจาก Eddy Current แล้วยังมีความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำอีกตัว คือ Hyteresis Loss โดย Hyterresis Loss ขึ้นอยู่กับพื้นที่ของ Loop B-H ของ Curve

ปัจจัยที่มีผลต่อขนาดพื้นที่ Hyteresis Loop

การทดลองของ Steinmetz พบว่า Hyteresis Loss/ลูกบาศก์เมตร/วัฏจักร ขึ้นอยู่กับ

1. B_m
2. คุณภาพของสารแม่เหล็ก (η) เรียกว่าสัมประสิทธิ์ของ Steinmetz ดังสมการ

$$P_h = \eta \nu f B_m^n = K_h \nu f B_m^n \quad (3-3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ η คือ Steinmetz exponent (1.5-2.5) ปกติถ้าเป็นสารแม่เหล็ก $\eta = 1.6$

v คือ ปริมาตร

$$K_h = \eta v$$

ระดับความลึกของกระแสที่ไหลบนแท่งตัวนำหาได้จากผลกระทบของปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) ที่กล่าวว่ากระแสจะมีค่าลดลงตามระยะห่างจากผิวของตัวนำ เมื่อความถี่มีค่ามากขึ้นตามสมการ

$$d = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (3-4)$$

เมื่อ d คือ ความลึกผิวที่มีกระแสไฟฟ้าลดลงเหลือ 37% ของที่ผิว (cm.)

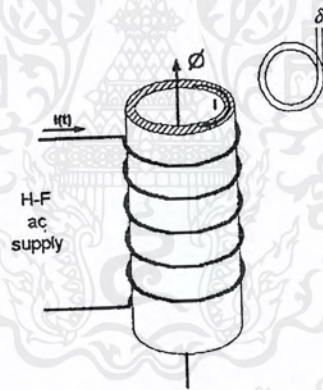
ρ คือ ของฉนวนหรือแท่งตัวนำ ($\Omega \cdot m$)

$$\mu = \mu_r \mu_0$$

f คือ ความถี่ของสนามไฟฟ้า (Hz.)

จากหลักการดังกล่าวเมื่อนำมาสร้างเป็นวงจรที่ให้ความร้อนจึงมีโครงสร้างพื้นฐานดังรูป

ที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงหลักการพื้นฐานของการให้ความร้อน

มีส่วนประกอบคือ

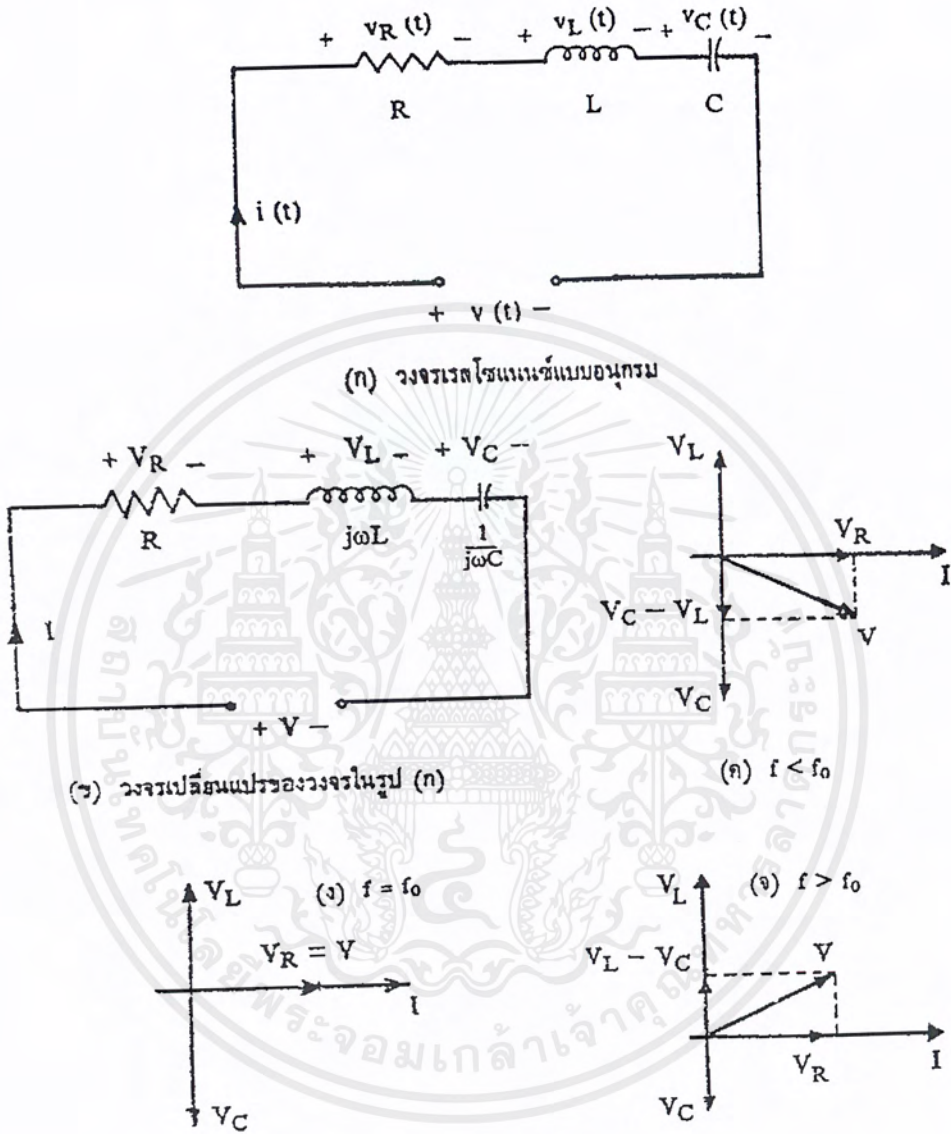
1. มีส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับผลิตกระแสไฟฟ้าที่มีความถี่สูงตามต้องการ
2. มีส่วนของขดลวดสำหรับเป็นตัวส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าไปเหนี่ยวนำชิ้นงาน
3. ชิ้นงานซึ่งเป็นตัวที่จะเกิดความร้อนที่ผิว

3.2 หลักการรีโซแนนซ์ (Resonance)

ในทางไฟฟ้า Resonance คือ จุดที่กระแสและแรงดัน Inphase กันหรือถ้ามองจากวงจร Series Resonance เมื่อเราปรับความถี่ไปเรื่อยๆ จะมีค่าหนึ่งที่ทำให้กระแสมีค่าสูงสุด และเป็นสาเหตุให้เราได้วงจร Induction ทำงานที่จุด Resonance

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 1.ที่สงวนลิขสิทธิ์ Resonance แบบอนุกรม ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อวงจร Series Resonance เฟสเซอร์ของแรงดันที่ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างๆ ได้แสดงดังรูปที่ 3.2



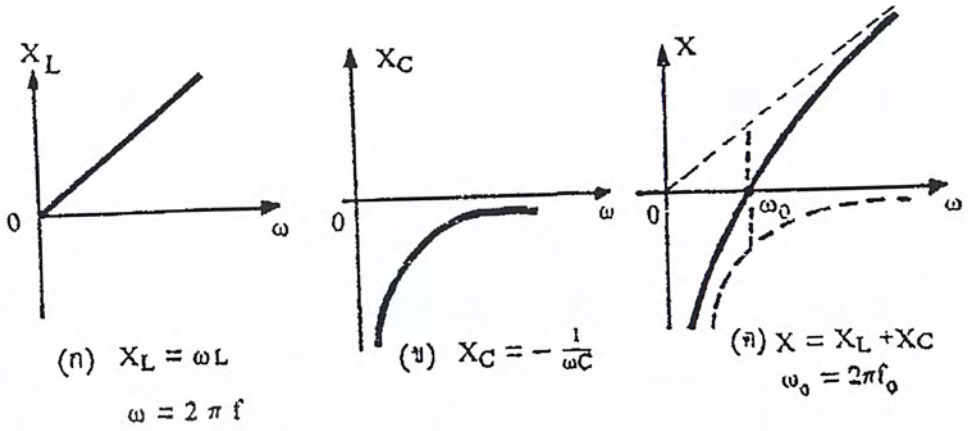
รูปที่ 3.2 แสดงวงจร Series Resonance

โดยที่ รูป ก แสดงวงจร Series Resonance

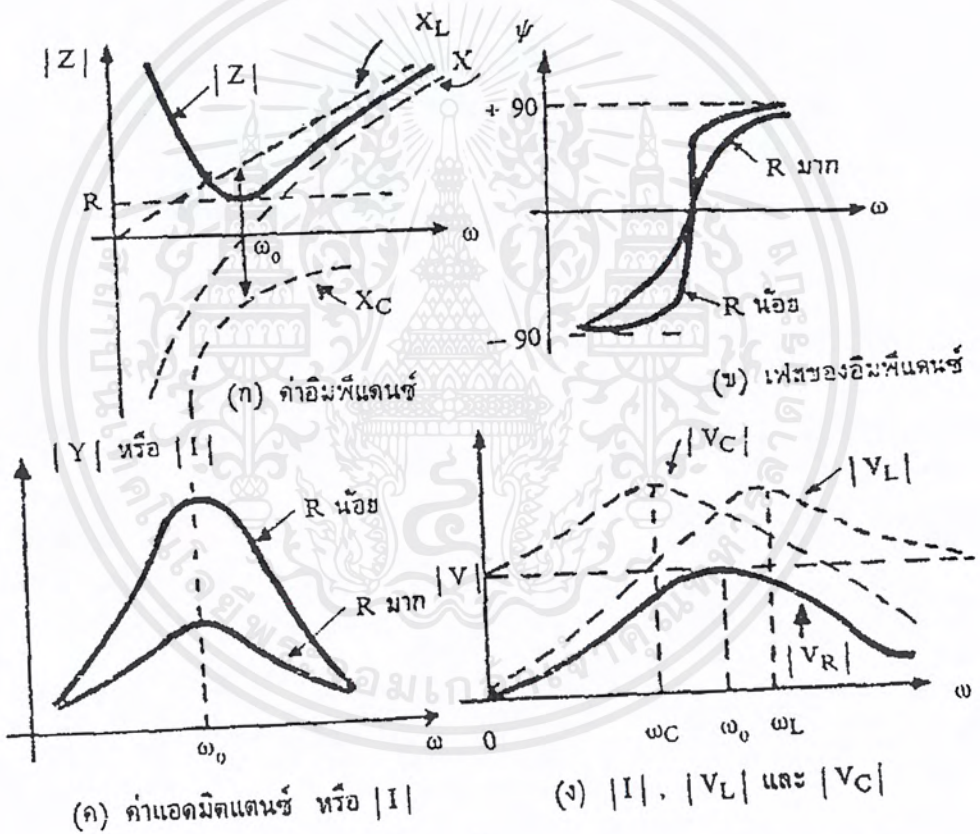
รูป ข แสดงค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับที่ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

รูป ค, ง และ จ แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันที่ความถี่ต่างๆ นอกจากนี้เมื่อนำค่า Resonance มา Plot Curve จะได้ดังรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงค่า Reactance X_L , X_C และ $X_L + X_C$



รูปที่ 3.4 แสดงกราฟของพารามิเตอร์ค่าต่างๆ

พิจารณากราฟในรูปที่ 3.4

- รูป ก : แสดงขนาดของ Reactance ที่ ต่างๆ และจะเห็นว่าขนาดของ Reactance มีค่าน้อยที่สุดที่จุด Resonance
- รูป ข : แสดงมุมเฟสของ Reactance ที่ ต่างๆ สังเกตว่าที่ความถี่มากกว่า Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นบวกตามตัวเหนี่ยวนำและจะมีค่ามากขึ้นจนมีค่ามากที่สุดที่ $+90^\circ$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในทางตรงข้ามถ้าที่ความถี่น้อยกว่าที่ Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นลบตามตัวเก็บประจุและจะมีค่ามากที่สุดที่ -90°

- รูป ค : แสดงขนาดของ Admittance และขนาดของกระแส พบว่ากระแสจะมีขนาดมากที่สุดที่ความถี่ Resonance
- รูป ง : แสดงขนาดของแรงดัน $|V_C|$ กับ $|V_L|$ พบว่าแรงดัน $|V_C|$ กับ $|V_L|$ มีค่าสูงสุดใกล้กับค่าความถี่ Resonance แต่ ω_C ที่ทำให้ $|V_C|$ สูงสุดจะอยู่ด้านซ้ายใกล้ ω_0 และ ω_L ที่ทำให้แรงดัน $|V_L|$ สูงสุดจะอยู่ด้านขวาใกล้ ω_0 และจากนิยามของ Resonance เราได้ความถี่ Resonance มีค่าดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3-5)$$

และหา ω_0 ได้จากสมการ

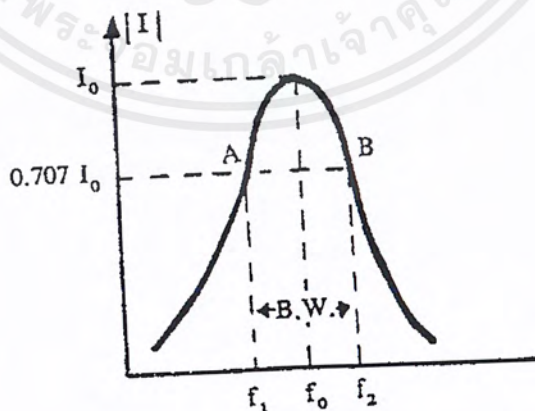
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}} \quad (3-6)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC - (CR)^2}} \quad (3-7)$$

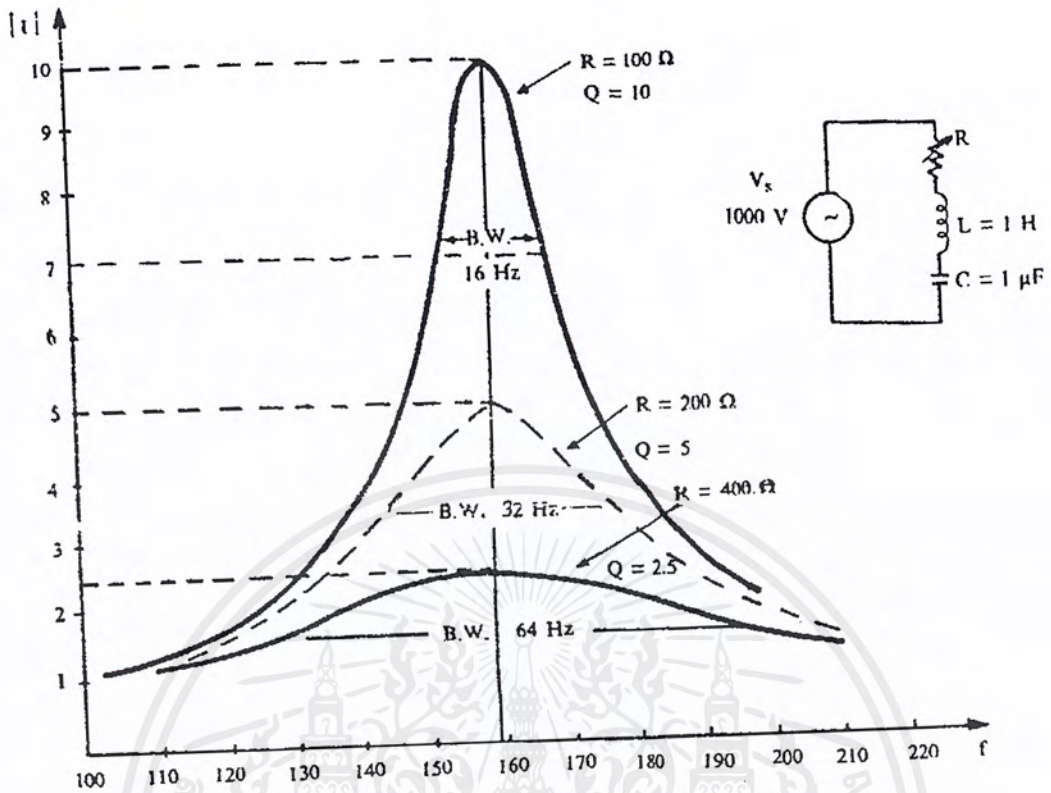
มีข้อสังเกตว่าที่ R มีค่าน้อยๆ ω_0 , ω_L และ ω_C จะยังมีค่าใกล้เคียงกันมากยิ่งขึ้น และที่ $R=0$ จะได้ $\omega_0 = \omega_L = \omega_C$ เมื่อ ω_L และ ω_C เป็นความเร็วเชิงมุมที่ทำให้เกิด $|V_C|_{\max}$ และ $|V_L|_{\max}$ ตามลำดับ

2. Resonance Curve และ Bandwidth

เรียกกราฟของ $|Y|$ หรือ $|I|$ กับ f ว่า Resonance Curve ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์



รูปที่ 3.6 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve

รูปที่ 3.6 แสดงค่าของความต้านทานว่ามีผลต่อ Resonance Curve อย่างไร ซึ่งพบว่าค่า R ยิ่งมากจะทำให้ Resonance Curve จะมีรูปร่างแบนมากขึ้น
 ถ้า Resonance Curve มีความแบนมากเรียกว่ามี Selectivity ไม่ดี โดยค่า Selectivity สามารถหาจากสูตร

$$selectivity = \frac{B.W.}{f_0} \tag{3-8}$$

โดย B.W. คือ ช่วงความถี่ระหว่างจุดสองจุดซึ่งแต่ละจุดอยู่คนละข้างของ f_0 และให้ค่ากระแสลดลงเหลือ $I_0/2$ ซึ่งทำให้กำลังในวงจรลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของกำลังที่ Resonance จากนิยามข้างต้นสามารถหา f ที่จุดครึ่งกำลังได้ทำให้ได้

$$B.W. = \omega_2 - \omega_1 = \frac{R}{L} \tag{3-9}$$

และ Selectivity มีค่าดังนี้

$$selectivity = \frac{R}{\omega_0 L} \tag{3-10}$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่าค่าความต้านทานมีค่ามาก B.W. จะมีค่ามากด้วยและจากสมการ เมื่อ R มีค่ามาก ค่า selectivity จะมีค่ามากทำให้ Resonance Curve แบนซึ่งไม่ดี

3. Quality Factor (Q)

$$Q = 2\pi l \times (\text{พลังงานเก็บสะสมสูงสุดหารด้วยพลังงานที่สูญเสียต่อวัฏจักร}) \quad (3-11)$$

จากสมการข้างต้นเมื่อทำการพิสูจน์จะพบว่าพลังงานเก็บสะสมสูงสุดในวงจรอนุกรม RLC จะมีค่าสูงสุดขณะวงจรเกิด Resonance และมีค่าคงที่ตลอดเวลาต่างๆ ที่พลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาจากศูนย์ไปยังค่าสูงสุดกลับไปกลับมาตลอดเวลามีค่าเท่ากับ $LI_m^2/2$ และพลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยในวงจรต่อหนึ่งวัฏจักรเท่ากับ $I_m^2 R/(2f_0)$ ทำให้ได้

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (3-12)$$

จากนิยามของ Selectivity ได้

$$\text{selectivity} = \frac{1}{Q_0} \quad (3-13)$$

นอกจากนี้ในวงจร RLC Series ยังพิสูจน์ได้ว่า

$$Q_0 = \left| \frac{V_{L0}}{V} \right| = \left| \frac{V_{C0}}{V} \right| \quad (3-14)$$

เมื่อ V_{L0} คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ Resonance

V_{C0} คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุที่ Resonance

เพราะฉะนั้นเมื่อเรารู้ค่า Q_0 ทำให้สามารถหาค่าต่างๆ ดังต่อไปนี้ได้

1. หาอัตราส่วน $\frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R}$ ที่ Resonance
2. หา $\text{selectivity} = \frac{1}{Q_0}$
3. หา $|V_{L0}|, |V_{C0}|$ ได้ $= Q_0 |V|$
4. หาพลังงานสูญเสียต่อวัฏจักร ได้ $= \left(\frac{2\pi}{Q_0} \right) \times \text{พลังงานเก็บสะสมสูงสุด}$

3.3 หลักการเลือกวัสดุสำหรับการสร้างเตาอบแบบ Induction

ในการเลือกวัสดุที่จะนำมาสร้างเตาอบนั้นจะแบ่งส่วนของการพิจารณาถึงวัสดุที่จะนำมาสร้างเตาอบออกเป็นสองส่วนคือ วัสดุในการสร้างเตาอบภายนอก และวัสดุที่ใช้ทำเตาอบภายใน เนื่องจากการสร้างเตาอบแบบเหนี่ยวนำนั้นจะอาศัยหลักการของสนามแม่เหล็กมาเกี่ยวข้อง ดังนั้นการพิจารณาเลือกใช้วัสดุที่จะนำมาสร้างเตาอบจะต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของสารแม่เหล็กของวัสดุที่จะนำมาเลือกใช้

คุณลักษณะที่สำคัญของสารแม่เหล็กคือค่าซึมซาบแม่เหล็กของสารนั้นๆ โดยแสดงได้ใน

รูปสมการ

(3-15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $\mu = \mu_0 \times \mu_r$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ μ_r = ค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ (relative permeability) ไม่มีหน่วย
 μ_0 = ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของสุญญากาศ (vacuum of free space) ซึ่งเป็นค่าคง
 ที่เท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$

สารแม่เหล็กสามารถแบ่งออกเป็นประเภทต่างๆ โดยพิจารณาจากพฤติกรรมของค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ของสารนั้นๆ ได้ดังนี้

1. Diamagnetic มีค่า μ_r น้อยกว่าหนึ่งเล็กน้อย เช่น ทองแดง, ตะกั่ว, น้ำ เป็นต้น
2. Paramagnetic มีค่า μ_r มากกว่าหนึ่งเล็กน้อย เช่น อากาศ, อลูมิเนียม, พอลลาเดียม เป็นต้น
3. Nonmagnetic มีค่า μ_r เท่ากับหนึ่งได้แก่ สุญญากาศ
4. Ferromagnetic มีค่า μ_r มากกว่าหนึ่งมากๆ เช่น นิกเกิล, เหล็ก, ซิลิกอน, mildsteel เป็นต้น
5. Ferrimagnetic เป็นสารที่มีส่วนประกอบเป็น iron oxide มีค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะสูงเหมาะสำหรับการใช้งานที่ความถี่สูง เช่น Nickle-zinc ferrite เป็นต้น
6. Amorphous เป็นสารแม่เหล็กชนิดใหม่ที่มีโครงสร้างแตกต่างจากประเภทอื่นๆ ซึ่งสามารถให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง เหมาะสำหรับการใช้งานในด้านความถี่ต่างๆ ได้ดี

ดังที่ได้กล่าวไว้ในข้างต้นว่า การพิจารณาเตาอบจะแบ่งการพิจารณาออกเป็นวัสดุที่จะนำมาทำการสร้างภายนอกเตาอบและภายในเตาอบ สำหรับการพิจารณาวัสดุที่จะมาทำเตาอบภายในนั้นจะต้องพิจารณาสารแม่เหล็กที่มีความสามารถในการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กได้ดี เพราะเมื่อวัสดุที่เลือกใช้มีความสามารถในการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กได้ดี ก็จะส่งผลให้เกิดความร้อนขึ้นอย่างรวดเร็วและต่อเนื่อง โดยในที่นี้ได้เลือกใช้เหล็ก (Iron) ซึ่งเป็นสารแม่เหล็กประเภท ferromagnetic ซึ่งเป็นสารแม่เหล็กที่มีความสามารถในการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กได้ดี มีความแข็งแรงและความสามารถในการทนต่อการบิดงอได้ดีเมื่อเนื้อเหล็กมีอุณหภูมิมีอุณหภูมิสูงขึ้นเรื่อยๆ และที่สำคัญคือ มีราคาถูกและสามารถหาซื้อได้โดยง่าย

ส่วนการพิจารณาถึงวัสดุที่จะนำมาสร้างโครงของเตาอบแบบเหนี่ยวนำนั้น จะต้องพิจารณาถึงปัจจัยต่างๆ ดังต่อไปนี้ เช่น

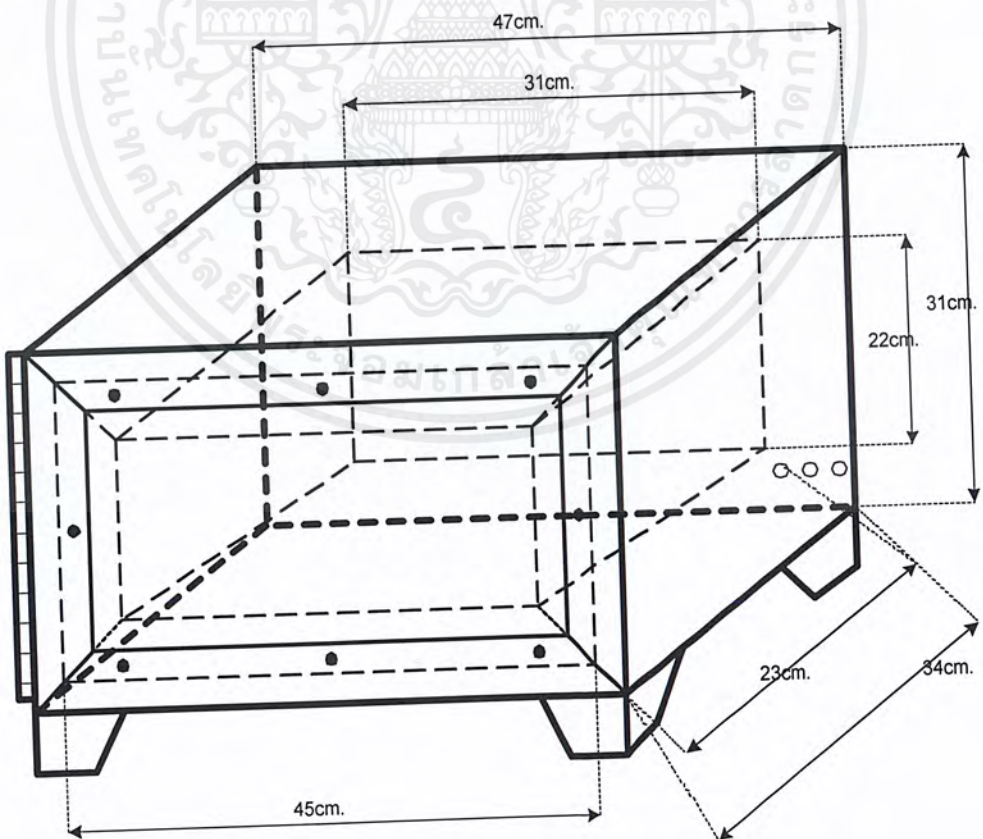
- มีความสวยงาม
- มีความแข็งแรงและมีความทนทานสูง
- วัสดุที่เลือกใช้นั้น จะต้องมีความสามารถในการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กได้ดี กล่าวคือควรเลือกวัสดุซึ่งเป็นสารแม่เหล็กที่มีค่า μ_r ต่ำๆ เพื่อป้องกันการเหนี่ยวนำที่อาจเกิดขึ้นซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนที่ผนังภายนอกของเตาอบได้

สำหรับวัสดุที่กลุ่มข้าพเจ้าได้เลือกใช้สร้างภายนอกของเตาอบนั้นได้เลือก แสตนเลส (stainless) ซึ่งเป็นสารแม่เหล็กที่มีความสามารถในการเหนี่ยวนำในระดับปานกลาง เนื่องจาก

แสตนเลสเป็นวัสดุที่เมื่อนำมาทำเป็นเตาอบแล้วจะมีความสวยงามและมีน้ำหนักเบา แต่เนื่องจากแสตนเลสมีความสามารถในการเหนี่ยวนำอยู่ในระดับปานกลางหรือถ้าจะเหนี่ยวนำให้ได้ดีจะกล่าวกรณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องใช้กระแสสูงในการทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้น ดังนั้นจึงต้องทำการป้องกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่อาจจะมาเหนี่ยวนำทำให้ผนังภายนอกเตาอบซึ่งเป็นสแตนเลสเกิดความร้อนขึ้นได้ ซึ่งได้เลือกใช้อลูมิเนียม (Aluminum) มาทำเป็นเกราะป้องกันสนามแม่เหล็ก (magnetic guard shielding) ที่อาจจะมาเหนี่ยวนำทำให้ผนังเตาอบที่เป็นสแตนเลสซึ่งอาจจะทำให้มีความร้อนเกิดขึ้น โดยคุณสมบัติของอลูมิเนียมนั้นเป็นสารแม่เหล็กประเภท paramagnetic ซึ่งมีค่าความซึมซาบแม่เหล็กต่ำกว่าอากาศซึ่งหมายความว่า อลูมิเนียมมีความสามารถหรือมีคุณสมบัติในการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กน้อยกว่าอากาศหรือมีค่าความสามารถในการเหนี่ยวนำต่ำมากจึงไม่สามารถทำให้สนามแม่เหล็กที่แผ่ออกมาไม่สามารถไปเกี่ยวข้องกับผนังภายนอกของเตาอบ ดังนั้นจึงสามารถป้องกันการเกิดความร้อนที่ผนังภายนอกของตู้อบได้

โครงสร้างของเตาอบสามารถสรุปได้ดังนี้คือ เตาอบภายในจะใช้โลหะ (Iron) ซึ่งมีคุณสมบัติเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนได้ดี ส่วนโครงสร้างของเตาอบภายนอกจะใช้สแตนเลส (stainless) ซึ่งมีความสวยงามและมีน้ำหนักเบา แต่ก็ต้องทำการป้องกันสนามแม่เหล็กที่อาจจะมาเหนี่ยวนำเตาอบภายนอกโดยใช้เกราะป้องกันสนามแม่เหล็ก (magnetic guard shielding) ซึ่งทำมาจากอลูมิเนียม สำหรับ โครงสร้างและมิติของเตาอบได้แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงโครงสร้างและมิติของเตาอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 หลักการเลือกและติดตั้งขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

สำหรับขดลวดที่ใช้สร้างสนามแม่เหล็กเพื่อเหนี่ยวนำทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ผนังของเตาอบนั้น จะทำมาจากขดลวดทองแดงอบน้ำยาเบอร์ S.W.G.-30 แล้วนำขดลวดจำนวน 30 เส้น มาตีเป็นเกลียว หลังจากนั้นก็นำขดลวดที่ได้มาร้อยเข้าท่อทนความร้อนเพื่อป้องกันความร้อนที่แผ่มาจากเตาอบ ซึ่งอาจจะทำให้ฉนวนที่ขดลวดซึ่งเป็นสารประเภทวานิชเกิดการเสื่อมสภาพแล้วทำให้เกิดการ short turn ของขดลวดได้

หลังจากได้ขดลวดทองแดงตีเกลียวที่ผ่านการร้อยเข้าท่อทนความร้อนได้เรียบร้อยแล้ว ก็ให้นำขดลวดที่ได้มาขดเป็นวงกลมประมาณ 23 ถึง 24 รอบ หรือมีเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 21-22 เซนติเมตร หลังจากเสร็จจากขั้นตอนนี้แล้วก็จะนำ EPOXY RESIN มาราดลงบนขดลวดทั้งด้านหน้าและด้านหลังเพื่อทำให้ขดลวดมีโครงสร้างที่แข็งแรงมากขึ้นและต้องทำขดลวดเหนี่ยวนำเช่นนี้ขึ้นมาจำนวน 5 ชุด เพื่อทำการติดตั้งขดลวดสำหรับสร้างสนามแม่เหล็กที่ทั้ง 5 ด้านของผนังของเตาอบ ส่วนรายละเอียดในการติดตั้งขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะได้กล่าวในหัวข้อต่อไป

รายละเอียดสำหรับการติดตั้งขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่ผนังของเตาอบ

การติดตั้งขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่ผนังของเตาอบนั้น สามารถทำได้ดังขั้นตอนต่อไปนี้

นี้

1. ทำการติดขดลวดลงบนแผ่นแมกอะไลต์ (ขนาดความหนา 3 มิลลิเมตร) ที่มีขนาดความกว้างยาวเท่ากับผนังของเตาอบภายในแต่ละด้าน รวมมีจำนวนด้านทั้งหมด 5 ด้าน
2. ก่อนที่จะทำการเจาะยึดแผ่นแมกอะไลต์ ที่ทำการติดขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเรียบร้อยแล้ว จะต้องทำการคั่นระหว่างผนังของเตาอบกับแผ่นแมกอะไลต์ที่ทำการติดขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเรียบร้อยแล้วด้วยใยหินที่ทนความร้อนได้สูง เพื่อป้องกันการสูญเสียความร้อนภายในเตาอบและป้องกันความร้อนที่อาจจะแผ่ออกมาจากเตาอบ ซึ่งอาจจะทำให้ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเสียหายได้
3. ทำการเจาะยึดแผ่นแมกอะไลต์เข้ากับผนังของเตาอบ โดยควรทำให้ระยะห่างระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับผนังภายในของเตาอบ (gap) มีค่าต่ำสุด เพราะจะทำให้โหลดไม่ดึงกระแสสูงกว่าที่ควรจะเป็น ซึ่งในที่นี่ได้ใช้ระยะ gap คือ 1.3 เซนติเมตร
4. หลังจากติดตั้งขดลวดเหนี่ยวนำลงบนผนังของเตาอบเรียบร้อยแล้วจะต้องทำการต่อขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กทั้ง 5 ชุดเข้าด้วยกัน โดยจะต้องทำการต่อแบบอนุกรมจนเหลือปลายสายสองเส้นสำหรับที่จะนำไปต่อที่ส่วนของ output ของวงจร Full Bridge Inverter

บทที่ 4

วงจรที่เลือกใช้

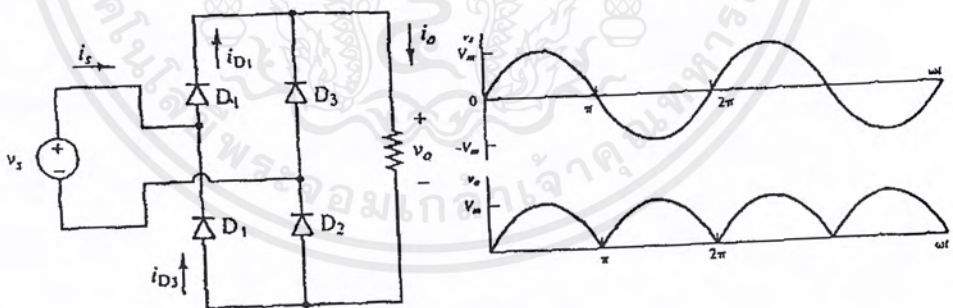
วงจรหลักที่สำคัญที่ใช้ใน Induction Oven ได้แก่

1. วงจรส่วนที่เป็นอินพุท ได้แก่
 - วงจรเรกติไฟเออร์ (rectifier)
 - ฟิวส์ (fuse)
 - RFI Input Filter
2. วงจร Series Resonant Inverter
3. วงจรขับ MOSFET

1. วงจรส่วนที่เป็นอินพุท

วงจรเรกติไฟเออร์ (rectifier)

เรกติไฟเออร์ นับเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดในวงจรส่วนอินพุท เรกติไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญที่สุด 2 ส่วน คือ ตัวเก็บประจุ C และไดโอดเรกติไฟเออร์ D_1 - D_4 แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 โดยมีหน้าที่หลัก คือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรเรกติไฟเออร์

ตัวเก็บประจุ C

ตัวเก็บประจุ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด ให้มีค่าเรียบมากยิ่งขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่ามากเพียงพอตามที่อินเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุจะเป็นลักษณะชาร์จและคายประจุ

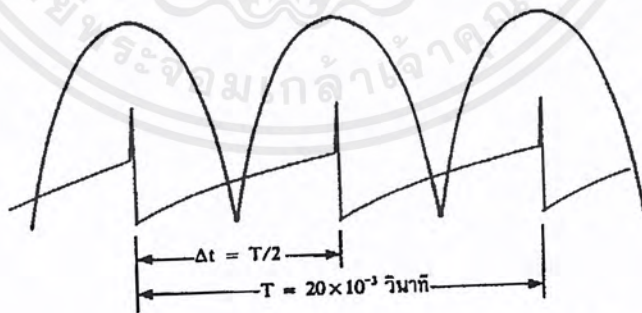
การพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุ สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์จำเป็นต้องพิจารณาปัจจัยดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- อัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)
กระแสระลอกในตัวเก็บประจุจะทำให้ C ร้อนและลดอายุการใช้งานของ C ปกติ ผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสระลอกมาให้ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุ
- แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)
การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตจะมีผลโดยตรงของการทำงานของอินเวอร์เตอร์ มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมมีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ลงไป ปกติจะยอมให้แรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 % ของแรงดันเอาต์พุต ค่าของตัวเก็บประจุเพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด อาจคำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_e \cdot \Delta t}{\Delta V_{ripple}} \tag{4-1}$$

เมื่อ I_e คือค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรกติไฟเออร์
 Δt คือช่วงเวลาที C คายประจุ
 ΔV_{ripple} คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์
 เพื่อให้่ายในการคำนวณค่าของ C ช่วงเวลาที่คายประจุอาจกำหนดจากช่วงยอดสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่ง ไปอีกลูกหนึ่งของแรงดันที่ได้จากเรกติไฟเออร์ ดังในรูปที่ 4.2 ดังนั้นค่าเวลาที่ C คายประจุจะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับ (10×10^3 วินาทีที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์)



รูปที่ 4.2 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุ C

- ช่วงเวลาโฮลด์อัฟที่ต้องการ (Holding Time)
ช่วงเวลาโฮลด์อัฟเป็นช่วงเวลาที่สวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ หรือแรงดันไฟสลับที่มีค่าต่ำกว่าปกติ และเพื่อให้สวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุต้องมีค่ามากพอ

เพื่อจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของ C เพื่อให้เกิดเวลาโวลต์อัมพออาจหาได้จาก

$$C = \frac{2P_o t_H}{\eta(V_S^2 - V_f^2)} \quad (4-2)$$

P_o คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

η คือ ค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

V_S คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

V_f คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุหลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

t_H คือ ค่าช่วงเวลาโวลต์อัมพอที่ต้องการ (ประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3})

- อัตราทานแรงดันของตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุส่วนใหญ่จะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์ แต่ที่อัตราทานแรงดันสูงๆ จะมีราคาแพง การเลือกขนาดตัวเก็บประจุ และอัตราทานแรงดันที่ใหญ่เกินไปก็จะสิ้นเปลืองและกินเนื้อที่โดยไม่จำเป็น

ไดโอดเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังนี้

- ค่ากระแสกระชาก I_{FSM} (Maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดจะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุยังไม่มีประจุสะสม ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = \frac{V_{peak}}{(R_S + ESR)} \quad (4-3)$$

V_{peak} คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ESR คือ ค่าต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุน้อยที่สุด

R_S คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

- ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรง I_{FRM} (Maximum Forward Current)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นที่วงจรเรกติไฟเออร์จะเกิดในจังหวะที่ตัวเก็บประจุมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากที่มีการคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดที่ถูกไบอัสตรงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุ

- ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบอัสตรง I_{FM} (Maximum Average Forward Current)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดได้รับขณะทำงาน ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด I_{FM} ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัย

- อัตราทานแรงดันไบอัสกลับสูงสุด V_{RRM} (Maximum Reverse Voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

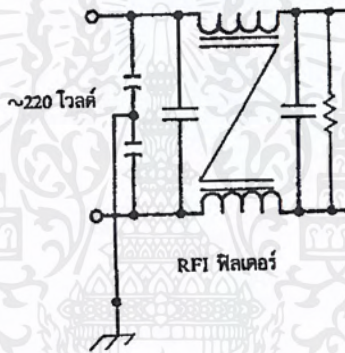
ปกติเรกติไฟเออร์ต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราการทำงานแรงดันไปอัสกลับสูงสุด จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ

ฟิวส์ (Fuse)

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟ กรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น

RFI Input Filter

เป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้อย่างดีจึงต้องมีวงจร filter เพื่อลดสัญญาณรบกวน คือ การต่อ LC Filter คั่นที่อินพุทกับแรงดันไฟสลับ ทั้งที่สัญญาณโหมดความแตกต่างและที่สัญญาณโหมดร่วม การต่อวงจร LC Filter อาจทำได้ดังรูปที่ 4.3



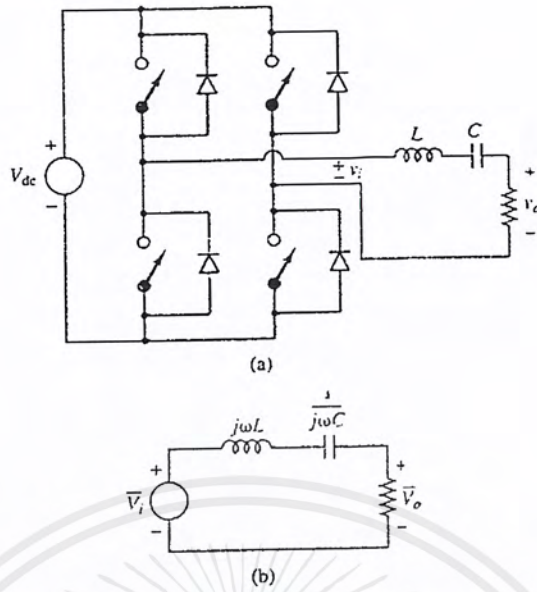
รูปที่ 4.3 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC Filter เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI

2. วงจร Series Resonant Inverter

วงจร Series Resonant Inverter มีอุปกรณ์ที่สำคัญดังนี้ต่อไปนี้

- Inductor
- Capacitor
- Resistive Load (ซึ่งเป็น โหลดของวงจร)

ซึ่งอุปกรณ์ทั้ง 3 ตัวต่ออนุกรมกันอยู่ และมีอุปกรณ์สวิตซ์ทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิดพัลส์ (Square Wave) โดยที่ตัว Inductor-Capacitor เป็นตัวที่ถูกปรับค่าเพื่อให้ได้ความถี่ resonant ค่าเดียวกับความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ซึ่ง



รูปที่ 4.4 แสดงวงจร Series Resonant Inverter (a) และวงจรเสมือน (b)

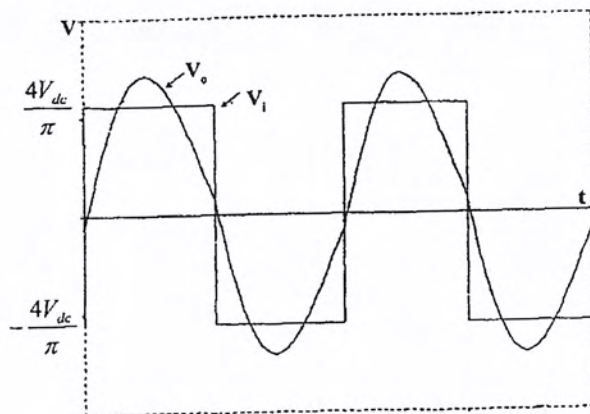
จากการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 4.4 (b) จะสามารถหาความสัมพันธ์ของอินพุต และเอาต์พุตโวลต์เตจได้ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega RC}\right)^2}} \quad (4-4)$$

โดยเราจะสามารถหาความถี่ Resonant ได้จากสูตร

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{หรือ} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4-5)$$

ที่ความถี่รีโซแนนซ์ค่าอิมพีแดนซ์ของ Inductance และ Capacitance จะหักล้างกันจะเหลือเพียงแต่โหลด R อย่างเดียว ถ้าความถี่ของคลื่นพัลส์ (Square Wave) มีความถี่เท่ากับ f_0 (ความถี่รีโซแนนท์) ตัว L-C จะทำหน้าที่เช่นเดียวกับ Filter โดยจะยอมให้ Fundamental Frequency ผ่านและจะกรองความถี่ฮาร์โมนิกส์ให้เบาบางลงโดยโวลต์เตจที่ตกตลอดโหลด R จะต้องเป็นสัญญาณคลื่นของ Sine Wave ที่ Fundamental frequency



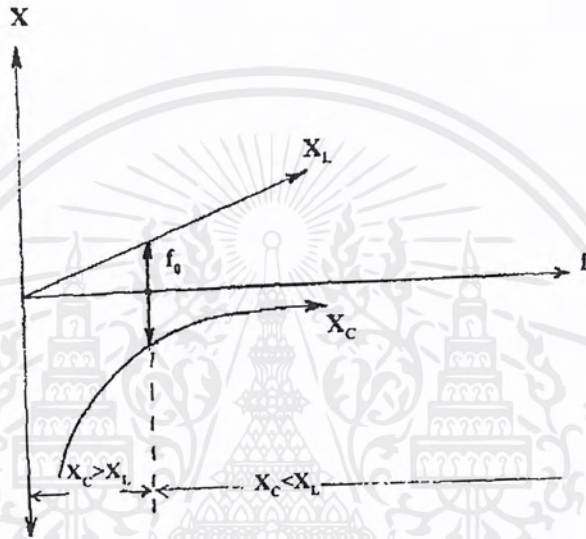
รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ของ v_i และ v_o

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้แบบฝึกหัดการคำนวณเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5 ค่า Amplitude ของ Fundamental Frequency ของสัญญาณคลื่น Square Wave ของไฟกระแสตรง $\pm V_{dc}$ หาได้จาก

$$V_i = \frac{4V_{dc}}{\pi} \quad (4-6)$$

โดยจะมีสัญญาณ Sine Wave ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ Fundamental ปนอยู่กับ Harmonic ณ จุดที่เป็น Resonance Frequency ค่าอิมพีแดนซ์ของ L และ C จะหักล้างกันเป็นศูนย์ สามารถสังเกตได้จากรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงความถี่ที่ทำให้เกิดการ Resonance

โดยที่ $X_L = j\omega_0 L$ และ $X_C = \frac{1}{j\omega_0 C}$

Amplitude Control

จากวงจรจะสังเกตเห็นได้ว่าถ้าความถี่ของโวลต์เดจที่ตกร่อมโวลต์ยังไม่ถึงจุดวิกฤตขนาดของความถี่ Fundamental ที่ตกร่อมโวลต์จะสามารถควบคุมได้จากการเปลี่ยนความถี่รีโซแนนซ์ โดยพลังงานจะถูกเก็บไว้ในโวลต์ซึ่งเราสามารถควบคุมได้โดยการควบคุมความถี่ในการสวิตซ์ซึ่ง ซึ่งพลังงานนี้จะแสดงออกมาในรูปของความถี่อื่น

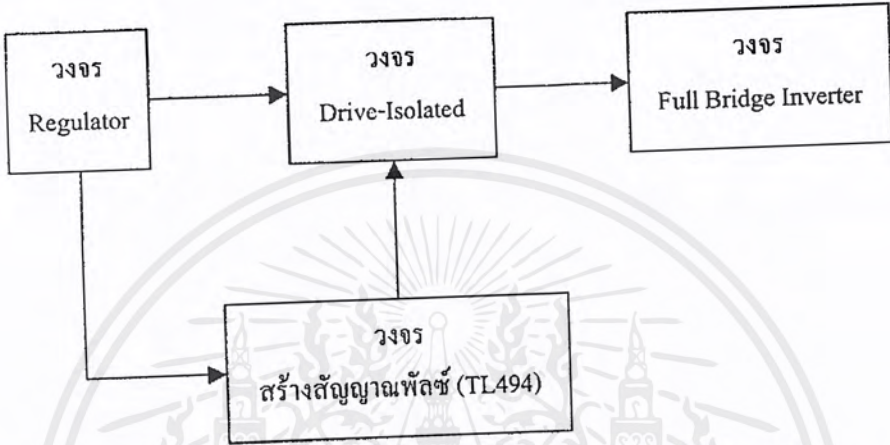
ในการเปลี่ยนความถี่สวิตซ์ซึ่ง ควรที่จะใช้ความถี่ของสวิตซ์ซึ่งให้มีขนาดมากกว่าความถี่รีโซแนนซ์ ($f_s > f_0$) แต่ในการเพิ่มความถี่สวิตซ์ซึ่งนั้นจะมีผลทำให้เกิด Harmonic ใน Square Wave มากขึ้น และจะมีผลต่อการเพิ่มประสิทธิภาพของ Filter ในการกำจัด harmonic ขึ้นอีกด้วย

แต่ถ้าความถี่ที่ใช้ในการสวิตซ์ซึ่งน้อยกว่าความถี่รีโซแนนซ์ ($f_s < f_0$) harmonic ที่มีผลต่อวงจรมากที่สุด คือ ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3

3. วงจรขับ MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรควบคุมสัญญาณขับเคลื่อนของมอเตอร์เฟดจะมีหน้าที่ในการทำให้มอเตอร์เฟดทำงานเป็นสวิทช์ปิด-เปิดเพื่อทำให้เกิดความถี่สูงที่โหลด ส่วนวงจรกำลังเป็นวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เพราะฉะนั้นจึงต้องสร้างวงจรขับเคลื่อนมา 2 ชุดสัญญาณที่มีเฟสตรงข้ามกันและในแต่ละชุดสัญญาณจะมี 2 สัญญาณที่มีเฟสตรงกัน เพื่อนำไปขับเคลื่อนของมอเตอร์เฟดให้สลับกันทำงานเป็นคู่ ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ได้จาก IC เบอร์ TL494

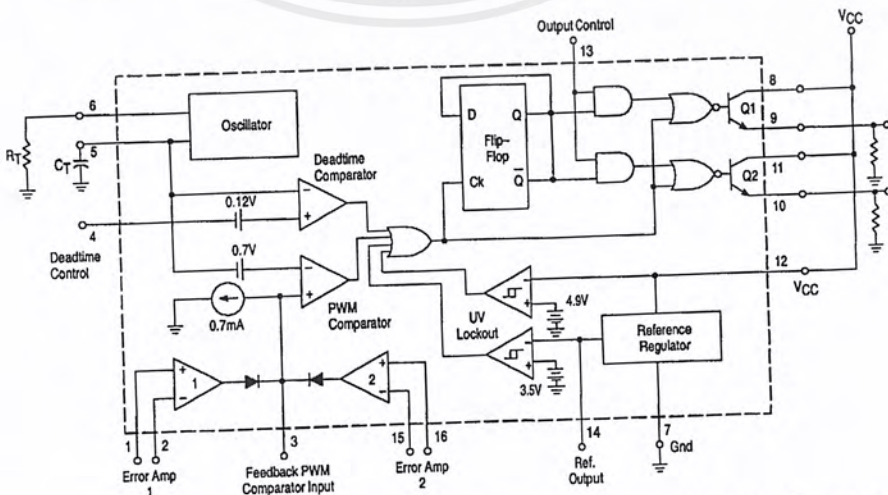


รูปที่ 4.7 แสดง Block diagram แสดงส่วนของวงจรควบคุม

วงจร Regulator

เป็นวงจรที่จ่ายแรงดันไฟตรงให้กับวงจรสร้างสัญญาณพัลส์และวงจรขับเคลื่อน ซึ่งใช้ IC Regulator เบอร์ 7812 เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟตรงค่าบวกขนาด 12 V. ให้กับวงจรสร้างสัญญาณพัลส์

IC เบอร์ TL494 เป็น IC ที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยทำงานควบคุมจากโหมดแรงดัน ซึ่งโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL494 แสดงในรูปที่ 4.8



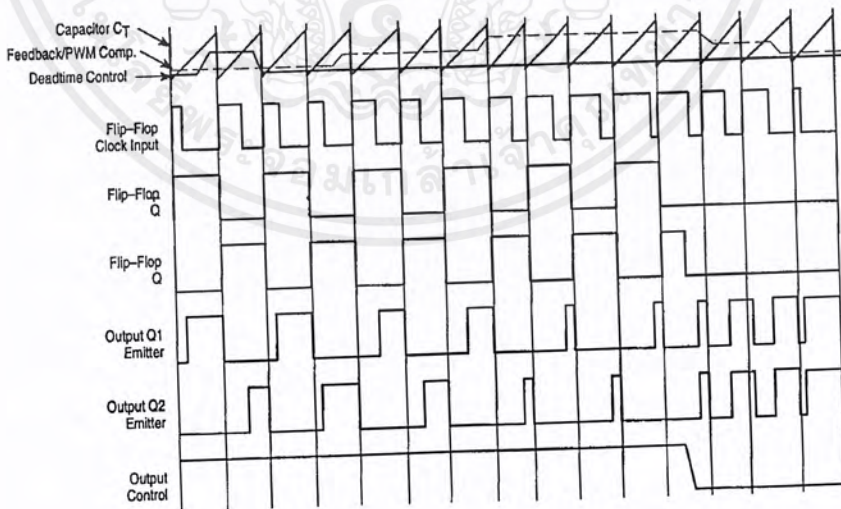
รูปที่ 4.8 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของ IC เบอร์ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดได้โดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และ 5 ของ IC ค่าคาบเวลาการทำงานจะ กำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \quad (4-7)$$

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ IC จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขาของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่งจะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้งสอง นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้นจะทำให้ความกว้างเอาต์พุตของ IC ลดลง ในทางกลับกันแรงดันที่ป้อนหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตของ IC จะเพิ่มขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ IC สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมดตั้งแต่ -0.3 ถึง $V_{CC}-2$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ High (Active High) โดยต่ออยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตของ IC

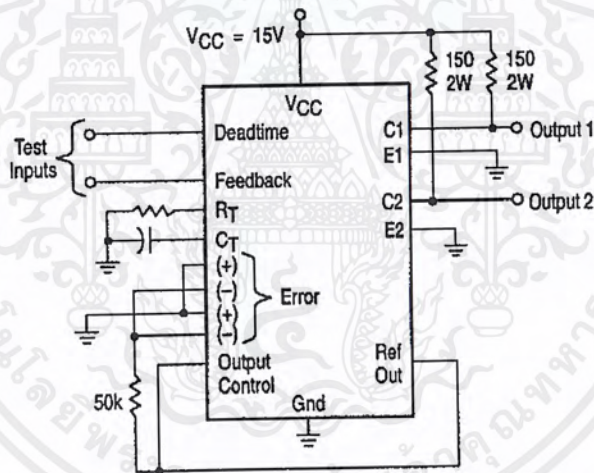


รูปที่ 4.9 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของ IC อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของ IC จะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 ไม่วากรณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

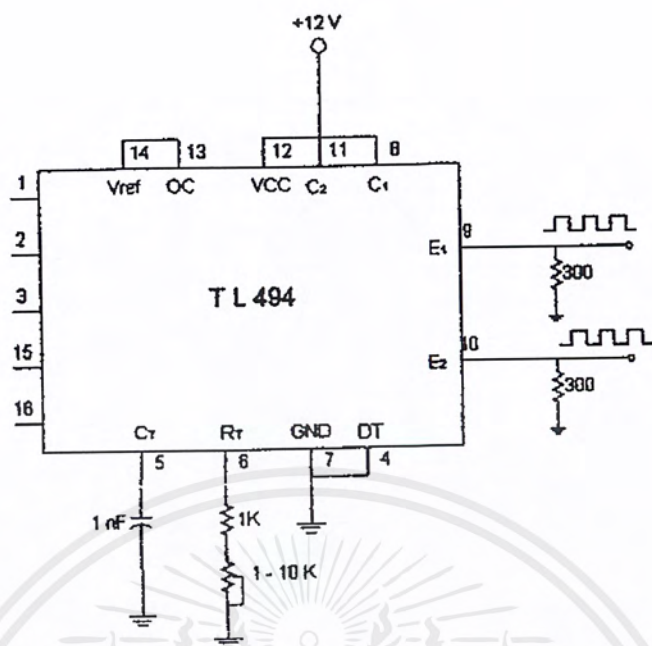
มิลลิวินาทีอยู่ใน ดังนั้นช่วงเวลาสูงสุดของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จาก IC จะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q₁ และ Q₂ ของ IC สามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงานซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ดิซชาร์จ เอาท์พุทของ Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมาที่มีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ Q₁ และ Q₂ ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) Q₁ และ Q₂ จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับอินเวอร์เตอร์แบบพหุขง ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบสัญญาณพื้นฐานของ IC แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q₁ และ Q₂ จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q₁ และ Q₂ เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของ IC (ช่วงนำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 % ของคาบเวลา)



รูปที่ 4.10 แสดงการต่อ Dead Time

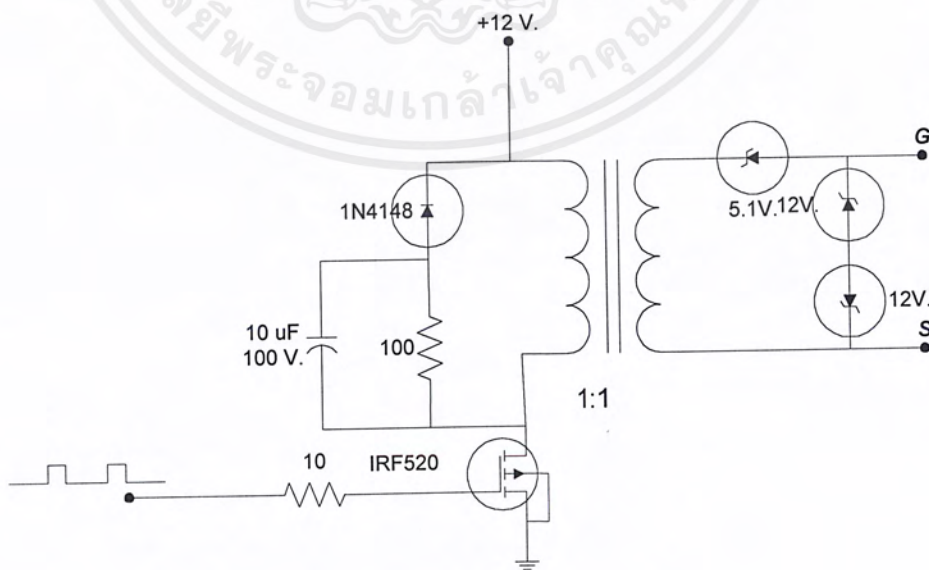
TL494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง V_{cc} = 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน V_{ref} = 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง ±1.5 % ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อการทำงานในช่วง 0 ถึง 70 °C



รูปที่ 4.11 แสดงการต่อวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ TL494

วงจร Drive-Isolated

วงจรนี้จะมีหน้าที่รับสัญญาณพัลส์จากขา 9 และขา 10 ของ TL494 แล้วทำการ Isolate หรือแยกกราวนด์ออกจากกัน จากนั้นจึงสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจร Full Bridge Inverter ทั้งนี้เพื่อป้องกันการลัดวงจรถึงกันของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจร Inverter โดยที่วงจรนี้มีส่วนประกอบดังรูป 4.12



รูปที่ 4.12 แสดงวงจร Drive-Isolated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

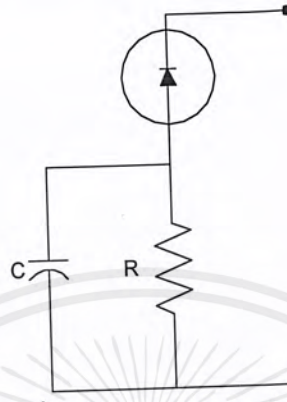
ในการใช้งานนั้นเราจะใช้หม้อแปลงความถี่สูงที่มี turn ratio เท่ากับ 1:1 จำนวน 4 ตัว โดยหม้อแปลงแต่ละตัวจะเป็นแบบแทปเดี่ยวก่อตัวคือ หม้อแปลงจะมีขด primary และขด secondary อย่างละขด ทั้งนี้เพื่อสร้างสัญญาณที่เหมือนกันสองสัญญาณโดยใช้หม้อแปลงสองตัว โดยหม้อแปลงแต่ละตัวจะทำการสร้างสัญญาณและมีกราวด์แยกกันสำหรับใช้ควบคุมเพาเวอร์มอสเฟตหนึ่งคู่ของวงจร Full Bridge Inverter ให้สามารถทำงานพร้อมกันโดยมีลักษณะการทำงานดังต่อไปนี้คือ

เพาเวอร์มอสเฟต Q_1 จะรับสัญญาณพัลส์จากขา 10 ของ TL494 จึงทำให้ Q_1 มีลักษณะการทำงานเหมือนกับเป็นสวิสต์ นั่นคือจะนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไป โดยเมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีผลทำให้มีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลง เพราะฉะนั้นจึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำที่ขด secondary ของหม้อแปลงแยกกราวด์ จึงทำให้เกิดสัญญาณพัลส์ที่เหมือนกันสองสัญญาณที่เกิดจากหม้อแปลงแยกกราวด์สองตัว (ตัวละหนึ่งสัญญาณ) สัญญาณสองสัญญาณที่เกิดขึ้นจะมีลักษณะเหมือนกันและมีลักษณะเหมือนกับสัญญาณจากขา 10 ของ TL494 ทุกประการ นั่นหมายความว่าเราได้ใช้หม้อแปลงความถี่สูงสองตัวในการสร้างและแยกสัญญาณพัลส์เพื่อนำไปใช้งานในการขับเพาเวอร์มอสเฟตหนึ่งคู่ (Q_1 และ Q_4) ของวงจร Full Bridge Inverter นั่นเอง ส่วนหม้อแปลงความถี่สูงอีกสองตัวนั้นจะมีหลักการการทำงานเหมือนกับหม้อแปลงความถี่สูงชุดแรกทุกประการ เพียงแต่ว่าสัญญาณพัลส์จากขา 9 ของ TL494 ที่เข้าเพาเวอร์มอสเฟต Q_2 และ Q_3 จะกลับเฟสอยู่ 180 องศาจากสัญญาณพัลส์ขา 10 ของ TL494 เพราะฉะนั้นสัญญาณพัลส์ทั้งสองที่เกิดขึ้นทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทั้งสองตัวจึงกลับเฟสจากหม้อแปลงสองตัวของชุดแรกอยู่ 180 องศาทั้งนี้เพื่อใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต Q_2 และ Q_3 ของวงจร Full Bridge Inverter นั่นเอง

จะเห็นว่าในวงจรจะมีวงจรสับเบอร์ด้อยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทั้งสอง ทั้งนี้ก็เพื่อป้องกันแรงดันเกินหรือแรงดัน Spike ที่เกิดขึ้นขณะที่ Q_1 และ Q_2 หยุดนำกระแส (OFF) ไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของตัวมัน โดยที่จะมีหลักการทำงานดังนี้ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสในตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จด้วยค่าแรงดัน Spike ซึ่งเป็นผลรวมของแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงกับพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงขณะนำกระแสรวมกัน โดยที่ตัวต้านทาน R ที่ต่อขนานกับ C จะทำให้แรงดันตกคล่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดัน Spike ซึ่งจะทำให้ค่าแรงดัน Spike ที่ตกคล่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะหยุดนำกระแสถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคล่อมตัว C เมื่อแรงดัน Spike มีค่าลดลง ตัว C ก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R เพราะฉะนั้นแรงดัน Spike ที่ตกคล่อมตัวเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าลดลงจนเกือบเท่ากับแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงความถี่สูง นอกจากนี้อาจสามารถต่อวงจรสับเบอร์ดังแสดงในรูปที่ 4.13 คล่อมตัวเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อลดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อนขณะเปลี่ยนสถานะโดยเฉพาะขณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ โดยจะควบคุมแรงดัน V_{DS} ของตัวเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ เพื่อไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

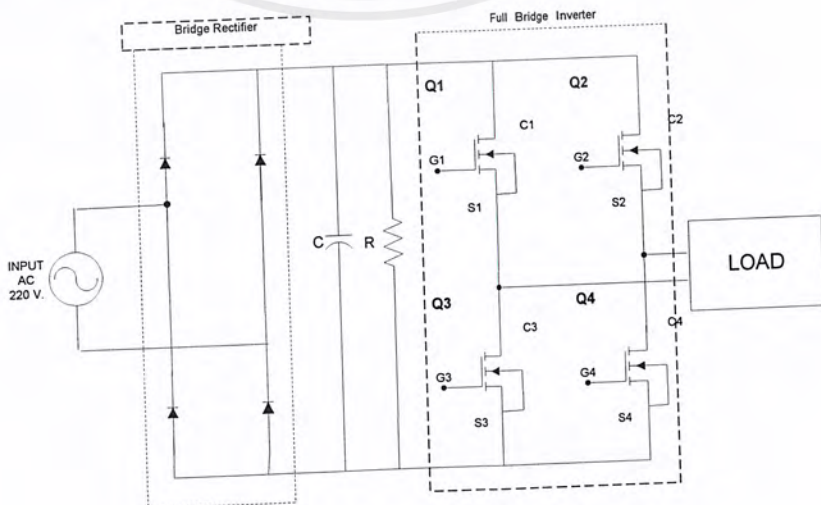
ให้กระแสที่ไหลผ่านตัวนำลดลงได้ทันกัน เพราะฉะนั้นจึงทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าลดลง แต่เนื่องจากวงจรดังรูปที่ 4.12 ค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวพาเวอรั่มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะมีค่าน้อย ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องวางจอร์นั้บเบอร์คร่อมที่ตัวพาเวอรั่มอสเฟต



รูปที่ 4.13 แสดงวงจรสับเบอร์

วงจร Full Bridge Inverter

เราเลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับแบบฮาล์ฟบริดจ์แล้ว จะมีข้อดีกว่าตรงที่แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนั้น จะมีระดับแรงดันเท่ากับแรงดันอินพุตไฟตรง แต่แบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีเพียงครึ่งหนึ่งของระดับแรงดันอินพุตเท่านั้น ดังนั้นถ้าระดับแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบเท่ากันแบบฟูลบริดจ์จะสามารถจ่ายกำลังได้สูงกว่าแบบฮาล์ฟถึงสองเท่า อินเวอร์เตอร์มีหลักการทำงานดังนี้คือ Power MOSFET ทั้งสี่ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส จะได้ Q_2 และ Q_3 นำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะทำงานอย่างนี้สลับกันเรื่อยไป



รูปที่ 4.14 แสดงวงจร Full Bridge Inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรู๊ปที่ 4.14 แสดงวงจร Full Bridge Inverter เมื่ออนุญาตเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดลอง

5.1 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบที่พิกัดแรงดัน 220 V. และมีกำลัง 1.2 kW.

วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาถึงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบต่างๆ ที่เวลาเดียวกัน

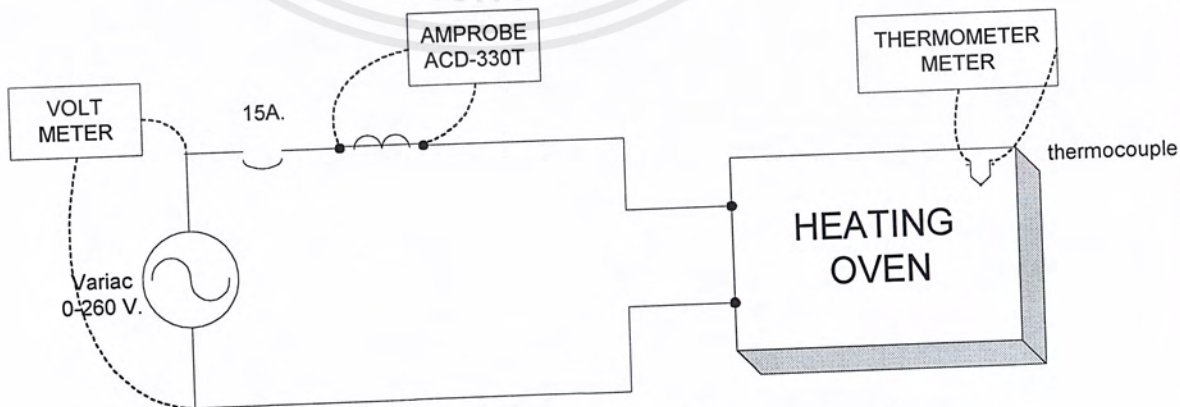
อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. Variac 5 A. 1 เฟส	1	ตัว
2. Variac 15 A. 1 เฟส	1	ตัว
3. Storage Scope + หม้อแปลงแยกกราวด์	1	ชุด
4. Probe $\times 100$	1	เส้น
5. Probe $\times 10$	1	เส้น
6. VOM (Hewlett Packard)	2	เครื่อง
7. Ammeter AC (Amprobe)	1	เครื่อง
8. นาฬิกาจับเวลา	1	เครื่อง
9. Thermocouple	1	ตัว

ขั้นตอนการทดลอง

ตอนที่ 1 (แบบ Heating)

- นำเตาอบแบบ Heating มาทำการป้อนไฟ AC พิกัดแรงดัน 220 V. โดยผ่าน Variac 5 A. พร้อมทั้งจัดอุปกรณ์ต่างๆ ตามรูปที่ 5.1



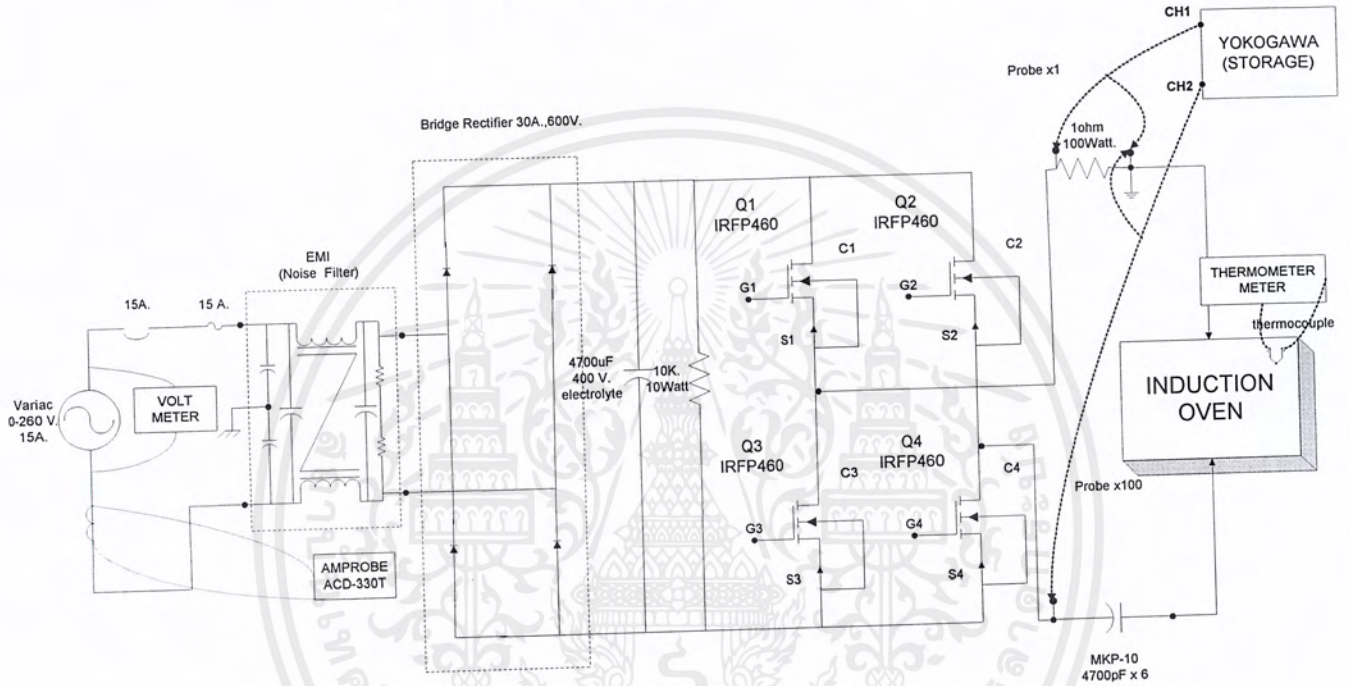
รูปที่ 5.1 แสดงการจัดอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในเตาอบแบบ Heating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ปรับ switch ให้ความร้อนที่ระดับสูงสุดแล้วเริ่มจับเวลาโดยบันทึกค่าอุณหภูมิทุกๆ 3 นาที เป็นเวลาทั้งสิ้น 45 นาที

ตอนที่ 2 (แบบ Induction)

- นำเตาอบแบบ Induction มาทำการป้อนไฟ AC ที่ได้จากชุด Inverter โดยมี พิกัดแรงดันขาเข้าชุด Inverter 220 V. โดยผ่าน Variac 15 A. พร้อมทั้งจัด อุปกรณ์ต่างๆ ตามรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แสดงการจัดอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในเตาอบแบบ Induction

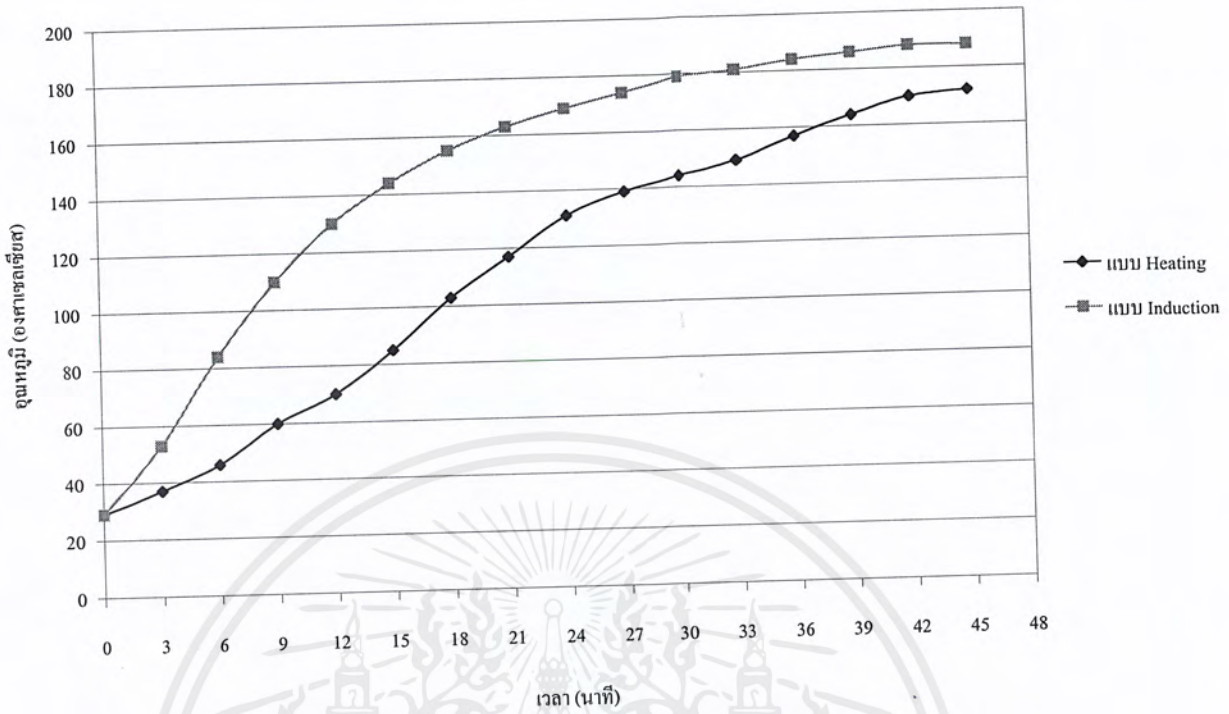
- ปรับความถี่ให้ได้พิกัดกำลัง 1.2 kW. ที่ความถี่ค่าหนึ่งๆ (ในที่นี้เลือกใช้ที่ 87.72 kHz.) แล้วเริ่มจับเวลาโดยบันทึกค่าอุณหภูมิทุกๆ 3 นาที เป็นเวลาทั้งสิ้น 45 นาที

ผลการทดลอง

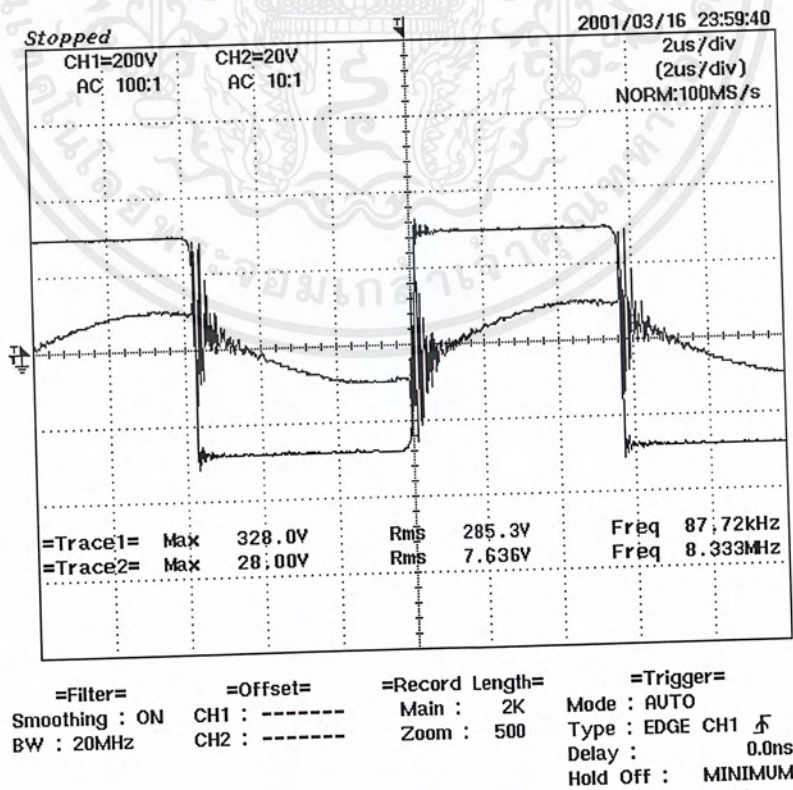
ตารางที่ 5.1 แสดงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบต่างๆ ที่พิกัดแรงดัน 220 V.
และมีกำลัง 1.2 kW.

เวลา (นาที)	อุณหภูมิ ($^{\circ}\text{C}$)	
	แบบ Heating	แบบ Induction
0	29	29
3	37	53
6	46	84
9	60	110
12	70	130
15	85	144
18	103	155
21	117	163
24	131	169
27	139	174
30	144	179
33	149	181
36	157	184
39	164	186
42	170	188
45	172	188

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 กราฟแสดงการเพิ่มขึ้นของอิมพีแดนซ์ในเตาอบแบบต่างๆ ที่พิกัดแรงดัน 220 V. และมีกำลัง 1.2 kW.



รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ณ ความถี่ 87.72 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ในเวลา 45 นาที
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นว่าเตาอบซึ่งใช้หลักการให้ความร้อนแบบ Induction จะให้ความร้อนที่รวดเร็วกว่าเตาอบที่ให้ความร้อนแบบ Heating โดยเฉพาะช่วงอุณหภูมิ 29-144 องศาเซลเซียสนั้นเตาอบแบบ Induction จะให้ความร้อนได้เร็วกว่าถึง 2 เท่าตัว ดังนั้นเตาอบแบบนี้จึงเป็นเตาอบแบบใหม่ที่น่าสนใจเป็นอย่างยิ่งในการพัฒนาต่อไป ถึงแม้ว่าอุณหภูมิสูงสุดที่สามารถทำได้ในขนาดพิกัดกำลังที่เท่ากันจะไม่แตกต่างกันมากก็ตาม

5.2 ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่มีต่อกระแสและกำลังงานในเตาอบ

วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาถึงสถานะไฟฟ้าตกและไฟเกินที่มีต่อกระแสและกำลังงานของเตาอบแบบต่างๆ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. Variac 5 A. 1 เฟส	1	ตัว
2. Variac 15 A. 1 เฟส	1	ตัว
3. Storage Scope + หม้อแปลงแยกกราวด์	1	ชุด
4. Probe $\times 100$	1	เส้น
5. Probe $\times 10$	1	เส้น
6. VOM (Hewlett Packard)	1	เครื่อง
7. Ammeter AC (Amprobe)	1	เครื่อง

ขั้นตอนการทดลอง

ตอนที่ 1 (แบบ Heating)

- นำเตาอบแบบ Heating มาทำการป้อนไฟ AC โดยผ่าน Variac 5 A. ที่พิกัดแรงดัน 200, 210, 220, 230 และ 240 V. ตามลำดับ
- ปรับ switch ให้ความร้อนที่ระดับสูงสุดแล้วทำการบันทึกค่ากระแส และคำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้น

ตอนที่ 2 (แบบ Induction)

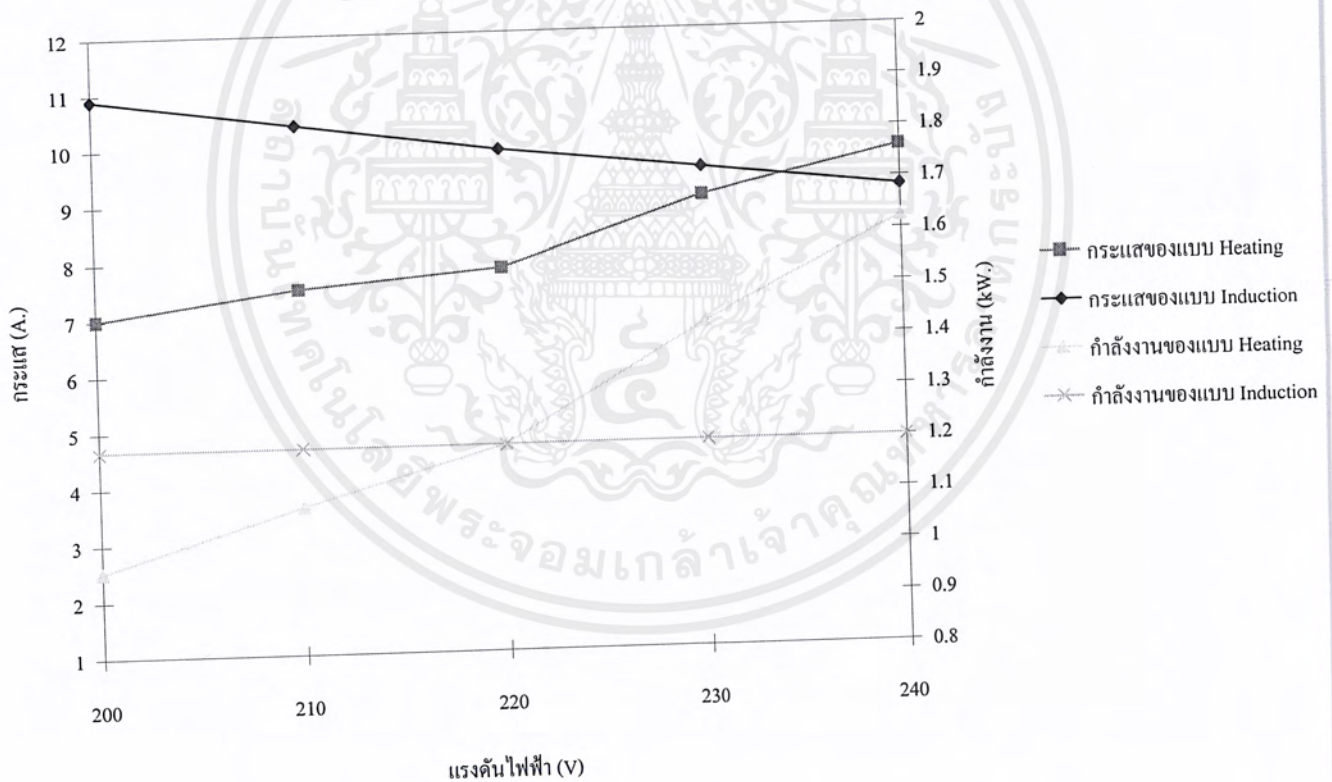
- นำเตาอบแบบ Induction มาทำการป้อนไฟ AC ที่ได้จากชุด Inverter โดยมีพิกัดแรงดันขาเข้าชุด Inverter 200, 210, 220, 230 และ 240 V. ตามลำดับ โดยผ่าน Variac 15 A.
- ทำการปรับความถี่จนมีระดับกำลังงาน 1.2 kW. แล้วบันทึกค่ากระแสที่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

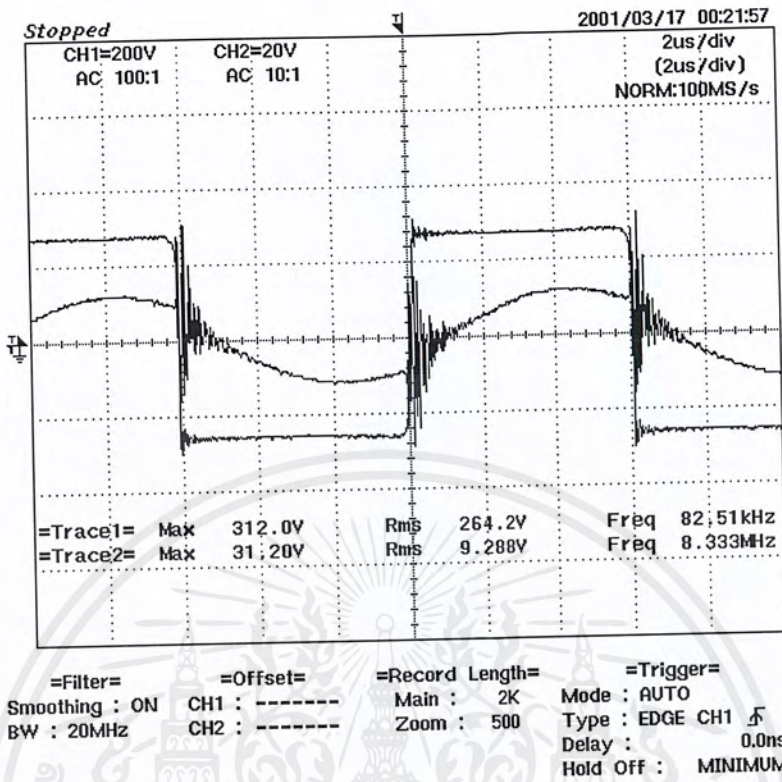
ตารางที่ 5.2 แสดงผลของสภาวะไฟตกและไฟเกินที่มีต่อกระแสและกำลังงาน
ของเตาอบแบบต่างๆ

Volt	แบบ Heating		แบบ Induction	
	กระแส (A.)	กำลังงาน (kW.)	กระแส (A.)	กำลังงาน (kW.)
200	7.0	0.966	10.9	1.2
210	7.5	1.087	10.4	1.2
220	7.8	1.2	9.9	1.2
230	9.0	1.428	9.5	1.2
240	9.8	1.623	9.1	1.2

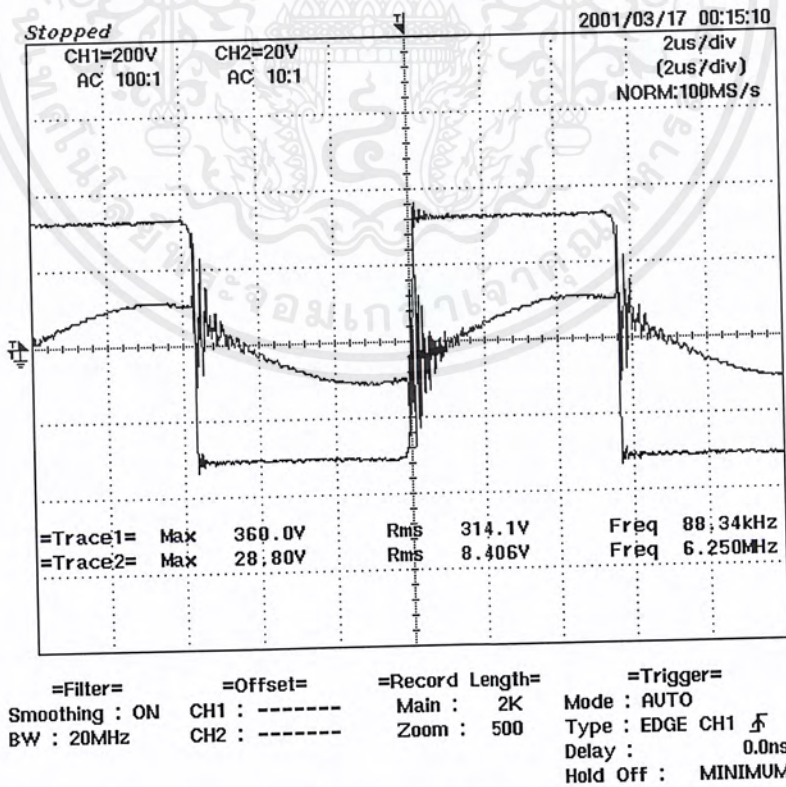


รูปที่ 5.5 กราฟแสดงผลของสภาวะไฟตกและไฟเกินที่มีต่อกระแสและกำลังงาน
ของเตาอบแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่สภาวะไฟตก (200 V.)



รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่สภาวะไฟเกิน (240 V.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นว่าเมื่อเกิดสถานะผิดปกติของระดับแรงดันไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็นไฟตกหรือไฟเกินก็ตาม เตาอบแบบ Induction จะยังสามารถรักษากำลังงานให้คงที่ ณ ระดับกำลังงาน 1.2 kW. ได้โดยการเปลี่ยนแปลงของความถี่คือ เมื่อเกิดสถานะไฟเกินจะต้องเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นเพื่อลดขนาดของกระแส ในทางกลับกันเมื่อเกิดสถานะไฟตกจะต้องลดความถี่ลงเพื่อเพิ่มขนาดของกระแสขึ้น

เมื่อเปรียบเทียบกับเตาอบแบบ Heating จะพบว่ากำลังงานจะเปลี่ยนตามระดับแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงไปกล่าวคือ เมื่อเกิดสถานะไฟตกขนาดของกระแสก็จะลดลงทำให้ระดับกำลังงานจึงลดลง ตรงกันข้ามเมื่อเกิดสถานะไฟเกินขนาดของกระแสก็จะเพิ่มขึ้นทำให้ระดับกำลังงานจึงเพิ่มขึ้น ดังนั้นเตาอบแบบนี้จึงไม่มีเสถียรภาพของระดับกำลังงาน

5.3 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant ค่าต่างๆ ในพิกัดแรงดัน 220 V.

วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาถึงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant ค่าต่างๆ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. Variac 15 A. 1 เฟส	1	ตัว
2. Storage Scope + หม้อแปลงแยกกราวด์	1	ชุด
3. Probe $\times 100$	1	เส้น
4. Probe $\times 10$	1	เส้น
5. VOM (Hewlett Packard)	2	เครื่อง
6. Ammeter AC (Amprobe)	1	เครื่อง
7. นาฬิกาจับเวลา	1	เครื่อง
8. Thermocouple	1	ตัว

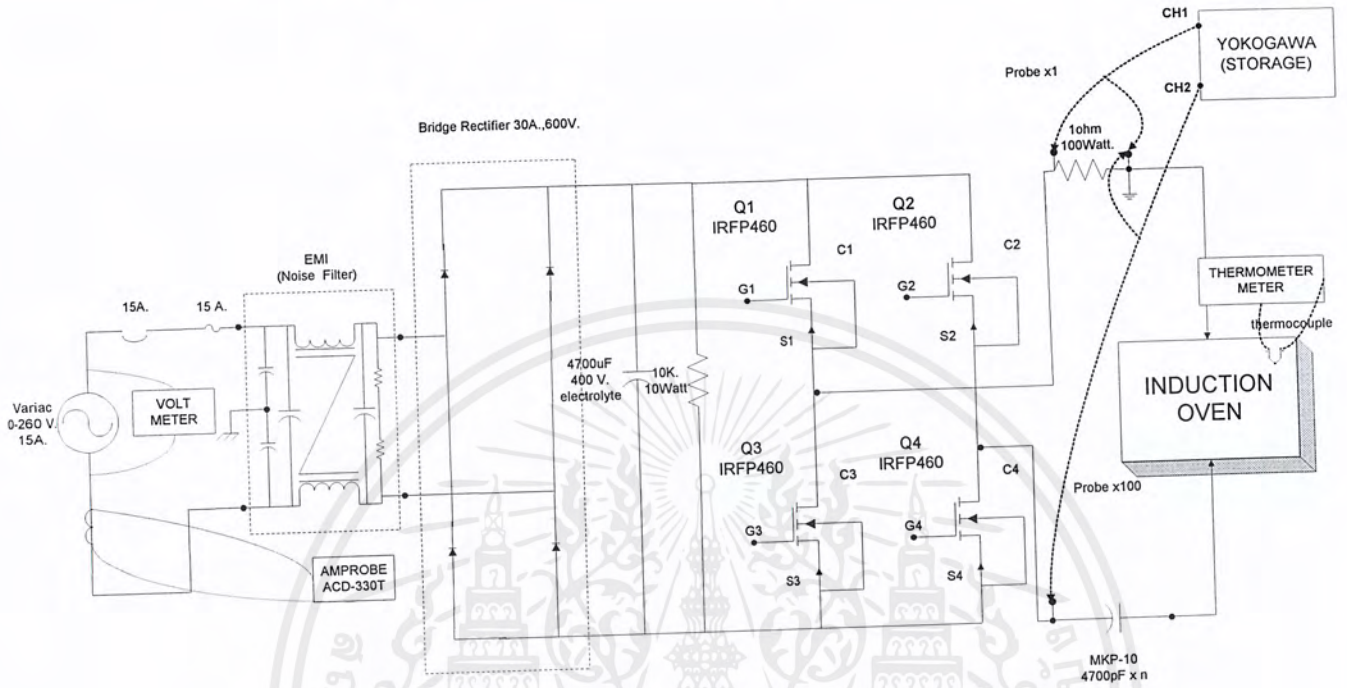
ขั้นตอนการทดลอง

- นำเตาอบแบบ Induction มาทำการป้อนไฟ AC ที่ได้จากชุด Inverter โดยมีพิกัดแรงดันขาเข้าชุด Inverter 220 V. โดยผ่าน Variac 15 A. พร้อมทั้งจัดอุปกรณ์ต่างๆ ตามรูปที่ 5.8
- ทำการเปลี่ยนค่า C ที่ใช้ในการ Resonant โดยใช้ C ขนาด 4700 pF. จำนวน 4, 5, 6,

7 และ 8 ตัว ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เริ่มจับเวลาและบันทึกผลของการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลาทุกๆ 3 นาทีเป็นเวลา 15 นาที



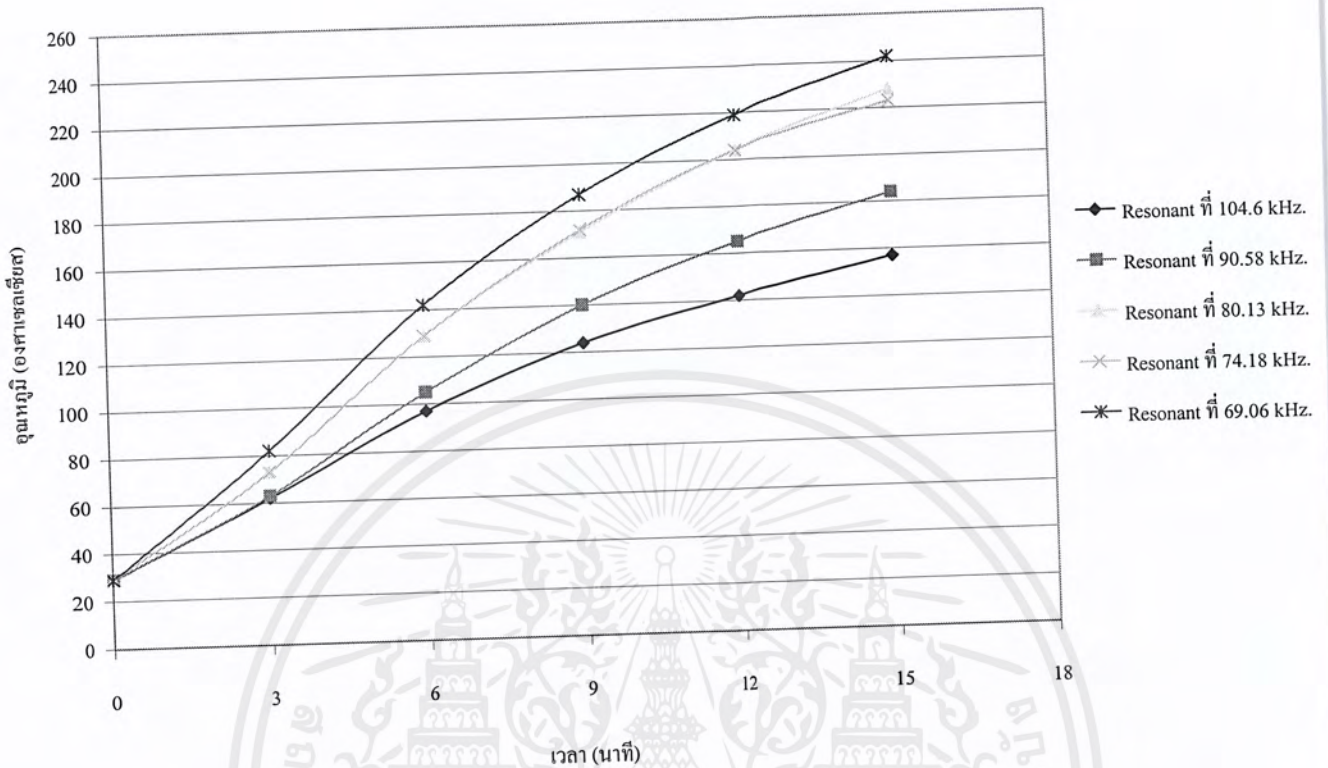
รูปที่ 5.8 แสดงการจับอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในเตาอบแบบ Induction

ผลการทดลอง

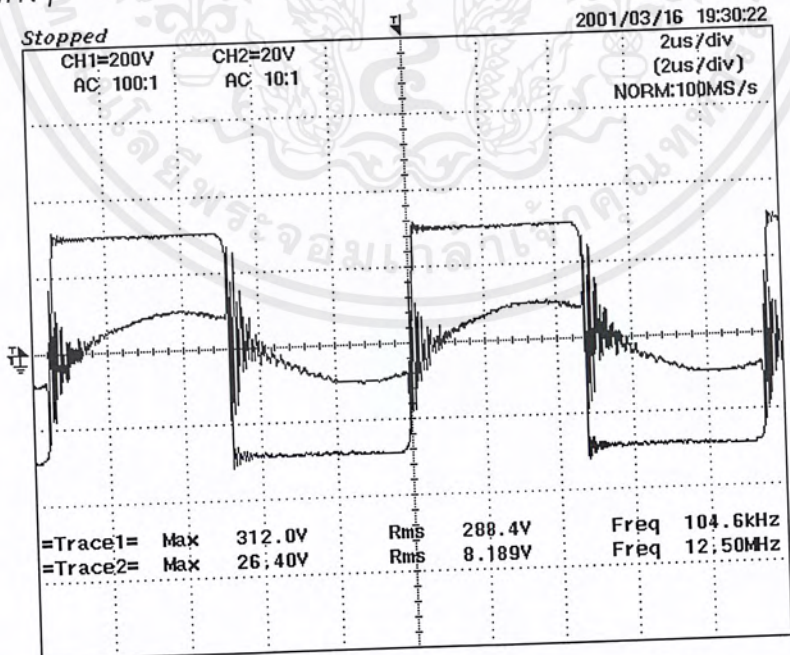
ตารางที่ 5.3 แสดงผลของการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิในเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant ค่าต่างๆ

เวลา (นาที)	อุณหภูมิ (°C)				
	Resonant ที่ ความถี่ 104.6 kHz. (4 × 4700 pF.)	Resonant ที่ ความถี่ 90.58 kHz. (5 × 4700 pF.)	Resonant ที่ ความถี่ 80.13 kHz. (6 × 4700 pF.)	Resonant ที่ ความถี่ 74.18 kHz. (7 × 4700 pF.)	Resonant ที่ ความถี่ 69.06 kHz. (8 × 4700 pF.)
0	29	29	29	29	29
3	62	63	73	73	82
6	97	105	129	129	142
9	124	140	171	172	187
12	142	165	204	204	219
15	157	184	228	223	242

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

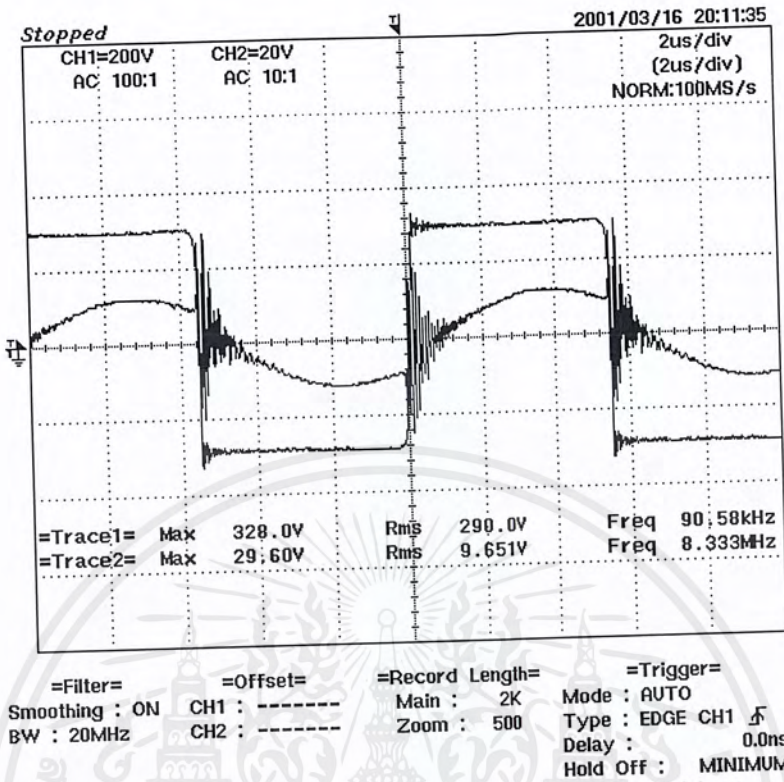


รูปที่ 5.9 กราฟแสดงผลของการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิต่อเวลาในเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant ค่าต่างๆ

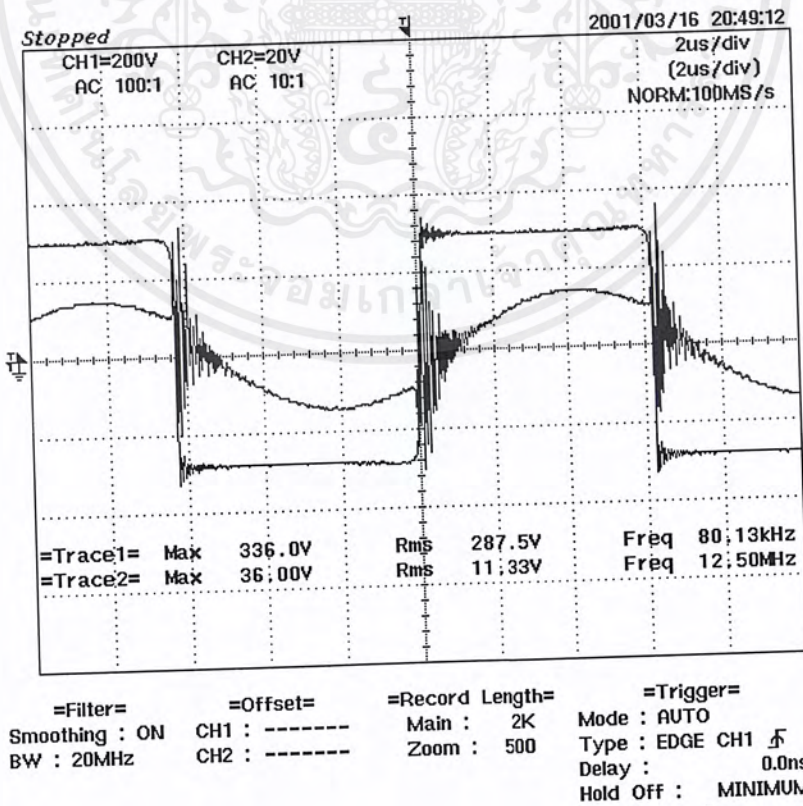


=Filter= Smoothing : ON BW : 20MHz
 =Offset= CH1 : ----- CH2 : -----
 =Record Length= Main : 2K Zoom : 500
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ใช้เฉพาะในหน่วยงานราชการเท่านั้น ห้ามนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 104.6 kHz. ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

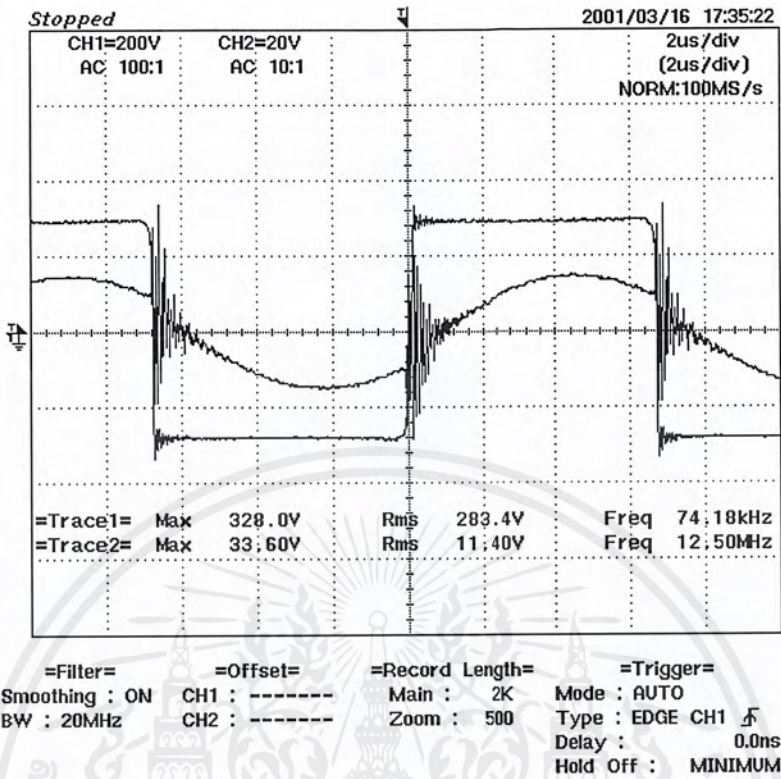


รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 90.58 kHz.

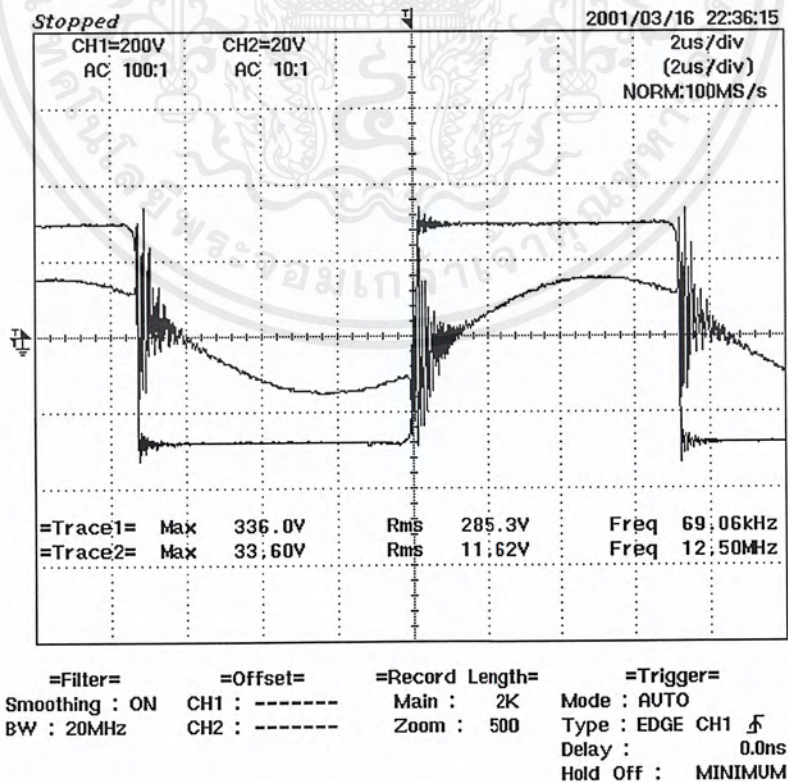


รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 80.13 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 74.18 kHz



รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณ V และ I ของเตาอบแบบ Induction ที่ความถี่ Resonant 69.06 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นว่าที่ความถี่ Resonant ค่าต่ำๆ จะมีผลต่อการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิของเตาอบแบบ Induction เป็นอย่างมากเนื่องจากที่ความถี่ Resonant ต่ำๆ นั้นจะมีการใช้ขนาดกระแสที่สูงกว่าที่ความถี่สูงๆ ตรงกันข้ามที่ความถี่ Resonant สูงๆ ก็จะมีการใช้ขนาดกระแสที่ต่ำกว่าที่ความถี่ต่ำๆ

จากเหตุผลดังกล่าวนี้ เราจึงสามารถที่จะปรับปรุงและพัฒนาเตาอบแบบ Induction ให้สามารถใช้ในพิกัดกำลังที่สูงขึ้นได้โดยไม่ต้องเปลี่ยนขดลวดให้ความร้อนดังเช่นเตาอบแบบ Heating ซึ่งทำได้โดยการปรับแต่งจุด Resonant ใหม่ที่มีค่าน้อยลงกว่าเดิม

ลักษณะเช่นนี้จะทำให้เตาอบแบบ Induction มีความยืดหยุ่นในการทำงานได้ดีกว่าเตาอบแบบ Heating โดยสามารถทำพิกัดกำลังได้จาก 1.2-2.4 kW. ไม่ใช่เพียงแค่งานที่พิกัดกำลัง 1.2 kW. เท่านั้น



บทที่ 6

วิจารณ์โครงการ

จากการที่กลุ่มข้าพเจ้าได้จัดทำเอาบเหนี่ยวมาขึ้นมา ทำให้ได้รับความรู้หลายประการ เช่น การสร้างและใช้งานวงจรสวิตซ์ซิ่ง, วงจรจับเกท, วงจร Full Bridge Inverter และที่สำคัญ คือ การใช้ขดลวดตีเกลียวซึ่งขดเป็นกันหอยเป็นตัวทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กไปเหนี่ยวมาหนึ่งของเอาบแล้วทำให้เกิดความร้อนขึ้นแทนขดลวดให้ความร้อนในเอาบธรรมดา ซึ่งเป็นความรู้ใหม่ที่ น่าสนใจเป็นอย่างยิ่ง เพราะขดลวดตีเกลียวใช้หลักการเหนี่ยวมากับแผ่นเหล็กแล้วให้ความร้อน เกิดขึ้น โดยที่ขดลวดตีเกลียวไม่ได้วางติดกับแผ่นเหล็กโดยตรง จากการทำโปรเจกต์ทำให้ข้าพเจ้า ได้นำทฤษฎีต่างๆ ที่ได้เรียนมาใช้ในการทำโปรเจกต์ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากซึ่งจากการที่ได้ทำ โครงการครั้งนี้ทำให้เห็นว่าวงจร Induction สามารถนำไปประยุกต์กับโหลดได้หลายประเภท เช่น เครื่องเชื่อมความถี่สูง, เครื่องหลอมความถี่สูง, หม้อไฟฟ้าเหนี่ยวมา และท้ายที่สุดที่ได้สร้างขึ้นมา ใหม่ก็คือ เอาบเหนี่ยวมา

จากโปรเจกต์ที่ได้สร้างขึ้นมา ทำให้ได้ใช้ความคิดที่ท้าทายเพื่อแก้ไขปัญหา ยกตัวอย่างเช่น ในตอนแรกได้ทำการทดลองสร้างขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กโดยใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 30 จำนวน 60 เส้นนำมาขดเป็นเกลียวหลังจากนั้นจึงนำมาขดเป็นรูปกันหอยแล้ววาดด้วยวานิชทั้งสองด้าน จากการทดลองกับขดลวดตีเกลียวขนาด 60 เส้น ผลปรากฏว่าจะต้องใช้กระแสสูงในการ จับโหลดเพราะเนื่องจากค่าความต้านทานของขดลวดมีค่าน้อยเกินไป โดยเราสามารถวิเคราะห์ สาเหตุที่โหลดดึงกระแสสูงเมื่อนำไปจับโหลดที่เป็นทั้งโลหะและแอสแตนเลสก็เพราะว่าเมื่อนำ ขดลวดมาตีเกลียวโดยมีจำนวนลวดทองแดงอาบน้ำยามากๆ นั่นก็เปรียบได้กับเหมือนการนำเอา ค่าความต้านทานมาขนานกันยิ่งนำมาขนานกันมากขึ้นเรื่อยๆ ค่าความต้านทานก็จะลดลงตาม ลำดับ เมื่อความต้านทานต่ำกระแสจึงไหลได้มาก ต่อมาจึงได้ทำการสร้างขดลวดเหนี่ยวมาขึ้นมา ใหม่โดยใช้จำนวนลวดทองแดงอาบน้ำยาน้อยลงกว่าเดิม คือใช้ลวดทองแดงจำนวน 30 เส้น หลัง จากที่นำลวดทองแดงมาขดเป็นกันหอยเสร็จแล้ววาดด้วยวานิชเมื่อนำมาจับโหลด โดยตอนแรกใช้ แผ่นแอสแตนเลสเป็นโหลดทำให้ต้องเผชิญกับปัญหาคือ ต้องใช้กระแสสูงถึงจะทำให้เกิดการเหนี่ยว มาเพื่อทำให้เกิดความร้อนได้ จึงได้ลองเปลี่ยนโหลดเป็นเหล็กที่มีความหนาต่างๆ กัน (1-4 มิลลิเมตร) โดยจากการทดลองปรากฏว่าเหล็กที่มีความหนาน้อยจะเกิดความร้อนขึ้นอย่างรวดเร็ว มากกว่าเหล็กที่มีความหนามากๆ แต่เหล็กที่มีความหนาน้อยเมื่อมีความร้อนสูงขึ้นก็จะเกิดการ โกง งอ ส่งผลทำให้ระยะ gap เปลี่ยนและจะส่งผลให้กระแสมีค่าไม่แน่นอนขึ้นอยู่กับว่าแผ่นเหล็ก โกง เข้าหรือโง่งออกจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก โดยถ้าโง่งเข้าก็จะทำให้กระแสลดลงหรือในทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรงกันข้ามถ้าโคงออกก็จะมีกระแสสูงขึ้น แต่ในท้ายที่สุดความหนาของเหล็กที่มีความเหมาะสมที่สุดในการสร้างเตาอบแบบเหนียวก็คือเหล็กที่มีความหนาขนาด 3 มิลลิเมตร

หลังจากที่ได้ความหนาของโลหะที่ใช้สร้างเตาอบลงตัวที่ 3 มิลลิเมตรเรียบร้อยแล้ว จึงนำมาลองขับโหลดเมื่อนำมาขับโหลดผลปรากฏว่า วานิชซึ่งเป็นน้ำยาเคลือบหลอดทองแดงจะเกิดการเสื่อมสภาพหรือละลายออกจากขดลวดเมื่อลวดมีอุณหภูมิสูงขึ้น ซึ่งการที่ลวดมีอุณหภูมิสูงขึ้นเรื่อยๆ นั้นก็เนื่องมาจากความร้อนที่แผ่มาจากแผ่นเหล็กที่เป็นโหลดนั่นเอง เมื่อวานิชที่เคลือบขดลวดทองแดงละลายทำให้ขดลวดที่ติดเกลียวเกิดการ short turn ขึ้นทำให้กระแสที่ไหลเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนมีค่าเกินกว่าพิกัดของ Power MOSFET ทำให้ Power MOSFET เกิดการเสียหาย

ดังนั้นจึงได้หาวิธีการแก้ไขการเกิด short turn ของขดลวดขึ้น โดยได้ทำการทดลองเปลี่ยนจากขดลวดที่เกลียวมาเป็นการใช้แผ่นทองแดงขนาด 0.2 มิลลิเมตรนำมาตัดให้มีความกว้าง 1 เซนติเมตรแล้วนำมาต่อกัน หลังจากนั้นจึงนำมาขดเป็นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสโดยมีแผ่น EPOXY เป็นตัวคั่น เมื่อขดจนได้ความยาวด้านแต่ละด้านประมาณ 20 เซนติเมตร ก็ทำการราดด้วย EPOXY RESIN แต่เมื่อนำมาขับโหลดผลปรากฏว่าความร้อนเพิ่มขึ้นได้ไม่ดีเท่าที่ควรซึ่งเมื่อนำมาวิเคราะห์ตามทฤษฎีก็จะได้ว่ากระแสจะคั้งที่จุดซึ่งมีการหักมุม ทำให้กระแสไหลได้ไม่ต่อเนื่องหลังจากนั้นจึงได้ทำการทดลองขดแผ่นทองแดงด้วยวิธีการข้างต้น แต่นำมาขดเป็นวงกลมแทนหลังจากนั้นจึงนำไปขับโหลด แต่เมื่อนำไปขับโหลดผลปรากฏว่าโหลดมีการดึงกระแสสูงซึ่งเมื่อนำมาวิเคราะห์ปรากฏว่าการขดแผ่นทองแดงที่มีลักษณะเป็นทรงกลมซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับความกว้างแต่ละด้านของการขดแผ่นทองแดงจะได้ความยาวของแผ่นทองแดงสั้นกว่าการขดแผ่นทองแดงเป็นสี่เหลี่ยม เมื่อแผ่นทองแดงสั้นทำให้ค่าความต้านทานมีค่าต่ำ จึงส่งผลทำให้โหลดดึงกระแสสูง

หลังจากการได้ลองใช้แผ่นทองแดงแทนขดลวดที่เกลียวแล้วไม่ประสบความสำเร็จในการเหนียวโลหะให้เกิดความร้อนได้ดีเท่าที่ควร ผลสรุปสุดท้ายที่ดีที่สุดสำหรับการสร้างที่ใช้ขดลวดเหนียวก็คือ โดยก่อนที่จะนำขดลวดทองแดงมาตีเป็นเกลียวนั้นจะต้องทำการหุ้มขดลวดที่เกลียวด้วยท่อทนความร้อน แล้วหลังจากนั้นจึงค่อยนำขดลวดที่เกลียวที่ผ่านการหุ้มด้วยท่อทนความร้อนเรียบร้อยแล้วนำมาขดเป็นกันหอย แล้วจึงราดด้วย EPOXY RESIN ทั้งสองด้านโดยสาเหตุที่เปลี่ยนมาใช้ EPOXY RESIN เพราะ EPOXY RESIN มีคุณสมบัติที่แตกต่างจากวานิชคือมันสามารถทนอุณหภูมิได้สูงกว่าวานิชถึง 2-3 เท่าตัว และ EPOXY RESIN เมื่อแห้งแล้วจะมีความแข็งแรงสูงซึ่งจะส่งผลให้ขดลวดเหนียวมีโครงสร้างที่แข็งแรงตามไปด้วย ขดลวดเหนียวนำประเภทนี้ได้ถูกสร้างขึ้นมาจำนวน 5 ชุด เพื่อนำมาติดตั้งให้เกิดการเหนียวทุกด้านของเตาอบ ซึ่งมีด้านทั้งหมด 5 ด้าน โดยแต่ละชุดนำมาต่ออนุกรมกัน โดยการติดตั้งขดลวดเข้ากับเตาอบนั้นจะต้องนำใยหิน และแผ่นแมกคะไลต์ มากั้นระหว่างขดลวดที่เกลียวและผนังของเตาอบ ซึ่งระยะห่างระหว่างขดลวดเหนียวกับกับผนังของเตาอบก็คือ ระยะ gap ซึ่งในที่นี้ได้กำหนดระยะ gap ไว้ที่ประมาณ 1.3 เซนติเมตร และด้วยการทำขดลวดเหนียวนำประเภทนี้จึงสามารถขับโหลดได้

สำเร็จ โดยสามารถเร่งความร้อนภายในเตาอบให้มีอุณหภูมิที่ 100 องศาเซลเซียสด้วยเวลาเพียง 2-3 นาทีเท่านั้น ต่อมาได้ทำการเลือกใช้วงจรถับ Power MOSFET ซึ่งจะใช้ TL494 หรือ UC3879N อย่างไรก็ตามจะขบคิดวกกัน และสุดท้ายจึงได้ข้อสรุปคือ ใช้ TL494 เพราะมีข้อดีคือ สามารถสร้างวงจร soft start ได้ง่ายกว่าแต่อย่างไรก็ตาม UC3879N จะสามารถใช้ควบคุมสัญญาณ feedback ได้ง่ายกว่า แต่ในขั้นนี้ยังไม่มีการใช้ชุด feedback จึงยังคงใช้ TL494 ต่อไป

ซึ่งโครงการนี้จะสำเร็จลุล่วงไปไม่ได้ถ้าโครงการนี้ขาดผู้ให้การช่วยเหลือสนับสนุนและความอนุเคราะห์จากบริษัทต่างๆ ซึ่งมีดังต่อไปนี้

1. บริษัท โชคชัย อิเล็กทรอนิกส์ จำกัด ซึ่งได้ให้ความช่วยเหลือในการให้ IC เบอร์ UC3879N สำหรับนำมาทดลองในการขบเกต โดยขอขอบคุณ คุณสุทธิณี (เจ้าหน้าที่บริษัท) ซึ่งทำหน้าที่ในการประสานงานกับทางบริษัท จึงขอขอบพระคุณอย่างสูง ณ ที่นี้ด้วย
2. บริษัท กระจกไทยอาสาชี่ ประเทศไทยจำกัด ซึ่งได้ให้ความช่วยเหลือในการให้กระจกนิรภัยทนความร้อน โดยขอขอบคุณ คุณธนบูรณ์ (เจ้าหน้าที่ฝ่ายวิศวกรรม) ซึ่งทำหน้าที่ในการประสานงานกับทางบริษัท จึงขอขอบพระคุณอย่างสูง ณ ที่นี้ด้วย

และต้องขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รุ่นพี่ปริญญาโททุกคนที่ให้ความรู้ และคำแนะนำที่ทำให้สามารถทำโปรเจกต์ลุล่วงไปด้วยดี และขอขอบคุณอย่างมากสำหรับ พี่ศักดิ์ และพี่เอ



ภาคผนวก ก.

Data Sheet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

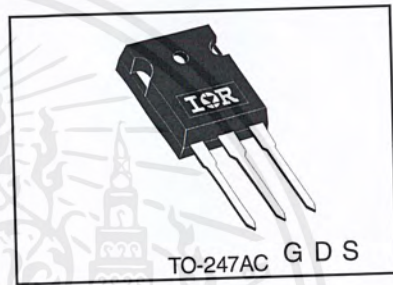
Applications

Switch Mode Power Supply (SMPS)
Uninterruptable Power Supply
High speed power switching

V_{DSS}	R_{ds(on)} max	I_D
500V	0.27Ω	20A

Benefits

Low Gate Charge Q_g results in Simple Drive Requirement
Improved Gate, Avalanche and dynamic dv/dt Ruggedness
Fully Characterized Capacitance and Avalanche Voltage and Current
Effective Coss specified (See AN1001)



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I _D @ T _C = 25°C	Continuous Drain Current, V _{GS} @ 10V	20	A
I _D @ T _C = 100°C	Continuous Drain Current, V _{GS} @ 10V	13	
I _{DM}	Pulsed Drain Current	80	W
P _D @ T _C = 25°C	Power Dissipation	280	W/°C
	Linear Derating Factor	2.2	V
V _{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt	3.8	V/ns
T _J	Operating Junction and	-55 to + 150	°C
T _{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Typical SMPS Topologies:

Full Bridge
PFC Boost

Notes through are on page 8
www.irf.com

IRFP460A

International
IR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.61	—		$V/^\circ\text{C}$ Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 12A$
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 500V, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 400V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 30V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -30V$

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g_{fs}	Forward Transconductance	11	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 12A$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	105	nC	$I_D = 20A$ $V_{DS} = 400V$ $V_{GS} = 10V, \text{See Fig. 6 and 13}$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	26		
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	42		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD} = 250V$ $I_D = 20A$ $R_G = 4.3\Omega$ $R_D = 13\Omega, \text{See Fig. 10}$
t_r	Rise Time	—	55	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—		
t_f	Fall Time	—	39	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	3100	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0MHz, \text{See Fig. 5}$
C_{oss}	Output Capacitance	—	480	—		
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	18	—		
C_{oss}	Output Capacitance	—	4430	—		
C_{oss}	Output Capacitance	—	130	—		
$C_{oss \text{ eff.}}$	Effective Output Capacitance	—	140	—		

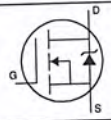
Avalanche Characteristics

	Parameter	Typ.	Max.	Units
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy	—	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current	—	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy	—	28	mJ

Thermal Resistance

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

Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode)	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 20A, V_{GS} = 0V$
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	480	710	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.0	7.5	μC	$di/dt = 100A/\mu\text{s}$
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

www.irf.com

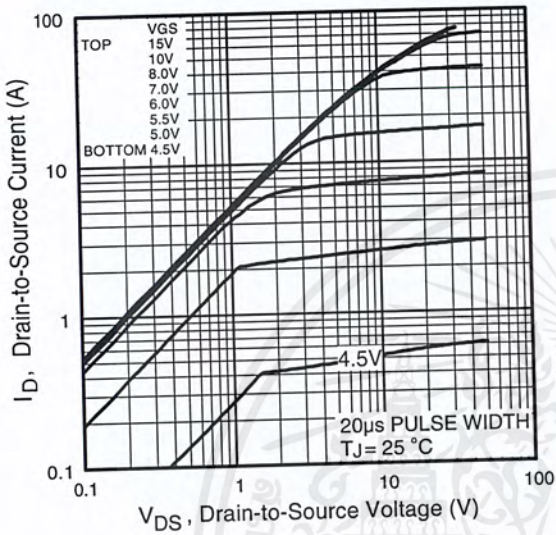


Fig 1. Typical Output Characteristics

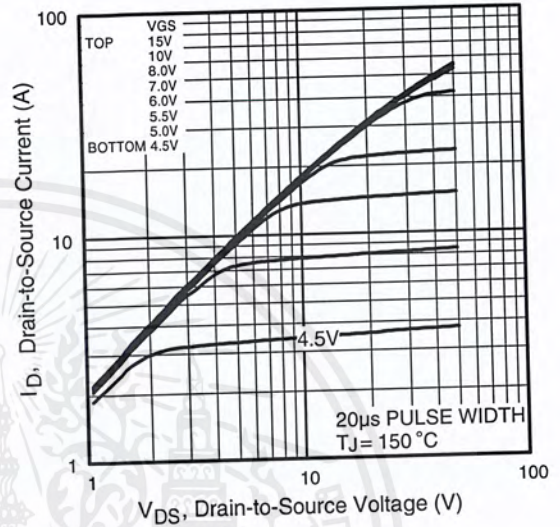


Fig 2. Typical Output Characteristics

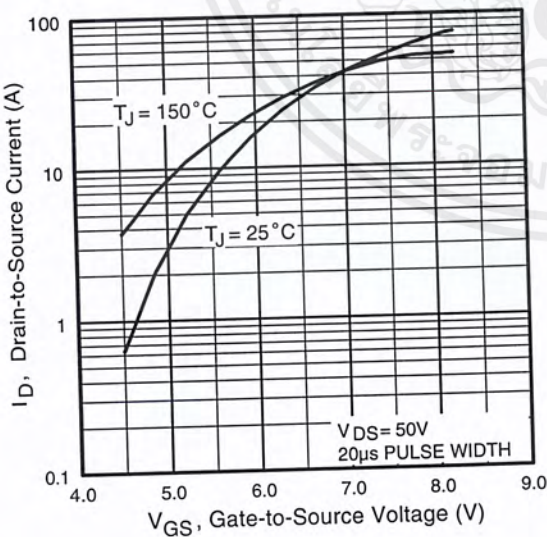


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

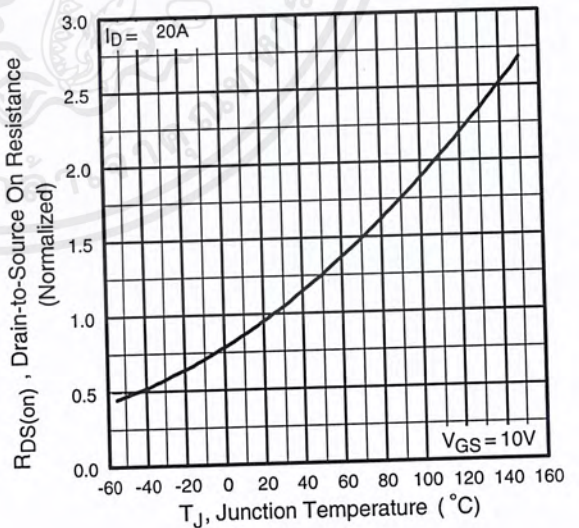


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRFP460A

International
IR Rectifier

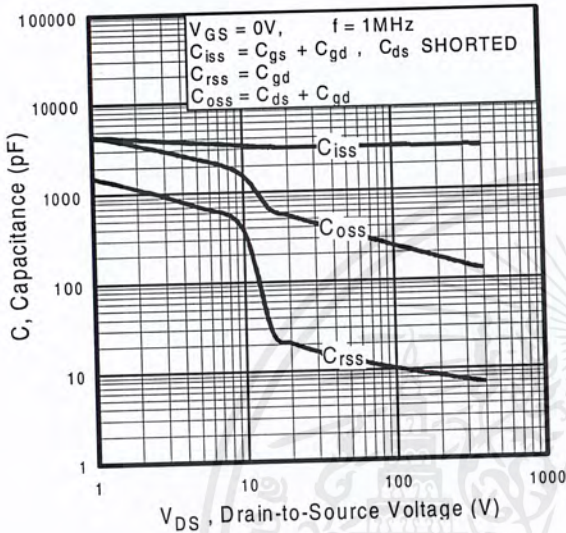


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

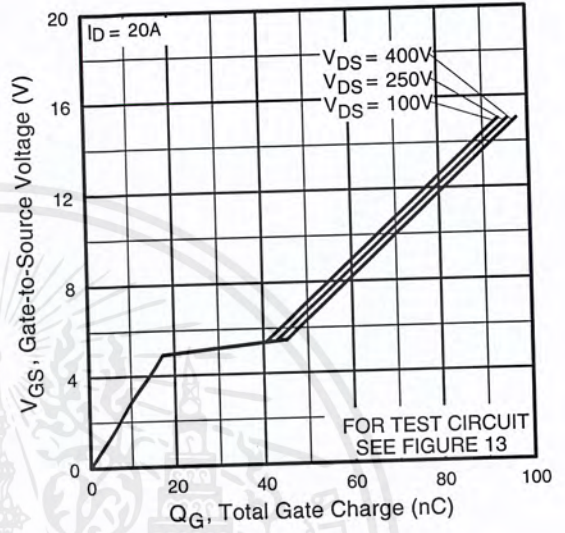


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

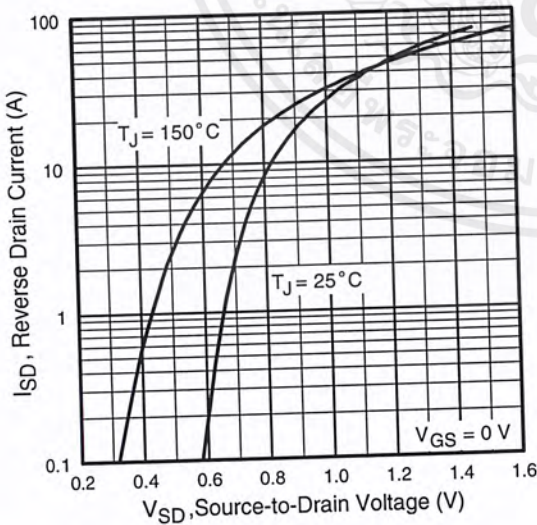


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

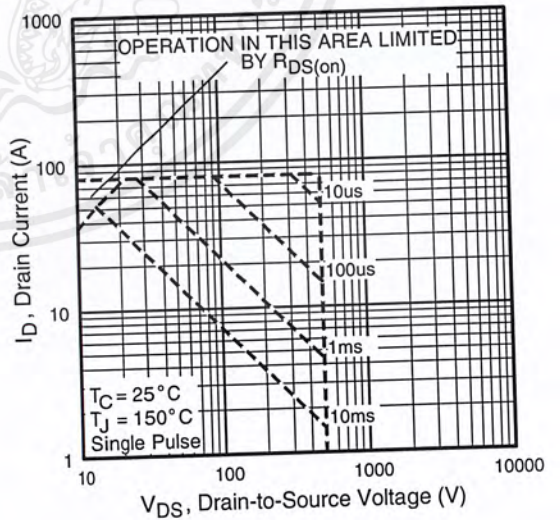


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

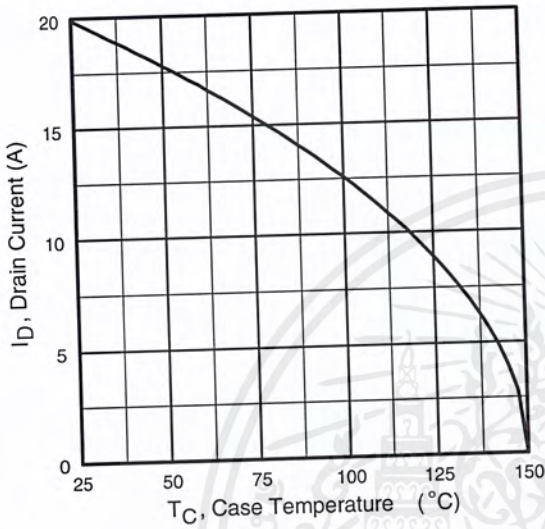


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

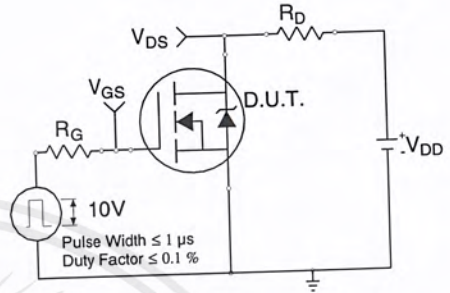


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

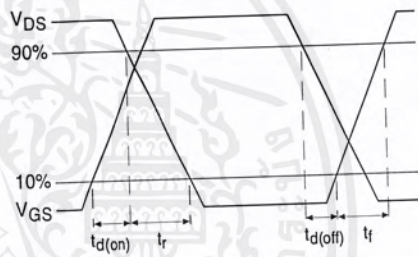


Fig 10b. Switching Time Waveforms

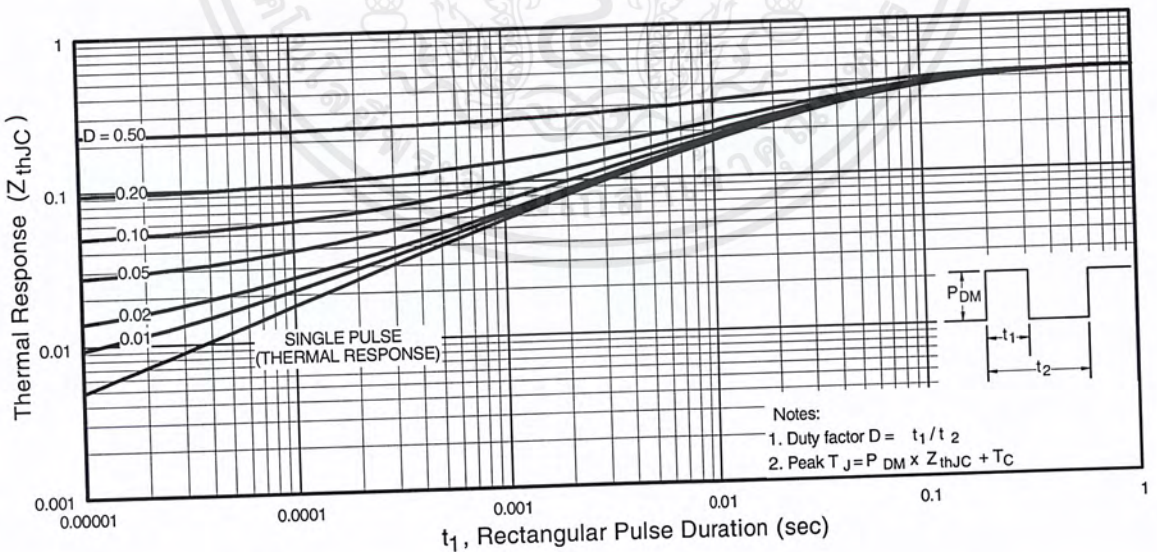


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRFP460A

International
IR Rectifier

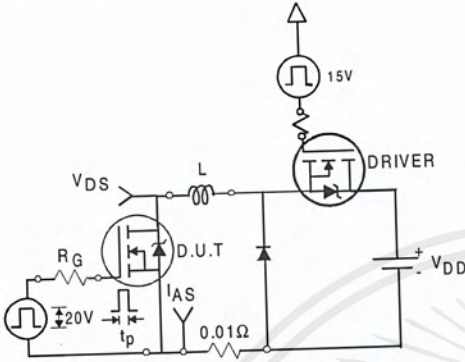


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

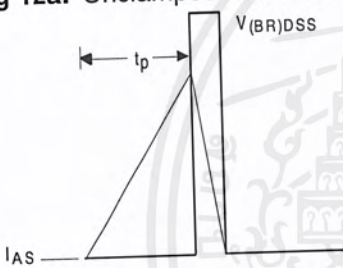


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

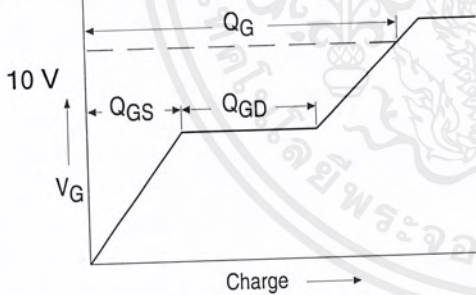


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

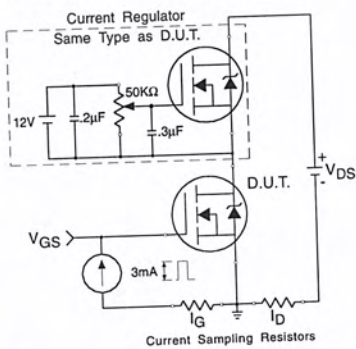


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

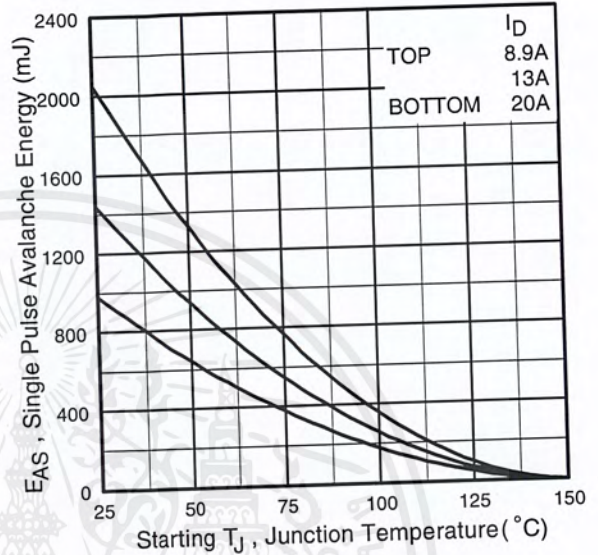


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

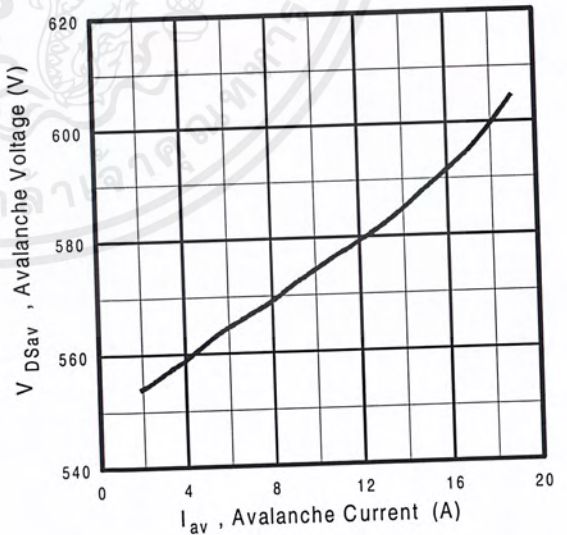


Fig 12d. Typical Drain-to-Source Voltage Vs. Avalanche Current

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

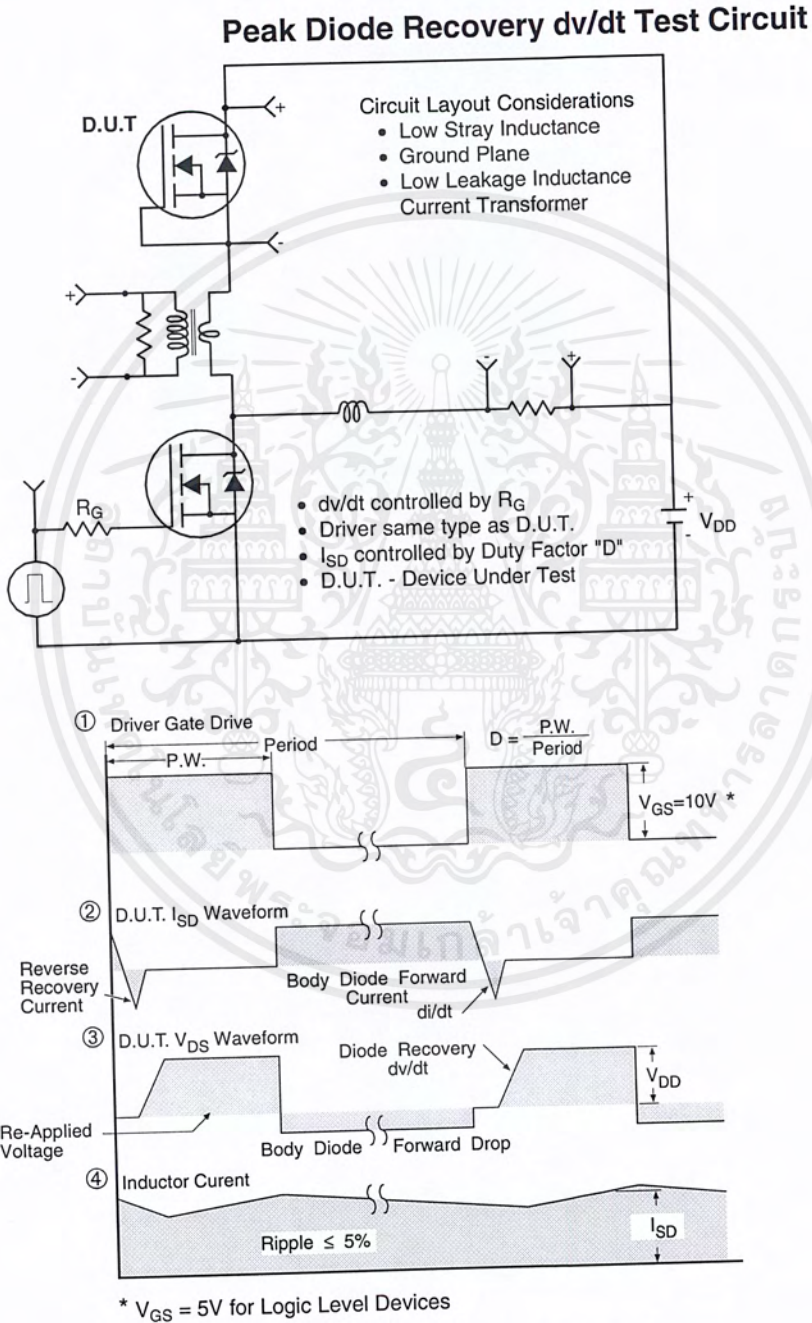


Fig 14. For N-Channel HEXFETS

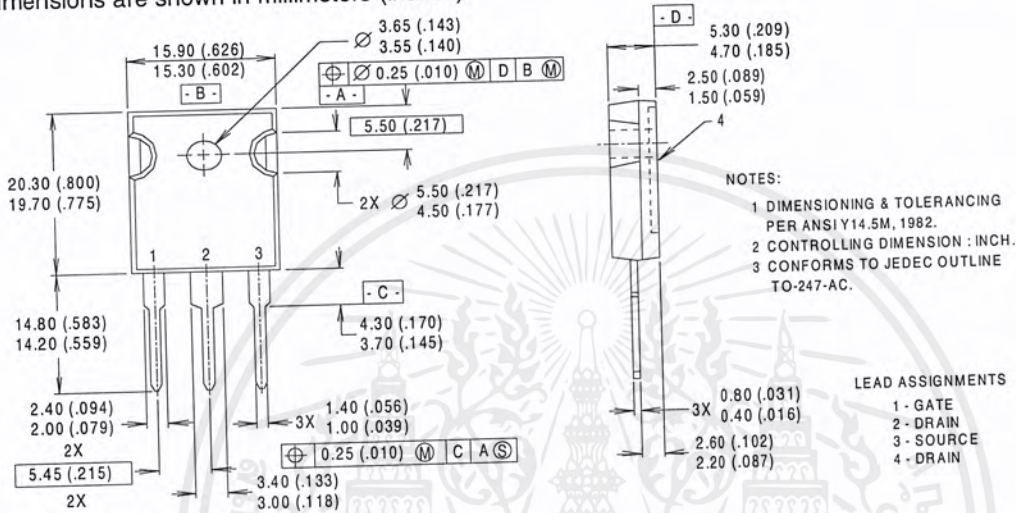
IRFP460A

International
IR Rectifier

Package Outline

TO-247AC Outline

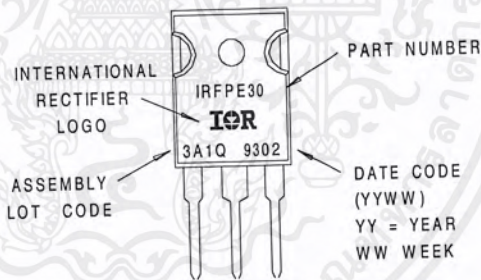
Dimensions are shown in millimeters (inches)



Part Marking Information

TO-247AC

EXAMPLE: THIS IS AN IRFPE30
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 3A1Q



Notes:

Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$
 $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 20\text{A}$. (See Figure 12)

$I_{SD} \leq 20\text{A}$, $di/dt \leq 125\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$,
 $T_J \leq 150^\circ\text{C}$

Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.

C_{OSS} eff. is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{OSS} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS}

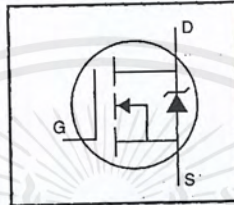
International
IR Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331
IR GREAT BRITAIN: Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020
IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200
IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590
IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111
IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086
IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 838 4630
IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-9936
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 6/99

www.irf.com

HEXFET® Power MOSFET

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

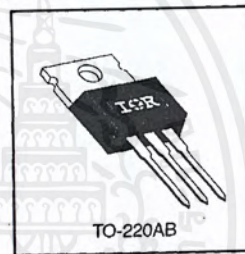


$V_{DSS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$
$I_D = 5.6A$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units	
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	5.6	A	
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	4.0		
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	20	W	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	43	W/°C	
	Linear Derating Factor	0.29	V	
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V	
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	100	mJ	
I_{AR}	Avalanche Current ③	5.6	A	
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	4.3	mJ	
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	V/ns	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C	
T_{STG}		Soldering Temperature, for 10 seconds		300 (1.6mm from case)
		Mounting Torque, 6-32 or M3 screw		10 lbf•in (1.1 N•m)

Thermal Resistance

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

IRF510



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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.54	Ω	V _{GS} =10V, I _D =3.4A ④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	1.3	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =3.4A ④
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{DS} =100V, V _{GS} =0V
		—	—	250	μA	V _{DS} =80V, V _{GS} =0V, T _J =150°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	8.3	nC	I _D =5.6A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	2.3	nC	V _{DS} =80V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	3.8	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	6.9	—	ns	V _{DD} =50V
t _r	Rise Time	—	16	—	ns	I _D =5.6A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	15	—	ns	R _G =24Ω
t _f	Fall Time	—	9.4	—	ns	R _D =8.4Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C _{iss}	Input Capacitance	—	180	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	81	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	15	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

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

Notes:

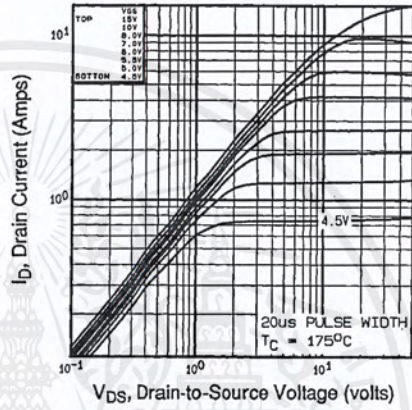
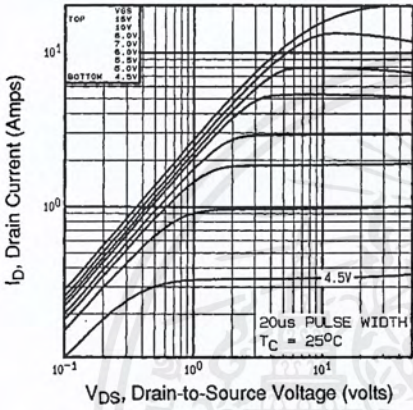
① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=25V, starting T_J=25°C, L=4.8mH
R_G=25Ω, I_{AS}=5.6A (See Figure 12)

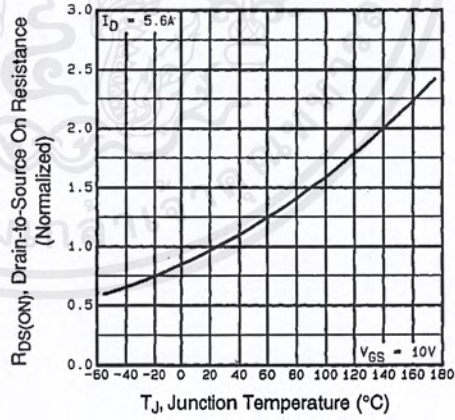
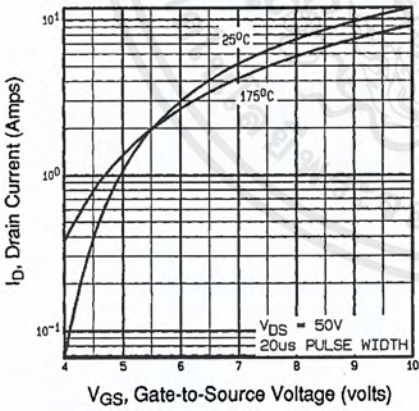
③ I_{SD}≤5.6A, di/dt≤75A/μs, V_{DD}≤V_{(BR)DSS},
T_J≤175°C

④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤ 2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



DATA SHEETS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

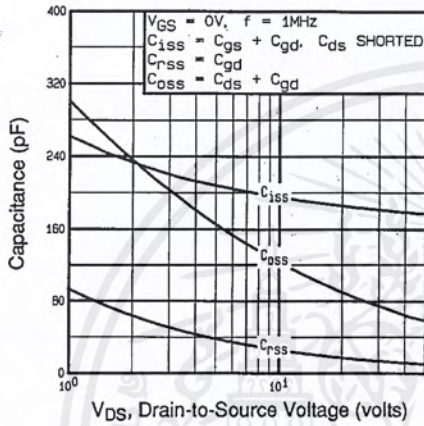


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

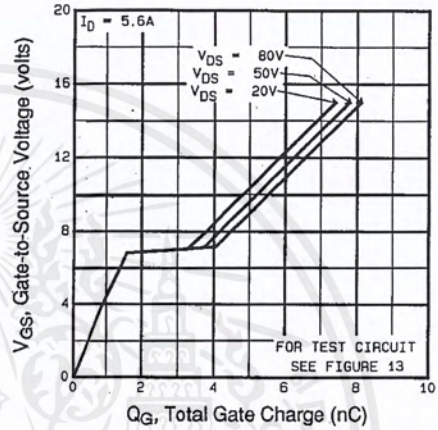


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

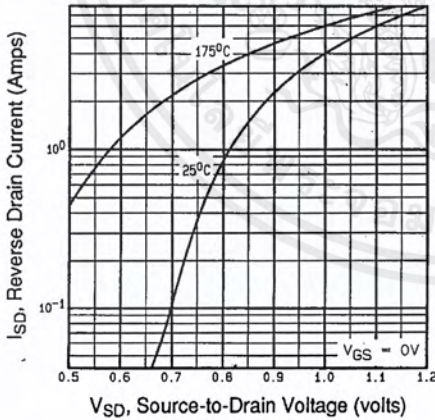


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

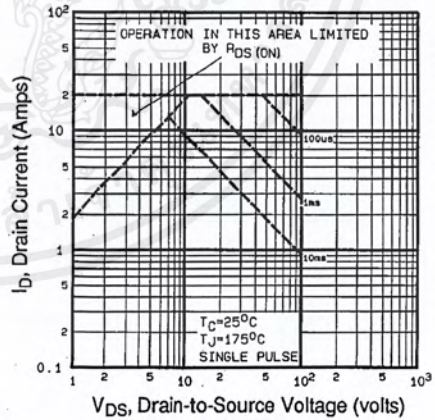


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

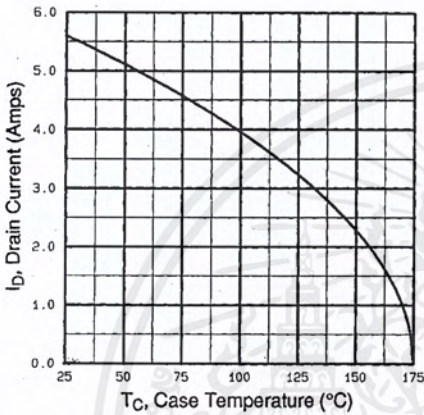


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

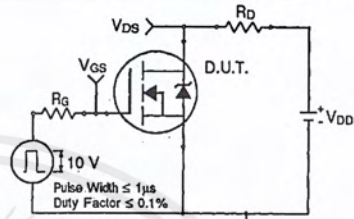


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

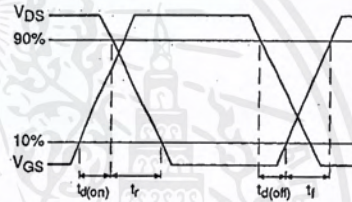


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

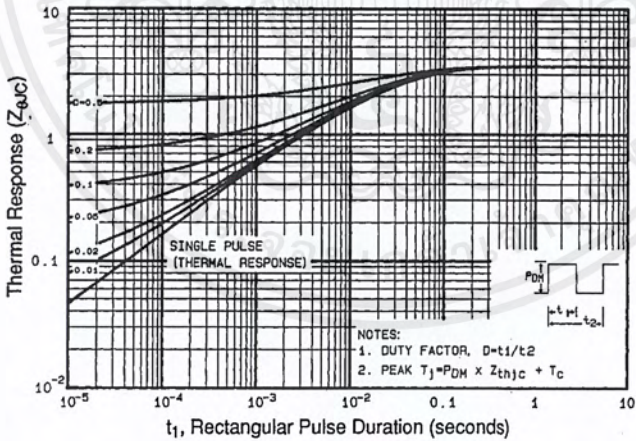


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

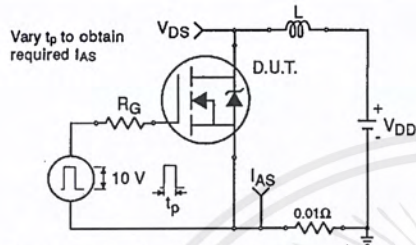


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

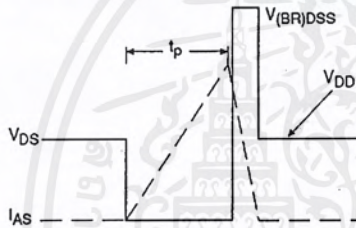


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

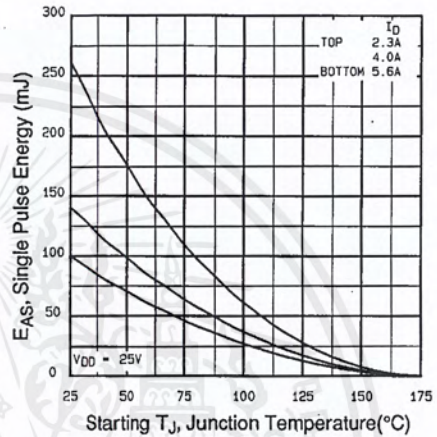


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

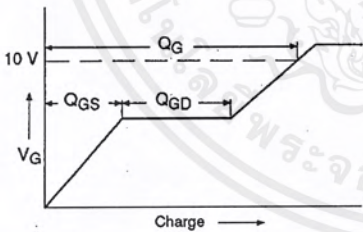


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

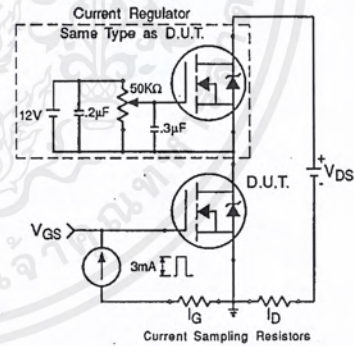


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

International
IR Rectifier



TL494

SWITCHMODE Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)



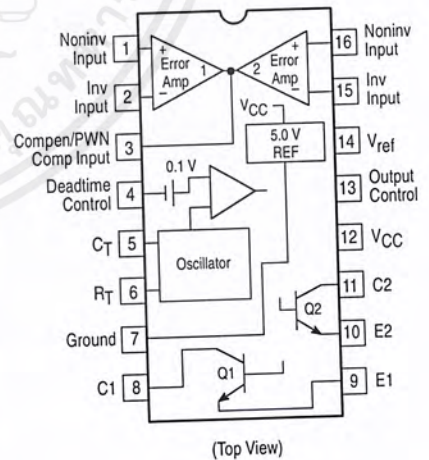
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I _{C1} , I _{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T _A 45 C	P _D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	80		C/W
Operating Junction Temperature	T _J	125		C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125		C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T _A	0 to +70 -25 to +85		C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T _A = 0 to +70 C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T _A = -25 to +85 C	Plastic

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	–0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25$ C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg _{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg _{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current $V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	μ A
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter–Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} = 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	– –	10 0.2	– 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_r	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_f	– –	25 40	100 100	ns

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25\ \text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25\ \text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA

PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA

DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45	48	50	%
		–	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	–	2.8	3.3	V
		0	–	–	

OSCILLATOR SECTION

Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25\ \text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%

UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
---	----------	-----	------	-----	---

TOTAL DEVICE

Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	–	5.5	10	mA
		–	7.0	15	
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

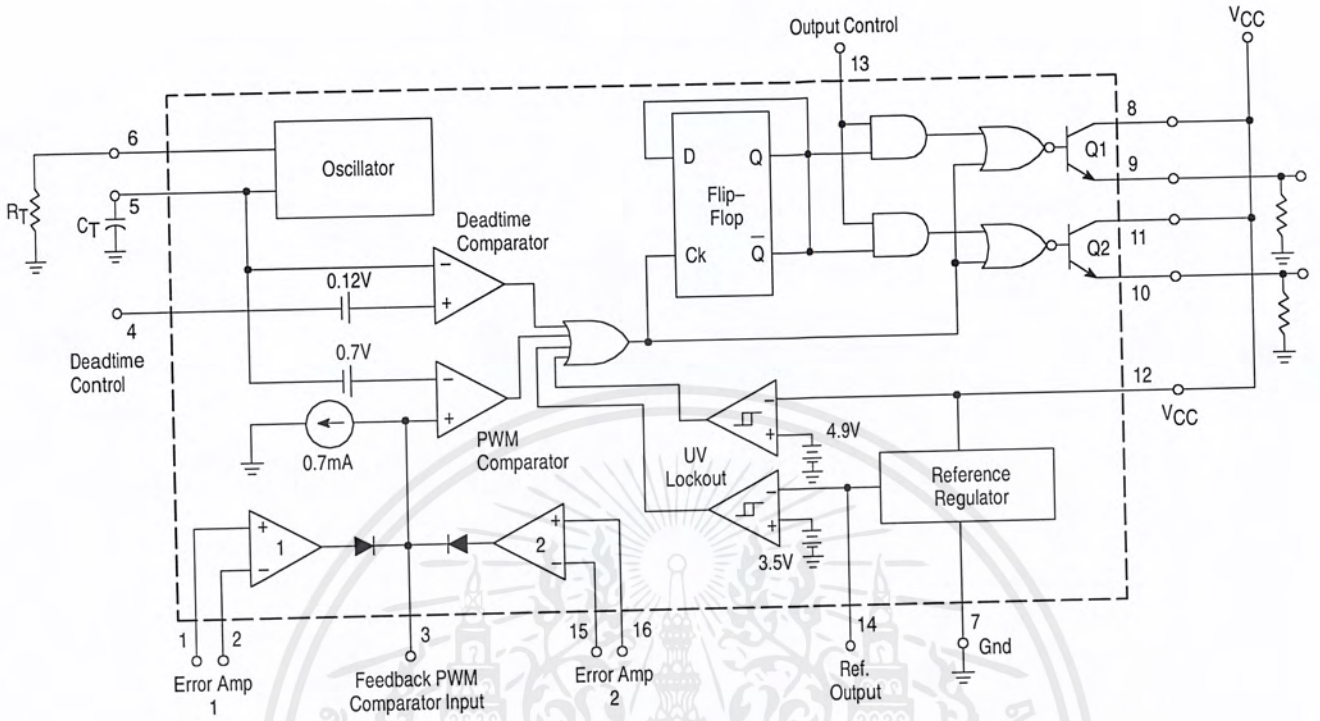
* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

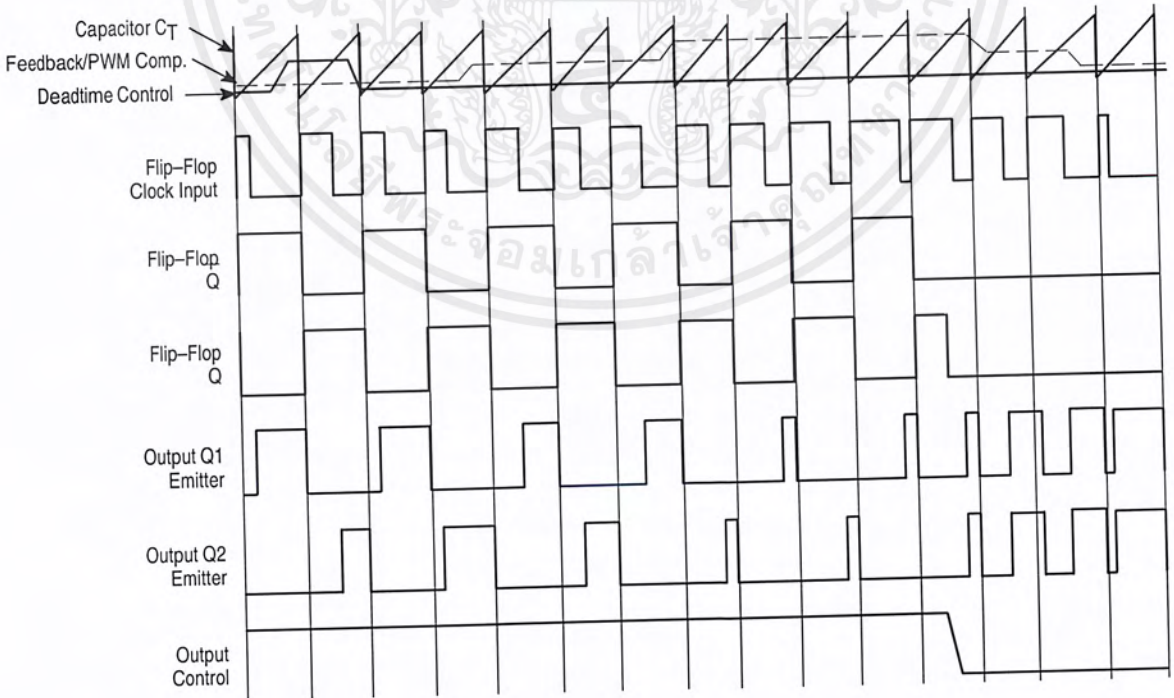
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่ยื่นออกมา

TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

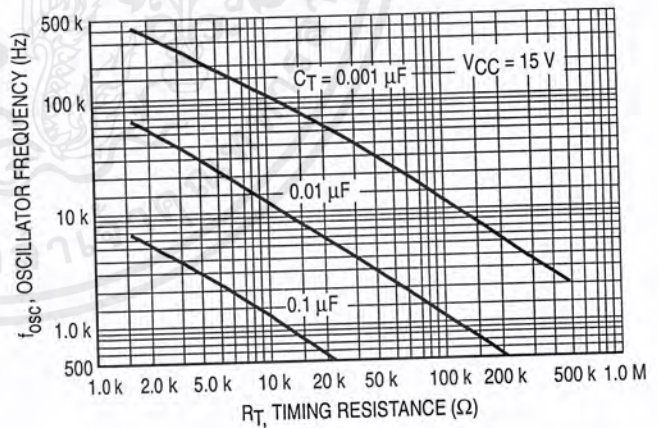
The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and

may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of 5.0% with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70 C.

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

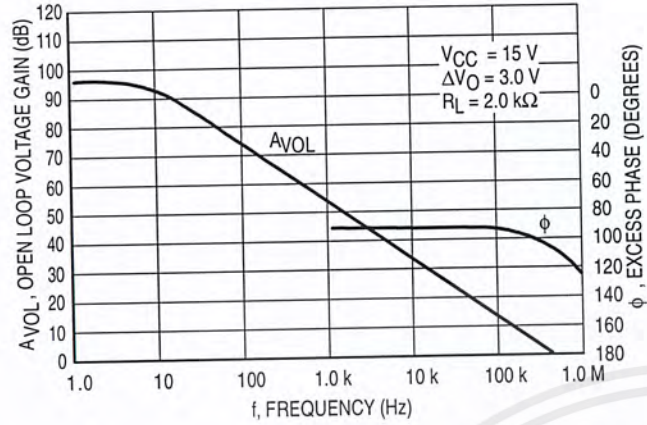


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

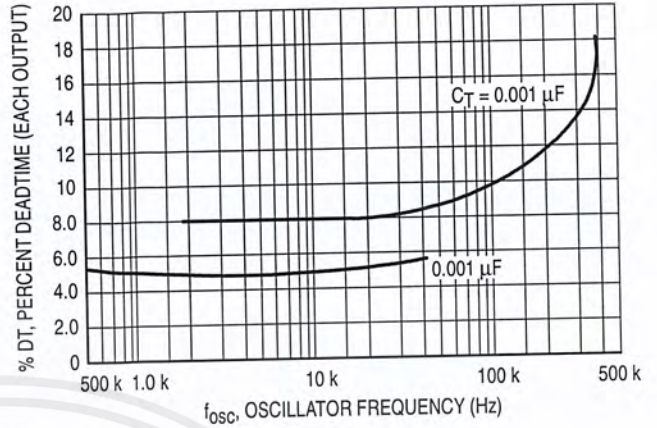


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

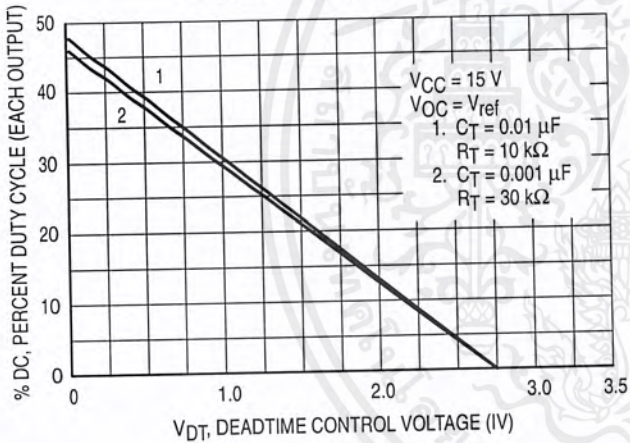


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

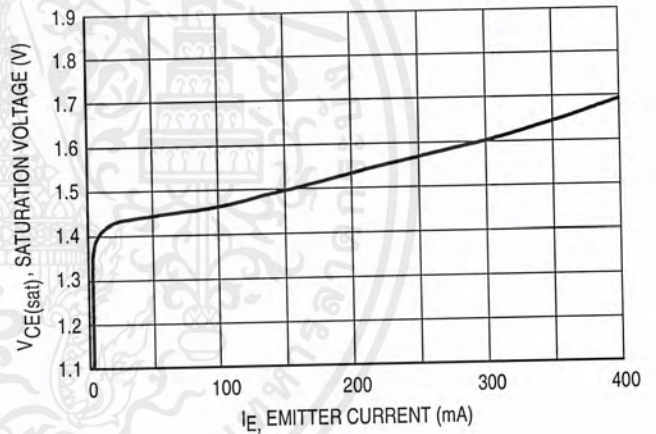


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

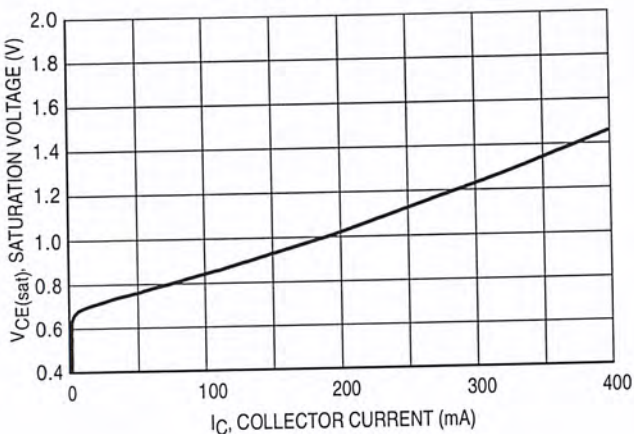
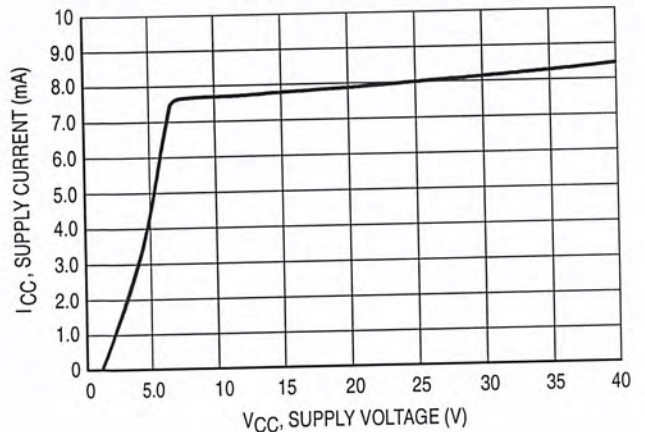


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารชุดนี้ที่ปรากฏใน

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

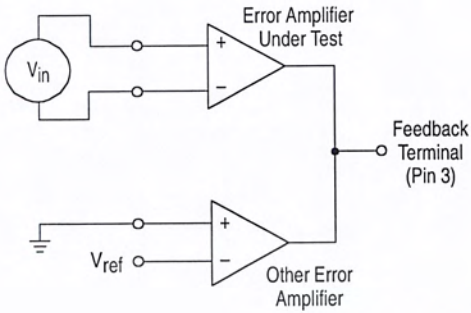


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

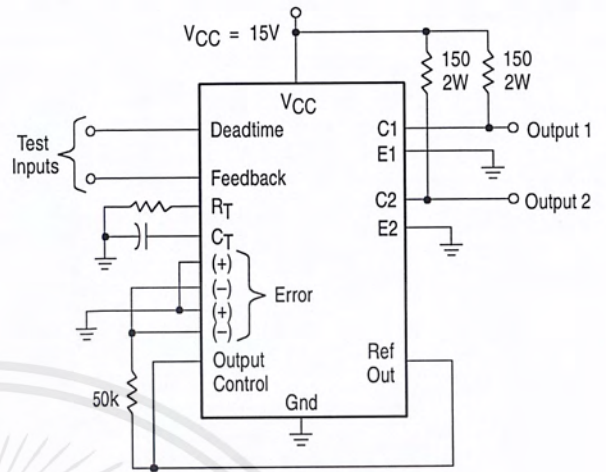


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

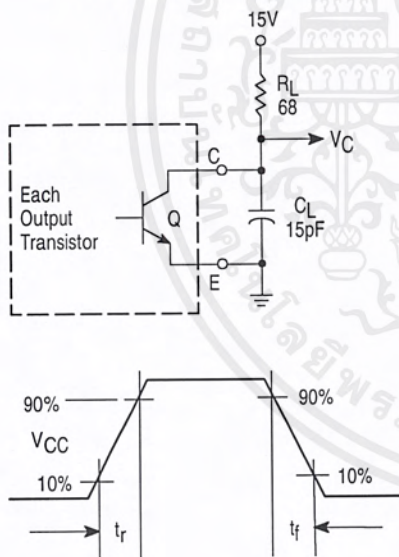
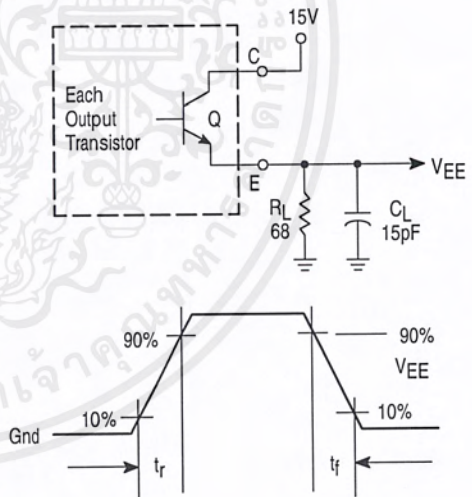


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

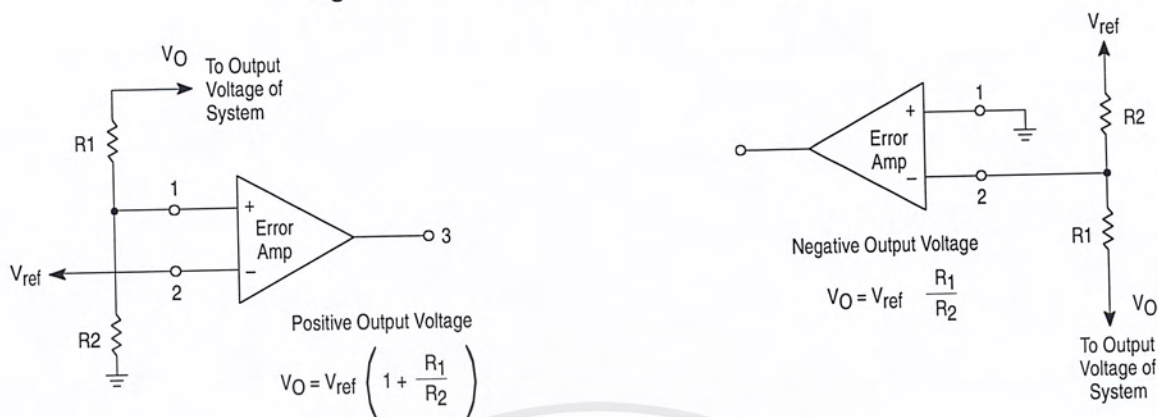


Figure 15. Deadtime Control Circuit

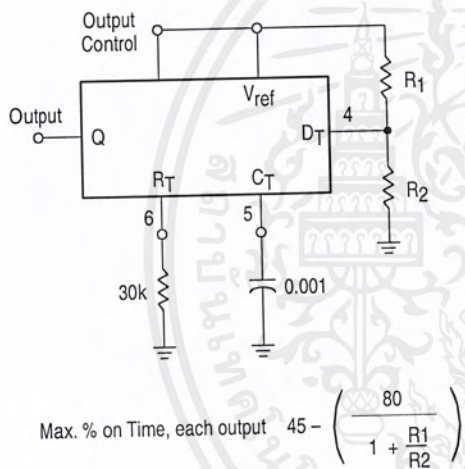


Figure 16. Soft-Start Circuit

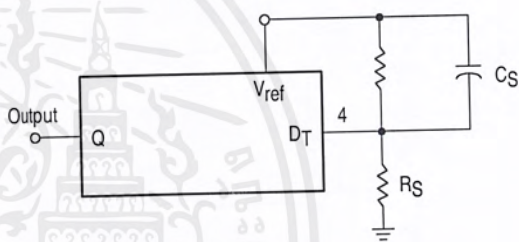
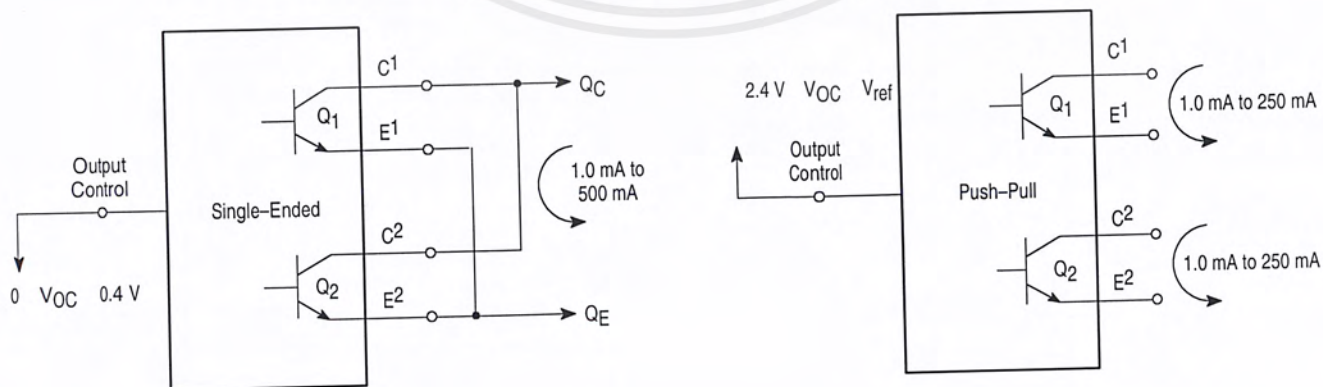


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่ใช้

TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

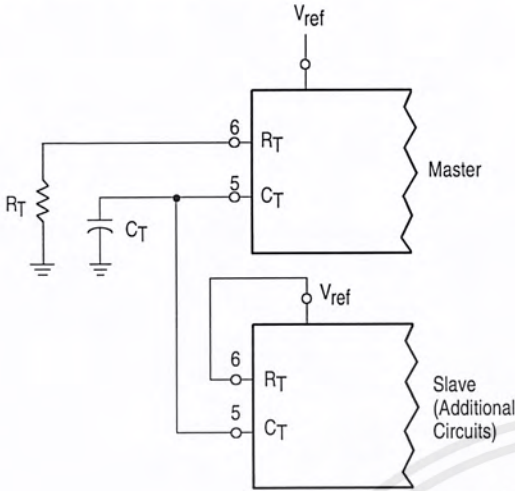


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

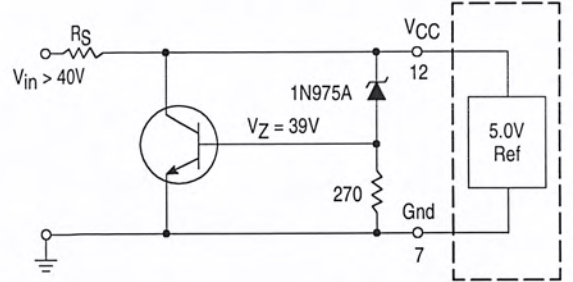
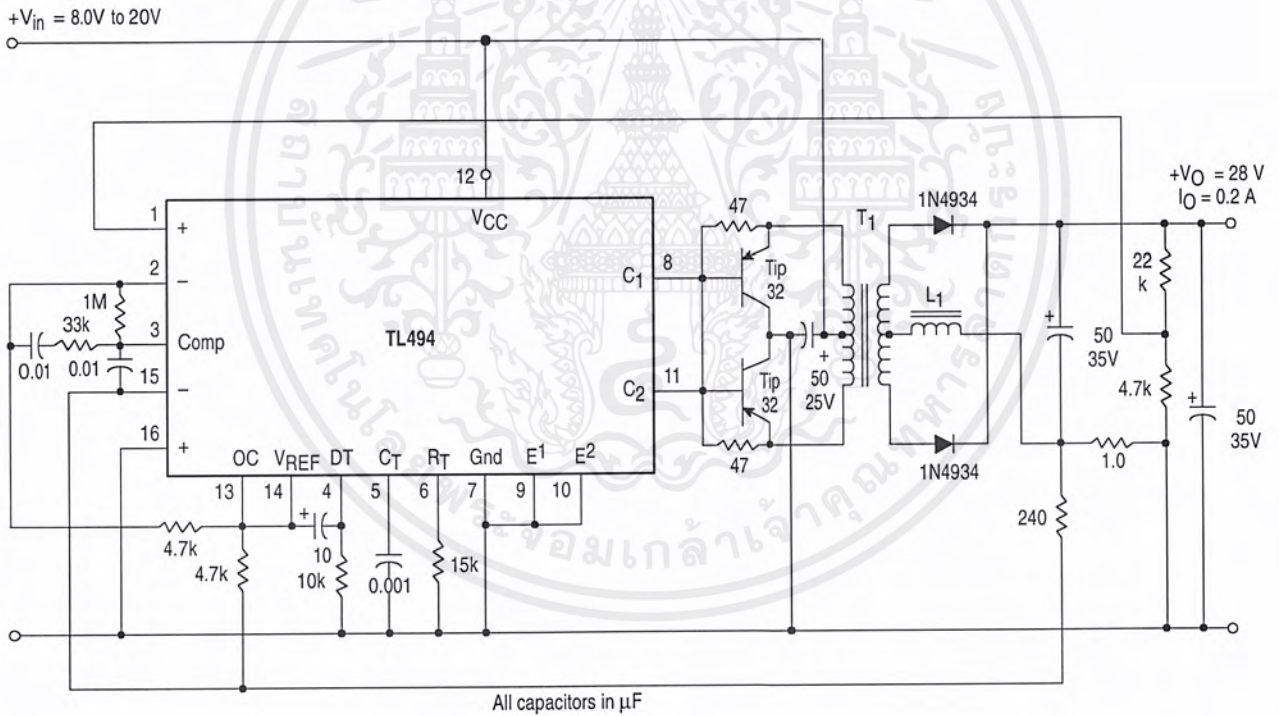


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter



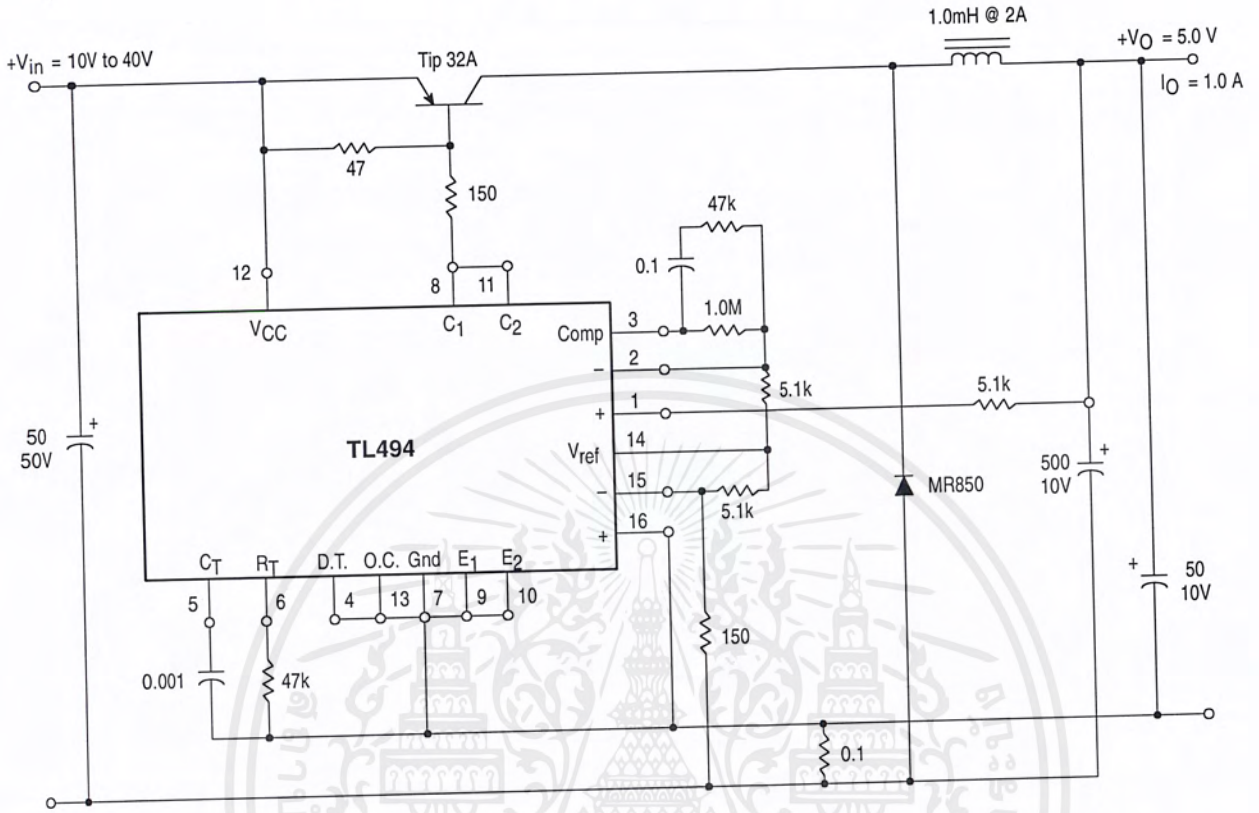
Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V}, R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$	71%

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

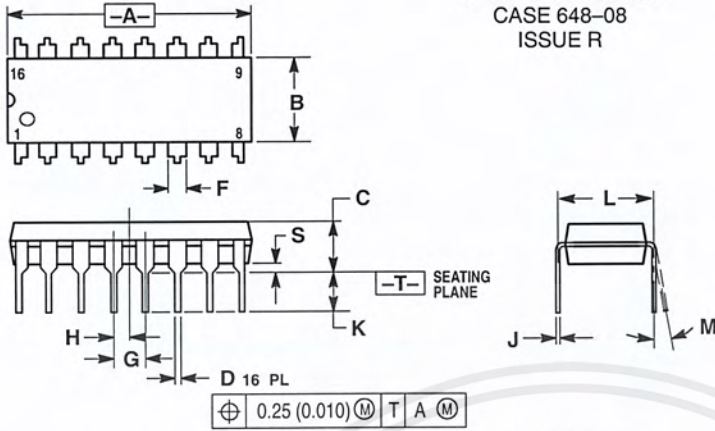


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่ใช้

TL494 OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

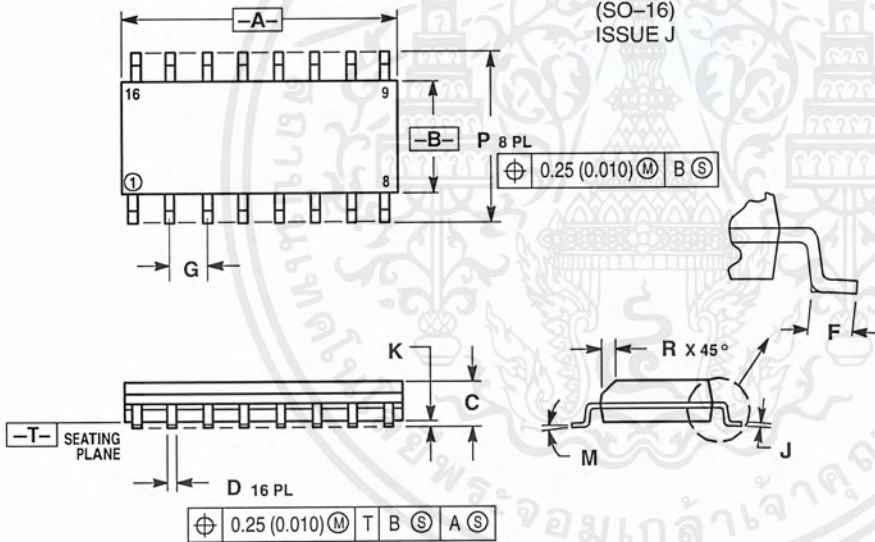


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B-05 (SO-16) ISSUE J




NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

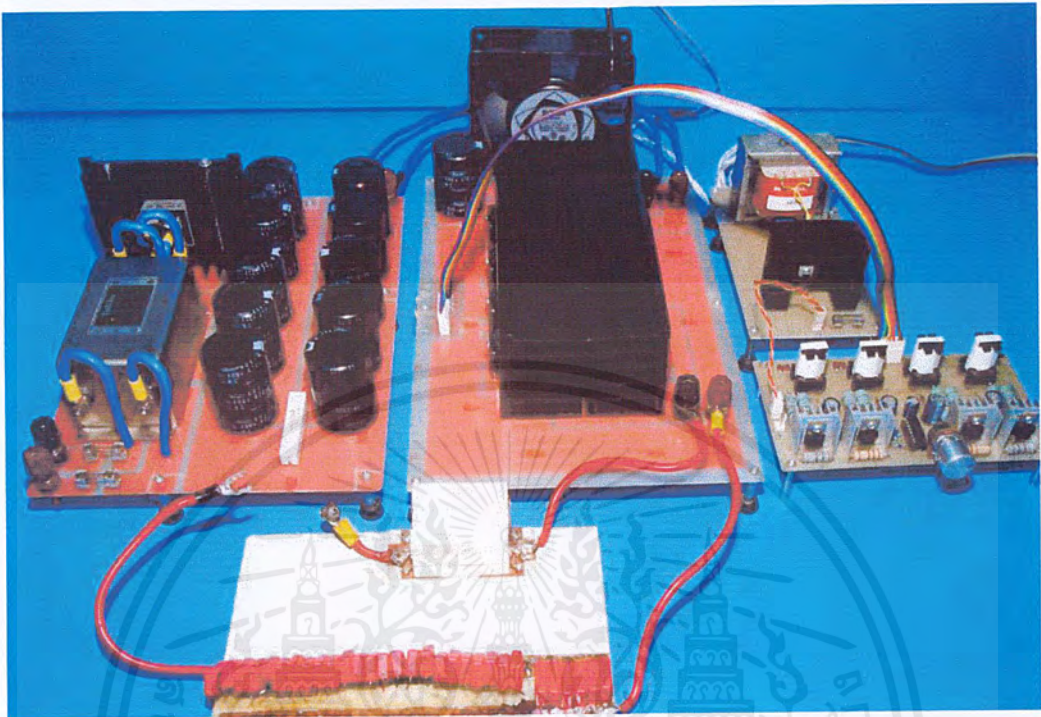
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

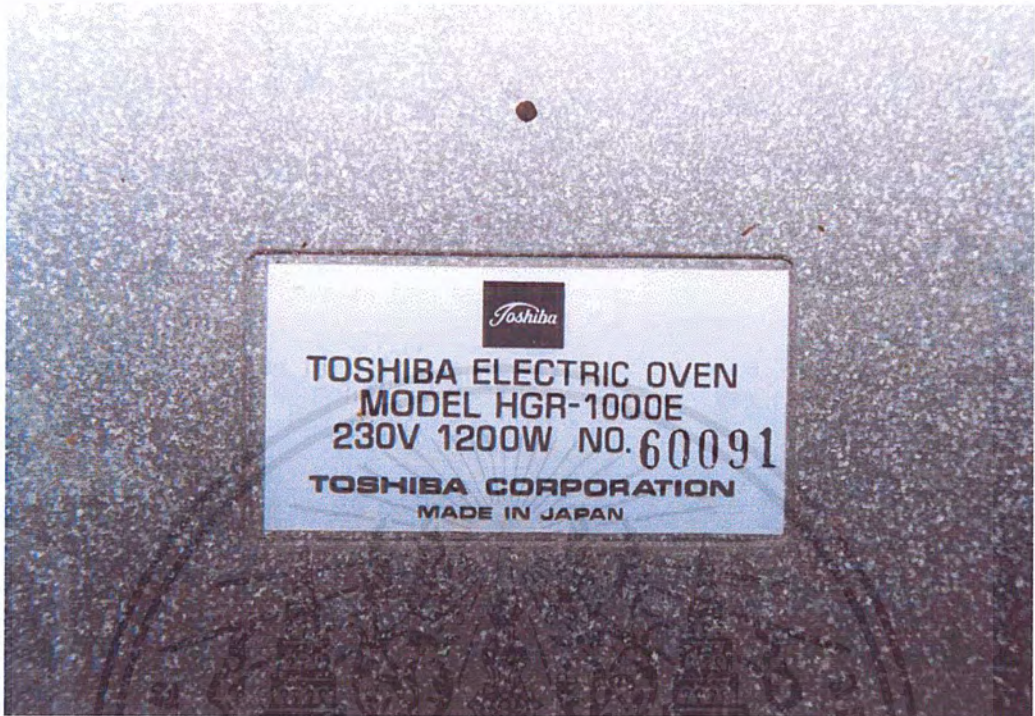


รูปที่ ข.1 แสดงวงจร High Frequency Resonant Inverter



รูปที่ ข.2 แสดงเตาอบแบบ Heating ทั่วๆ ไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

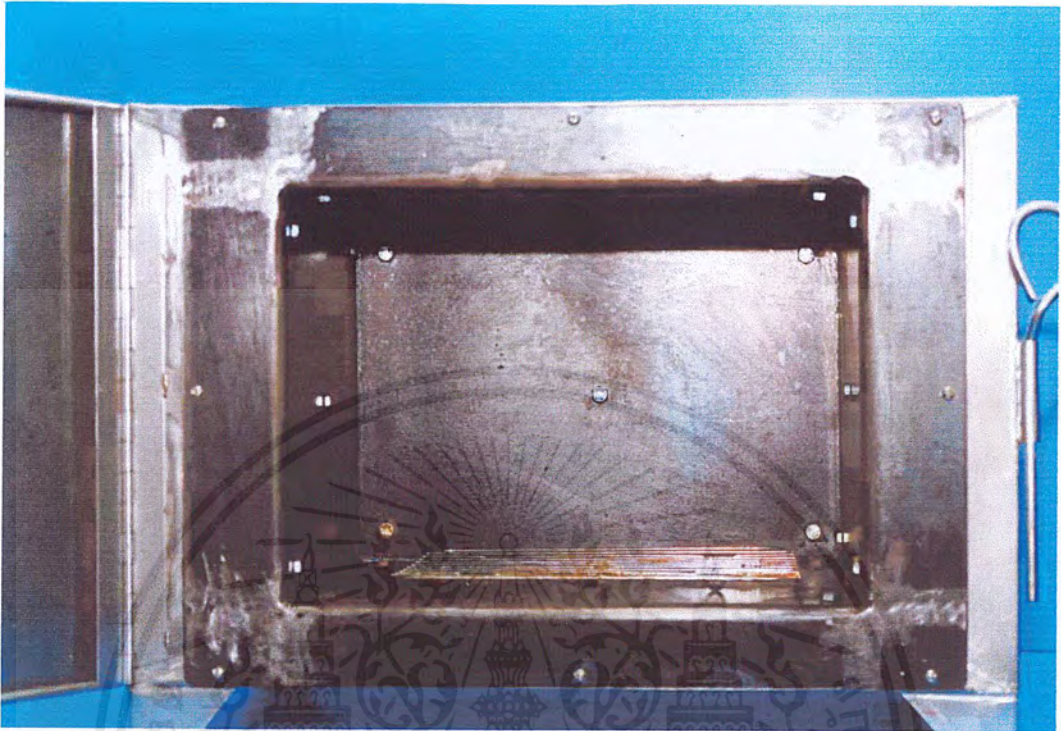


รูปที่ ข.3 แสดงพิกัดของเตาอบแบบ Heating ทั่วๆ ไป

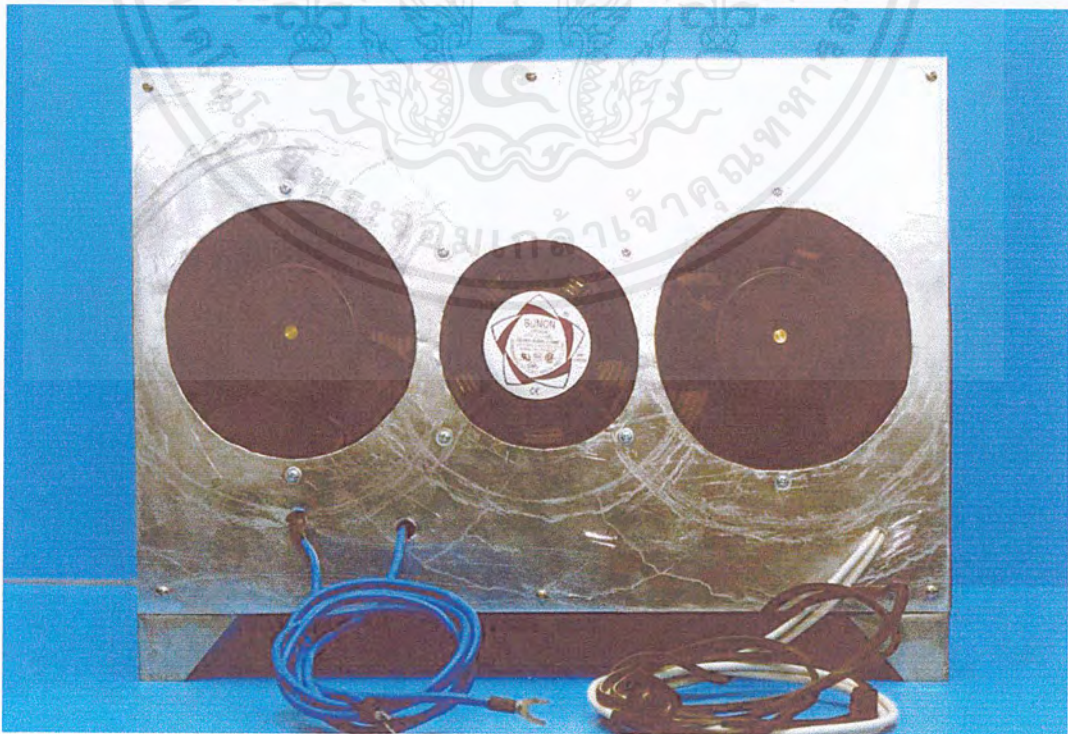


รูปที่ ข.4 แสดงภาพภายนอก-ด้านหน้าของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

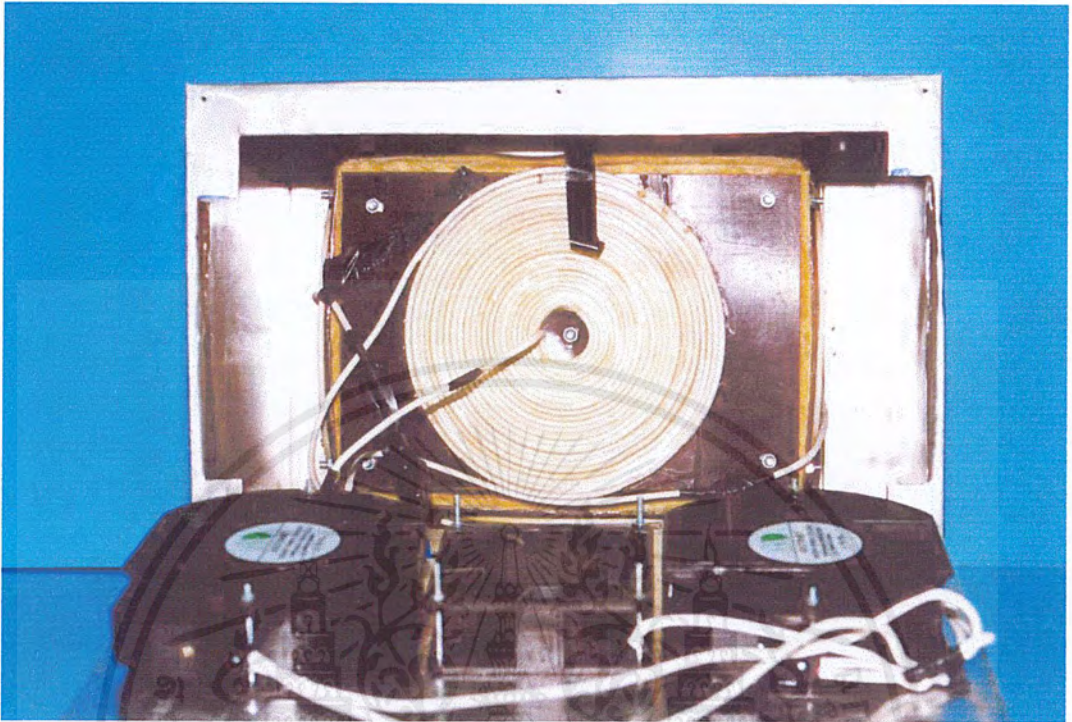


รูปที่ ข.5 แสดงภาพภายใน-ด้านหน้าของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)



รูปที่ ข.6 แสดงภายนอก-ด้านหลังของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

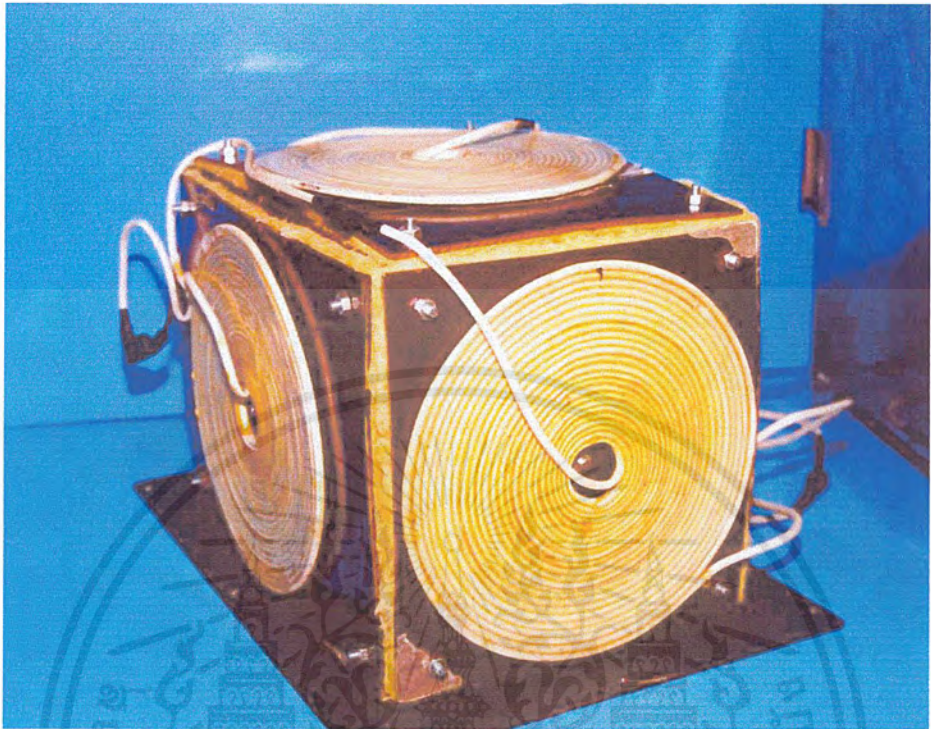


รูปที่ ข.7 แสดงภาพภายใน-ด้านหลังของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

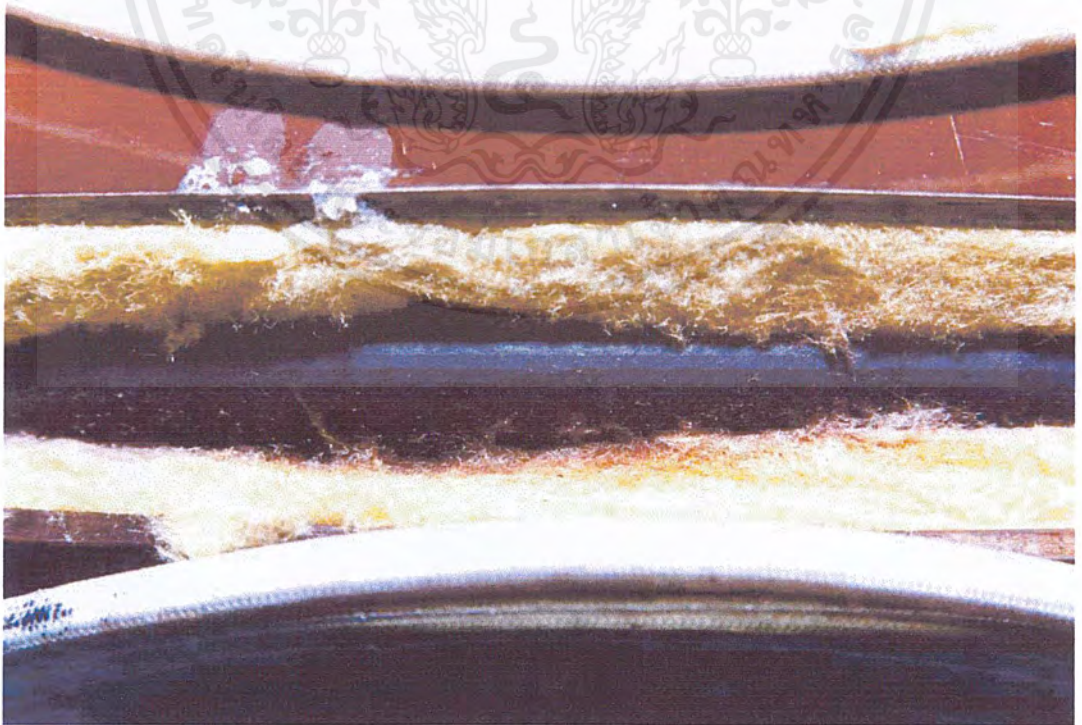


รูปที่ ข.8 แสดงตัวตู้ภายนอกและภายในของเตาอบแบบเหนี่ยวนำ (Induction)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

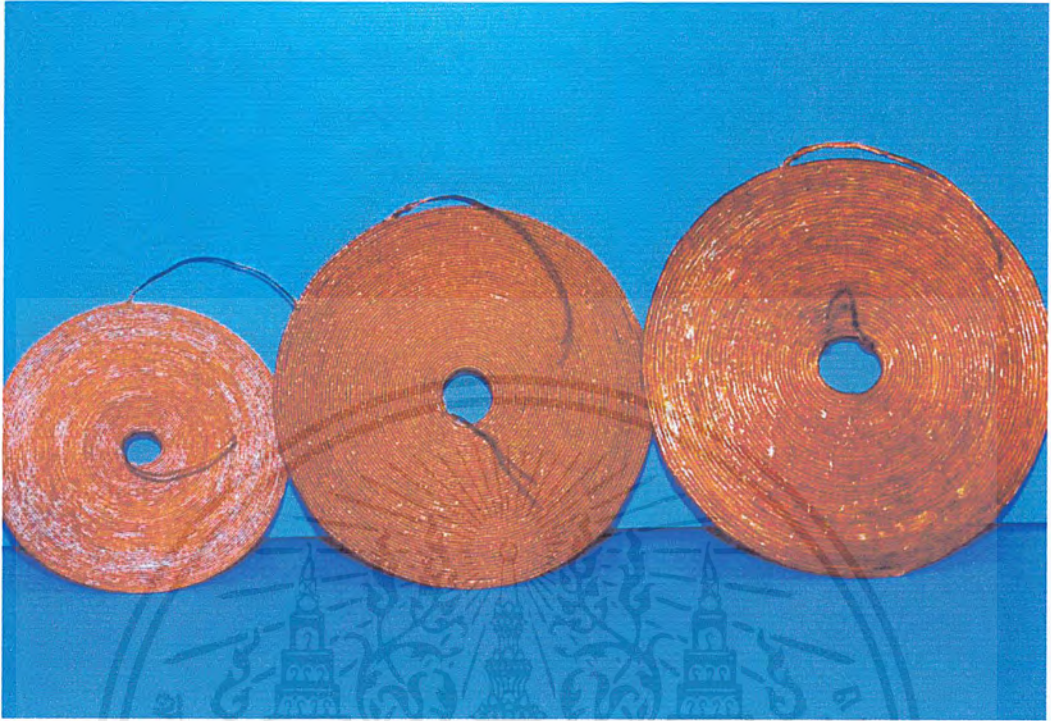


รูปที่ ข.9 แสดงลักษณะการติดตั้งขดลวดเหนี่ยวนำของตู้ภายใน



รูปที่ ข.10 แสดงชั้นของใยหินและแมกคาไลต์ที่อยู่ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับตัวตู้ภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.11 แสดงลักษณะของขดลวดเหนียวนำที่ทำจากลวดทองแดงแล้วทาภายนอกด้วยวานิช



รูปที่ ข.12 แสดงลักษณะของขดลวดเหนียวนำที่ทำจากแผ่นทองแดงแล้วทาภายนอกด้วย epoxy

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.13 แสดงลักษณะของขดลวดเหนียวนำที่ทำจากลวดทองแดงพร้อมทั้งสวมปลอก
ฉนวนทนความร้อนแล้วทาภายนอกด้วย epoxy

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก.

เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บุญชัย เอกเฉลิมชัย, สุรัตน์ พงศ์ศิริพัฒนา. “การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ” ปรินิพนธ์
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2541.

ปิยะ ถนอมทรัพย์, พลพรรณ คุณาภิบาล, พัฒนา ตันต์สุทริวงศ. “เครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก”
ปรินิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรม-
ศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2541.

ยุทธพงษ์ ชูประเสริฐ, รัตติยา ยุทธิชาญาณนท์, วริช ธรรมศิริโรจน์, วัชรพงษ์ กลมสุโสศล. “A
Class E Inverter for Induction Cooking” ปรินิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตร-
บัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2541.

MOHAN, UNDELAND, ROBBIN. “Power Electronics”, New York, John Wiley & Sons, Inc.,
2nd Edition, 1995.

MUHAMMATH H. RACHID, “Power Electronics Circuit, Devices and Applications”, New
Jersey, Prentice-Hall International Edition, 1993.