สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

INDUCTION MELTING

สมาชิก

นาย บุญสม	ศรัทธาพิริยะพงศ์	ห้อง 3w/1	42015100
นาย เชฎฐ์	นุชนวล	ห้อง 3w/2	42015128
นาย นิคม	ทองสว่าง	ห้อง 3w/2	42015133
นาย อภิชาติ	วิภาสธีรวงศ์	ห้อง 3w/2	42015157

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

อ.สุรินทร์ คำฝอย

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 45978
วัน, เดือน, ปี 26 ก.พ. 2546

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

วิศวกรรมศาสตรบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่องเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

ผู้จัดทำ

นาย บุญสม	ศรัทธาพิริยะพงศ์	ห้อง 3w/1	42015100
นาย เชฎฐ์	นุชนวล	ห้อง 3w/2	42015128
นาย นิคม	ทองสว่าง	ห้อง 3w/2	42015133
นาย อภิชาติ	วิภาสธีรวงศ์	ห้อง 3w/2	42015157

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การหลอมแบบเหนี่ยวนำ	3
2.1 บทนำ	3
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน	6
2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม	6
2.2.2 หลักการเบื้องต้นของการให้ความร้อน	12
2.2.3 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน	13
2.2.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบกับอุณหภูมิ และความเข้มสนามแม่เหล็ก	14
2.2.3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ	15
2.3 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	16
บทที่ 3 หลักการรีโซแนนซ์	22
3.1 บทนำ	22
3.1.1 อนุกรมรีโซแนนซ์	22
3.1.1.1 แรงดันที่จุดรีโซแนนซ์	24
3.1.1.2 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L และ C	24
3.1.1.3 Q แฟคเตอร์ของวงจรอนุกรม RLC	25
3.1.2 รีโซแนนซ์ขนาน	25
3.1.2.1 Qแฟกเตอร์ของวงจรขนาน RLC	28
3.2 หลักการวิเคราะห์วงจรสมมูลย์อนุกรมรีโซแนนซ์ของเครื่องหลอม	29
บทที่ 4 โครงสร้างของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ	33
4.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier) และวงจรกรองแรงดัน (Filter)	33
4.1.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสเต็มคลื่น(Three phase full bridge rectifier)	33
4.2 วงจรกรองแรงดัน (Filter)	35
4.3 วงจรอินเวิร์ทเตอร์ (Inverter)	35
4.3.1 ลักษณะการทำงานของวงจร	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 มอสเฟตกำลัง(power MOSFET) 37
4.3.3 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_b สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 38
4.4 ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์ 38
4.4.1 วงจรควบคุม (control Cricuit) 38
4.4.1.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน 39
4.4.1.2 การปรับค่าเวลาเผื่อ Deadtime 39
4.4.3 วงจรขับ (Drive Circuit) 39
4.5 หม้อแปลงความถี่สูง 40
4.5.1 ลักษณะแกนที่ใช้ 40
4.5.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ 41
4.5.3 ขดลวดทองแดง 41
4.6 ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b 42
4.7 โหลดรีโซแนนซ์ 42
บทที่ 5 ผลการทดลอง 44
5.1 ผลการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลด 44
5.2 ผลการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลดแต่ละชนิด 46
5.3 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่มีต่อค่ากำลังไฟฟ้าที่อินพุทและเอาท์พุท 50
5.4 การวิเคราะห์วงจรสมมูลย์ของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ 52
บทที่ 6 บทวิจารณ์และบทสรุป 59
ภาคผนวก ก
ภาคผนวก ข
กิตติกรรมประกาศ
เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

นาย บุญสม ศรัทธาพิริยะพงศ์
นาย เชฎฐ์ นุชนวล
นาย นิคม ทองสว่าง
นาย อภิชาติ วิภาสธีรวงศ์
รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำความถี่สูงที่สร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบ โดยแหล่งจ่ายแรงดันของอินเวอร์เตอร์จะใช้ Variac สามเฟสเพราะอุปกรณ์สวิตชิ่ง มอสเฟต IRFP 460 มีพิกัดแรงดันจำกัด วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานเป็น VOLTAGE SOURCE INVERTER (VSI) ซึ่งทำการควบคุมชุดอินเวอร์เตอร์จากสัญญาณพัลส์ของชุด TL 494 ทำงานที่ความถี่ 60- 80 กิโลเฮิร์ต ในส่วนของเอาท์พุทประกอบด้วย หม้อแปลงความถี่สูงและเบ้าหลอม โดยมีกำลังเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ประมาณ 3.4 กิโลวัตต์ เครื่องต้นแบบได้ทดสอบกับวัสดุหลายชนิด เช่น ทองแดง เงิน อลูมิเนียม และตะกั่ว ซึ่งจากผลการทดลองได้เปรียบเทียบระหว่างค่าความถี่กับค่าการดึงกระแสของโหลดแต่ละชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Induction Melting

Boonsom Shatthapiriyapong
Chet Nuchnual
Nikom Tongsawang
Apichart Wipastheerawong
Assc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumroen Advisor
Surin Khomfoi Advisor
2001

Abstract

This thesis presents a prototype of high frequency induction melting machine. Basically, an ac supply of voltage inverter use three phase autotransformer because switching devices,IRFP 460, MOSFET, is limited by voltage ratting. The type of inverter is voltage source inverter(VSI). A switching frequency of VSI is controlled by IC TL494 that is changing from 60 to 80 kHz. In addition, the output part consists of a high frequency transformer and a crucible winding. The inverter has output power approximate 3.4 KW. This prototype can operate with many materials such as copper, silver, aluminum and lead. As experimental results, the output current versus switching frequency are considered, including a kind of various material.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 การหลอมแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย 3
รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป 4
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน 4
รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่เบ้าหลอม 5
รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม 5
รูปที่ 2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมในอุดมคติ 6
รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวเบ้าหลอม 8
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเบ้าหลอม 11
รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน 11
รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก
กับแรงดันในกรณีที่ขดลวดไม่อุดมคติ 11
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน 12
รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว 13
รูปที่ 2.13 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก 17
รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก 18
รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า 18
รูปที่ 2.16 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ 21
รูปที่ 3.1 การพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม RLC รีโซแนนซ์ 22
รูปที่ 3.2 แสดงกราฟ อิมพีแดนซ์ กระแส และ มุมเฟสกับความถี่ และกระแสที่ไหลเมื่อ
รีโซแนนซ์ ($X_L=X_C$) 23
รูปที่ 3.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R V_C และ V_L กับความถี่ 24
รูปที่ 3.4 รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร LCR รีโซแนนซ์ 25
รูปที่ 3.5 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมรูปคลื่น ของกระแสที่จุดรีโซแนนซ์ของวงจร
LCR ขนาน 26
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรปกติของการต่อแบบ LCR ขนาน 27
รูปที่ 3.7 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่ 28
รูปที่ 3.8 ระบบของเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ 29
รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลย์ 29
รูปที่ 3.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อความถี่ของการทำงานสูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์ 30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรบริดจ์ 3 เฟส 33
รูปที่ 4.2 แสดงช่วงมุมนำกระแสของไดโอด D1-D6 ใน 1 cycleของวงจรเรียง
กระแสบริดจ์ 3 เฟส 34
รูปที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของวงจรบริดจ์ 3 เฟส 34
รูปที่ 4.4 การใส่ตัวเก็บประจุฟิลล์เตอร์ 35
รูปที่ 4.5 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ 36
รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า(power) และความถี่(Frequency) 37
รูปที่ 4.7 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิด N Chanel 37
รูปที่ 4.8 แสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต 38
รูปที่ 4.9 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ 39
รูปที่ 4.10 รูปวงจรขับ 40
รูปที่ 4.11 แสดงลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ EE 80 สองคู่มาประกบกัน 41
รูปที่ 4.12 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อม
ไพรมารี่เมื่อต่อตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร 42
รูปที่ 4.13 แสดงโหลด RLC อนุกรม 43
รูปที่ 5.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่
เปลี่ยนแปลงและที่จุดรีโซแนนซ์ต่าง ๆ 46
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลการดึงกระแสของโหลดที่เป็นโลหะทองแดง 48
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลการดึงกระแสของโหลดที่เป็นโลหะเงิน 48
รูปที่ 5.4 กราฟแสดงผลการดึงกระแสของโหลดที่เป็นโลหะอลูมิเนียม 49
รูปที่ 5.5 กราฟแสดงผลการดึงกระแสของโหลดที่เป็นโลหะตะกั่ว 49
รูปที่ 5.6 กราฟแสดงการเปรียบเทียบการดึงกระแสของโหลดทั้ง4ชนิด 50
รูปที่ 5.7 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของโหลดทองแดง 54
รูปที่ 5.8 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของโหลดเงิน 54
รูปที่ 5.9 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของโหลดอลูมิเนียม 55
รูปที่ 5.10 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของโหลดตะกั่ว 55
รูปที่ 5.11 ภาพแสดงสัญญาณขับมอสเฟตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 56
รูปที่ 5.12 ภาพแสดงสัญญาณขับมอสเฟตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ S1 และ S4 56
รูปที่ 5.13 ภาพแสดงสัญญาณขับมอสเฟตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ S2 และ S3 57
รูปที่ 5.14 ภาพแสดง Dead time ของสัญญาณขับมอสเฟต 57
รูปที่ 5.15 ภาพแสดงสัญญาณ Square wave ที่ออกจากเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ 58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ a และค่าความต้านทานจำเพาะ ρ ที่ 20°C 15

ตารางที่ 5.1 การดึงกระแสของโหลดโดยมีการปรับความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์แตกต่างกัน 45

ตาราง 5.2 การดึงกระแสของโหลดต่าง ๆ โดยมีการปรับความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์แตกต่างกัน 47

ตารางที่ 5.3 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่มีต่อกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุท 51

ตารางที่ 5.4 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่มีต่อกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุท 52

ตารางที่ 5.5 แสดงผลการวิเคราะห์วงจรสมมูลของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ 53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

จากการคิดค้นของ Michael Faraday เกี่ยวกับทฤษฎีการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทำให้มีผู้คิดค้นทฤษฎีและสิ่งประดิษย์ต่าง ๆ อีกมากมาย ซึ่งเตาหลอมโลหะก็เป็นหนึ่งในสิ่งประดิษย์ที่นำหลักการของการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้ ทำให้เกิดความร้อนที่สูงมากพอที่จะหลอมโลหะต่าง ๆ ได้โดยต้องมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเครื่องหลอมที่ใช้เชื้อเพลิงด้วย นอกจากนี้ยังเป็นการลดมลภาวะที่เกิดจากการเผาไหม้เชื้อเพลิงเพื่อหลอมโลหะด้วยซึ่งปัจจุบันทุกประเทศล้วนแล้วแต่ให้ความสำคัญกับเรื่องนี้เป็นอย่างมาก แต่ในปัจจุบันเตาหลอมโลหะและอุปกรณ์อีกหลายอย่างยังไม่มีการผลิตใช้กันในประเทศไทย จึงควรมีการศึกษาและพัฒนาเครื่องหลอมให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยมีมลภาวะน้อยที่สุดและที่สำคัญต้องสามารถผลิตได้ด้วยวัสดุภายในประเทศไทยมีราคาต้นทุนที่ไม่แพงนัก

ในปัจจุบันได้มีการคิดค้นและพัฒนาเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำโดยใช้ Power Electronic มาช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องหลอมให้มีอุณหภูมิที่สูงขึ้น เพื่อหลอมวัสดุที่มีอุณหภูมิจุดหลอมเหลวสูง ๆ ได้ โดยระยะหลังได้มีการนำมอสเฟตมาใช้ซึ่งเป็นวัสดุที่มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง ๆ และทำงานที่กำลังไฟฟ้าสูง ๆได้อย่างน่าพอใจ ซึ่งถ้าหากเราสามารถคิดค้นทำให้เครื่องสามารถหลอมวัสดุที่มีอุณหภูมิสูงได้ก็จะไม่ต้องสั่งเครื่องหลอมนี้จากต่างประเทศ อีกทั้งวัสดุส่วนมากก็ยังสามารถหาได้ในประเทศและราคาต้นทุนในการผลิตไม่แพง หากมีพัฒนาไปเรื่อย ๆ จนดีเท่าเทียมกับของต่างประเทศก็สามารถผลิตส่งออกได้ ทำให้สามารถลดการขาดดุลทางการค้าได้ทางหนึ่ง เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำจะเหนี่ยวนำโดยตรงกับชิ้นงานจึงใช้เวลาหลอมได้เร็ว มีการสูญเสียพลังงานน้อย เป็นการประหยัดพลังงานได้ทางหนึ่ง เนื่องจากเครื่องหลอมชนิดนี้ไม่ต้องใช้เชื้อเพลิงจึงปลอดภัย ขณะหลอมวัสดุก็ไม่เกิดควันหรือมลพิษใด ๆ ซึ่งไม่เป็นผลเสียต่อสิ่งแวดล้อมหรือธรรมชาติเลย นอกจากนี้เครื่องหลอมนี้ยังใช้ได้ง่ายและสะดวกโดยสามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการให้ความร้อนได้ หากวัสดุที่ต้องการหลอมมีอุณหภูมิไม่สูงก็เป็นการประหยัดพลังงานได้ เพราะไม่ต้องใช้พลังงานเต็มที่ในการหลอมก็ได้ส่วนชิ้นงาน หลังจากการหลอมแล้วจะมีคุณภาพสูงจึงคิดว่าเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำนี้น่าให้ความสนใจที่จะพัฒนาต่อไป

เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำอาศัยการเปลี่ยนรูปพลังงานไฟฟ้า ไปเป็นพลังงานสนามแม่เหล็กที่มีความ ถี่สูงแล้วจึงแปลงไปเป็นพลังงานความร้อนเพื่อหลอมชิ้นงาน โดยเมื่อเราป้อนไฟฟ้ากระแสสลับของระบบสามเฟสเข้าสู่วงจรเรคติไฟเออร์ เพื่อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับของระบบสามเฟสเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะทำให้กำลังไฟฟ้ามากกว่าระบบหนึ่งเฟสและมีตัวฟิลเตอร์กรองสัญญาณรบกวนออกไปแล้วจึงป้อนเข้าสู่วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์(Full - bridge Inverter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อสวิตซ์ให้ได้แรงดันและกระแสไฟฟ้าในความถี่ซึ่งลักษณะเป็นรูปสแควร์ที่มีความถี่สูง ๆ ได้โดยมีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่รีโซแนนซ์ และสามารถควบคุมได้ หลังจากนั้นก็แปลงแรงดันให้ต่ำลงโดยผ่านหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ และมีผลทำให้กระแสที่จะเข้าสู่โหลดที่เป็นโหลดรีโซแนนซ์แบบอนุกรมสูงขึ้นเพื่อทำให้เกิดการเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กได้มากสุด เพื่อจะไปเหนี่ยวนำเบ้าหลอมให้เกิดกระแสไหลวนในเบ้าหลอมและทำให้เกิดความร้อนในเบ้าหลอม และถ่ายเทความร้อนไปยังวัสดุในเบ้าหลอมเพื่อหลอมวัสดุในเบ้าหลอม ซึ่งเป็นการแปลงรูปพลังงานสนามแม่เหล็กไปเป็นพลังงานความร้อน

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการหลอมเงินโดยทดลองใช้ระบบอินพุทแบบสามเฟสและอาศัยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงโดยการใช้อินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะกล่าวถึงพื้นฐาน ส่วนประกอบของวงจร หลักการทำงานในส่วนต่าง ๆ ของวงจร โดยจะมีรายละเอียดแสดงในบทต่าง ๆ ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 การหลอมแบบเหนี่ยวนำ

บทที่ 3 หลักการรีโซแนนซ์

บทที่ 4 โครงสร้างของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป

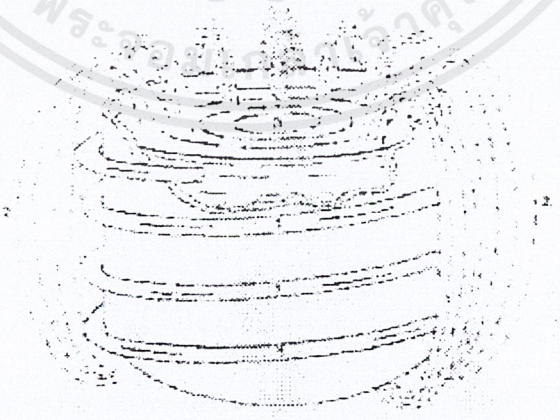
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
การหลอมแบบเหนี่ยวนำ

2.1 บทนำ

การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำเป็นการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานที่ต้องการจะหลอมละลาย โดยอาศัยทฤษฎีของฟาราเดย์ คือ จ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปในขดลวด ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในขดลวดซึ่งจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ เกิดกระแสไหลวนในชิ้นงานและเกิดความร้อนในชิ้นงานต่อไป

เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ (Induction melting) เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์ทั้งทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกัน โดยมีสาเหตุมาจากการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว (Skin effect) การถ่ายเทความร้อน (Heat transfer) จากสาเหตุมูลฐานทั้งสามสามารถอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีเบ้าหลอมและชิ้นโลหะอยู่ภายใน กระแสไฟฟ้าสลับเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กคล้องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ถ้าเบ้าหลอมเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านเบ้าหลอมจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลวน โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว (Skin Depth) กระแสที่ไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิด จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณผิวของเบ้าหลอม ความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปบริเวณอื่น โดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพาความร้อนและการนำความร้อน เพราะฉะนั้นชิ้นงานที่เป็นสารแม่เหล็กจึงสามารถที่จะหลอมได้โดยอาศัยผลของการถ่ายเทความร้อนจากเบ้าหลอมไปสู่ชิ้นงานและผลของกระแสไหลวนที่เกิดขึ้นบนชิ้นงานร่วมกัน

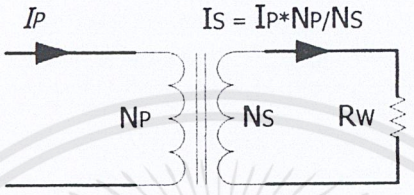


รูปที่ 2.1 การหลอมแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย

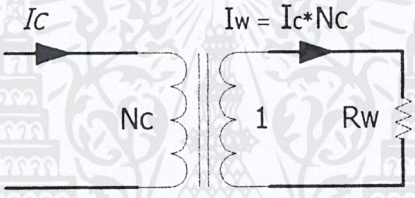
รูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงเส้นทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กคล้องผ่านเบ้าหลอมและไปตัดผ่านชิ้นงาน ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้สามารถเหนี่ยวนำให้เกิดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลวนได้หรือไม่มากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางแม่เหล็กและการนำไฟฟ้าของวัสดุที่จะนำมาใช้หลอม พิจารณาทั้งระบบเป็นหม้อแปลงหนึ่งชุด ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบและชิ้นงานเป็นโหลดซึ่งความต้านทานสมมูลย์ของชิ้นงานค่อนข้างต่ำ แต่เบ้าหลอมจะมีค่าสูงเนื่องจากเป็นวัสดุที่ทำมาจากกราไฟต์ ดังนั้นความต้านทานสมมูลในวงจรจึงเป็นผลของเบ้าหลอมเป็นส่วนใหญ่



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน

รูป 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์โดยทั่วไป ส่วนรูป 2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำเบ้าหลอมและชิ้นงานจะเห็นว่าถ้า I_C เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดรอบสนามแม่เหล็กส่วน I_w เป็นกระแสที่ไหลในเบ้าหลอม กระแสทั้งสองจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_w = N_C I_C \tag{2.1}$$

โดยที่ N_C คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

กำลังสูญเสียไฟฟ้าในเบ้าหลอมเท่ากับ

$$P_w = N_C^2 I_C^2 R_w \tag{2.2}$$

โดยที่ R_w คือความต้านทานสมมูลย์ของเบ้าหลอม

รูปที่ 2.4 แสดงทิศทางการไหลของกระแสชิ้นงาน จากปรากฏการณ์ผิว ถ้าพิจารณาว่ากระแสโดยส่วนมากไหลอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมูลย์ของเบ้าหลอมได้ดังรูปที่ 2.5 เมื่อทำการคลี่เบ้าหลอมออกความต้านทานของเบ้าหลอมจะมีค่า

$$R_w = \frac{2\pi R\rho}{\delta l_w} \tag{2.3}$$

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานจำเพาะของเบ้าหลอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

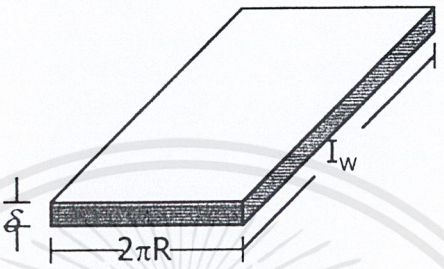
δ คือ ความลึกผิว = $\sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$

μ คือ ค่าความซึมซาบของชิ้นงานและ f, ω คือ ค่าความถี่

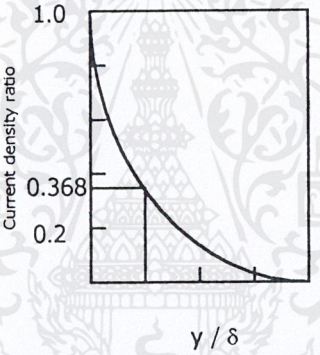
R คือ รัศมีของเบ้าหลอม

I_w คือ ค่าความยาวของเบ้าหลอมซึ่งเท่ากับความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.1) ความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับ สภาพความต้านทาน ความลึกผิว และลักษณะทางเลขาคณิตของชิ้นงานด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่เบ้าหลอม



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม

รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะจากผิวของเบ้าหลอม เนื่องจากปรากฏการณ์ผิว จึงทำให้ความหนาแน่นมีความสัมพันธ์กับระยะทางจากผิวเป็นฟังชั่นเอ็กซ์โปเนนเชียลที่ระดับความลึกผิว ความหนาแน่นกระแสจะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่นของกระแสที่ผิวของเบ้าหลอม จึงประมาณว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้

ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จะพบว่าไม่มีการใช้แหล่งความร้อนจากภายนอกแต่ใช้เบ้าหลอมเป็นแหล่งความร้อนของตนเอง อีกทั้งเบ้าหลอมก็ไม่จำเป็นที่จะสัมผัสกับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก การให้ความร้อนในลักษณะนี้จึงสามารถทำได้สะดวกในการทำให้เกิดพลังงานความร้อน ก็คืออาศัยการแปรรูปพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานความร้อน ซึ่งก็คือมาจากการอาศัยการสูญเสียของแกนเหล็ก ซึ่งประกอบด้วย การสูญเสียเนื่องจากฮีสเตอร์รีซีสของแม่เหล็ก (Magnetic Hysteresis) และการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy Current)

หลักการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.การให้พลังงานความร้อนทางอ้อมโดยอาศัยการถ่ายเทความร้อน (Heat Tranfer)

คือ เมื่อขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่เบ้าหลอม ได้รับการป้อนไฟสลับมาจากหม้อแปลงไฟฟ้ากำลังจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กคล้องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ชิ้นงานและเบ้าหลอมแกรไฟต์ซึ่งเป็นสารแม่เหล็ก (Ferromagnetic) ถ้าชิ้นงานที่ต้องการหลอมไม่เป็นสารแม่เหล็ก (Non-Ferromagnetic) การหลอมจะอาศัยการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นจากเบ้าหลอมเพียงอย่างเดียว

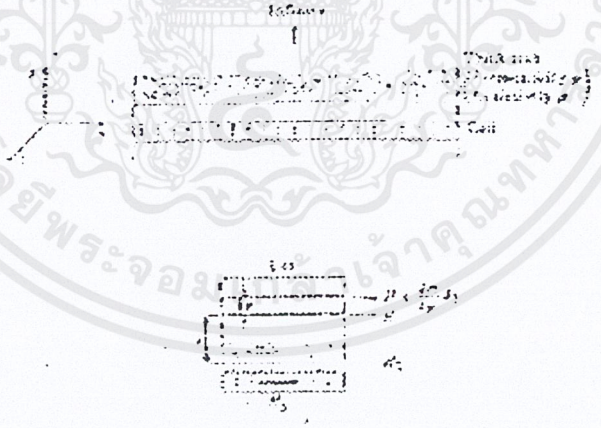
2.การให้พลังงานความร้อนทางตรงโดยอาศัยหลักการอาศัยกระแสไหลวน

คือ ในกรณีที่ชิ้นงานเป็นสารแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจะคล้องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กชิ้นงานและเบ้าหลอมเช่นกันแต่จะเกิดการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน (Eddy Current) ไหลอยู่ในชิ้นงานด้วย

2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน

2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เข้าใจ โดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในที่นี้จะอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi-infinites lab ถ้าสามารถทำความเข้าใจกับเบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติ จะทำให้เข้าใจการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับเบ้าหลอมได้ง่ายขึ้น



รูปที่ 2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมในอุดมคติ

รูปที่ 2.6 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เบ้าหลอมยาวและหนามากโดยเบ้าหลอมจะวางอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติดังกล่าวเทียบได้กับโหลดทรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ ในที่นี้สมมุติว่าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ที่ผิวเบ้าหลอมมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น H_0 เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับเบ้าหลอมมาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอม โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่ผิวเบ้าหลอมตามแกน Z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวคเตอร์ ในที่นี้จะมีการสมมุติเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมดังนี้

$$H_{X(Y=0)} = H_{om}\cos\omega t \qquad (2.4)$$

$$H_Y = 0$$

$$H_z = 0$$

โดยที่ H_{om} คือค่ายอดของ H_X ที่ผิวเบ้าหลอม (Y = 0) จากสมการพื้นฐานทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะพบว่า

$$\nabla^2\vec{H} = \frac{\mu\partial\vec{H}}{\rho\partial t}$$

$$\nabla^2\vec{E} = \frac{\mu\partial\vec{E}}{\rho\partial t} \qquad (2.5)$$

$$\nabla^2\vec{j} = \frac{\mu\partial\vec{j}}{\rho\partial t}$$

$$\nabla^2\vec{H} = \frac{\mu\partial\vec{H}}{\rho\partial t} = \frac{\mu}{\rho}\left(\frac{\partial H_X}{\partial t} + \frac{\partial H_Y}{\partial t} + \frac{\partial H_Z}{\partial t}\right) \qquad (2.6)$$

เนื่องจากเบ้าหลอมมีลักษณะเป็นอุดมคติทำให้ $H_Y = H_Z = 0$ ดังนั้น H จะมีส่วนประกอบในทิศทางแกน X เพียงอย่างเดียว แสดงว่า

$$\nabla^2\vec{H} = \frac{\partial^2\vec{H}_x}{\partial Y^2} = \frac{\mu\partial H_x}{\rho\partial t} \qquad (2.7)$$

คำตอบของสมการอนุพันธ์ย่อยจะมีผลเฉลยอยู่ในรูป $H_x = H_x(Y)\cos\omega t$ ซึ่ง $H_x(y)$คือการเปลี่ยนแปลงของ H_x กับระยะทางในแนวแกน y ซึ่งสามารถเขียนสมการที่ (2.7) ใหม่ในรูปสมการเชิงซ้อนได้ดังนี้

$$\frac{d^2H_x}{dy^2} - j\frac{\mu}{\rho}\omega H_x = 0 \qquad (2.8)$$

ให้ $\alpha^2 = \frac{\mu\omega}{2\rho} = \frac{1}{\delta^2}$ (2.9)

$$\frac{d^2H_x}{dy^2} - 2j\alpha^2 H_x = 0 \qquad (2.10)$$

เขียนใหม่เป็นได้สมการ

$$\frac{d^2H_x}{dy^2} - k^2 H_x = 0 \qquad (2.11)$$

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

$$H_x(y) = A_1\exp(ky) + A_2\exp(-ky) \qquad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเงื่อนไขขอบเขตเมื่อ $y = \infty$; เมื่อ H_x จะมีค่าจำกัดค่าใดค่าหนึ่งแสดงว่า $A_1 = 0$ และเมื่อ $y = 0$; $H_x(y) = H_{om}\exp(j\omega t)$ ดังนั้น

$$H_x(y) = H_{om}\exp(-ky) + \exp(j\omega t) \tag{2.13}$$

$$H_x(y) = H_{om}\exp(-\sqrt{2j\alpha y})\exp(j\omega t) \tag{2.14}$$

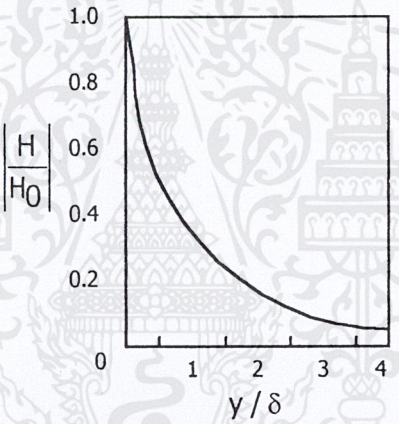
แต่ $\sqrt{2j} = \pm(1+j)$ ดังนั้น

$$H_x(y) = H_{om}\exp(-\alpha y(1+j))\exp(j\omega t) \tag{2.15}$$

โดยคำตอบเฉพาะส่วนจริง

$$H_x(y) = H_{om}\exp(-\alpha y)\exp(\omega t - \alpha y) \tag{2.16}$$

จากผลเฉลยตามสมการที่ (2.16) พบว่าที่ผิวของเบ้าหลอม $y = 0$; $H_x = H_{om}\cos(\omega t)$ ตามเงื่อนไขที่สมมุติไว้ และที่ระยะใด ๆ จากผิวของชิ้นงานในทิศทางแกน y ขนาดของความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าลดลงแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล และการเปลี่ยนแปลงมุมเฟสที่ระยะใด ๆ จากผิวของเบ้าหลอมจะเป็นแบบล้าหลังเมื่อเทียบกับมุมเฟสที่ผิวเป็นปริมาณ $\alpha y = y/\delta$



รูป 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวเบ้าหลอม

จากสมการที่ (2.16) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง สัดส่วนของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะใดๆ กับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอม ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.7 ถ้ากำหนดให้ความลึกผิวแทนด้วยสัญลักษณ์ ความลึกผิวนี้จะมีค่า $\sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}}$ จะเห็นว่าที่ระดับความลึกผิวค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเพียง 0.368 ของค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ส่วนค่าความหนาแน่นกระแส ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก และฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถคำนวณได้ตามความสัมพันธ์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

$$B_x(y) = B_{om}\exp(-\alpha y)\exp(\omega t - \alpha y) \tag{2.17}$$

จาก $\vec{j} = \text{curl}(\vec{H})$ (2.18)

แสดงว่า $\vec{j}_z = -\frac{\partial H_x}{\partial y}\vec{k}$; $\vec{j}_z = 0$; $\vec{j}_y = 0$ (2.19)

$$\vec{j}_z = \{\alpha\sqrt{2j}\exp(-\alpha y\sqrt{2j}) + j\omega t\}H_{om}\vec{k} \tag{2.20}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\vec{j}_z = \left\{ \alpha\sqrt{2}\, \exp(-\alpha y(1 + j) + j\omega t + j\frac{\pi}{4}) \right\} H_{om}\vec{k} \qquad (2.21)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริงได้

$$\vec{j}_z = \alpha\sqrt{2}\, H_{om}\left[\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4})\right]\vec{k} \qquad (2.22)$$

จะเห็นว่าความหนาแน่นกระแสที่เหนี่ยวนำมีทิศทางตั้งฉากกับความเข้มสนามแม่เหล็กเสมอ และมีมุมเฟสนำหน้าความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\frac{\pi}{4}$ เมื่อ $y = 0$

$$j_{ZO} = \alpha\sqrt{2}\, H_{om} \exp j\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)$$

$$j_{ZO} = \alpha\sqrt{2}\, H_{om} \exp j\frac{\pi}{4} \qquad (2.23)$$

$$j_Z(y) = j_{om} \exp(j\omega t - \alpha y\sqrt{2j}\,)$$

$$j_Z(y) = j_{om} \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad (2.24)$$

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแสสามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้าจากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ดังนี้

$$E_z = \rho j_z \qquad (2.25)$$

$$E_z = \rho j_z \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad (2.26)$$

$$I = \int_0^\infty j_z dy(xl)$$

$$I = \int_0^\infty j_{om} \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) dy$$

$$I = j_{om}\, Re\left[\int_0^\infty \exp(j\omega t - (1 + j)\alpha y) dy\right]$$

$$I = \frac{j_{om}}{\sqrt{2\alpha}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \qquad (2.27)$$

ดังนั้น จากผลเฉลยของสมการที่ 2.27 จะพบว่ากระแสผลรวมความยาวต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะมีมุมเฟสล้าหลังมุมเฟสของความหนาแน่นกระแสที่ผิวอยู่ $\frac{\pi}{4}$ แต่จาก

$$j_{om} = \alpha\sqrt{2}\, H_{om} \exp j\frac{\pi}{4} \qquad (2.28)$$

แสดงว่า

$$I = \alpha\sqrt{2}\, H_{om} \exp j\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)\frac{\exp\left(j\frac{\pi}{4}\right)}{\alpha\sqrt{2}}$$

$$I = H_{om} \exp(j\omega t) \qquad (2.29)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริง

$$I = H_{om} \cos\omega t \qquad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.30) จะเห็นว่ากระแสต่อหนึ่งความยาวมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ซึ่งสอดคล้องกับกฎฟาราเดย์ที่ว่า

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I \tag{2.31}$$

$$H(XI) = I$$

หรือ $$I = H_{om} \cos \omega t$$

จากที่กล่าวมาเมื่อมีกระแสไหลในเบ้าหลอมย่อมเกิดความร้อนขึ้น กำลังสูญเสียต่อหนึ่งตารางเมตรที่เบ้าหลอมจะมีค่า

$$P_s = \int_0^{\infty} \rho j_z^{\,2}(y)dy(xl)(xl) \tag{2.32}$$

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบในการหาค่ากำลังสูญเสียต่อหนึ่งพื้นที่จึงต้องหาค่าเฉลี่ยกำลัง 1 คาบเวลาด้วยสมการที่ (2.32) จึงเป็น

$$P_S = \frac{\rho}{T} j_{om}^2 \int_0^T \int_0^{\infty} \exp(-2\rho y) \cos^2(\omega t - \alpha y)dydt \tag{2.33}$$

$$P_S = \frac{\rho}{T} j_{om}^2 \exp(-2\alpha y)dy \tag{2.34}$$

$$P_S = \frac{\rho}{4\alpha} j_{om}^2$$

$$P_S = \frac{\rho\delta}{4} j_{om}^2$$

แต่จาก $$|j_{om}| = \frac{\sqrt{2}|H_{om}|}{\delta} = \frac{2H_0}{\delta}$$

$$P_S = \frac{\rho}{\delta} H_0^2 \tag{2.35}$$

$$\frac{P_{SY}}{P_S} = 1 - \exp(-2\alpha y) \tag{2.36}$$

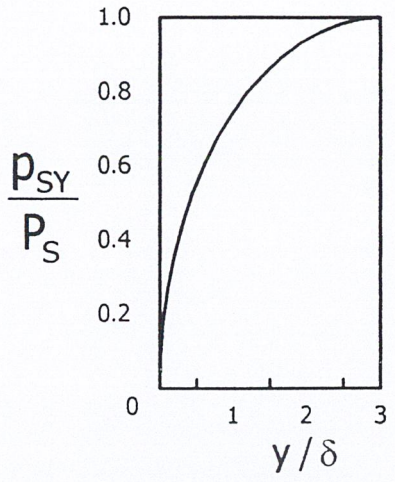
โดยที่ H_0 คือค่าอาร์เอ็มเอส ของ H_{om} ถ้าให้ P_{SY} คือกำลังสูญเสียของเบ้าหลอมจากผิวถึงระดับความลึก y สัดส่วนของ กับ P_S แสดงดังสมการที่ (2.36) และความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ P_{SY} กับ P_S กับสัดส่วนของระยะทางจากผิวและความลึกผิวแสดงดังรูปที่ 2.8 จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก สามารถหาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมต่อหนึ่งความยาวและค่าแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้าที่เกิดจากฟลักซ์สนามแม่เหล็กดังกล่าว ได้ดังนี้

$$\phi = \int B_X(y)dy$$

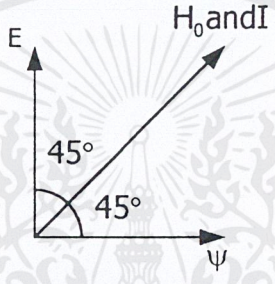
$$\phi = \text{Real}\left[\mu H_{om} \int_0^{\infty} \exp(j\omega t - (1+j)dy\right] \tag{2.37}$$

$$\phi = \frac{\mu H_{om}}{\alpha\sqrt{2}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \tag{2.38}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเบ้าหลอม

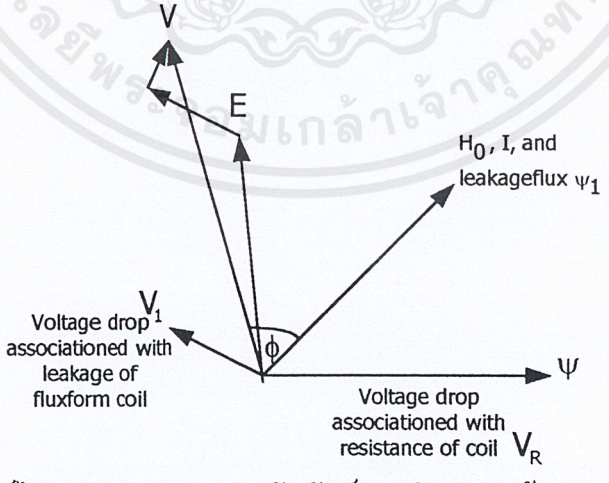


รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน

และจาก $$E = N\frac{d\phi}{dt} \quad (2.39)$$

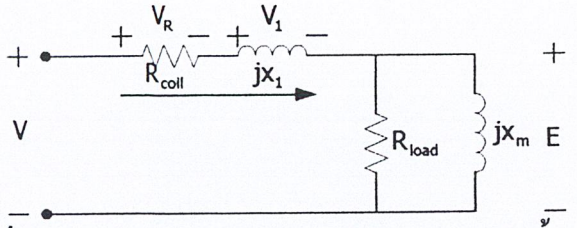
$$E = -\frac{\mu N}{\alpha\sqrt{2}} H_{om} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$$

$$E = \frac{\mu N H_{om}\omega}{\alpha\sqrt{2}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.40)$$



รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน ในกรณีที่ขดลวดไม่อุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.38) และสมการที่ (2.40) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมจะเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_{om} และมุมเฟสจะล้าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\frac{\pi}{4}$ จากความสัมพันธ์ที่กล่าวสามารถนำไปเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูป 2.9 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะพบว่าในกรณีที่เบ้าหลอมเป็นอุดมคติ วงจรทางไฟฟ้าจะมีตัวประกอบกำลังเป็นแบบล้าหลังที่มีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนจริง และส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลมีค่าเท่ากัน แต่ความเป็นจริงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบเลวลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวอยู่แล้ว ทำให้เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไปดังรูปที่ 2.10 และสามารถเขียนวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของระบบได้ ดังรูปที่ 2.11

2.2.2 หลักการเบื้องต้นของการให้ความร้อน

การทำให้เกิดพลังงานความร้อน ก็คือ การแปรรูปพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานความร้อน ซึ่งเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำนี้จะอาศัยการสูญเสียของแกนเหล็ก ซึ่งประกอบด้วย การสูญเสียเนื่องจากฮีสเตอร์รีซีสของแม่เหล็ก (Magnetic Hysteresis) และการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy current) ดังสมการ

การสูญเสียในแกนเหล็ก $P_C = P_h + P_e$

การสูญเสียเนื่องจากฮีสเตอร์รีซีส $P_h = K_h f b^x_{max}$

การสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน $P_e = K_e f^2 B^2_{max}$

หลักการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ

1.การให้พลังงานความร้อนทางอ้อม โดยอาศัยการถ่ายเทความร้อน (Heat Tranfer)

คือ เมื่อขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่เบ้าหลอม ได้รับการป้อนไฟสลับจากหม้อแปลงไฟฟ้ากำลังจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กคล้องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ชิ้นงานและเบ้าหลอมแกรไฟต์ ซึ่งเป็นสารแม่เหล็ก(Ferromagnetic) ถ้าชิ้นงานที่ต้องการหลอมไม่เป็นสารแม่เหล็ก(Non-Ferromagnetic) การหลอมจะอาศัยการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นจากเบ้าหลอมเพียงอย่างเดียว

2.การให้พลังงานความร้อนทางตรง โดยอาศัยหลักการกระแสไหลวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ ในกรณีที่ชิ้นงานเป็นสารแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจะคล้องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กชิ้นงานและเบ้าหลอมเช่นกัน แต่จะเกิดการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน(Eddy Current) ไหลอยู่บนชิ้นงานด้วย

2.2.3 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน

จาก $$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f}} \qquad (2.41)$$

โดยที่ δ คือค่าความลึกผิว

ρ คือค่าความต้านทานจำเพาะ

μ คือค่าความซึมซาบของชิ้นงาน

f คือค่าความถี่ที่ใช้งาน

สำหรับชิ้นงานที่เป็นแท่งโลหะทรงกระบอกรัศมี R ให้

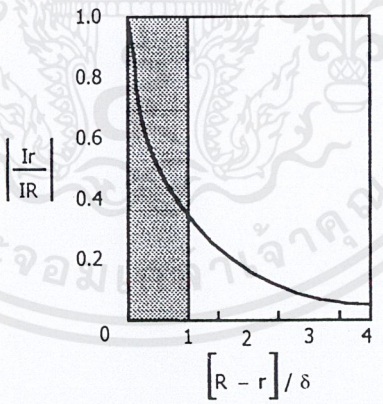
I_R คือค่ากระแสที่ผิวชิ้นงาน

I_r คือค่ากระแสที่ระยะใด ๆ จากจุดศูนย์กลาง

ในกรณีที่สมมุติว่า R ใหญ่กว่า δ มาก ๆ แล้วความสัมพันธ์ระหว่าง I_R กับ I_r จะเป็นดังนี้

$$I_r = I_R \exp\left(\frac{-(R-r)}{\delta}\right) \qquad (2.42)$$

ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังรูปข้างล่าง



รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว

กระแสที่ไหลในเบ้าหลอมได้จากการอินทิเกรต กระแสที่รัศมีใด ๆ กับความลึกกระแสที่ได้จะมีค่าเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟดังรูปที่ 2.12 แต่อย่างไรก็ตามพื้นที่ใต้กราฟดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับพื้นที่ที่แรเงากล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าถึงแม้ว่ากระแสที่ไหลในเบ้าหลอมมีความสัมพันธ์กับระยะทางเป็นเอกซ์โพแนนเชียล แต่เหมือนกับว่ามีกระแสคงที่ขนาด I_R ไหลอยู่ที่ผิวเบ้าหลอมในระดับความลึก ถ้าเบ้าหลอมมีความยาว I_W แล้วมีความต้านทานสมมูลย์ที่กระแสคงที่ขนาด I_R ไหลผ่านจะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_w = \frac{2\pi R\rho}{\delta l_w} \tag{2.43}$$

ถ้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีจำนวนรอบเท่ากับ N_C และมีกระแสไหลผ่านขดลวดเป็น I_C และมีกระแสไหลผ่านชิ้นงาน $N_C I_C$ กำลังปรากฏที่ชิ้นงานจะมีค่า

$$P_w = \frac{2\pi R\rho}{\delta l_w} N_C^2 I_C^2 \tag{2.44}$$

ในกรณีที่ R ไม่ได้มากกว่า δ มาก ๆ แล้ว จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu\pi f H_{Rm}^2 I_m A_w P \tag{2.45}$$

ซึ่ง P เป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับ $\frac{(2R)}{\delta}$ โดยมีความสัมพันธ์กัน ในการคำนวณกำลังความร้อนที่เกิดขึ้นที่เบ้าหลอมกำลังที่ได้จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่ที่ใช้งาน ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กและคุณสมบัติของเบ้าหลอม ซึ่งหมายถึงขนาดและรูปร่าง รวมทั้งค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบของเบ้าหลอม เนื่องจากค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบมีผลต่อกำลังไฟฟ้าต่อเบ้าหลอม จึงควรศึกษาว่าค่าเหล่านี้เปลี่ยนแปลงอย่างไร ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ หรือมีการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็กแต่โดยทั่วไปความถี่จะไม่มีผลต่อค่าทั้งสองเท่าใดนัก

2.2.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบกับอุณหภูมิ และความเข้มสนามแม่เหล็ก

ความซึมซาบโลหะนั้นปกติจะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่สำหรับสารที่เป็นเฟอร์โรแมกเนติก ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก กับความเข้มสนามแม่เหล็กนั้นจะเป็นเชิงเส้นแต่จะเป็นไปตามกราฟกระแสทำแม่เหล็ก จะพบว่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมคเนติคจะขึ้นอยู่กับสนามแม่เหล็กและระดับความอิ่มตัวของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กด้วย ได้มีการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบของสารกับความเข้มสนามแม่เหล็กได้ผลเป็นที่ยอมรับตามสมการ $\mu = \left(1.43 * 10^6 \frac{B_S}{B_{om}} + 1\right)\mu_0$ นอกค่าความซึมซาบของเฟอร์โรแมกเนติกยังมีความสัมพันธ์กับอุณหภูมิด้วยดังกล่าว ปกติค่าความซึมซาบของสารประเภทนี้จะค่อนข้างมีค่าคงที่กับอุณหภูมิ แต่ถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุดอิ่มตัวค่าความซึมซาบของสารจะลดลงเป็นค่าความซึมซาบของสูญญากาศทันทีมีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก สำหรับเหล็กผสมคาร์บอน 0.50% จะมีอุณหภูมิอิ่มตัวอยู่ที่ประมาณ 760 องศาเซลเซียส

$$\mu = \left(1.43 * 10^6 \frac{B_S}{B_{0m}} + 1\right)\mu_0 \tag{2.46}$$

B_S ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัว

H_{0m} ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด

μ_0 ค่าความซึมซาบของสุญญากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ

ค่าความต้านทานจำเพาะ โดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับสารที่เป็นชิ้นงาน โดยปกติสารมีเป็นพวกโลหะเมื่อมีอุณหภูมิสูงขึ้น ค่าความต้านทานจำเพาะจะเพิ่มขึ้นลักษณะเชิงเส้น ความสัมพันธ์ในลักษณะทั่วไปจะเป็นดังสมการที่ 2.47 โดย ρ_θ คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิใด ๆ และ ρ_1 คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิ θ_1 ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ a ของสารชนิดต่าง ๆ ในทางปฏิบัติจะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะเปลี่ยนแปลงไป

$$\rho_\theta = \rho_1 + \left[\frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1}\right](\rho_2 - \rho_1) \qquad (2.47)$$

จะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงานจะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิในการคำนวณ จึงอาจต้องหาค่าความต้านทานจำเพาะที่เป็นค่าความสมมูลย์ที่สามารถใช้แทนตลอดช่วงอุณหภูมิโดยในการคำนวณค่าความต้านทานจำเพาะสมมูลย์ จะพิจารณาจากกำลังที่ชิ้นงาน เนื่องจากกำลังที่ชิ้นงานจะแปรตาม $\sqrt{\rho}$ ถ้าให้ตัวแปรคงที่จะพิจารณาว่าค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงานจะแปรกับอุณหภูมิอย่างเชิงเส้น จะได้ว่า

Material	a	ρ20°C (Ωm)
Aluminium	$4.29*10^{-3}$	$2.65*10^{-8}$
Brass(66%Cu,35%Zn)	$1.6*10^{-3}$	$6.4*10^{-8}$
Bronze(90%Cu,11%Zn)	$1.86*10^{-3}$	$3.9*10^{-8}$
Copper	$3.93*10^{-3}$	$1.72*10^{-8}$
Pure Iron	$6.5*10^{-3}$	$9.71*10^{-8}$
Lead	$3.36*10^{-3}$	$20.65*10^{-8}$
Silver	$4.1*10^{-3}$	$1.59*10^{-8}$

ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ a และค่าความต้านทานจำเพาะ ρ ที่ 20°C

$$\rho_\theta = \rho_1 + \left[\frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1}\right](\rho_2 - \rho_1) \qquad (2.48)$$

และ $$\frac{d\theta}{dt} = c\sqrt{\rho} \qquad (2.49)$$

แทนสมการที่ 2.48 ลงในสมการที่ 2.49 จะได้

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{d\theta}{\sqrt{\rho + \frac{(\theta - \theta_1)(\rho_2 - \rho_1)}{(\theta_2 - \theta_1)}}} = \int_0^t c\,dt \qquad (2.50)$$

$$t = \frac{2(\theta_2 - \theta_1)(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})}{\alpha(\rho_2 - \rho_1)} \qquad (2.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสมมุติให้ค่าความต้านทานจำเพาะมีค่าคงที่ มีค่าเป็น ρ_m ตลอดช่วงอุณหภูมิการใช้งาน เมื่อแทนในสมการ 2.49 จะได้

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta = \int_{0}^{t} c\sqrt{\rho}\, dt \tag{2.52}$$

$$t = \frac{\theta_2 - \theta_1}{c\sqrt{\rho_m}} \tag{2.53}$$

จากสมการที่ 2.51และสมการที่ 2.53ได้ว่า

$$\rho_m = \frac{(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})^2}{4} \tag{2.54}$$

จากสมการที่ 2.54 ค่าความต้านทานสมมูลย์ที่ได้อาจจะใช้ได้กับโลหะบางประเภทที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิเป็นแบบเชิงเส้น แต่กับเหล็กและสารเฟอร์โรแมกเนติก อาจจะใช้ความต้านสมมูลค่าดังกล่าว เพราะว่าค่าความต้านทานจำเพาะจะมีค่าความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ

2.3 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

เนื่องจากขดลวดให้ความร้อนมีความสัมพันธ์ใกล้เคียงกับหม้อแปลง โดยมีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเปรียบเสมือนขดปฐมภูมิ และเบ้าหลอมเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิ มีจำนวนรอบเป็น 1 รอบ โดยที่วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน สามารถที่จะพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำในทางปฏิบัติสามารถที่จะวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์นี้สามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ได้ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลย์ของขดลวด เบ้าหลอมและชิ้นงาน

จากรูปที่ 2.13ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของเบ้าหลอม คือ H_{Rm} และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านระบบประกอบด้วย

ϕ_w ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านเบ้าหลอม

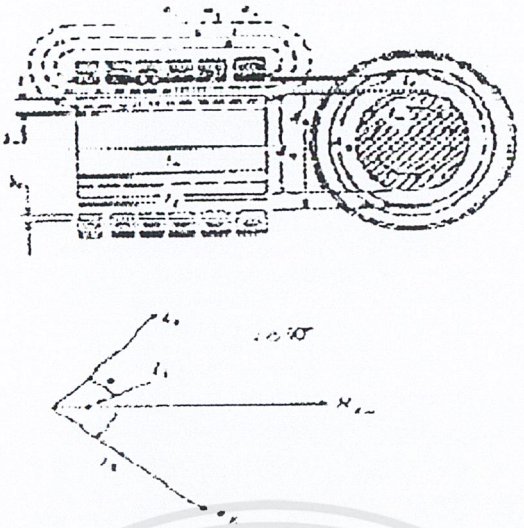
ϕ_g ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านอากาศ

ϕ_c ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แสดงในหัวข้อ ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน สามารถสรุปได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.13 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$P_W = \mu\pi f H_{Rm}^2 (I_m A_W) P \qquad (2.55)$$

$$\phi_W = \mu H_{Rm} A_W (q - jP) = \mu_0 \mu_r H_{Rm} A_W (q - jP) \qquad (2.56)$$

H_{Rm} ค่ายอดของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน(Am^{-1})

ϕ_{wn} ค่ายอดฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านชิ้นงาน(WB)

I_m ความยาวชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ(m)

A_W พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน(m^2)

จากหัวข้อ ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยงนำความร้อนถ้า $\frac{d}{\delta} > 8$ แล้ว

$$p = \frac{2}{\left(1.23 + \frac{d}{\delta}\right)} \qquad (2.57)$$

$$q = \frac{2}{d/\delta} \qquad (2.58)$$

ϕ_{gm} คือ ค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ซึ่งปกติฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีเบ้าหลอมในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีเบ้าหลอมอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์คล้องผ่านจะลดลง นอกจากนี้ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ยังผลให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเลวลงโดยปกติ

$$\phi_{gm} = \mu_0 H_{Rm} A_g \qquad (2.59)$$

โดยที่ A_g คือพื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กคล้องผ่านอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

45978

ϕ_C คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่เบ้าหลอม ตามปกติขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะสร้างจากทองแดงที่มีคุณสมบัติไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$\phi_{cm} = k_r \mu_0 \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \tag{2.60}$$

δ_c คือความลึกที่เกิดในขดลวด และ k_r คือ Correction Factor ปกติจะมีค่าอยู่ระหว่าง 1 และ 1.5 โดยทั่วไปจะใช้ค่า 1.15

จาก
$$\phi_{om} = \phi_{wm}\phi_{gm}\phi_{cm} \tag{2.61}$$

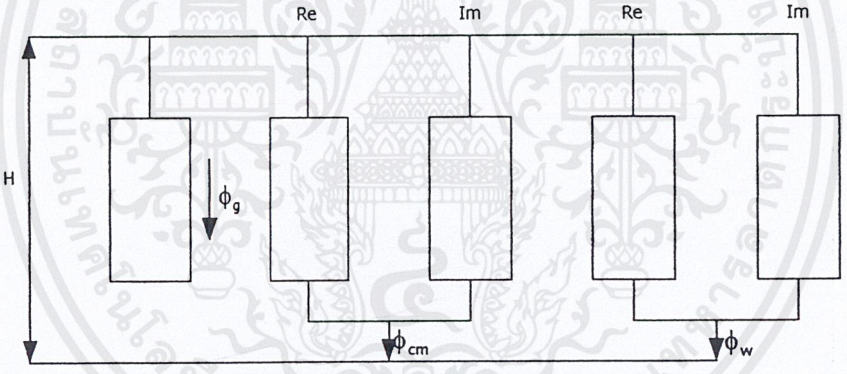
จาก
$$H_{on} = \frac{\sqrt{2I_c N_c}}{I_c} \tag{2.62}$$

ให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด

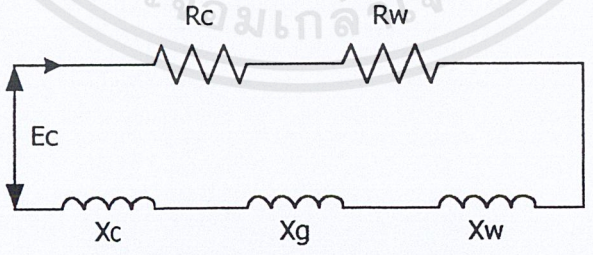
$$E_c = j\frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_{om} \tag{2.63}$$

จะได้ว่า

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_0}{I_0} N_c^2 I_c \left[\left(\mu_r p A_w + k_r d_r \delta_c \frac{\pi}{2}\right) + j\left(A_g + \mu_r q A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2}\right)\right] \tag{2.64}$$



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า

จากสมการฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถที่จะเขียนเป็นเส้นทางเดินของสนามแม่เหล็กได้ดังรูป 2.14ส่วนรูปที่ 2.15 เป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า ส่วนที่เป็นความต้านทานมาจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนที่เป็นความเหนี่ยวนำมาจากเบ้าหลอม ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และส่วนที่เป็นอากาศ ซึ่งอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$z = (R_w + R_c) + (j(X_g + X_w + X_c) \quad (2.65)$$

ความต้านทานจากเบ้าหลอม $R_w = K(\mu_r p A_w)$ (2.66)

ความต้านทานจากขดลวด $R_c = \frac{K}{2}(k_r \pi d_c \delta_w)$ (2.67)

รีแอคแตนซ์จากช่องอากาศ $X_g = Ka_g$ (2.68)

รีแอคแตนซ์จากชิ้นงาน $X_w = K(\mu_r q A_w)$ (2.69)

รีแอคแตนซ์จากขดลวด $X_c = \frac{K}{2}(k_r \pi d_c \delta_c)$ (2.70)

โดยที่ $K = 2\pi f \mu_0 \left(\frac{N_c^2}{I_c}\right)$ (2.71)

ค่าเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่สำคัญได้ดังนี้

ประสิทธิภาพขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\eta = \left[\frac{R_w}{(R_c + R_w)}\right]$ (2.72)

ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\cos\theta = \frac{R_w + R_c}{|Z|}$ (2.73)

โดยที่ $Z^2 = (R_w + R_c)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2$ (2.74)

กำลังงานที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $P_c = \frac{P_w}{\eta}$ (2.75)

กำลังที่ปรากฏที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\text{coil} \quad VA = \frac{P}{\cos\theta}$ (2.76)

$$\text{coil} \quad VA = I_c^2 |Z| \quad (2.77)$$

แรงดันต่อรอบที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\frac{E_c}{N_c} = \frac{\text{coil} \quad VA}{\text{Total Ampare Turn}}$ (2.78)

จากที่กล่าวมาข้างต้นถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะได้ว่า

$$R_c = \pi\sqrt{\pi} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{I_c}\right] \sqrt{\rho_c \mu_0 f} \quad (2.79)$$

โดยประมาณ $R_w = 4\sqrt{\pi} A_w \left[\frac{N_c^2}{d_c I_c}\right] \sqrt{\rho_w \mu_w f}$ (2.80)

$$L_c = \frac{\sqrt{\pi}}{2} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{I_c}\right] \sqrt{\frac{\rho_c \mu_0}{f}} \quad (2.81)$$

โดยประมาณ $L_w = \frac{2A_w}{\sqrt{\pi} d_w} \left[\frac{N_c^2}{I_c}\right] \sqrt{\frac{\rho_w \mu_w}{f}}$ (2.82)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_g = \mu_0 \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] A_w \qquad (2.83)$$

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอมจะขึ้นอยู่กับลักษณะและขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและถ้าพิจารณาให้ขดลวดและเบ้าหลอมคงที่ สำหรับความต้านทานเนื่องจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะความซึมซาบทางแม่เหล็ก และความถี่

ในกรณีของความเหนี่ยวนำเนื่องจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และแปรผันกับรากที่สองของความถี่ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากแกนอากาศ พบว่าจะขึ้นอยู่กับลักษณะของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก พื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็กคล้องผ่าน โดยจะไม่มีความสัมพันธ์กับความถี่

ถ้าพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะพบว่าเป็นการยากที่จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเบ้าหลอมด้วย และจากที่กล่าวมาจากการคำนวนจะคิดว่าเป็นกรณีอุดมคติคือขดลวดมีความยาวมาก ๆ และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านช่องอากาศจะมีการกระจายสม่ำเสมอ ซึ่งในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ค่าที่ได้อาจผิดไปจากความจริง เช่น ในกรณีที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านอากาศ จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสูตรที่ใช้ในการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดยจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่คล้องผ่านอากาศ รูปที่ 2.16 แสดงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวนรอบเป็น N_c รอบ ซึ่งสูตรที่ใช้ในการคำนวณจะเป็นสูตรที่มีการปรับปรุงให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

$$L_g = \lambda_d N_c^2 (\mu H) \qquad (2.84)$$

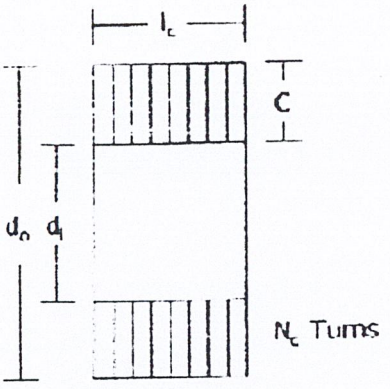
$$\lambda = \frac{0.1\pi^2}{\left\{ 0.45 + \gamma + \beta + \frac{2\gamma\beta(\gamma + I_C)}{3(\gamma + 2)} \right\}} \qquad (2.85)$$

$$\gamma = \frac{I_c}{d} \qquad (2.86)$$

$$\beta = \frac{C}{d} \qquad (2.87)$$

$$d = \frac{(d_0 + d_1)}{2} \qquad (2.88)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำที่คำนวณได้นี้จะมีค่าความเหนี่ยวนำของช่องอากาศทั้งหมด ในกรณีที่มีเบ้าหลอมอาจต้องคูณด้วยค่าตัวประกอบ เพื่อให้เป็นเพียงพื้นที่ส่วนที่เป็นฟลักซ์คล้องผ่านเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
หลักการรีโซแนนซ์

3.1 บทนำ

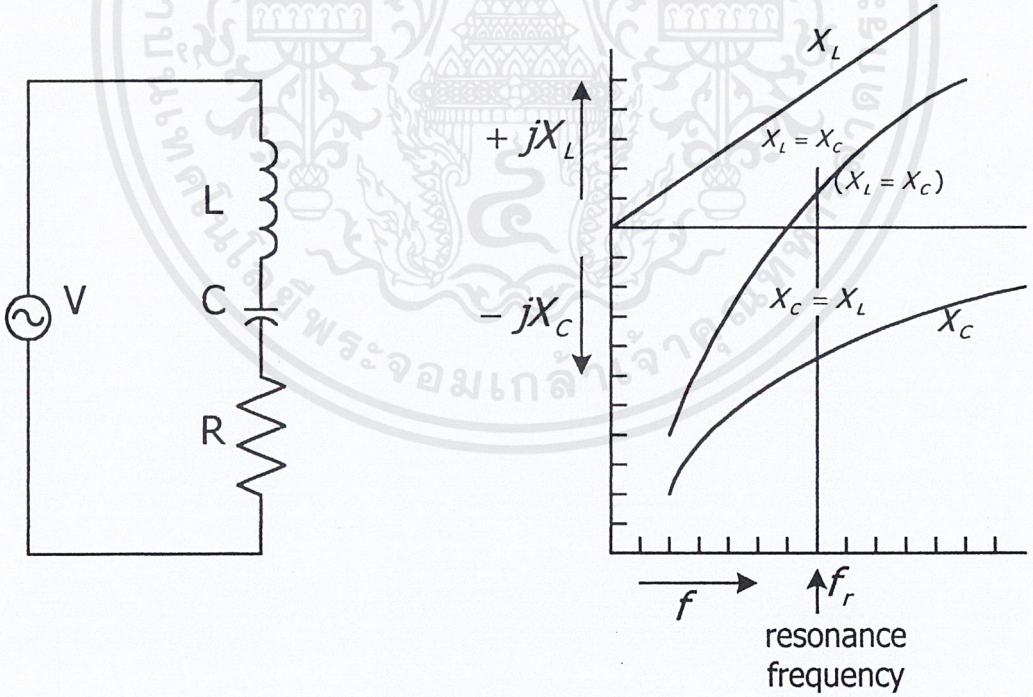
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของ RLC มีค่าต่ำสุด นั่นคือ Z=R ในสภาวะเช่นนี้เราเรียกว่าอยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์นี้มีค่าต่ำสุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุดและเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้น

วงจรขนาน LC ก็สามารถทำให้อยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ได้เช่นกัน และ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะเช่นนี้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุดและส่งผลให้ค่ากระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนในลูป (Loop) ของ Lและ C จะมีค่ามากขึ้นวงจรสามารถปรับให้รีโซแนนซ์โดยการปรับค่า L และ C

3.1.1 อนุกรมรีโซแนนซ์

ผลของความถี่ที่มีต่ออิมพีแดนซ์ของวงจร RLC ซึ่งมีดังนี้

$$Z = R + j(X_L - X_C) \qquad (3.1)$$



ก) วงจรอนุกรม RLC ข) X_L,X_Cเมื่อพล็อตกับความถี่

รูปที่ 3.1 การพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม RLC รีโซแนนซ์

เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และ $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$ ดังนั้นค่าของอิมพีแดนซ์จึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ ดังรูปที่ 3.1 ข) จะพบว่า เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า X_L เพิ่มขึ้นอย่าง

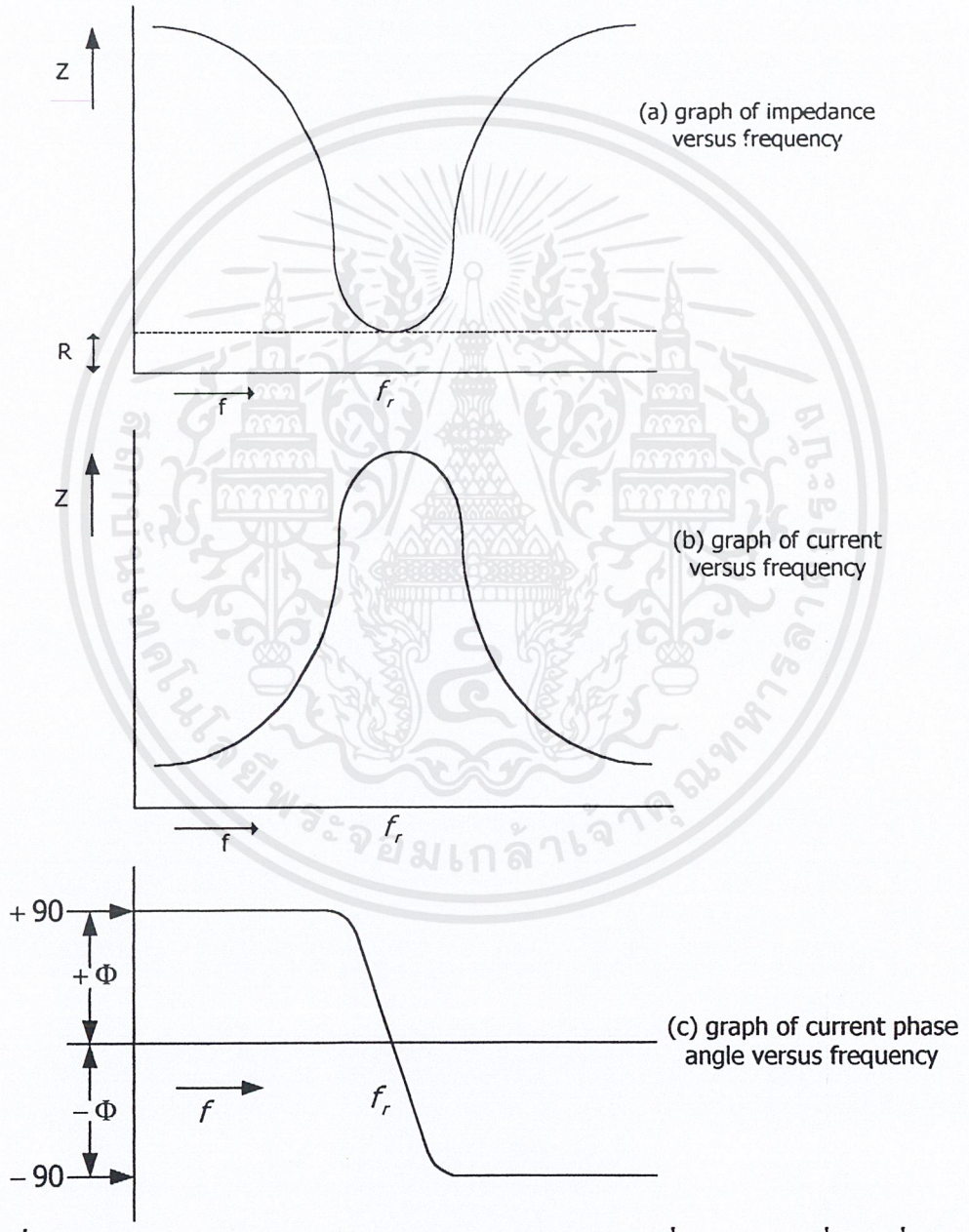
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นเชิงเส้น (Linear) ในทางกลับกัน X_C จะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ค่า X_C จะไม่มีทางเท่ากับศูนย์ ผลรวมของรีแอคแตนซ์ คือ X_L-X_C ดังแสดงไว้เป็นเส้นประในกราฟของรูปที่ 3.1ข) ที่ความถี่ต่ำ ค่า X_L จะมีค่าน้อยกว่าค่า X_C ดังนั้นผลรวมของรีแอคแตนซ์จะเป็นค่าของ X_C ที่ความถี่สูง X_L=X_C คือค่าที่ความถี่ รีโซแนนซ์

$$Z = R + j(0) \qquad (3.2)$$

$$Z = R$$

เมื่อ $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ นำมาเขียนเป็นกราฟที่แปรผันตามความถี่จะได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงกราฟ อิมพีแดนซ์ กระแส และ มุมเฟสกับความถี่ และกระแสที่ไหลเมื่อรีโซแนนซ์ (X_L=X_C)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I = \frac{V}{R} \tag{3.3}$$

จากรูป 3.2 จะพบว่ากราฟจะมีค่าต่ำเมื่อความถี่ในวงจรไม่อยู่ที่จุดรีโซแนนซ์ ที่ความถี่รีโซแนนซ์

$$X_L = 2\pi fL \tag{3.4}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \tag{3.5}$$

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \tag{3.6}$$

ดังนั้น เมื่อ L มีหน่วยเป็นเฮนรี่(henrys),C มีหน่วยเป็นฟารัด (farads)

C มีหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์(Hertz)

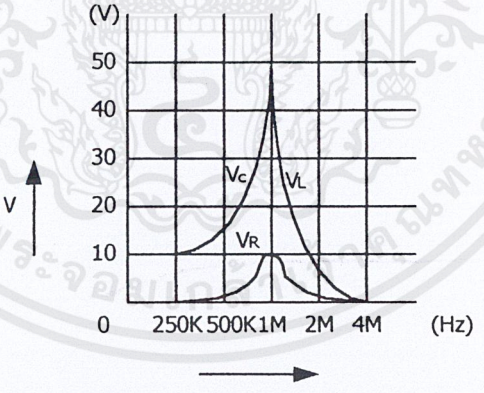
3.1.1.1 แรงดันที่จุดรีโซแนนซ์

แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานในวงจร RLC (รูปที่ 3.1 ก) จะมีค่าเท่ากับ I*R และที่จุดรีโซแนนซ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีดังนี้

$$V_C = IX_C \tag{3.7}$$

$$V_L = IX_L \tag{3.8}$$

เมื่อนำค่า V_R ,V_C และ V_L มาพล็อตกราฟกับค่าความถี่จะพบว่ามีลักษณะคล้ายกับกราฟของกระแสกับความถี่ดังแสดงในรูปที่ 3.3

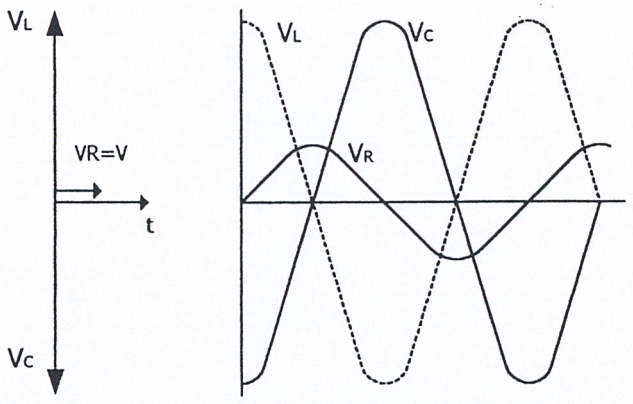


รูปที่ 3.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R V_C และ V_Lกับความถี่

3.1.1.2 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L และ C

เมื่อเรานำรูปคลื่นของ V_R V_C และ V_L ที่จุดรีโซแนนซ์มาพล็อต ดังรูปที่ 3.4 ก จะพบว่า V_L จะกลับเฟสกัน 180 องศา ส่วน V_R จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ V_Cและ V_L มีค่าเท่ากับศูนย์ จากที่กล่าวมานี้ แสดงให้เห็นว่า จะมีการส่งผ่านพลังงานระหว่าง L กับ C กลับไปมา เมื่ออยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์อย่างไรก็ตามที่จุดรีโซแนนซ์จะไม่มีการสะสมพลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรม ของวงจร LCR รีโซแนนซ์

ข) รูปคลื่นแรงดัน V_R , V_C และ V_L ที่จุดรีโซแนนซ์

รูปที่ 3.4 รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร LCR รีโซแนนซ์

3.1.1.3 Q แฟคเตอร์ของวงจรอนุกรม RLC

พิจารณาสมการ I , V_C , V_L ที่จุดรีโซแนนซ์

$$I = \frac{V}{R} \tag{3.9}$$

$$V_L = IX_L \tag{3.10}$$

$$V_L = \frac{V * X_L}{R} \tag{3.11}$$

ดังนั้น $$\frac{V_L}{V} = \frac{X_L}{R} \tag{3.12}$$

อัตราส่วน $\frac{V_L}{V}$ และ $\frac{V_C}{V}$ คือ ค่าควอลิตี้ (Quality)ของวงจรรีโซแนนซ์ หรือค่า Q แฟคเตอร์ นั้นเอง

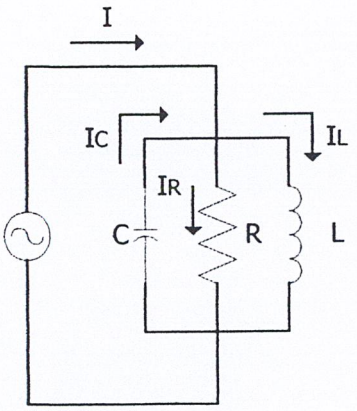
$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{3.13}$$

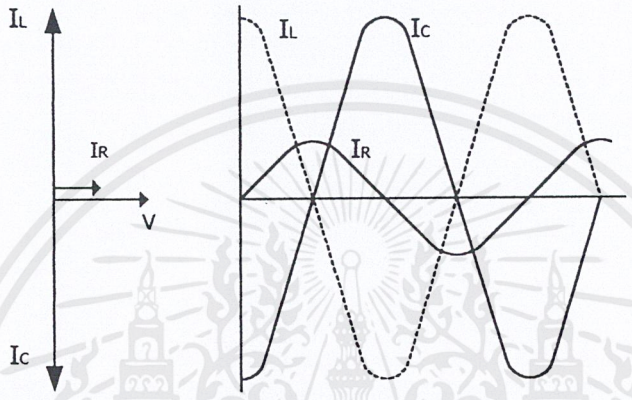
3.1.2 รีโซแนนซ์ขนาน

วงจรรีโซแนนซ์ขนานแสดงไว้ดังรูป ค่าแอดมิตแตนซ์ (admittance) ของวงจรมีค่า

$$Y = \frac{1}{R} - j\frac{1}{X_L} + j\frac{1}{X_C} \tag{3.14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





Phase diagram for parallel Waveforms of I_C I_R and I_L

รูปที่ 3.5 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมรูปคลื่น ของกระแสที่จุดรีโซแนนซ์ของวงจร LCR ขนาน

ถ้าปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไปจนกระทั่ง X_L และ X_C มีค่าเท่ากันค่าแอดมิตแตนซ์จะมีค่า

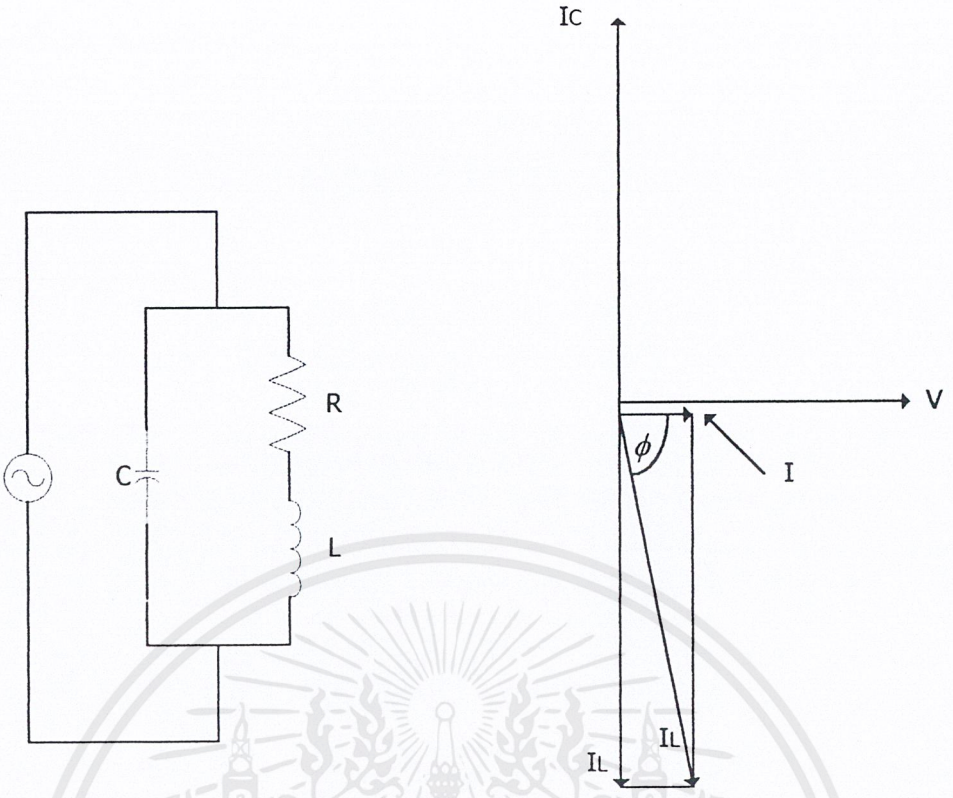
$$Y = \frac{1}{R_P} \tag{3.15}$$

และค่าอิมพีแดนซ์มีค่า Z= RP

กระแสจากแหล่งจ่ายมีค่า

$$I = \frac{V}{R_P} \tag{3.16}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรปกติของการต่อแบบ LCR ขนาน

กระแสที่ไหลผ่าน R จะมีมุมอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย กระแสที่ไหลผ่าน L จะล้าหลังแรงดันไป 90 องศา ส่วนกระแสที่ไหลผ่าน C จะนำหน้าแรงดันอยู่ 90 องศา ดังแสดงไว้ในรูปนั้นคือมีการส่งผ่านพลังงานกลับไปมาระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวประจุ

เนื่องจากในความเป็นจริงในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าความต้านทานรวมอยู่ด้วย โดยทั่วไปที่ตัวเก็บประจุมีความต้านทานอยู่น้อยมากจึงเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ได้ดังรูปที่ 3.6

ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรสมมูลย์มีค่า

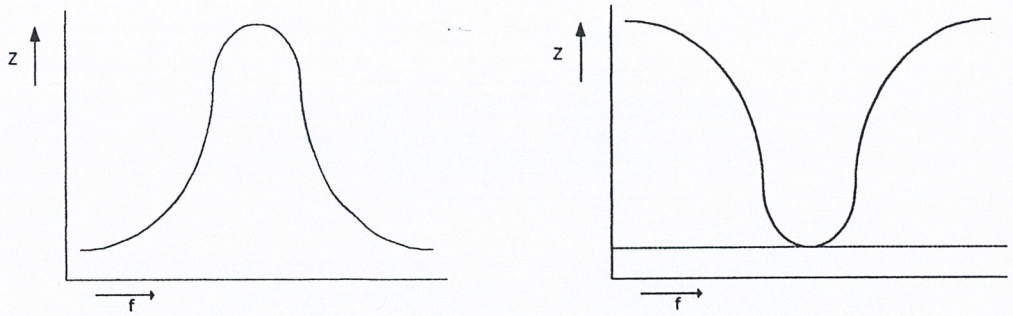
$$Y = \frac{1}{R_L + jX_L} + \frac{1}{jX_C} \tag{3.17}$$

ที่จุดรีโซแนนซ์

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \tag{3.18}$$

$$Z = \frac{L}{CR_L} \tag{3.19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) ค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่ ข) ค่ากระแสกับความถี่

รูปที่ 3.7 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่

จากกราฟรูปที่ 3.7 จะพบว่า วงจรขนาน LC จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่รีโซแนนซ์

3.1.2.1 Qแฟกเตอร์ของวงจรขนาน RLC

จากรูปที่ 3.5 จะพบว่าผลความถี่ของกระแสที่ไหลในวงจร(I) จากแหล่งจ่ายที่ความถี่รีโซแนนซ์นั้น จะอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย (V) I จะมีค่าน้อยกว่า I_C และ I_L หลายเท่าดังนั้น ในวงจรขนานรีโซแนนซ์ LC จะมีค่าการขยายกระแส ค่า Q แฟกเตอร์ คืออัตราส่วนของ I_L หรือ I_C ต่อค่ากระแสจากแหล่งจ่าย (I)

ความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์

จากค่า

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \tag{3.20}$$

ดังนั้น

$$X_C \approx X_L \tag{3.21}$$

ซึ่งค่าความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์สำหรับวงจรขนาน LC เมื่อ Q < 10 คือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{3.22}$$

ในกรณีที่ Q < 10 ความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์จะมีค่า

$$f_r \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR_L^2}{L}} \tag{3.23}$$

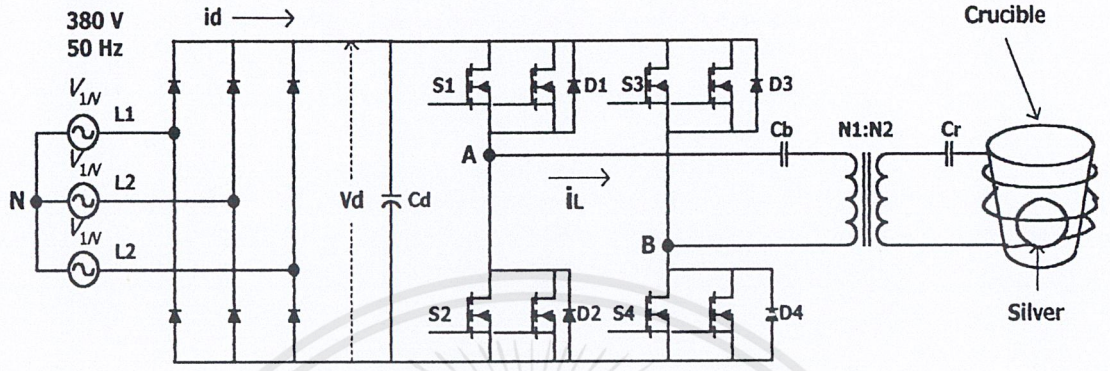
จากรูปที่ 3.7 จะพบว่า วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานทางปฏิบัตินั้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดและกระแสมีค่าสูงสุดที่ความถี่รีโซแนนซ์

จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าการทำงานที่จุดรีโซแนนซ์จะให้ค่ากำลังที่สูงที่สุด (Pmax) เนื่องจากว่าจะให้ค่ากระแสที่ไหลวนในขดลวดเหนี่ยวนำได้สูงสุด ซึ่งจำเป็นอย่างยิ่งต่อการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนในเบ้าหลอม เพื่อทำให้เกิดความร้อนสำหรับใช้ในการหลอมให้ได้มากที่สุด จนสามารถหลอมชิ้นงานหรือใช้เวลาในการหลอมให้ได้น้อยที่สุด ซึ่งสามารถทำได้โดยการทำให้ความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ และความถี่

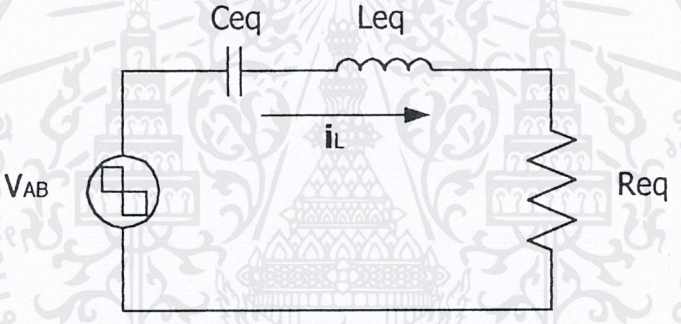
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรตรงส่วนโหลดมีค่าตรงกัน โดยที่ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำในวงจรจะมาจากผลของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก, เบ้าหลอมและชิ้นงาน ส่วนตัวเก็บประจุที่ใส่พิมพ์เข้าไปก็เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรให้ดีขึ้น

3.2 หลักการวิเคราะห์วงจรสมมูลย์อนุกรมรีโซแนนซ์ของเครื่องหลอม

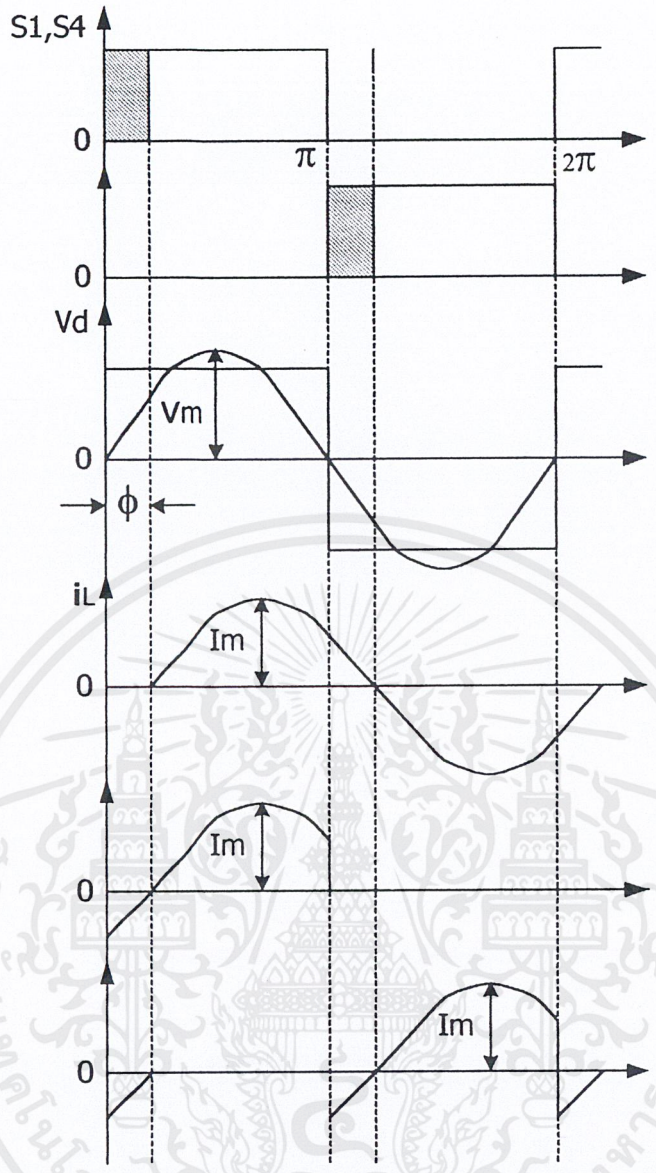


รูปที่ 3.8 ระบบของเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อความถี่ของการทำงานสูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์

โครงสร้างของระบบชุดหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง แสดงดังรูปที่ 3.8 โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สวิตซ์ จะสลับการทำงานกันเป็นคู่ คือ สวิตซ์ S1 และS4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส S2 และ S3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะสลับกันอย่างนี้เรื่อยไป และจะมีค่าแรงดันตกคร่อมสวิตซ์เป็น Vd ส่วนไดโอดทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด (Comutating Diode)ให้กับวงจร และเพื่อป้องกันให้ไม่มีการลัดวงจรที่แรงดันอินพุทของวงจร เนื่องจากการนำกระแสพร้อมกันของสวิตซ์ที่กิ่งเดียวกัน (S1 กับ S2 และ S3 กับ S4) ดังนั้นจึงต้องมีการกำหนดค่าเวลาเผื่อ (Dead Time; td) ที่สัญญาณเกท ส่วนจุดการทำงานจะเลือกให้มีความถี่สวิตซ์สูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์ ซึ่งจะทำให้กระแสโหลด (i_L) ล้าหลังแรงดันเอาท์พุท (V_{AB}) เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหา Reverse Recovery ของไดโอดโดยดูลักษณะการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานได้ จากรูปที่ 3.10 และการทำงานของวงจรยังให้การสูญเสียในการสวิตช์ต่ำ (Switching loss) เนื่องจากการมีสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero voltage switching ; ZVS)

จากรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10 แรงดันอินพุทของวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม จะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (V_{AB}) และมี quality factor ; Q ของวงจรรีโซแนนซ์สูง ($Q \geq 2.5$) ทำให้กระแสโหลดเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งสามารถวิเคราะห์วงจรทั้งระบบได้ดังนี้

สำหรับองค์ประกอบ ฟันดาเมนทอลของแรงดันเอาท์พุท V_{AB} สามารถวิเคราะห์ได้ โดยการแตกอนุกรมฟูเรียร์ จะได้ดังสมการ

$$V_{AB} = V_m \sin\omega t \qquad \text{เมื่อ } 0 < \omega \leq 2\pi$$

โดยที่ $$V_m = \frac{4V_d}{\pi} \approx 1.273\, V_d \tag{3.24}$$

และสามารถหากระแสโหลด(i_L)ได้ดังนี้

$$i_L = I_m \sin(\omega t - \phi) \tag{3.25}$$

โดยที่ $$I_m = \frac{V_m}{|Z_{eq}|}$$

อิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์(Z_{eq})

$$Z_{eq} = R_{eq} + j\left(\omega L_{eq} - \frac{1}{\omega C_{eq}}\right)$$

$$= R_{eq}\sqrt{1+Q^2\left[\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right]} < \phi \tag{3.26}$$

$$\phi = \tan^{-1}\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)\right] \tag{3.27}$$

เมื่อ $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}}$:resonant frequency

ω :switching frequency

$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}}$:characteristic impedance

$Q = \frac{\omega_r \cdot Leq}{R_{eq}}$:quality factor

ดังนั้นจะได้ $$I_m = \frac{4V_d}{\pi R_{eq}\sqrt{1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)^2}} \tag{3.28}$$

ดังนั้นจะได้เอาท์พุทที่จ่ายให้กับโหลดคือ

$$P_{out} = \frac{I_M^2 R_{eq}}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{8V_d^2}{\pi^2 R_{eq}\left[1+Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_r}-\frac{\omega_r}{\omega}\right)^2\right]} \qquad (3.29)$$

จากสมการ (3.24)จะเห็นได้ว่า $\omega = \omega_0$ ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์ $Z = R_{eq}$ ซึ่งที่ความถี่นี้มุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุดและจากที่กล่าวมาแล้ว ว่าค่าพารามิเตอร์ของวงจรจะขึ้นอยู่กับหลายตัวแปร โดยชนิดของเบ้าและขนาดของชิ้นงานก็เป็นตัวแปรหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
โครงสร้างของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

โครงสร้างพื้นฐานของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำประกอบด้วย

1.วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันด้านอินพุท

2.วงจรอินเวอร์เตอร์

3.วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

4.หม้อแปลงความถี่สูง

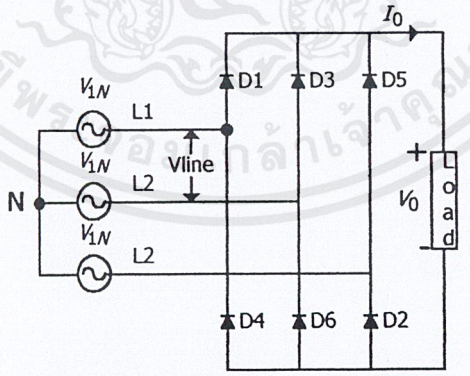
5.โหลดรีโซแนนซ์

4.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier) และวงจรกรองแรงดัน (Filter)

วงจรเรียงกระแสหรือวงจรเรคติไฟเออร์ (Rectifier) คือวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกระแสตรง หรือยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านในทิศทางเดียวเท่านั้น อุปกรณ์ทั่วไปที่ใช้ในวงจรได้แก่ ไดโอด

4.1.1 วงจรเรียงกระแสสามเฟสเต็มคลื่น(Three phase full bridge rectifier)

คือวงจรที่แปลงไฟสลับสามเฟสเป็นไฟตรงที่ต่อไดโอด 6 ตัวแบบบริดจ์ เพื่อเรียงกระแสไฟสลับทั้งครึ่งบวกและครึ่งลบแต่ละเฟสให้เป็นแรงดันไฟตรงทำให้ได้คลื่นไฟตรงจำนวน6คลื่นในหนึ่งไซเคิลไดโอดในแต่ละตัวนั้นจะนำกระแสจำนวนตัวละ 120 องศาเช่นกัน ลักษณะของวงจรบริดจ์แบบสามเฟส และลักษณะของรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมโหลดและรูปคลื่นของกระแสโหลด รวมทั้งกระแสที่ไหลผ่านไดโอดแต่ละตัวเมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานแสดงดังรูป 3.3 a) และเมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำแสดงดังรูป 3.3 b)

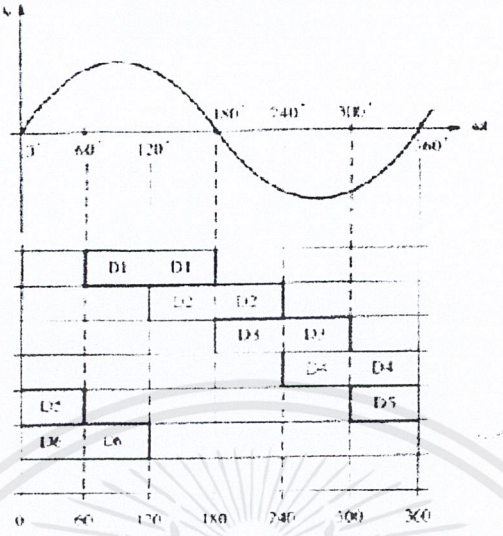


รูปที่ 4.1 แสดงวงจรบริดจ์ 3 เฟส

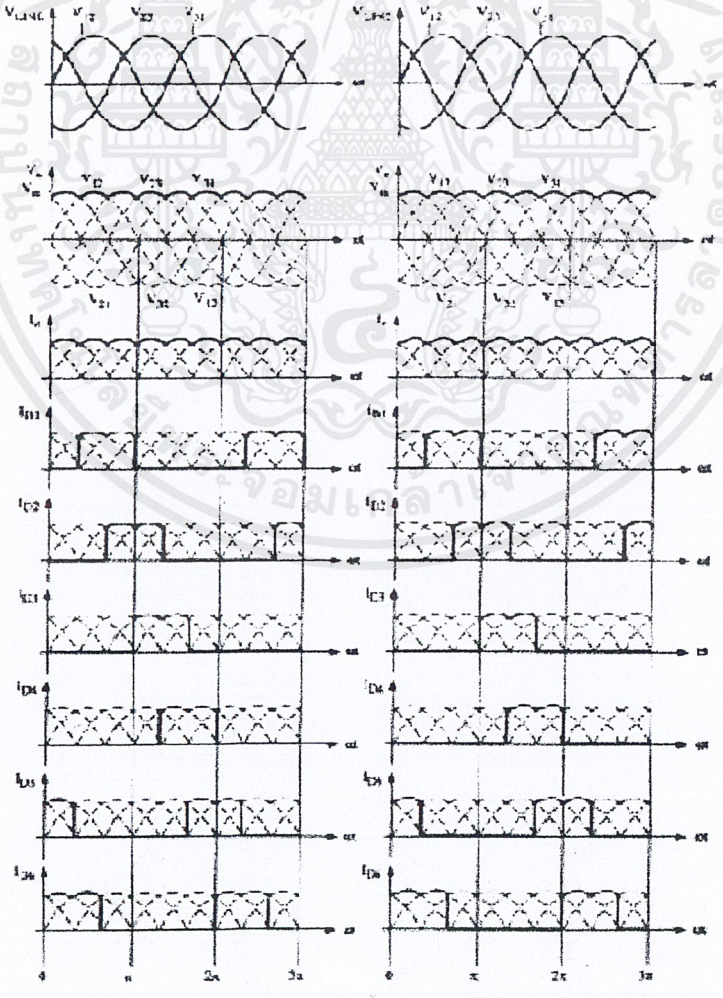
จากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าช่วงมุม 0 องศา-60 องศา ไดโอด D5 และ D6 จะนำกระแสพร้อมกันและที่มุม 60 องศา –120 องศา ไดโอด D1 และ D6 นำกระแสพร้อมกัน ที่ช่วงมุม 120 องศา – 180 องศา ไดโอด D1 และ D2 นำกระแสพร้อมกัน สำหรับช่วงมุม 180 องศา-240 องศา ไดโอด D2และ D3 นำกระแสพร้อมกัน ช่วงมุม 240 องศา- 300 องศา ไดโอด D3 และ D4 นำกระแสพร้อมกัน ในช่วงมุม 300 องศา-360 องศา ไดโอด D4 และ D5 จะนำกระแสพร้อมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D2และ D3 นำกระแสพร้อมกัน ช่วงมุม 240 องศา- 300 องศา ไดโอด D3 และ D4 นำกระแสพร้อมกัน ในช่วงมุม 300 องศา-360 องศา ไดโอด D4 และ D5 จะนำกระแสพร้อมกัน



รูปที่ 4.2 แสดงช่วงมุมนำกระแสของไดโอด D1-D6 ใน 1 cycleของวงจรเรียงกระแสบริดจ์ 3 เฟส

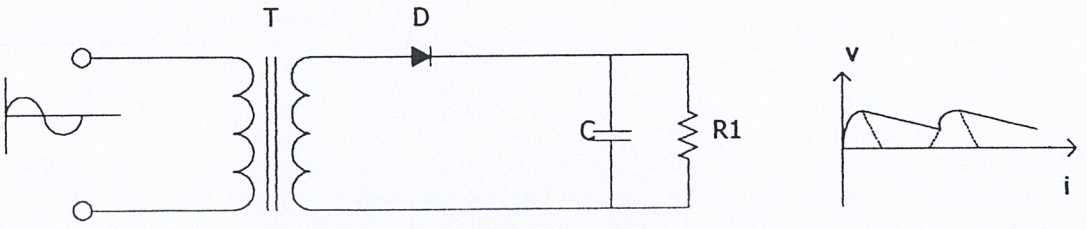


a) เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทาน b) เมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรกรองแรงดัน (Filter)

แรงดันที่ผ่านวงจรเรคติไฟเออร์มาแล้วนั้น ถ้าพิจารณากันอย่างละเอียดแล้วจะเห็นว่าลักษณะแรงดันที่ได้มานั้นไม่ราบเรียบ จำเป็นต้องมีวงจรช่วยทำให้ลักษณะกระแสและแรงดันนั้นราบเรียบขึ้น นั่นคือ ใช้วงจรฟิลล์เตอร์



รูปที่ 4.4 การใส่ตัวเก็บประจุฟิลล์เตอร์

แรงดันไฟฟ้าที่ได้จากโหลดนั้นต้องการให้เป็นไฟตรงที่เรียบขึ้น จึงใช้วิธีการใส่ตัวเก็บประจุทั้งนี้เพราะตัวเก็บประจุจะทำหน้าที่สำคัญ คือ การสะสมประจุไว้ในตัวมัน เมื่อใดที่กระแสป้อนน้อยมันก็จะเอาประจุที่เก็บสะสมไว้ในตัวมันจ่ายแทนซึ่งก็คือการคายประจุ เมื่อใดที่ต้องจ่ายโหลดน้อย มันก็จะแบ่งมาสะสมซึ่งก็คือการชาร์ตประจุ ซึ่งจะช่วยให้ลดผลของแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุให้เหมาะสมได้ดังนี้

$$C_{filter} = \frac{I_0 t_{on(max)}}{V_r} \qquad (4.1)$$

โดย I_0 คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส (แอมแปร์)

$t_{on(max)}$ คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ (วินาที)

V_r คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส(V_{P-P})

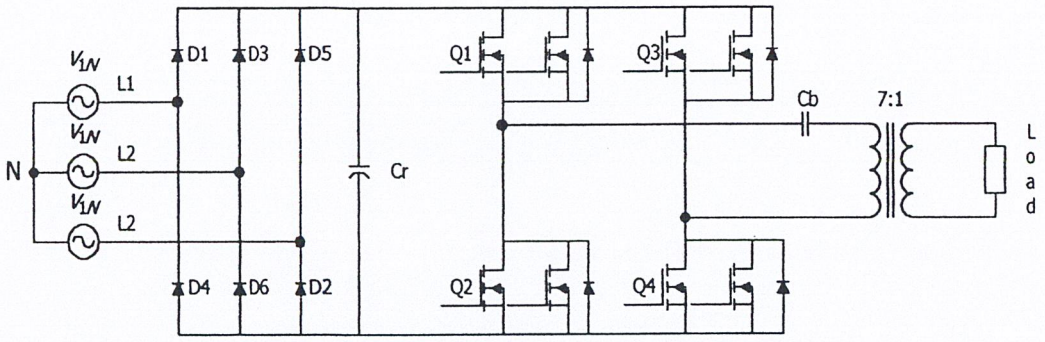
จากสมการ (4.1) พบว่าเมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระเพื่อมมีค่าน้อยลง ดังนั้น ชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลกับแรงดันกระเพื่อม (Riple Voltage) ของแรงดันไฟฟ้าตรงได้ โดยปกติการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ ของค่าแรงดันเอาท์พุท

4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

4.3.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงงานใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ในการแปลงแรงดันตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยอาศัยการสวิตชิ่งของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

เราเลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรฮาร์ฟบริดจ์แล้วจะมีข้อดีกว่าตรงที่แรงดันเอาท์พุทที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนั้น จะมีระดับแรงดันเท่ากับ แรงดันอินพุทไฟตรง แต่แบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีเพียงครึ่งหนึ่งของระดับแรงดันอินพุทเท่านั้น ดังนั้นถ้าระดับแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบเท่ากันแบบฟูลบริดจ์ จะสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่าฮาล์ฟบริดจ์ถึงสองเท่า โดยอินเวอร์เตอร์จะคอยจ่ายไฟกระแสสลับผ่านหม้อแปลงให้ขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนในเบ้าหลอมจนสามารถหลอมชิ้นงานได้ ซึ่งโครงงานนี้ได้ใช้อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนความถี่ให้เป็นความถี่สูง ๆ ค่าหนึ่ง เนื่องจากกำลังความร้อนที่เกิดจากกระแสไหลวนในเบ้าหลอมนั้นแปรตามความถี่ ตามสมการ $P_W = \mu\pi fH^2_{Rm}lA_Wp$ นั่นเองจากรูปข้างบนอินเวอร์เตอร์มีหลักการทำงานดังนี้ คือ เพาเวอร์มอสเฟตทั้งสี่ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และจะหยุดนำกระแส จะได้ Q2 และ Q3 นำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะทำงานสลับกันอย่างนี้เรื่อยไป โดยได้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CEQ2(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ V_{in}-$V_{CEQ2(sat)}$ และ V_{in}-$V_{CEQ3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q2 และ Q3 ขณะหยุดนำกระแสมีค่าเท่ากับ V_{in}-$V_{CEQ1(sat)}$ และ V_{in}-$V_{CEQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอดทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด (Commuteting Diode) ให้กับวงจรโดย

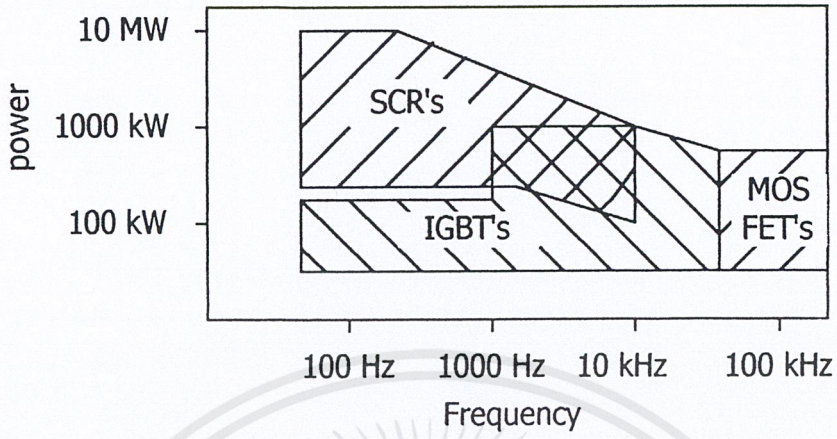
1.ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายทอดออกไปยังภาคอินพุทโดยคอมมิวเตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

2.ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต Q1 และ Q4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไพรมารี่ N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด Q2 และ Q3 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่เดรนเป็นลบ ในขณะที่ Q1 และ Q4 จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า V_m ในกรณีนี้ ไดโอดจะอยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะไบอัสตรงจากแรงดันของขดไพรมารี่และลดค่าแรงดันลงเพื่อไปป้องกันเพาเวอร์มอสเฟต

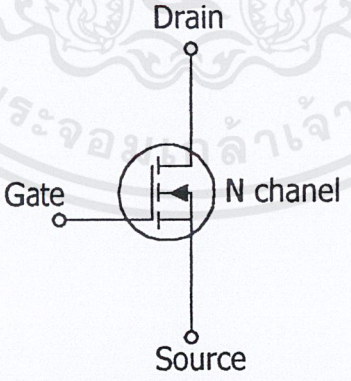
4.3.2 มอสเฟตกำลัง (power MOSFET)



รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า(power) และความถี่(Frequency)

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า (power) และความถี่ (Frequency) จะเห็นว่ามี SCR,IGBT,และ MOSFET ซึ่งจะเห็นว่า SCR จะให้กำลังไฟฟ้ามากที่สุดแต่จะใช้กับความถี่ที่ต่ำกว่าอุปกรณ์อื่น ๆ แต่จะเห็นว่า MOSFET จะให้กำลังน้อยกว่า SCR แต่จะใช้กับความถี่ที่สูงกว่าอุปกรณ์อื่น ๆ ซึ่งความถี่สูงขึ้นจะทำให้ใช้อุปกรณ์ขนาดเล็กลง เช่น หม้อแปลงความถี่สูง

MOSFET ก็เป็น power transistor ที่ทนแรงดันสูง,กระแสสูงและความเร็วการสวิตชิ่งจะสูงมาก การหยุดทำงานของมอสเฟตไม่จำเป็นต้องทำการรีเวิร์สกระแส เพราะมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภท Major carrier semiconductor มันจะเริ่มหยุดนำกระแสทันทีที่ไม่มีศักดาไฟฟ้าที่ขาเกทและซอร์ส ดังนั้นการหยุดนำกระแสของมอสเฟตจึงขึ้นอยู่กับค่าศักดาไฟฟ้าที่เกทและซอร์ส

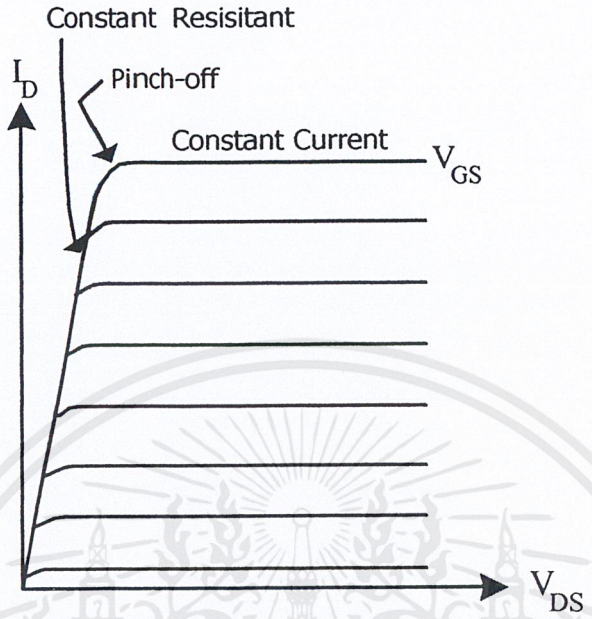


รูปที่ 4.7 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิด N Chanel

รูปที่ 4.7 แสดงลักษณะการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต ลักษณะของกราฟแสดงขอบเขตการทำงานที่ชัดเจน 2 ลักษณะ คือภาวะความต้านคงที่(Constant Resistant)และภาวะกระแสคงที่(Constant Current)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ภาวะกระแสคงที่ เมื่อศักดาไฟฟ้าที่เดรนและซอร์สเพิ่มขึ้น กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้นตามเป็นสัดส่วน จนกระทั่งศักดาไฟฟ้าที่เดรนซอร์สเพิ่มขึ้นถึงจุดที่เรียกว่า Pinch-off กระแสเดรนจะเริ่มคงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.8 แสดงคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

4.3.3 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารณาจากวงจรพบว่า Q1 กับ Q2 และ Q3 กับ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุทและมอสเฟตอาจพังเสียหายได้ เพราะถึงแม้ว่าจะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์มอสเฟตที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอ เพราะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตอาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในมอสเฟตขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบอัสให้กับเพาเวอร์มอสเฟตที่เวลาะ t = T/2 เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทั้งสี่ตัวนำกระแสพร้อมกันและเกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว

ดังนั้นการกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D จึงมีความจำเป็น โดยปกติมักกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D ไว้ที่20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงนำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

$$T_{on(max)} = 0.4T \qquad (4.2)$$

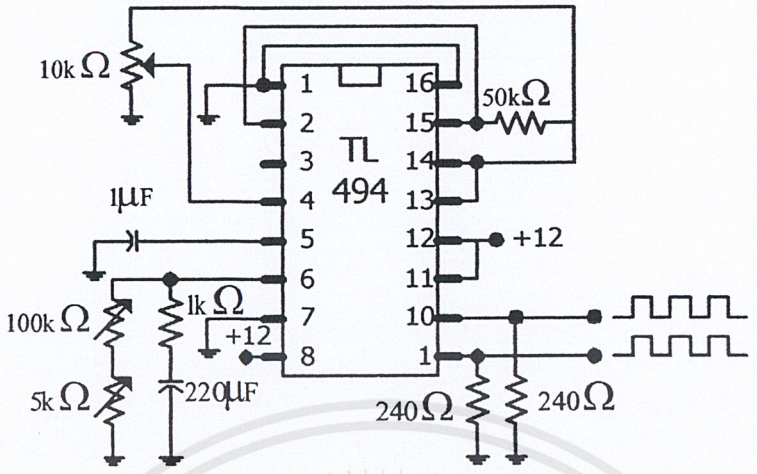
4.4 ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์

4.4.1 วงจรควบคุม (control Cricuit)

วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งสัญญาณนี้จะนำใช้ในการขับขาเกทของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยเราใช้ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซี 16 ขาในการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถควบคุมการทำงานได้คือ เป็นหมวดแรงดันควบคุมและ หมวดกระแสควบคุม โดยจะให้สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มา 2 ชุดที่มีเฟสตรงข้าม ซึ่งไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่ การควบคุมความถี่สามารถปรับได้โดยปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 6 และปรับค่าตัวเก็บประจุขาที่ 5



รูปที่ 4.9 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

4.4.1.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของTL 494 เป็นวงจรที่สร้างพัลส์สัญญาณ PWM ที่มีความถี่คงที่ โดยคาบเวลาการทำงานของเอาท์พุทพัลส์สามารถกำหนดได้โดยค่าของ C_T และ R_T ที่ขา 6.5 ตามลำดับ ดังสมการ

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \qquad (4.3)$$

4.4.1.2 การปรับค่าเวลาเผื่อ Deadtime

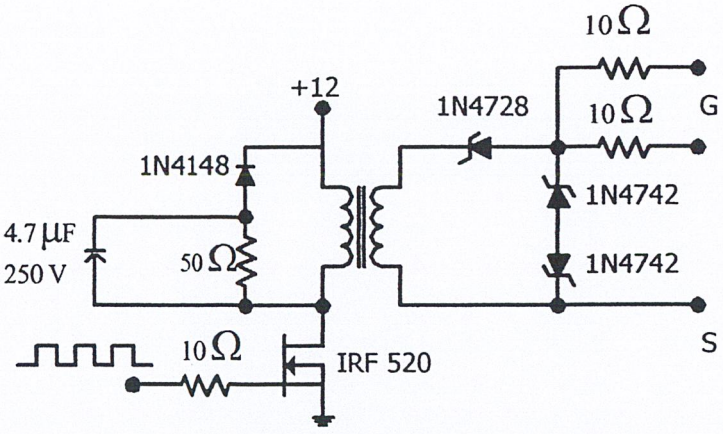
สามารถควบคุมค่าเวลาเผื่อ Deadtime ได้โดยการปรับที่ขา 4 โดยควบคุมกระแสที่ผ่านทางขานี้ลงกราวด์ ซึ่งใช้ความต้านทานมาต่อ

$$\text{Max\% on time, each output} = 45 = \left(\frac{80}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \right) \qquad (4.4)$$

4.4.3 วงจรขับ (Drive Circuit)

สัญญาณพัลส์ที่ได้จากชุดควบคุมจะนำมาต่อเข้ากับวงจรชุดขับโดยวงจรชุดนี้เราจะใช้หม้อแปลงแยกกราวน์ เพื่อแยกกราวน์ของสัญญาณทั้งสี่สัญญาณจากชุดควบคุมให้เป็นอิสระต่อกัน และมีชุดสนับเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันสไปค์ของแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 รูปวงจรขับ

จะเห็นว่าในวงจรจะมีวงจรสนับเบอร์ต่ออยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทั้งสองทั้งนี้เพื่อป้องกันแรงดันเกินหรือแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะที่Q1,Q2,Q3,และQ4หยุดนำกระแส (OFF) ไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของตัวมัน โดยมีหลักการทำงานดังนี้ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสนั้น ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์ตประจุด้วยค่าแรงสไปค์ ซึ่งเป็นผลรวมของแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงกับพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงของหม้อแปลงขณะนำกระแสรวมกัน โดยที่ตัวต้านทาน R ที่ต่อขนานกับ C จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ ซึ่งจะทำให้ค่าแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต ขณะหยุดนำกระแสถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัว C

และเมื่อแรงดันสไปค์มีค่าลดลงตัว C ก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R เพราะฉะนั้นแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเริ่มหยุดนำกระแสจึงมีค่าลดลงจนเกือบเท่าแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลง นอกจากนี้ อาจสามารถต่อวงจรสนับเบอร์คร่อมที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อลดกำลังสูญเสียในรูปความร้อนขณะเปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะขณะเริ่มหยุดนำกระแส โดยจะควบคุมแรงดัน Vds ของตัวเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านตัวมันลดลงแต่เนื่องจากในวงจรค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเปลี่ยนสถานะมีค่าน้อย ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องต่อวงจรสนับเบอร์คร่อมที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟต

4.5 หม้อแปลงความถี่สูง

4.5.1 ลักษณะแกนที่ใช้

หม้อแปลงความถี่สูง “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะมีจุดอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กสูงและเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจากชุดอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ซึ่งในการเลือกต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง ขณะทำงานซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดไพรมารี่และขนาดของแกนดังแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta B = \frac{V * t}{N_p * A_e} * 10^8 \qquad (4.5)$$

โดย ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (เกาส์)

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่ (V)

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี่ (รอบ)

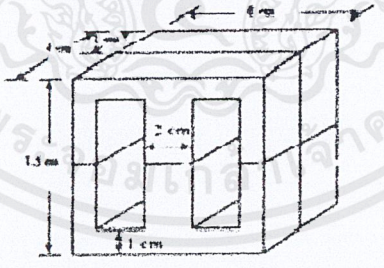
A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น (วินาที)

จากสมการพบว่าถ้าจำนวนรอบของขดไพรมารี่มีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารี่ จะทำให้ลวดทองแดงมีขนาดใหญ่ขึ้นได้และสามารถทนกระแสได้สูง การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าขนาดแกนเฟอร์ไรต์มีขนาดเล็กเกินไปขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน ซึ่งในการทดลองไม่สามารถหาซื้อแกนที่มีกำลังวัตต์ที่ต้องการได้ในท้องตลาดดังนั้น จึงหาซื้อขนาดแกนที่หาซื้อได้ คือ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 80 สองคู่แล้วนำมาประกบกันเพื่อเพิ่มกำลังวัตต์ให้สูงขึ้นดังแสดงในรูป

4.5.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งทำให้แกนร้อน มีสาเหตุมาจากการสูญเสีย ที่เกิดจากลักษณะของฮีสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเดินกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ซึ่งความสูญเสียจะมีค่าขึ้นอยู่กับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งานและอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 4.11 แสดงลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ EE 80 สองคู่มาประกบกัน

4.5.3 ขดลวดทองแดง

ส่วนขดลวดที่ใช้พัน เนื่องจากทำงานที่ความถี่สูงกระแสจะไหลเฉพาะที่บริเวณผิว ซึ่งเป็นของปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลงเป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนรอบผิวลดลงและกิดการสูญเสียมากขึ้น ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มความหนาแน่นของกระแสไหลวน จึงมีการใช้สายตีเกลียวรวมกันให้มีค่าเท่ากับพื้นที่หน้าตัดเดิมของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b

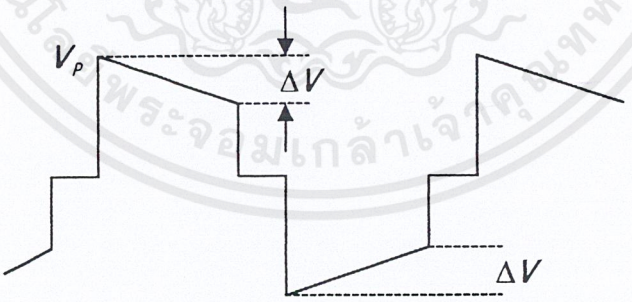
ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b ทำหน้าที่หลัก คือ ป้องกันการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะวงจรทำงาน โดยการต่อตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไพรมารี่ N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q1 กับ Q4 และ Q2 กับ Q3 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและการคายประจุของ C_b ใช้เวลาเท่ากัน นั่นคือหากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้นี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้ประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุด ก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นอย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุบล็อคกิ้งคั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงตามเวลาหรือเกินความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดันเนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั่นเอง และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคคั่นดารี่ ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุท ซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_bให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารี่ต่ำสุด การกำหนดค่าของ C_b สามารถทำได้ดังนี้

$$C_b = \frac{I_{P(Pk)}(0.4T)}{\Delta V} \qquad (4.6)$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่

ΔV คือค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมได้ (ไม่เกิน 20%ของ Vin/2)

T คือค่าคาบเวลาของการทำงานของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.12 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี่เมื่อต่อตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร

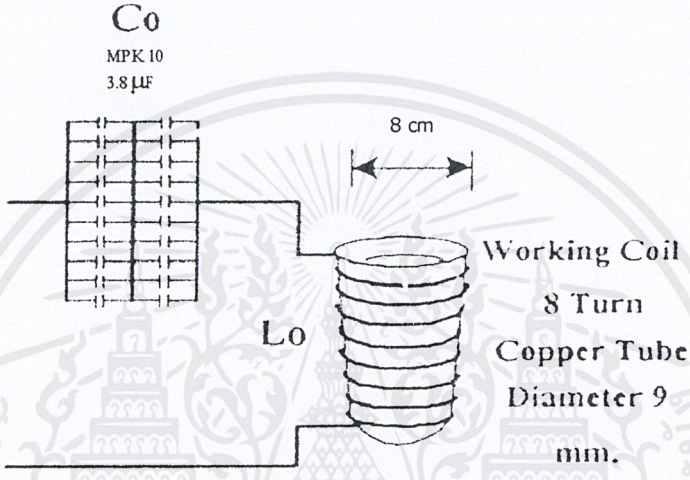
4.7 โหลดรีโซแนนซ์

โหลดรีโซแนนซ์จะประกอบด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง C_0 ขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ในโครงงานนี้จะใช้ท่อทองแดงขนาด 2 หุน ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 6.35 ม.ม. นำมาขดเป็นวงกลมรอบเบ้าหลอมซึ่งเบ้าหลอมที่นำมาใช้เป็นขนาด A3 มีเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านศูนย์กลาง 8 ซม.สูง 10 ซม. และทำมาจากสารกราไฟต์ซึ่งทนอุณหภูมิสูงสุดได้มากกว่า 700 องศาเซลเซียส โดยจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำนั้นในโครงงานนี้เราจะทำการทดสอบที่จำนวนรอบต่าง ๆ เพื่อหาจำนวนรอบที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดกำลังสูงสุด

ตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง C_0 จะต้องเลือกใช้งานได้ที่ความถี่สูงทนแรงดันได้สูง และจะต้องมีความต้านทานอนุกรมสมมูลย์ต่ำด้วย ในโครงงานนี้ใช้คาปาซิเตอร์ชนิดโพลีโพรไพลีน MKP10 โดยในการต่อตัวเก็บประจุเราจะต่ออนุกรมกับขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีข้อดี คือ วงจรที่ขั้วออกของแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นวงจร RLC อนุกรมซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์วงจร



รูปที่ 4.13 แสดงโหลด RLC อนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดลอง

5.1 ผลการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลด

วัตถุประสงค์

1.เพื่อพิสูจน์ว่าที่จุดรีโซแนนซ์โหลดสามารถดึงพลังงานได้สูงสุด

2.เพื่อศึกษาผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ ที่ไม่ใช่จุดรีโซแนนซ์

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1.วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ในภาคผนวก ก.

2. Variac 3 phase 380 V. 30 A.	1	ตัว
3. Digital Meter	1	เครื่อง
4.ตัวเก็บประจุขนาด 1.38μF, 1.65μF,1.98μF		
5.Storage Scope	1	เครื่อง
6.probe ×100	1	เส้น
7.probe ×10	1	เส้น

8. โหลดเป็นแท่งตะกั่ว,อลูมิเนียม,เงิน,ทองแดง น้ำหนักประมาณ 50 กรัม

ขั้นตอนการทดลอง

1.ต่อตัวเก็บประจุขนาด 1.38 μF

2.ปรับแรงดันอินพุทคงที่ 50 V เปลี่ยนความถี่จากต่ำสุดไปยังสูงสุด บันทึกผลการดึงกระแสของโหลดทางเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

3.สังเกตผลที่เกิดขึ้นกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สัญญาณแรงดันและกระแสเอาท์พุท

4.เปลี่ยนตัวเก็บประจุอนุกรมขนาด 1.65 μF และ 1.98 μF ตามลำดับ ทำการทดลองซ้ำข้อ2.และ ข้อ 3.

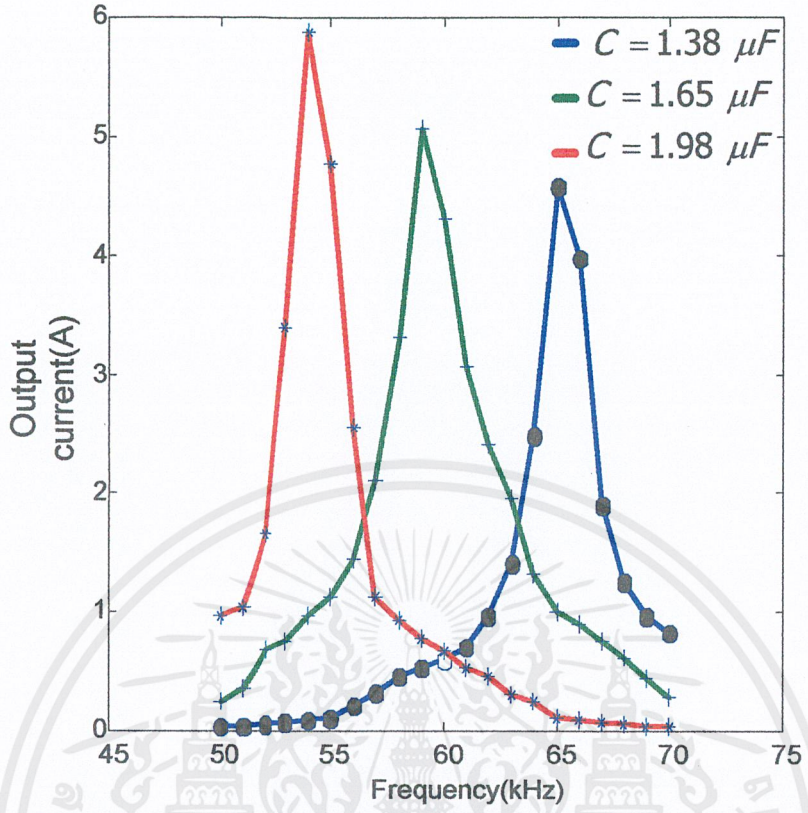
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.1 การดึงกระแสของโหลดโดยมีการปรับความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์แตกต่างกัน

f (kH_z)	ค่ากระแสที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์		
	C=1.38μF	C=1.65μF	C=1.98μF
50	0.03	0.24	0.97
51	0.04	0.36	1.03
52	0.06	0.68	1.65
53	0.07	0.72	3.39
54	0.08	0.97	5.88
55	0.10	1.13	4.77
56	0.21	1.45	2.55
57	0.32	2.12	1.13
58	0.46	3.31	0.93
59	0.52	5.07	0.78
60	0.60	4.31	0.67
61	0.70	3.06	0.53
62	0.96	2.41	0.46
63	1.40	1.96	0.30
64	2.48	1.32	0.24
65	4.57	1.01	0.11
66	3.97	0.90	0.08
67	1.90	0.75	0.07
68	1.25	0.62	0.06
69	0.97	0.44	0.04
70	0.83	0.29	0.03

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงและที่จุดรีโซแนนซต่าง ๆ

สรุปผลการทดลอง

จากการผลทดลองจะพบว่าที่สภาวะรีโซแนนซ์เป็นสภาวะที่เหมาะสมที่สุดต่อการให้ความร้อนโดยการอาศัยการเหนี่ยวนำเนื่องจากเป็นสภาวะที่อิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าต่ำที่สุดทำให้กระแสไหลผ่านโหลดและเกิดพลังงานมากที่สุด นอกจากนั้นจะเห็นว่าถ้าหากโหลดทำงานที่สูงหรือต่ำกว่าความถี่รีโซแนนซ์ จะทำให้กระแสไหลผ่านโหลดน้อยลงทำให้โหลดได้รับพลังงานน้อยลงตามไปด้วย เพราะฉะนั้นในการใช้งานควรคำนึงถึงค่าความถี่ที่ใช้งานด้วย

5.2 ผลการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลดแต่ละชนิด

วัตถุประสงค์

1.เพื่อพิสูจน์ว่าที่จุดรีโซแนนซ์โหลดจะสามารถดึงพลังงานได้สูงสุด

2.เพื่อศึกษาผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ ที่ไม่ใช่จุดรีโซแนนซ์

3.เพื่อศึกษาการดึงพลังงานถ้าโหลดเปลี่ยนเป็นทองแดง,เงิน,อลูมิเนียม,ตะกั่ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1.วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ในภาคผนวก ก.

2. Variac 3 phase 380 V. 30 A.	1	ตัว
3. Digital Meter	1	เครื่อง
4.clip Amp(fluk meter)	2	เครื่อง
5.Storage Scope	1	เครื่อง
6.probe ×100	1	เส้น
7.probe ×10	1	เส้น

8.โหลดเป็นแท่งตะกั่ว,อลูมิเนียม,เงิน,ทองแดง น้ำหนักประมาณ 50 กรัม

ขั้นตอนการทดลอง

1.ใส่โหลดทองแดงลงในเบ้าหลอม ปรับแรงดันอินพุทคงที่ 250 Volt เปลี่ยนตามความถี่จากสูงไปยังจุดรีโซแนนซ์ บันทึกผลการดึงกระแสของโหลดทางเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

2.สังเกตุผลที่เกิดขึ้นกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สัญญาณแรงดันและกระแสเอาท์พุท

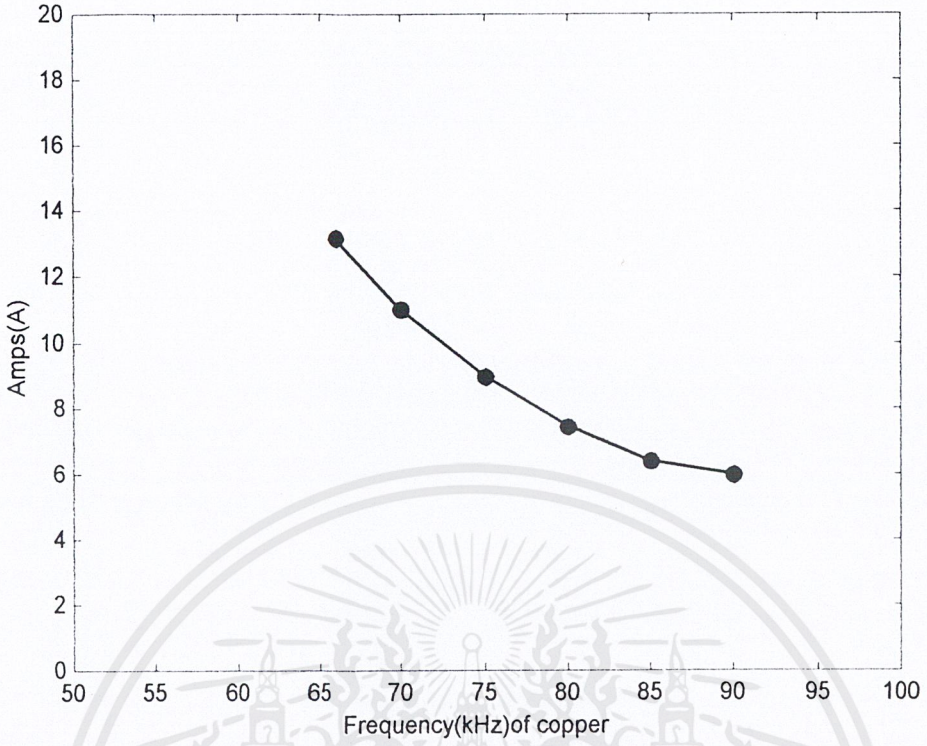
3.เปลี่ยนโหลดเป็นเงิน,อลูมิเนียม,ตะกั่วตามลำดับแล้วทำการทดลองซ้ำกับ ข้อ1. และ ข้อ2.

ผลการทดลอง

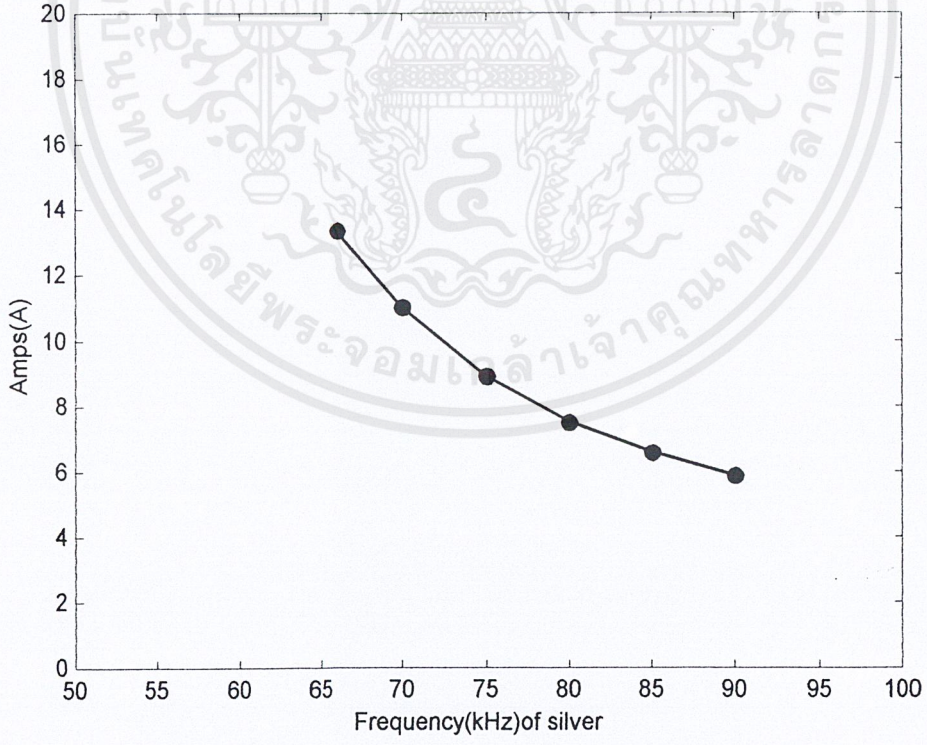
ตาราง 5.2 การดึงกระแสของโหลดต่าง ๆ โดยมีการปรับความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์แตกต่างกัน

ความถี่(f) (kH_Z)	ค่ากระแสเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์			
	ทองแดง	เงิน	อลูมิเนียม	ตะกั่ว
90	5.96	5.87	6.07	5.9
85	6.42	6.57	6.7	6.56
80	7.42	7.5	7.74	7.51
75	8.95	8.9	9.39	9.05
70	11	11	12	10.8
66	13.18	13.4	14.7	13.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

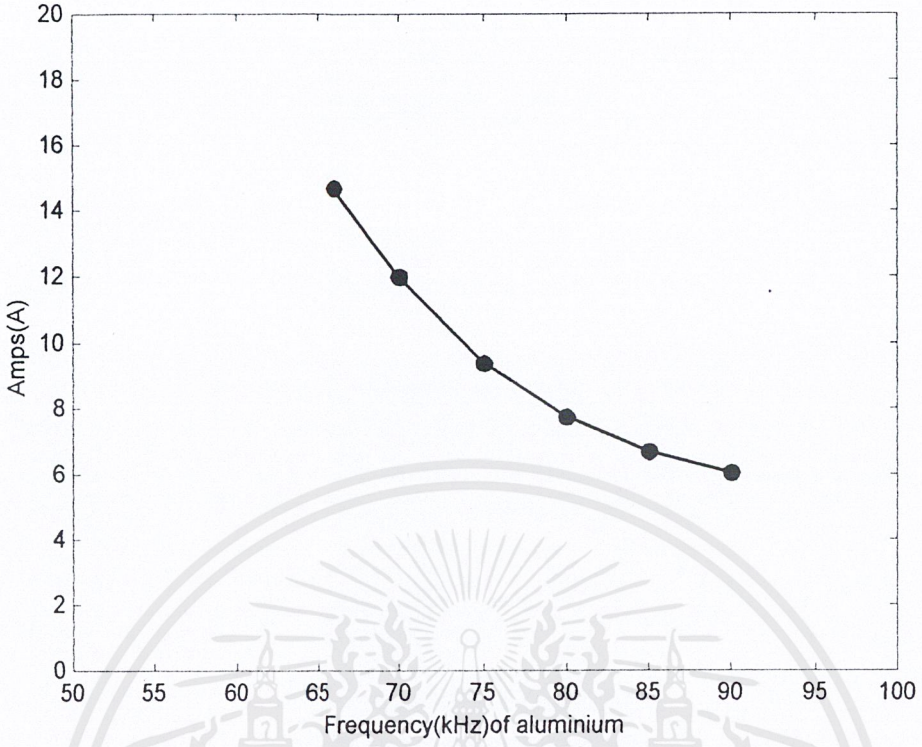


รูปที่ 5.2 กราฟผลการดึงกระแสของโหลดที่เป็นโลหะทองแดง

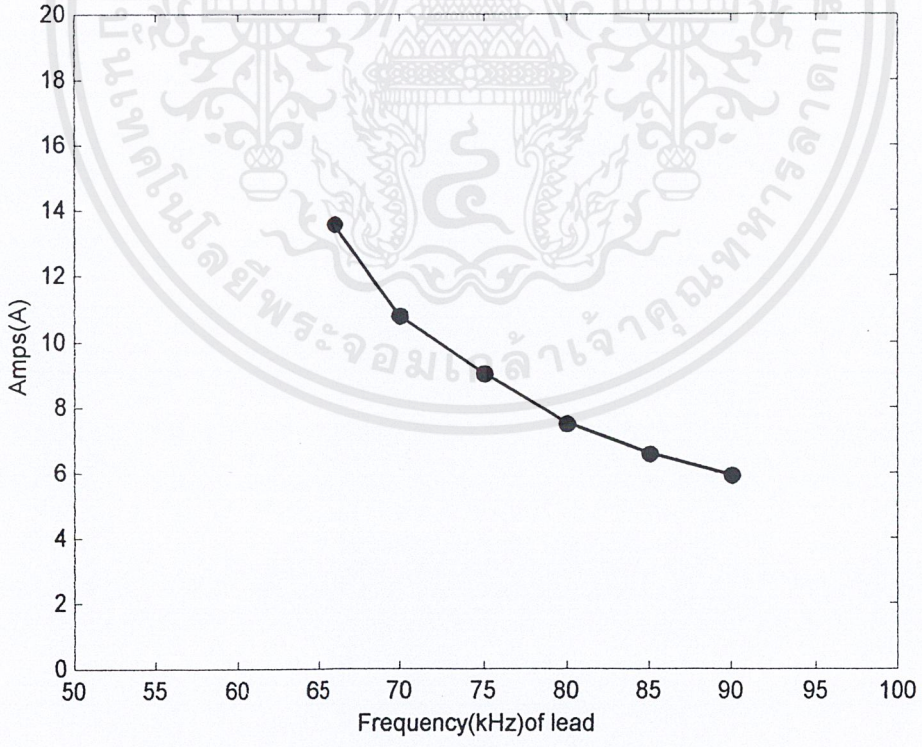


รูปที่ 5.3 กราฟผลการดึงกระแสของโหลดที่เป็นโลหะเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

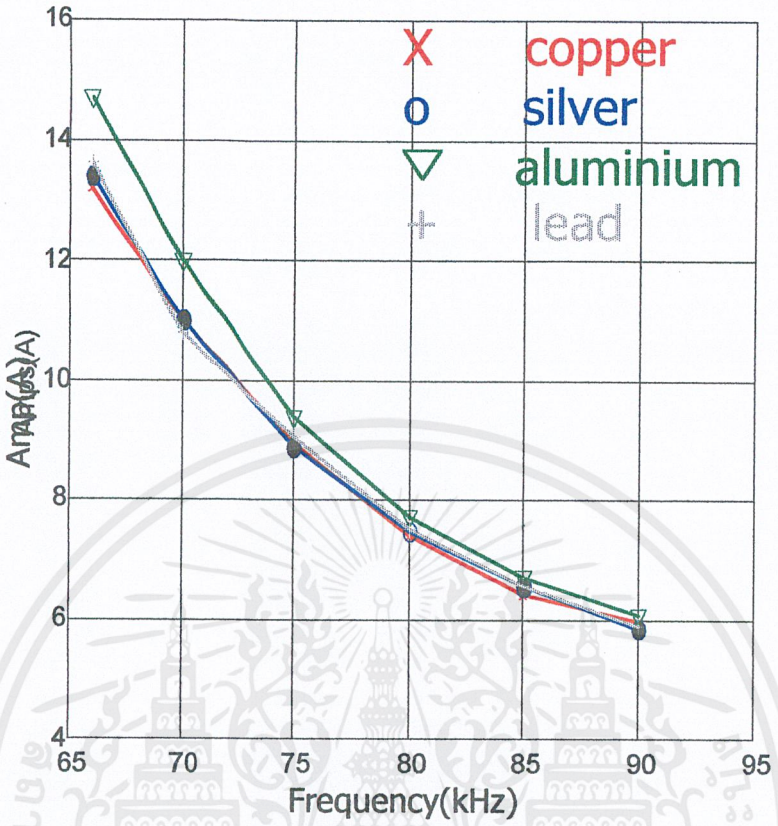


รูปที่ 5.4 กราฟผลการดึงกระแสของโหลดที่เป็นโลหะอลูมิเนียม



รูปที่ 5.5 กราฟผลการดึงกระแสของโหลดที่เป็นโลหะตะกั่ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 กราฟการเปรียบเทียบการดึงกระแสของโหลดทั้ง4ชนิด

สรุปผลการทดลอง

จะเห็นได้ว่า ที่โหลดชนิดต่างกันจะมีการดึงกระแสแตกต่างกันเล็กน้อย จากตารางที่ 5.1 จะเห็นว่า อลูมิเนียม จะสามารถดึงกระแสได้มากที่สุด เนื่องจากที่น้ำหนักเดียวกันอลูมิเนียมจะมีขนาดพื้นที่หน้าตัดมากกว่าโหลดชนิดอื่น

5.3 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่มีต่อค่ากำลังไฟฟ้าที่อินพุทและเอาท์พุท

วัตถุประสงค์

1.เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่มีต่อค่ากำลังไฟฟ้าที่อินพุทและเอาท์พุท

2.เพื่อศึกษาค่าประสิทธิภาพของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำที่มีต่อโหลดชนิดต่าง ๆ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1.วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ในภาคผนวก ก.

2. Variac 3 phase 380 V. 30 A.	1	ตัว
3. Digital Meter	1	เครื่อง
4.clip Amp(fluk meter)	2	เครื่อง
5.Storage Scope	1	เครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการทดลอง

1.ใส่โหลดทองแดงลงในเบ้าหลอม ปรับแรงดันอินพุทคงที่ 250 Volt เปลี่ยนตามความถี่จากสูงไปยังจุดรีโซแนนซ์บันทึกผลการดึงกระแสของโหลด , แรงดัน , กำลังไฟฟ้าทางเอาท์พุท และอินพุทของอินเวอร์เตอร์

2.สังเกตุผลที่เกิดขึ้นกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สัญญาณแรงดันและกระแสเอาท์พุท

3.เปลี่ยนโหลดเป็นเงิน,อลูมิเนียม,ตะกั่วตามลำดับแล้วทำการทดลองซ้ำกับ ข้อ1. และ ข้อ2.

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.3 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่มีต่อกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุท

ความถี่(f) (kH_Z)	ทองแดง			เงิน			อลูมิเนียม			ตะกั่ว		
	V_{rms} (volt)	I_{rms} (Amp)	P (Kw)	V_{rms} (volt)	I_{rms} (Amp)	P (watt)	V_{rms} (volt)	I_{rms} (Amp)	P (watt)	V_{rms} (volt)	I_{rms} (Amp)	P (watt)
90	256	13.2	0.49	256	1.34	0.48	256	1.4	0.47	256	1.34	0.46
85	256	1.58	0.58	256	1.64	0.58	256	1.65	0.57	256	1.67	0.58
80	255	2.01	0.74	256	2.08	0.75	256	2.14	0.75	256	2.12	0.76
75	254	2.78	1.07	255	2.85	1.03	255	2.98	1.06	255	3.19	1.08
70	254	4.49	1.7	254	4.5	1.66	255	4.9	1.81	255	4.39	1.61
66	254	7.20	3.5	252	7.83	3.34	252	8.36	3.4	253	7.7	3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.4 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่มีต่อกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุท

ความถี่(f) (kH_z)	ทองแดง			เงิน			อลูมิเนียม			ตะกั่ว		
	V_{rms} (volt)	I_{rms} (Amp)	P (Kw)	V_{rms} (volt)	I_{rms} (Amp)	P (watt)	V_{rms} (volt)	I_{rms} (Amp)	P (watt)	V_{rms} (volt)	I_{rms} (Amp)	P (watt)
90	335	5.96	0.3	336	5.87	0.32	335	6.07	0.31	336	5.9	0.29
85	334	6.42	0.42	335	6.57	0.42	335	6.7	0.43	335	6.56	0.41
80	332	7.42	0.55	333	7.5	0.57	333	7.74	0.56	334	7.51	0.58
75	331	8.95	0.84	330	8.9	0.81	331	9.39	0.85	330	9.05	0.86
70	327	11	1.45	325	11	1.47	323	12	1.51	325	10.8	1.43
66	319	13.28	3.30	316	13.4	3.34	317	14.7	3.4	316	13.6	3.2

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นว่า เมื่อลดค่าความถี่ลงให้มีค่าใกล้เคียงความถี่รีโซแนนซ์แล้ว ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทจะมีค่ามากขึ้น เนื่องจากที่ความถี่รีโซแนนซ์จะให้ค่ากำลังไฟฟ้าในการหลอมชิ้นงานได้ดีที่สุด

5.4 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

วัตถุประสงค์

1.เพื่อวิเคราะห์ชนิดของโหลดที่มีผลต่อการหลอมแบบเหนี่ยวนำ

2.เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำที่โหลดชนิดต่าง ๆ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1.วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ในภาคผนวก ก.

2. Variac 3 phase 380 V. 30 A.	1	ตัว
3. Digital Meter	1	เครื่อง
4.clip Amp(fluk meter)	2	เครื่อง
5.Storage Scope	1	เครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.probe ×100 1 เส้น

7.probe ×10 1 เส้น

8.โหลดเป็นแท่งตะกั่ว,อลูมิเนียม,เงิน,ทองแดง น้ำหนักประมาณ 50 กรัม

ขั้นตอนการทดลอง

1.ใส่โหลดทองแดงลงในเบ้าหลอม ปรับแรงดันอินพุทคงที่ 250 Volt ปรับความถี่ให้ถึงจุดรีโซแนนซ์ ที่ความถี่ 66.5 kH_z

2.บันทึกค่ากระแส,แรงดันและมุมเฟส เพื่อนำไปวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์สมมูลย์ในระบบและจับเวลาในการหลอมจนกระทั่งชิ้นงานหลอม

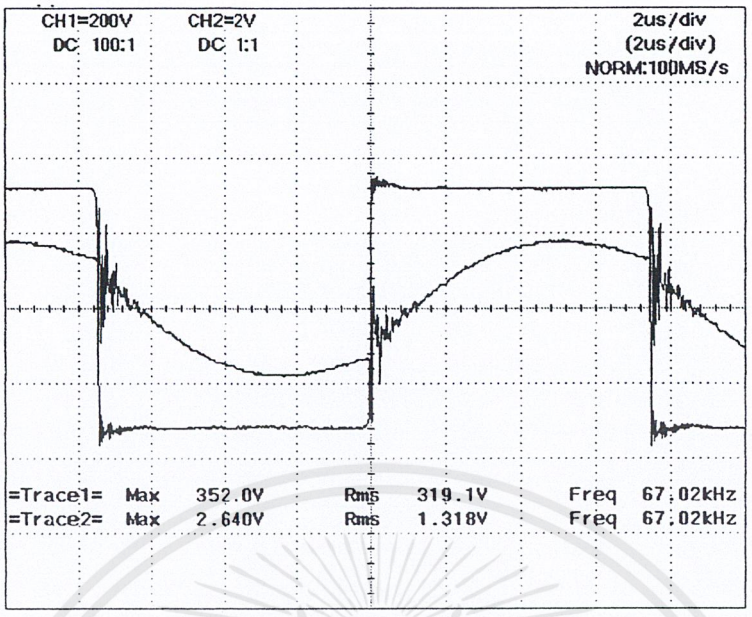
3.สังเกตุผลที่เกิดขึ้นกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สัญญาณแรงดันและกระแสเอาท์พุท

4.เปลี่ยนโหลดเป็นแท่งเงิน,อลูมิเนียม,ตะกั่วตามลำดับแล้วทำการทดลองซ้ำกับ ข้อ1. จนถึง ข้อ3.

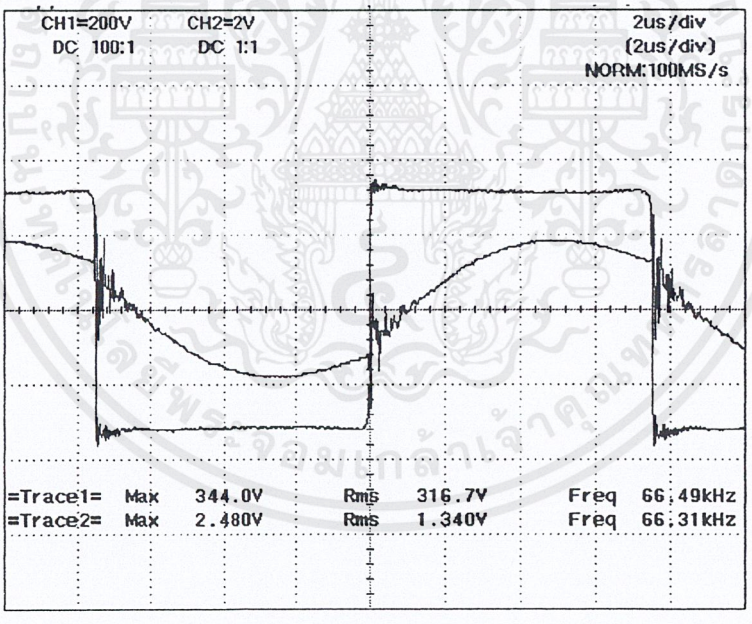
ตารางที่ 5.5 แสดงผลการวิเคราะห์วงจรสมมูลของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

มวลวัสดุ (g)	V_1 (volt)	I_1 (AMP)	R_{eq} ohm	L_{eq} mH	P kW	เวลาในการหลอม (นาที)
ทองแดง	319	13.32	18.65	$2.616*10^{-2}$	3.3	-
เงิน	316	13.56	18.47	$2.439*10^{-2}$	3.2	7
อลูมิเนียม	317	14.91	16.5	$2.34*10^{-2}$	3.25	5
ตะกั่ว	316	13.75	17.59	$2.65*10^{-2}$	3.1	2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

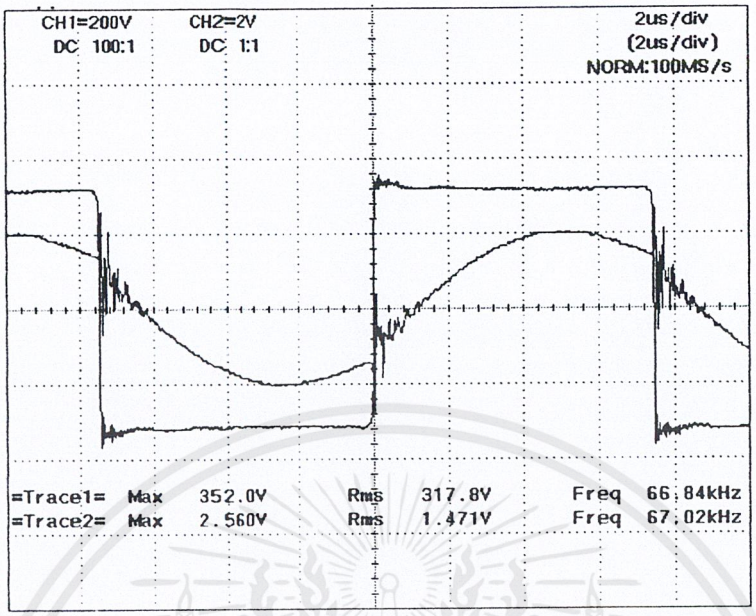


รูปที่ 5.7 คลื่นกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของโหลดทองแดง

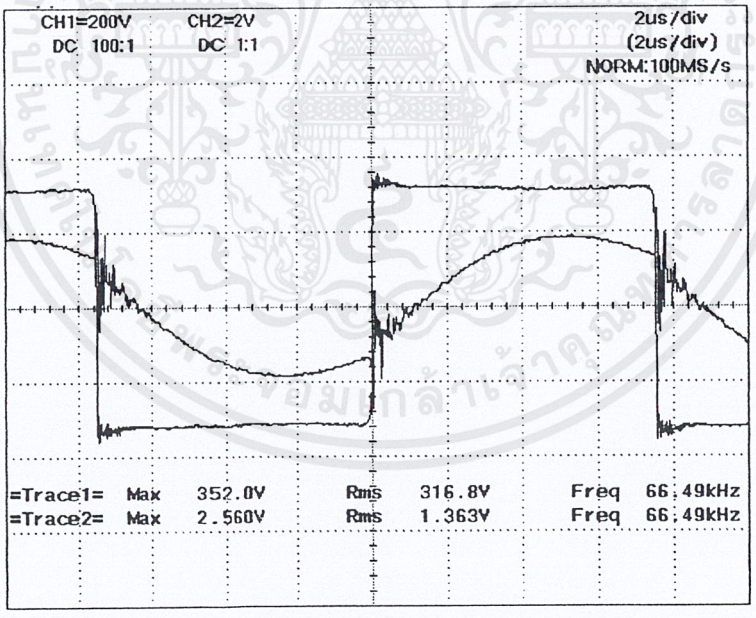


รูปที่ 5.8 คลื่นกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของโหลดเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



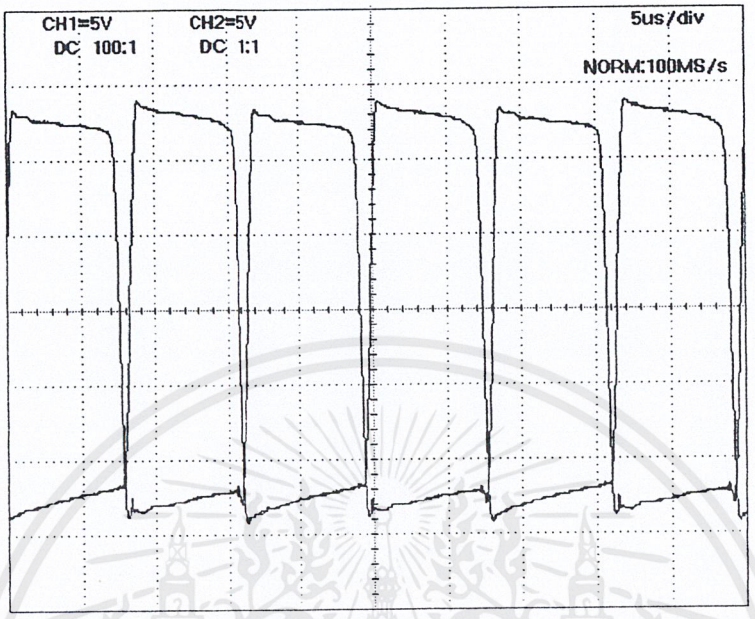
รูปที่ 5.9 คลื่นกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของโหลดอลูมิเนียม



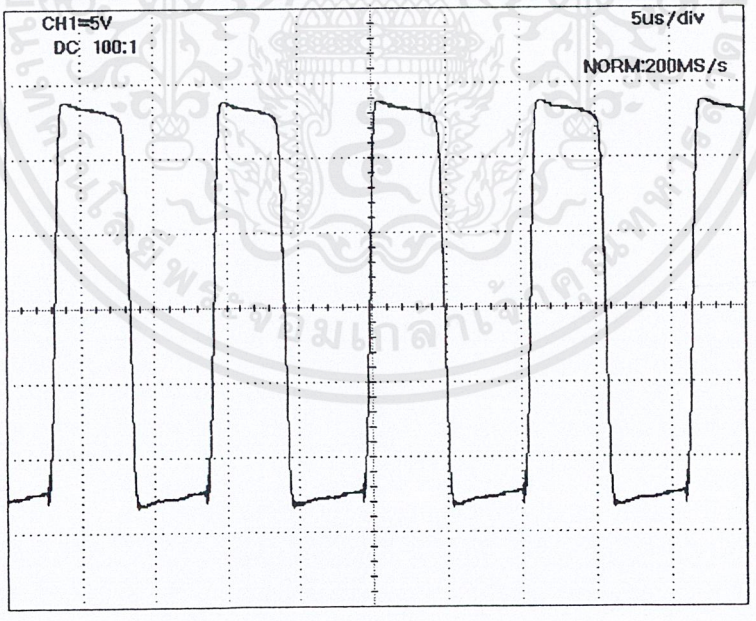
รูปที่ 5.10 คลื่นกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ของโหลดตะกั่ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพสัญญาณต่างๆ

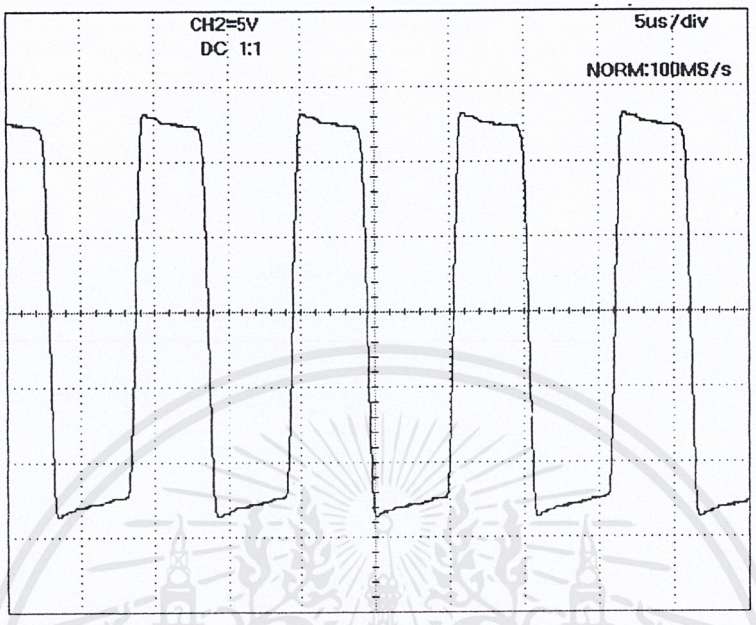


รูปที่ 5.11 สัญญาณขับมอสเฟตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

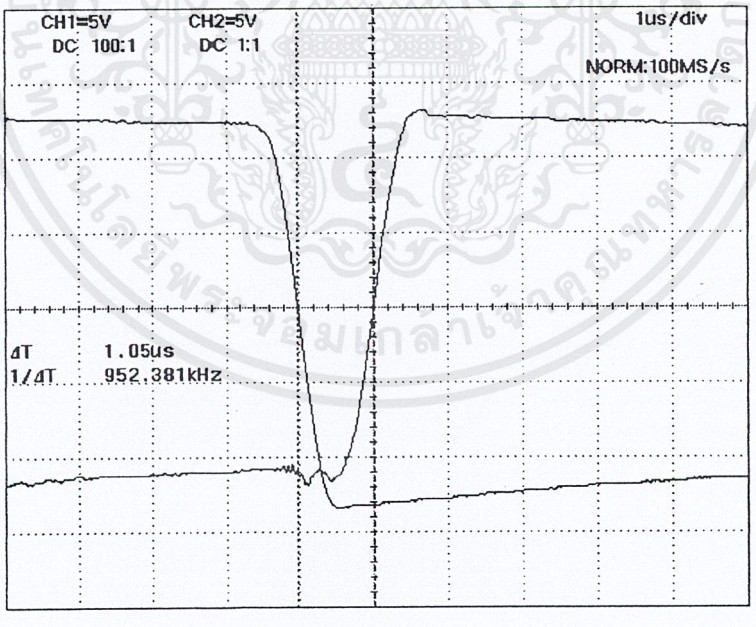


รูปที่ 5.12 สัญญาณขับมอสเฟตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ S1 และ S4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

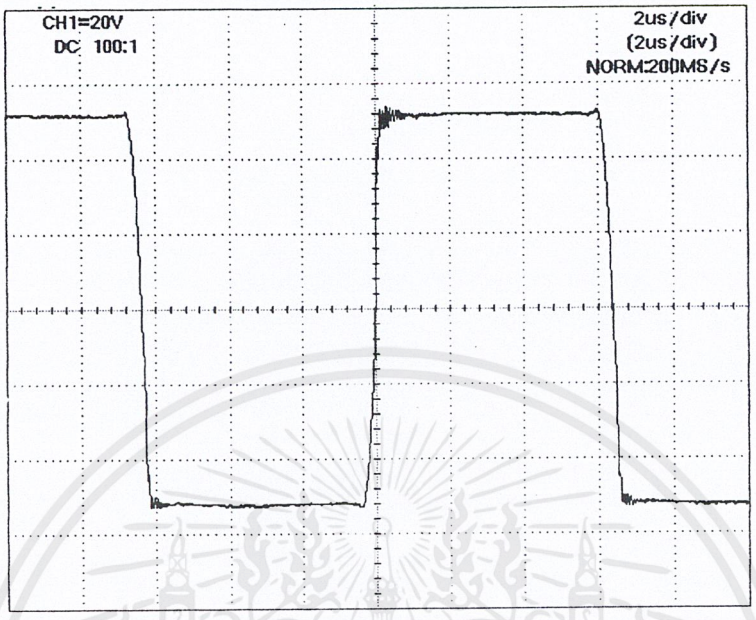


รูปที่ 5.13 สัญญาณขับมอสเฟตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ S2 และ S3



รูปที่ 5.14 Dead time ของสัญญาณขับมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 สัญญาณ Square wave ที่ออกจากเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทวิจารณ์และบทสรุป

ต้นแบบเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำนี้ได้พัฒนาจากการรับอินพุท 1 เฟสเป็นการรับอินพุท 3 เฟส โดยจะรับแรงดันอินพุทขนาด 250 V ทำงานที่ความถี่ 60-80 kH_z มีพิกัดกำลังทางด้านอินพุทอินเวอร์เตอร์สูงสุดประมาณ 4 กิโลวัตต์ที่ความถี่สวิตซ์ประมาณ 66.5 kH_z ซึ่งเป็นความถี่ที่ใกล้เคียงความถี่รีโซแนนซ์ จากการทดลองพบว่ากระแสโหลดจะล้าหลังแรงดันเอาท์พุทโดยชิ้นงานที่สามารถหลอมได้คือเงินที่มีจุดหลอมเหลวประมาณ 960 องศาเซลเซียส

จุดเด่นของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

1.รับอินพุทระบบ ไฟฟ้า 3 เฟส ซึ่งสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่า ระบบไฟฟ้าแบบ 1 เฟส ในขณะที่มีขนาดตัวเครื่องเท่ากัน

2.ไม่มีมลภาวะที่เกิดจากการหลอมและให้น้ำโลหะจากการหลอมที่บริสุทธิ์

3.ผลิตใช้งานได้ด้วยอุปกรณ์ที่มีภายในประเทศ

ปัญหาที่พบและข้อเสนอในการปรับปรุง

1.อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในระดับความถี่ที่ใช้ในการหลอมชิ้นงานเป็นอุปกรณ์ที่ทนกำลังไฟฟ้าได้น้อยทำให้เครื่องทำงานได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ

2.มีค่าพลังงานสูญเสียในวงจรเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำไปโดยเปล่าประโยชน์ ซึ่งเกิดจากอุปกรณ์ที่ใช้มีหลายส่วนมีค่าสูญเสีย

ประโยชน์ที่ได้รับ

1.เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำนี้สามารถควบคุมพลังงานที่จะใช้ในการหลอมให้เหมาะสมกับขนาดของชิ้นงานได้

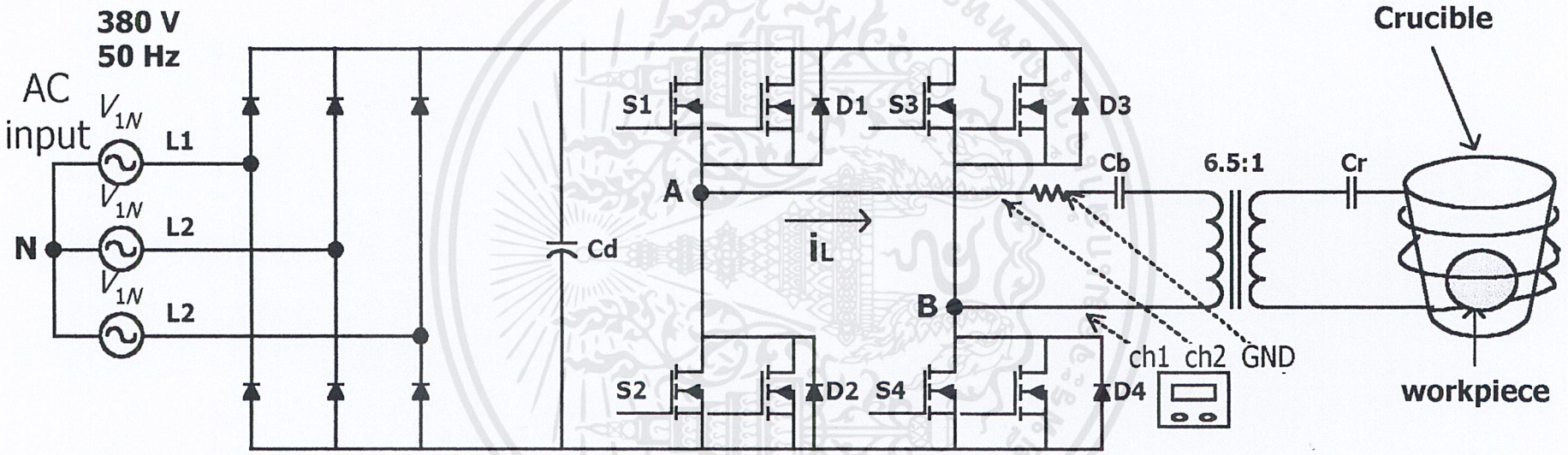
2.ข้อมูลจากการทดลองสามารถนำไปวิจัยและพัฒนาให้เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำสามารถใช้งานในโรงงานอุตสาหกรรมได้จริง ซึ่งหากพัฒนาจนใช้งานได้ด้วยอุปกรณ์ที่มีภายในประเทศก็จะสามารถประหยัดค่าใช้จ่ายในโรงงานได้

3.ข้อมูลของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำสามารถนำไปเป็นพื้นฐานในการวิจัยโครงงานที่ใช้ความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำไปประยุกต์คิดค้นผลิตโครงงานอื่น ๆ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

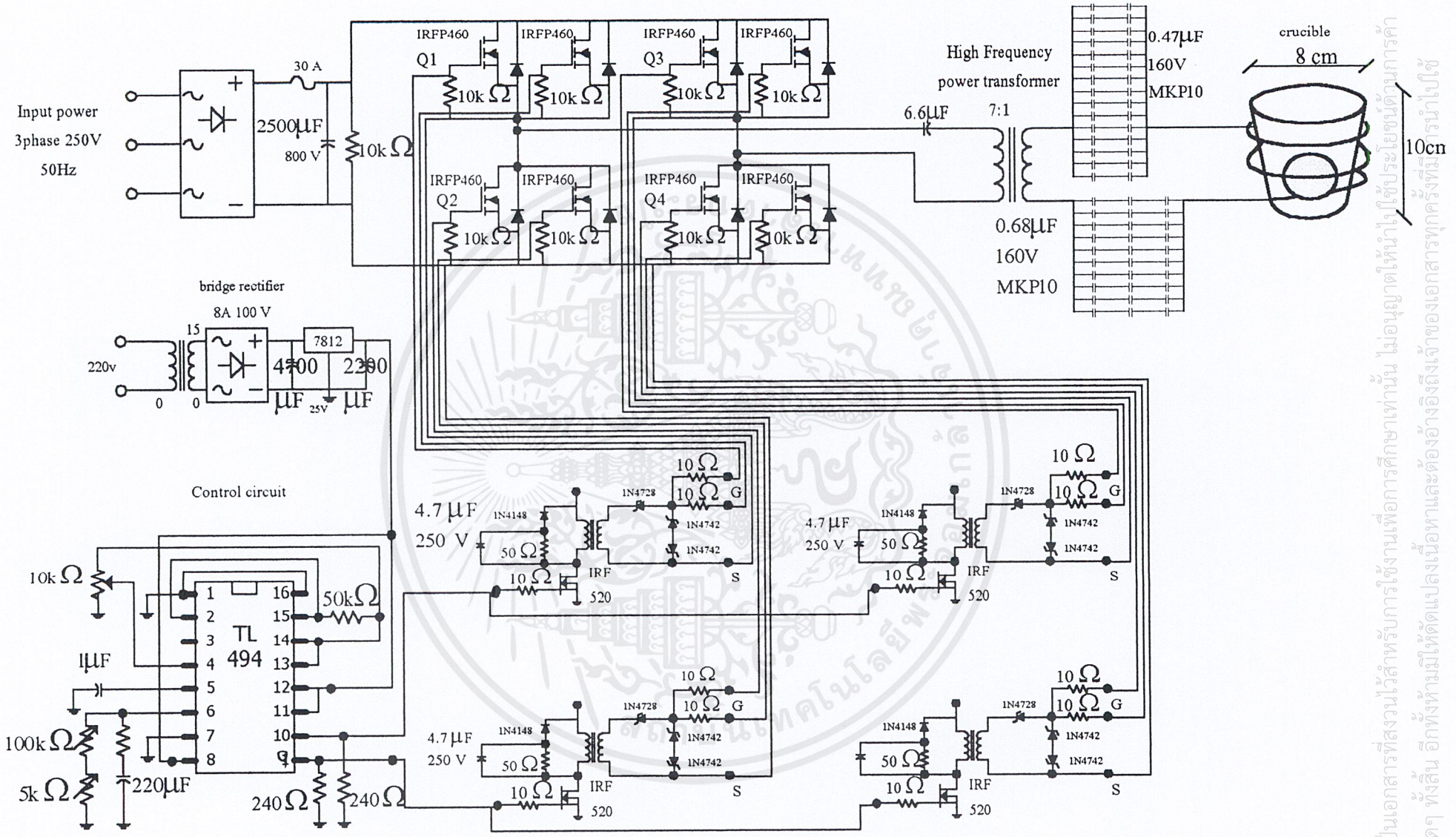
ภาคผนวก ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรและวิธีการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

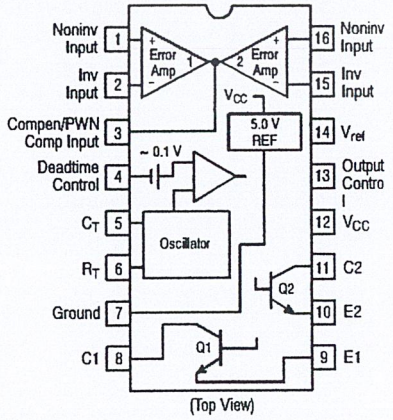
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On–Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On–Chip Error Amplifiers
- On–Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push–Pull or Single–Ended Operation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

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 @ $T_A \le 45°C$	P_D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	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 −40 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T_A	45		°C

1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



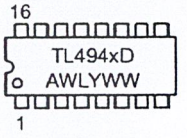
(Top View)

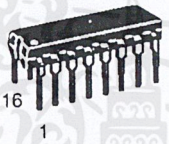
ON Semiconductor

http://onseml.com

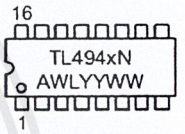
MARKING DIAGRAMS

SO–16
D SUFFIX
CASE 751B





PDIP–16
N SUFFIX
CASE 648



x = C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TL494CD	SO–16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO–16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP–16	500 Units/Rail
TL494IN	PDIP–16	500 Units/Rail

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	kΩ
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, 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	μA
Emitter Off−State Current V_{CC} = 40 V, V_C = 40 V, V_E = 0 V)	$I_{E(off)}$	–	–	−100	μA
Collector−Emitter Saturation Voltage (Note 2.)					V
Common−Emitter (V_E = 0 V, I_C = 200 mA)	$V_{sat(C)}$	–	1.1	1.3	
Emitter−Follower (V_C = 15 V, I_E = −200 mA)	$V_{sat(E)}$	–	1.5	2.5	
Output Control Pin Current					
Low State (V_{OC} ≤ 0.4 V)	I_{OCL}	–	10	–	μA
High State (V_{OC} = V_{ref})	I_{OCH}	–	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time	t_r				ns
Common−Emitter (See Figure 12)		–	100	200	
Emitter−Follower (See Figure 13)		–	100	200	
Output Voltage Fall Time	t_f				ns
Common−Emitter (See Figure 12)		–	25	100	
Emitter−Follower (See Figure 13)		–	40	100	

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

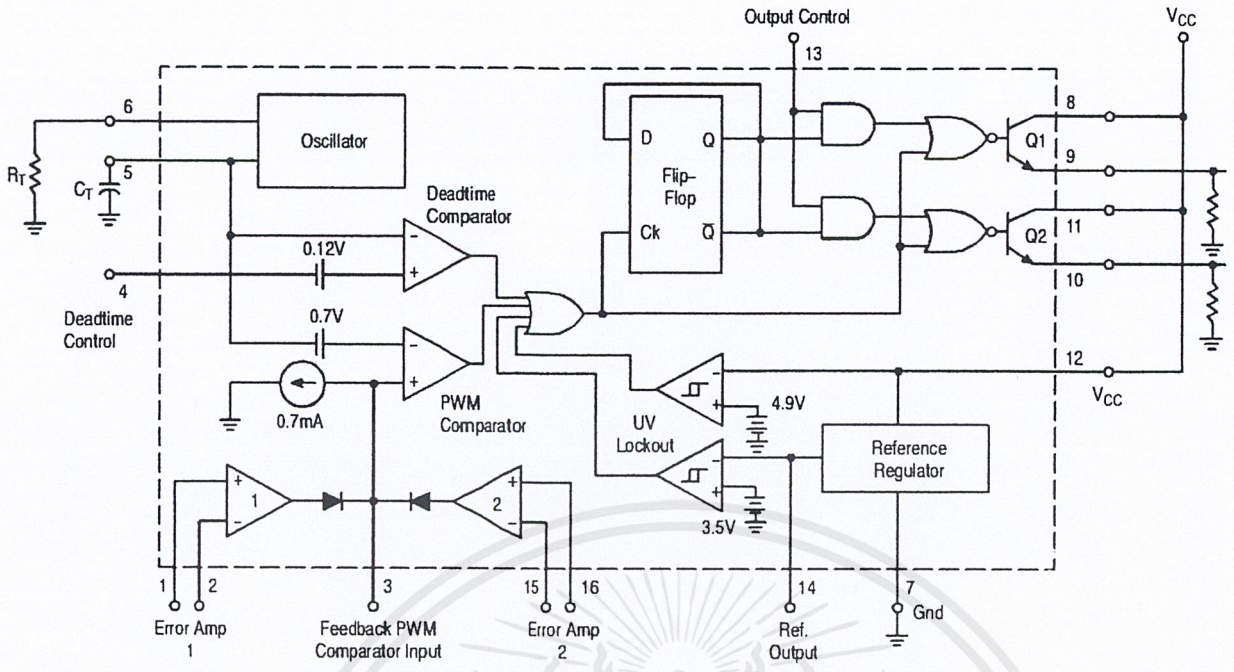
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, 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
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 V, T_A = 25°C)	V_{ICR}	–0.3 to V_{CC}–2.0			V
Open Loop Voltage Gain (ΔV_O = 3.0 V, V_O = 0.5 V to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity–Gain Crossover Frequency (V_O = 0.5 V to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity–Gain (V_O = 0.5 V to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio (V_{CC} = 40 V)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV_{CC} = 33 V, V_O = 2.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	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 V)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V to 5.25 V)	$I_{IB\ (DT)}$	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ) ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	DC_{max}	 45 –	 48 45	 50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	 – 0	 2.8 –	 3.3 –	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	σf_{osc}	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage (V_{CC} = 7.0 V to 40 V, T_A = 25°C)	Δf_{osc} (ΔV)	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) (C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ)	Δf_{osc} (ΔT)	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn–On Threshold (V_{CC} increasing, I_{ref} = 1.0 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 V) (V_{CC} = 40 V)	I_{CC}	 – –	 5.5 7.0	 10 15	mA
Average Supply Current (C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, $V_{(Pin\ 4)}$ = 2.0 V) (V_{CC} = 15 V) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N} (X_n - \bar{X})^2}{N-1}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

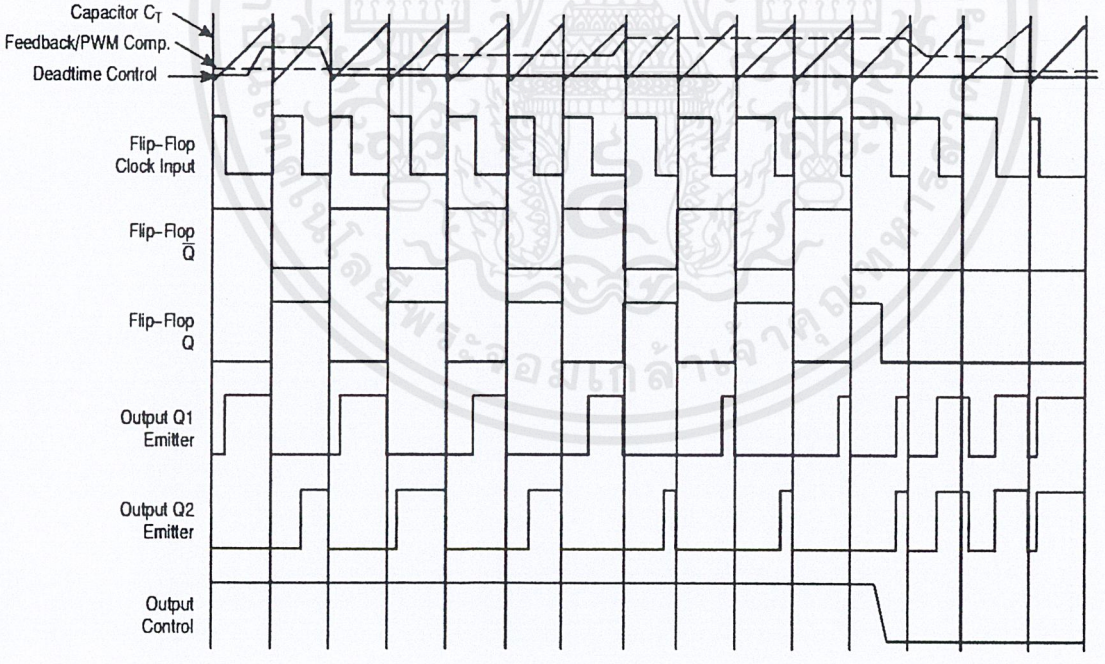


Figure 2. Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \bullet C_T}$$

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.

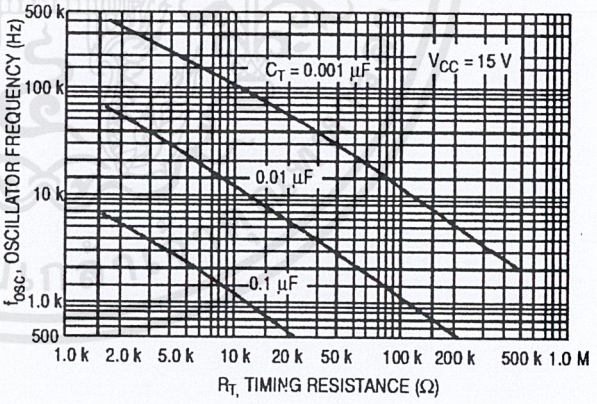


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

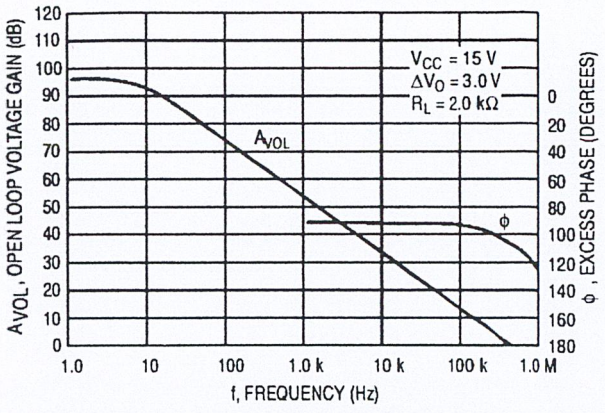


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

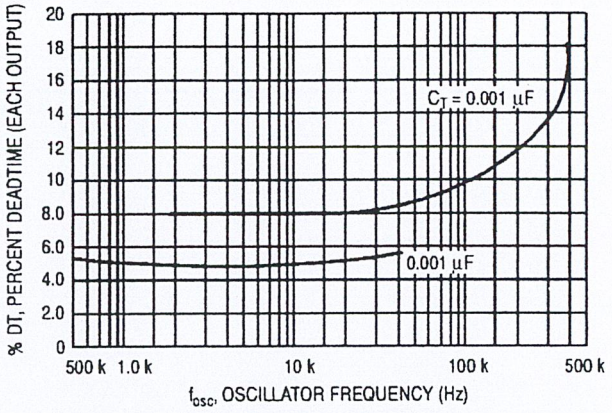


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

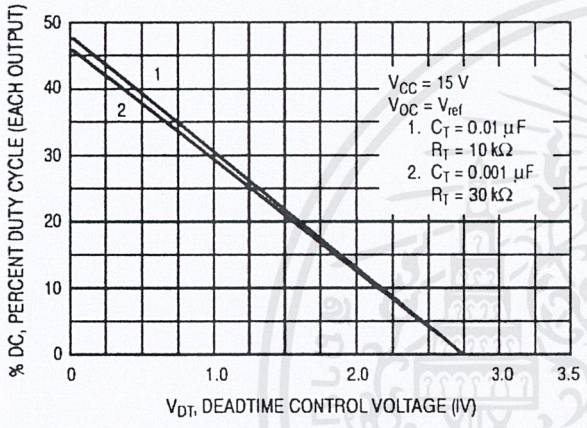


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

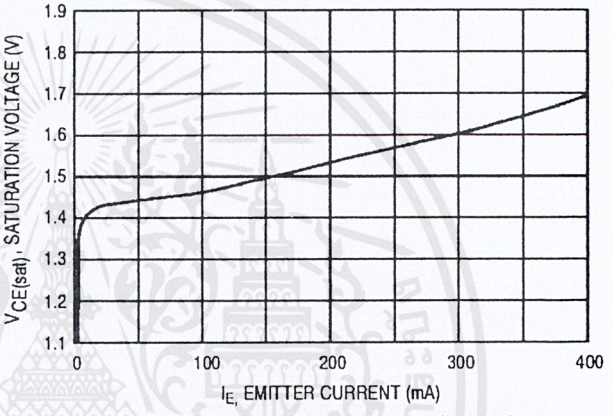


Figure 7. Emitter–Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

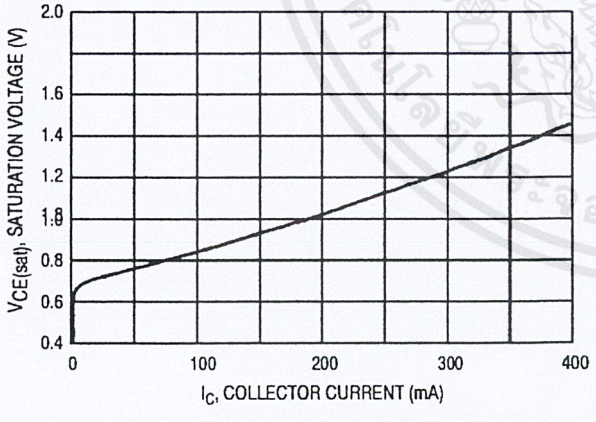


Figure 8. Common–Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

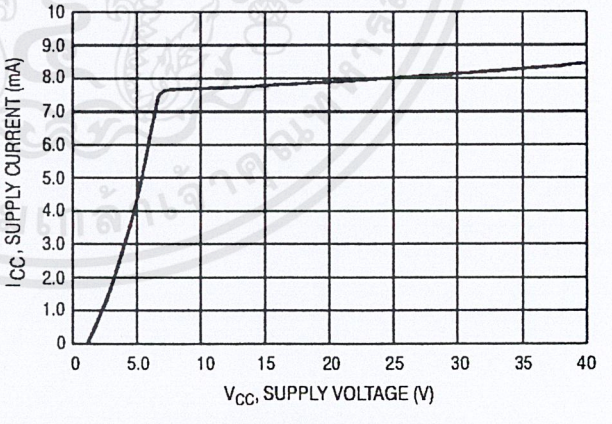


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

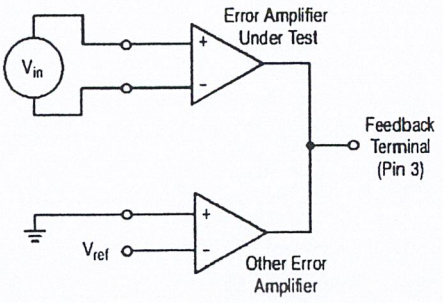


Figure 10. Error–Amplifier Characteristics

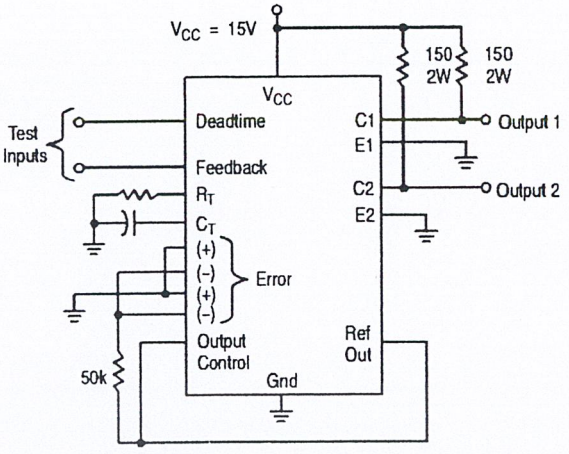


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

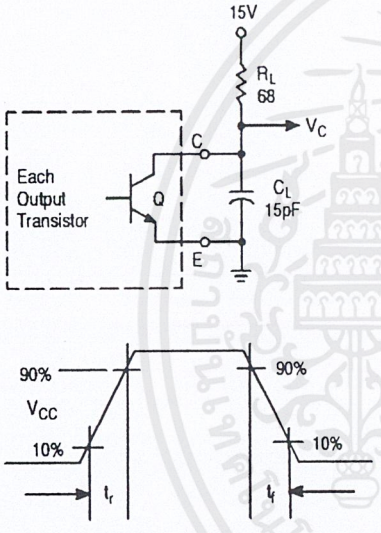


Figure 12. Common–Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

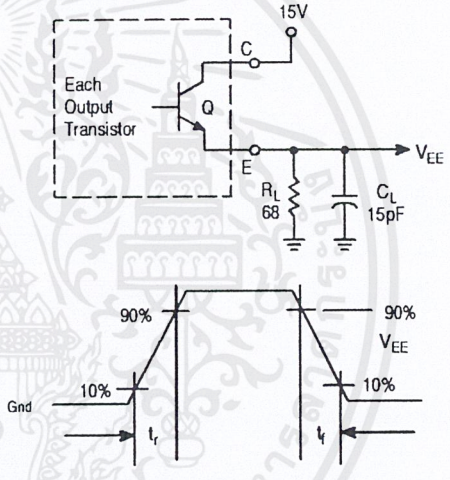


Figure 13. Emitter–Follower Configuration Test Circuit and Waveform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

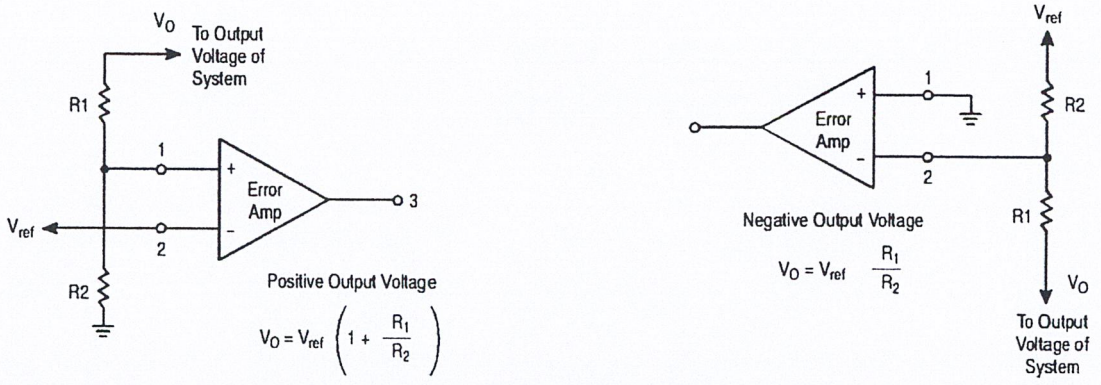


Figure 14. Error–Amplifier Sensing Techniques

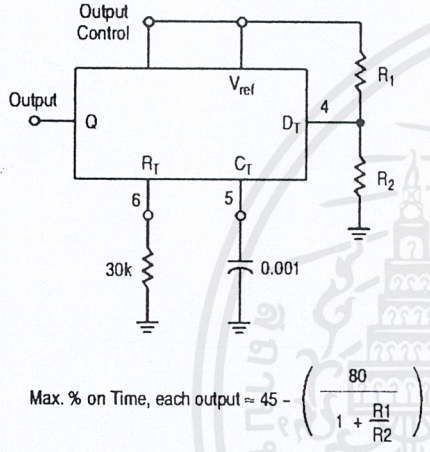


Figure 15. Deadtime Control Circuit

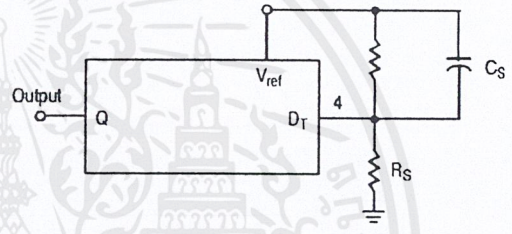


Figure 16. Soft–Start Circuit

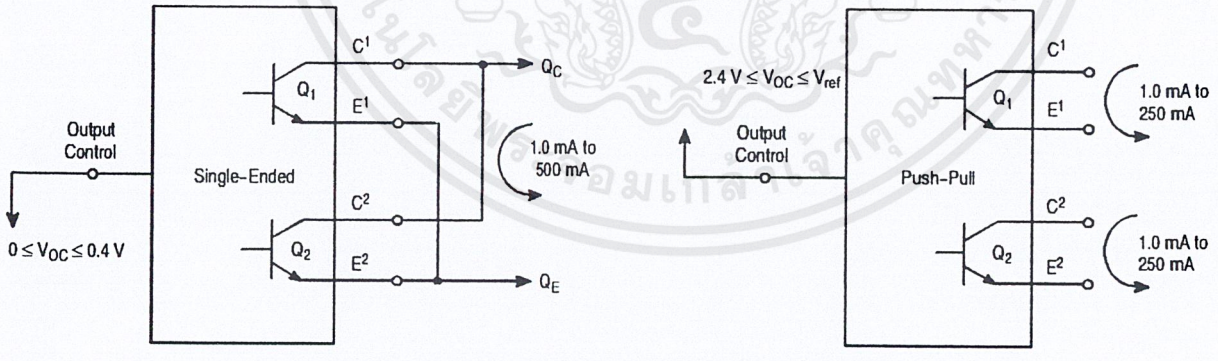


Figure 17. Output Connections for Single–Ended and Push–Pull Configurations

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

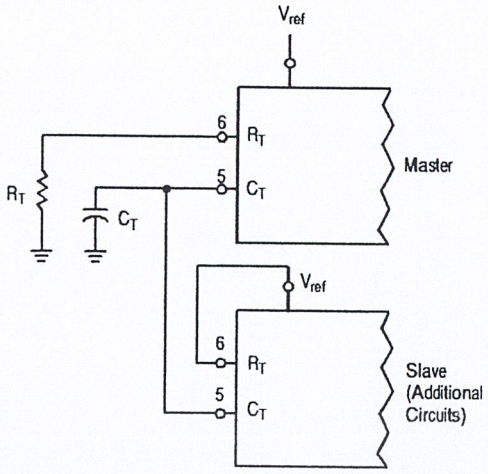


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

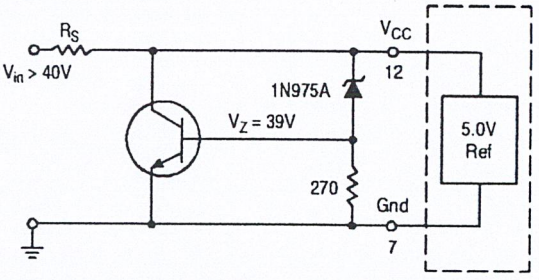


Figure 19. Operation with V_{in} > 40 V Using External Zener

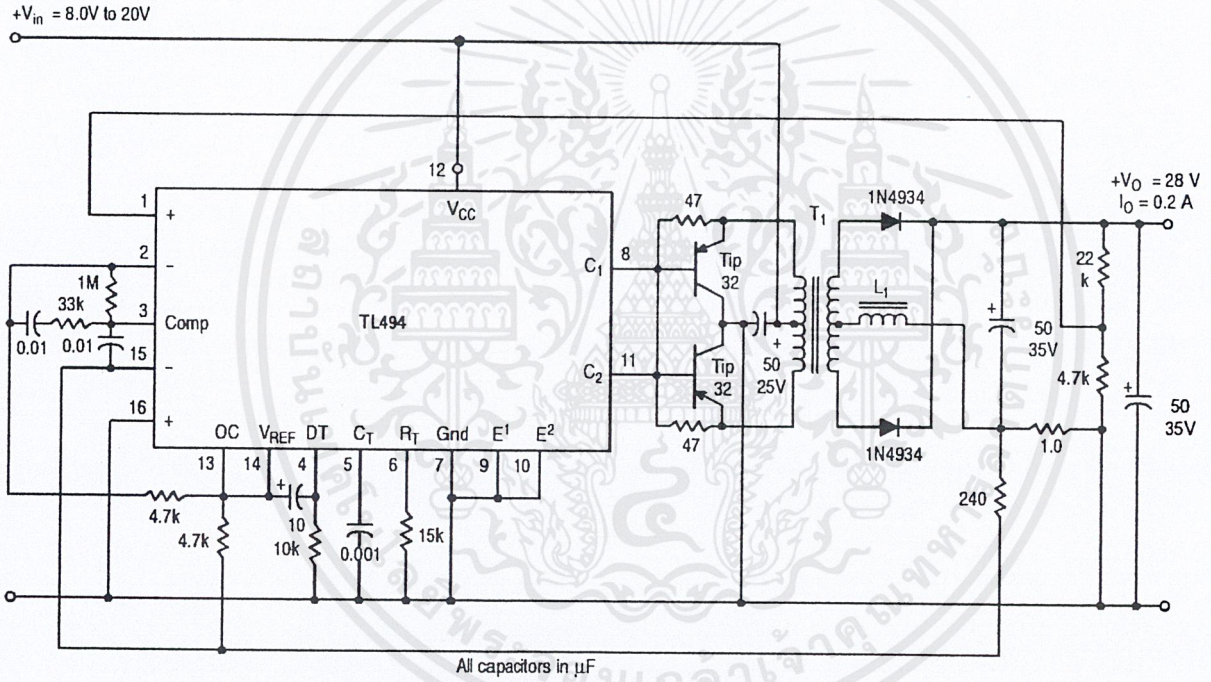


Figure 20. Pulse Width Modulated Push–Pull Converter

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

L1 – 3.5 mH @ 0.3 A
T1 – Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 12OT C.T. #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

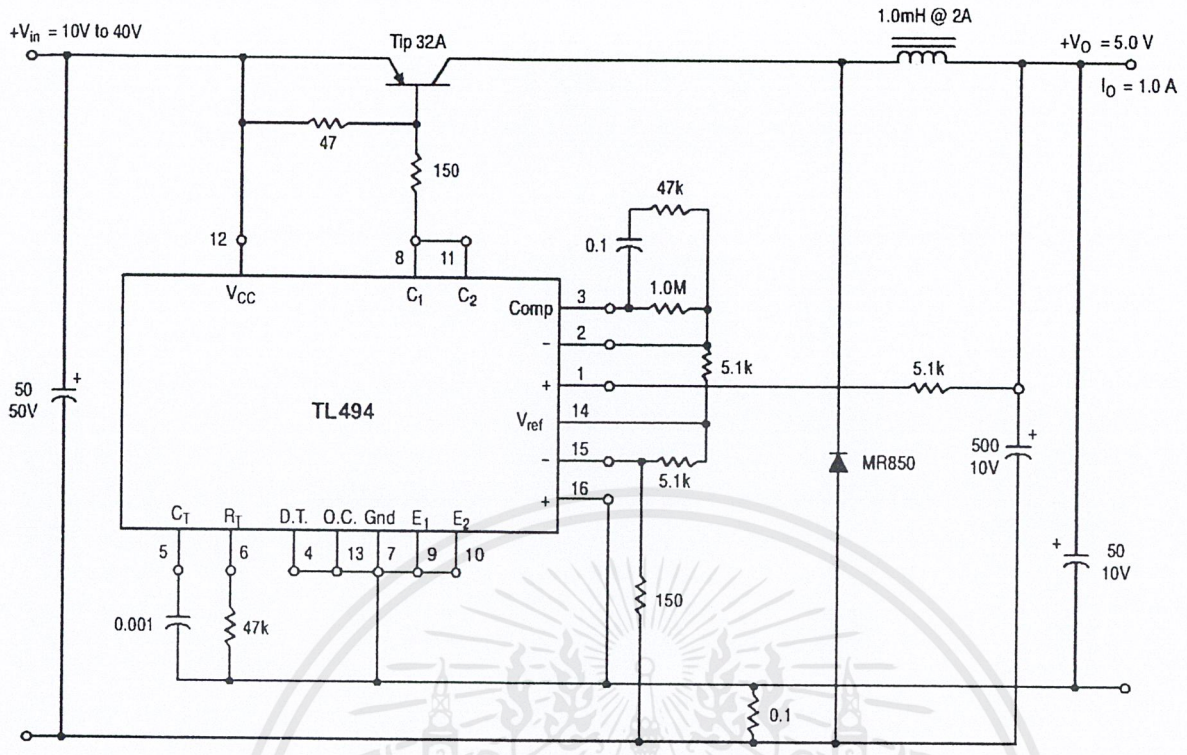


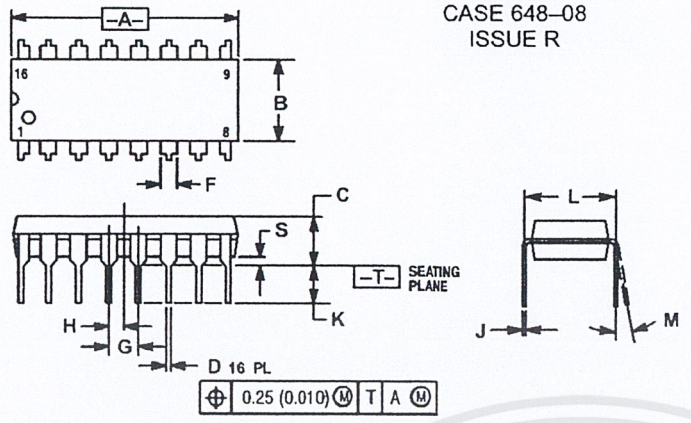
Figure 21. Pulse Width Modulated Step–Down Converter

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS

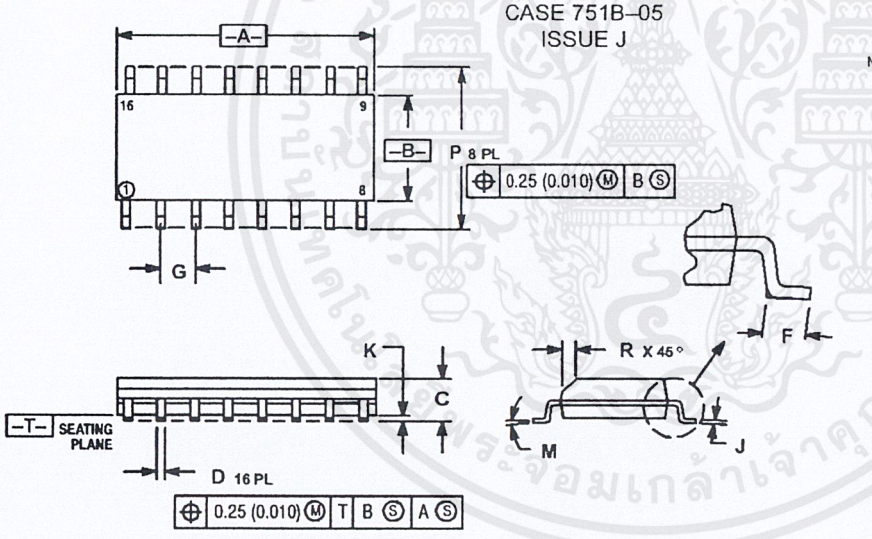
PDIP–16
N SUFFIX
CASE 648–08
ISSUE R



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.

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	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

SO–16
D SUFFIX
CASE 751B–05
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.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	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

ON Semiconductor and are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC 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 special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC 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. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC 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 SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC 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 SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303–675–2175 or 800–344–3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303–675–2176 or 800–344–3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303–675–2167 or 800–344–3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800–282–9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support
German Phone: (+1) 303–308–7140 (Mon–Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit–german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303–308–7141 (Mon–Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit–french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303–308–7142 (Mon–Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL–FREE ACCESS*: 00–800–4422–3781
*Available from Germany, France, Italy, England, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
Spanish Phone: 303–308–7143 (Mon–Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit–spanish@hibbertco.com

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support
Phone: 303–675–2121 (Tue–Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001–800–4422–3781
Email: ONlit–asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4–32–1 Nishi–Gotanda, Shinagawa–ku, Tokyo, Japan 141–0031
Phone: 81–3–5740–2745
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: http://onsemi.com

For additional information, please contact your local
Sales Representative.

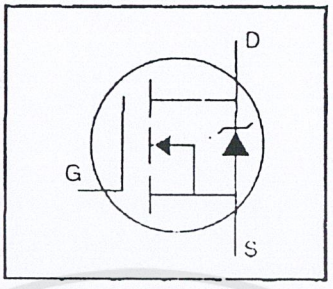
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International IOR Rectifier

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

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



V_{DSS} = 500V

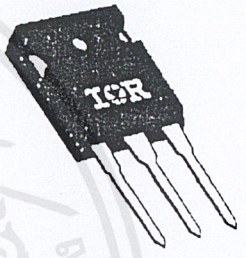
$R_{DS(on)}$ = 0.27Ω

I_D = 20A

Description

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

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



TO-247AC

DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

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

Thermal Resistance

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

Source-Drain Ratings and Characteristics

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

Notes:

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

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=4.3mH R_G=25Ω, I_{AS}=20A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤20A, di/dt≤160A/μs, V_{DD}≤$V_{(BR)DSS}$, T_J≤150°C

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

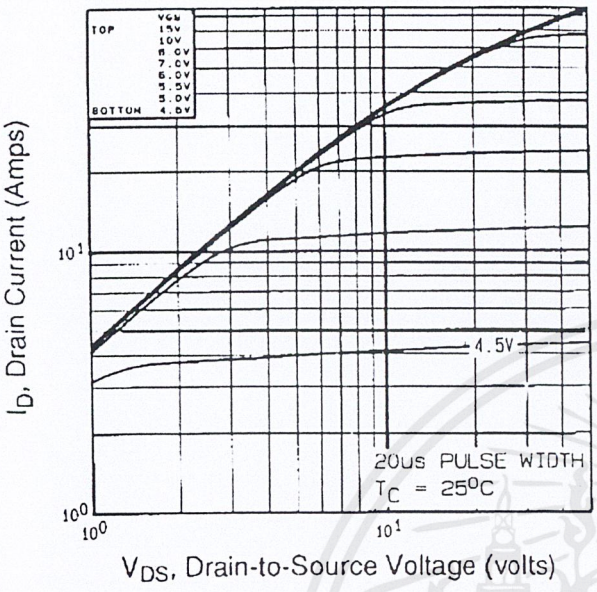


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

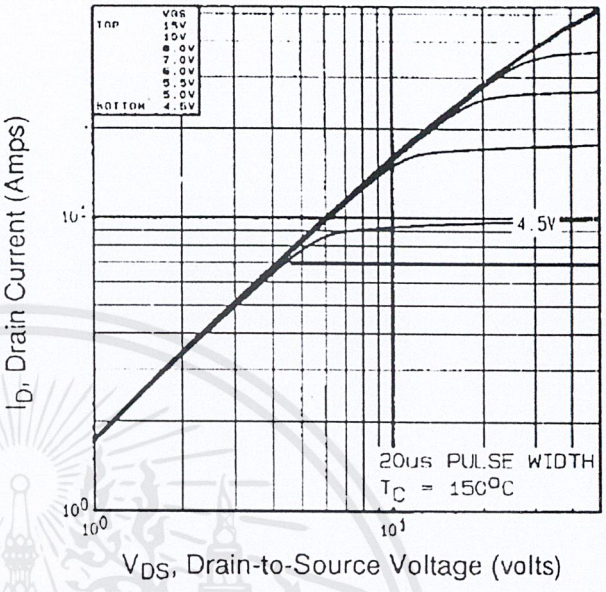


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

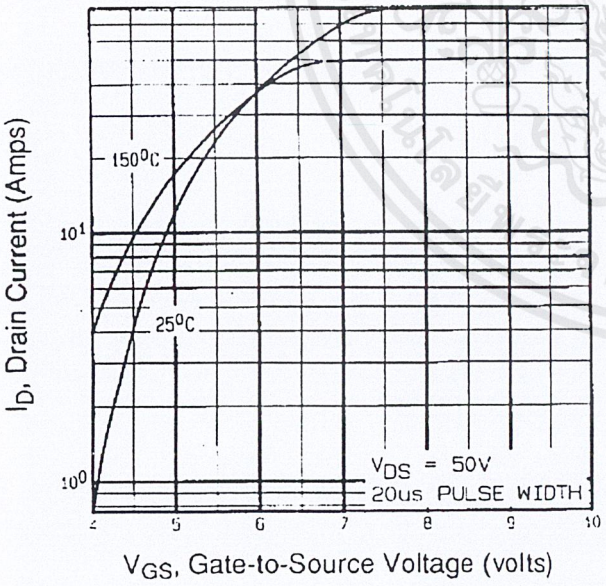


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

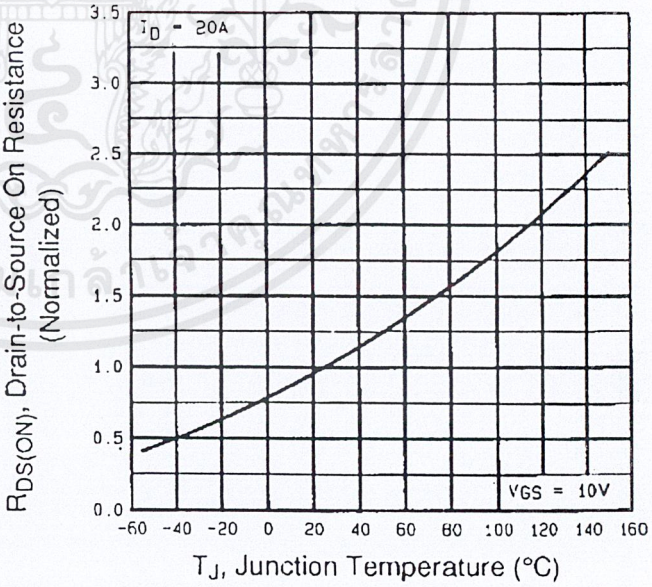


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

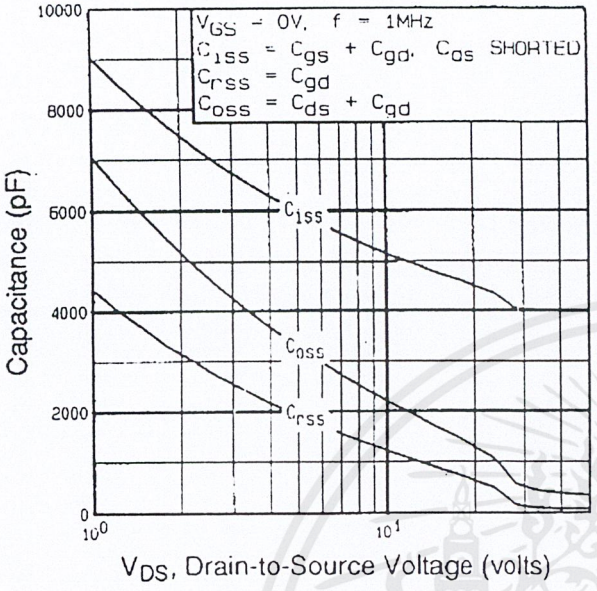


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

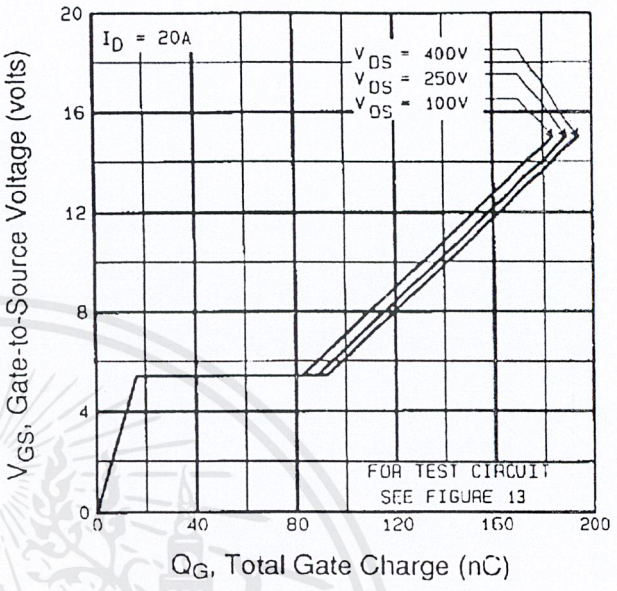


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

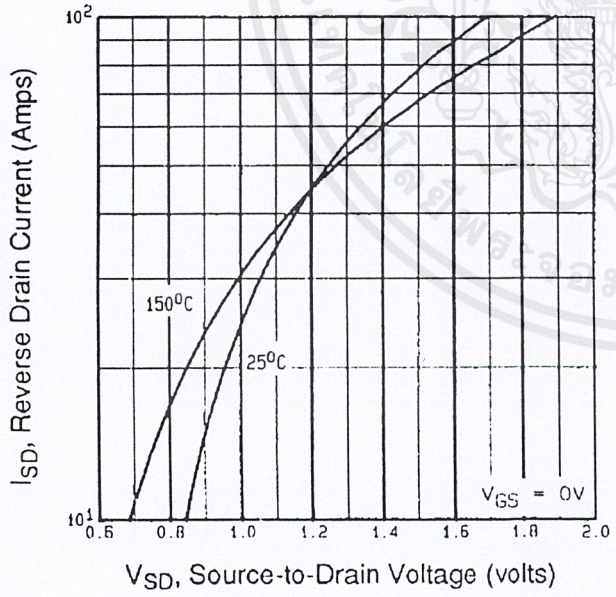


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

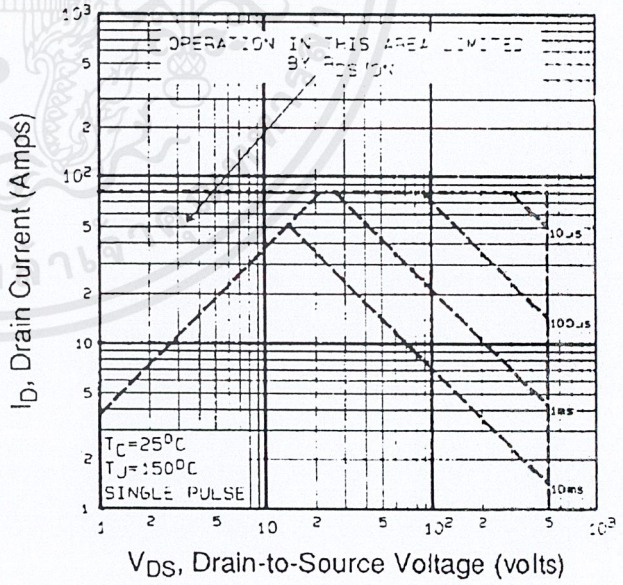


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

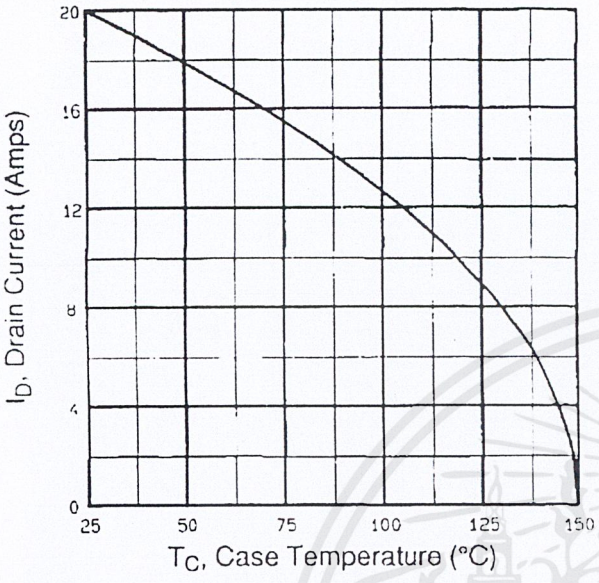


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

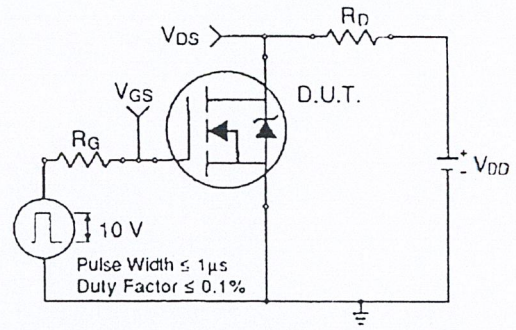


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

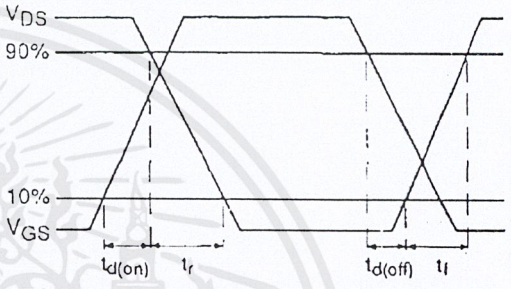


Fig 10b. Switching Time Waveforms

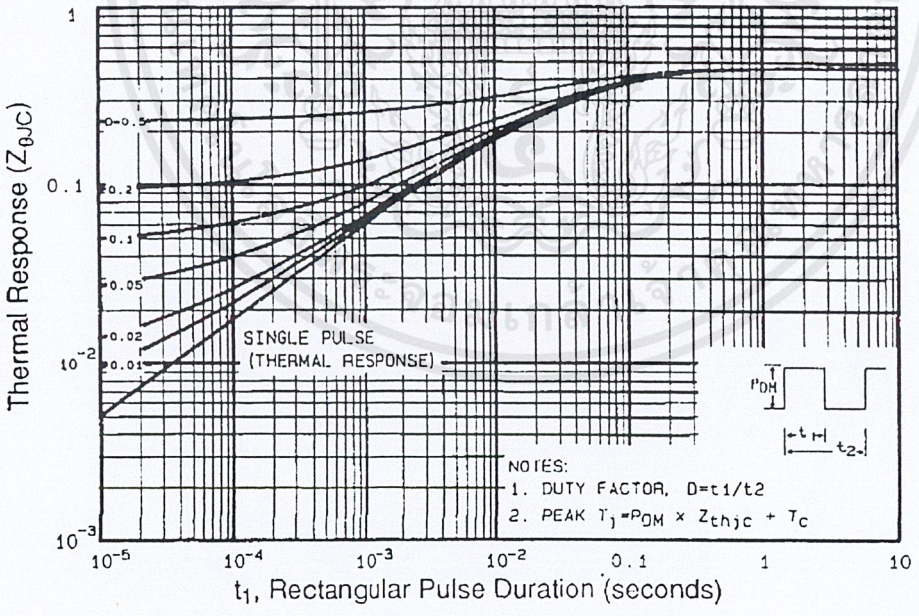


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

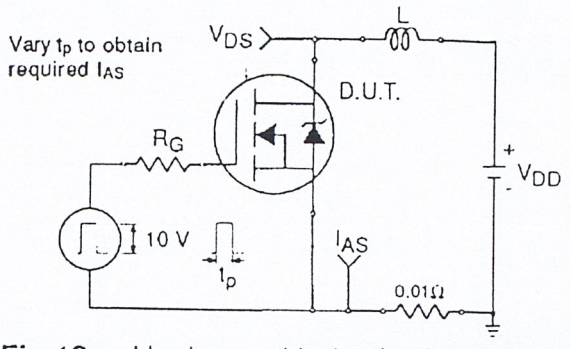


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

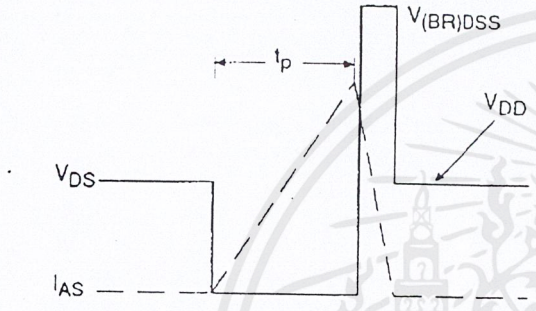


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

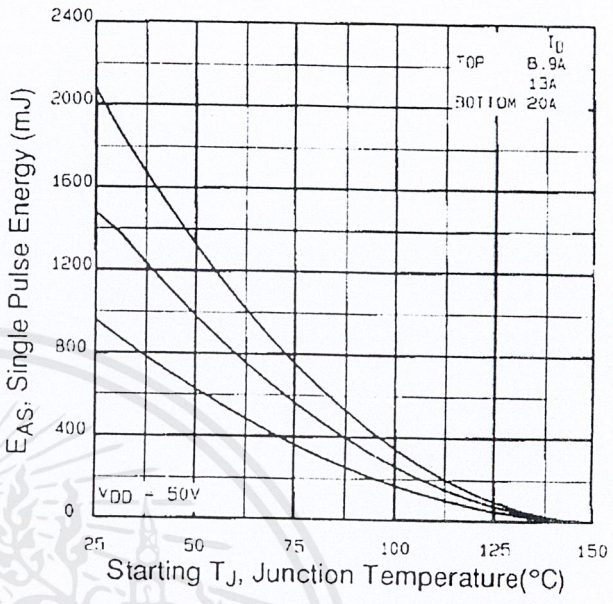


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

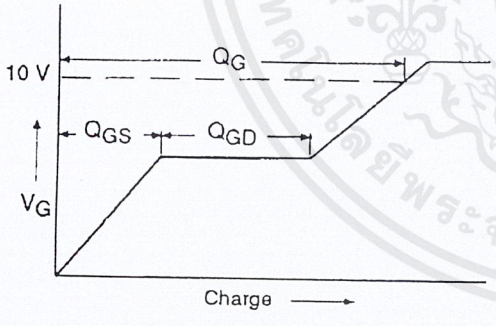


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

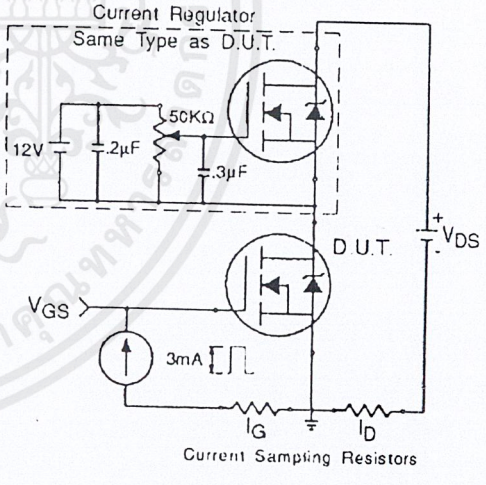


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International IOR Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความช่วยเหลือให้คำปรึกษาจาก รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ และอ.สุรินทร์ คำฝอยเป็นอย่างดี อีกทั้งได้อนุญาตให้หยิบยืมใช้เครื่องมือและอุปกรณ์ต่าง ๆ มาโดยตลอด จึงขอกล่าวคำขอบคุณ และขอชื่นชมในความมีเมตตาทั้งเรื่องการให้คำปรึกษาและทั้งที่ได้ให้ความรู้แก่พวกเรามาไว้ ณ กิตติกรรมประกาศนี้

นอกจากนี้ก็ขอขอบคุณพี่ระดับปริญญาโทที่ทำวิจัยด้วยกัน ที่ได้คอยดูแลให้คำปรึกษาในการทำโครงงานนี้จนสำเร็จลุล่วงได้

และสุดท้ายนี้ก็ขอกราบขอบพระคุณ บิดา และมารดาที่ได้ให้การสนับสนุนและคอยเป็นกำลังใจให้พวกเราตลอดมา

หวังว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมีประโยชน์แก่ผู้ที่มีความสนใจเกี่ยวกับเนื้อหาในโครงงานนี้และได้นำไปประยุกต์จนประสบความสำเร็จกันทุกคน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] โคทม อารียาและยุทธนา กุลวิทิต, "เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ" , วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต,จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย,2540.

[2] ธนากร ศุภจินตกุล, "เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบสามสถานะ",วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต,จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย,2535.

[3] ชัยยงค์ แก้วมงคลและนภัทร วัจนเทพินทร์, "อิเล็คทรอนิกส์กำลัง" ,ปริษัทสกายบุ๊กส์,ปทุมธานี

[4] L.Gragalies,J.A.Sabate,K.R.Wang,W.A.Tabisz,and F.C.Lee, "Design of a 10 kW, 500kHz phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating,"IEEE,pp843-849,1993.

[5] J.M.HO,F.C.Jang, "A practical PWM Inverter Control Circuitry for Induction Heating and Studying of the Performances under Load Variations,"IEEE,PP 294-299,1998.

[6] Satoshi Nagai,Eiji Hiraki,Yasushiro Arai and Matsuo Nakaoka, "New Phase-Shift Soft-Switching PWM Series Resonant Inverter Topologies and There Practical Evaluations,"IEEE,1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้