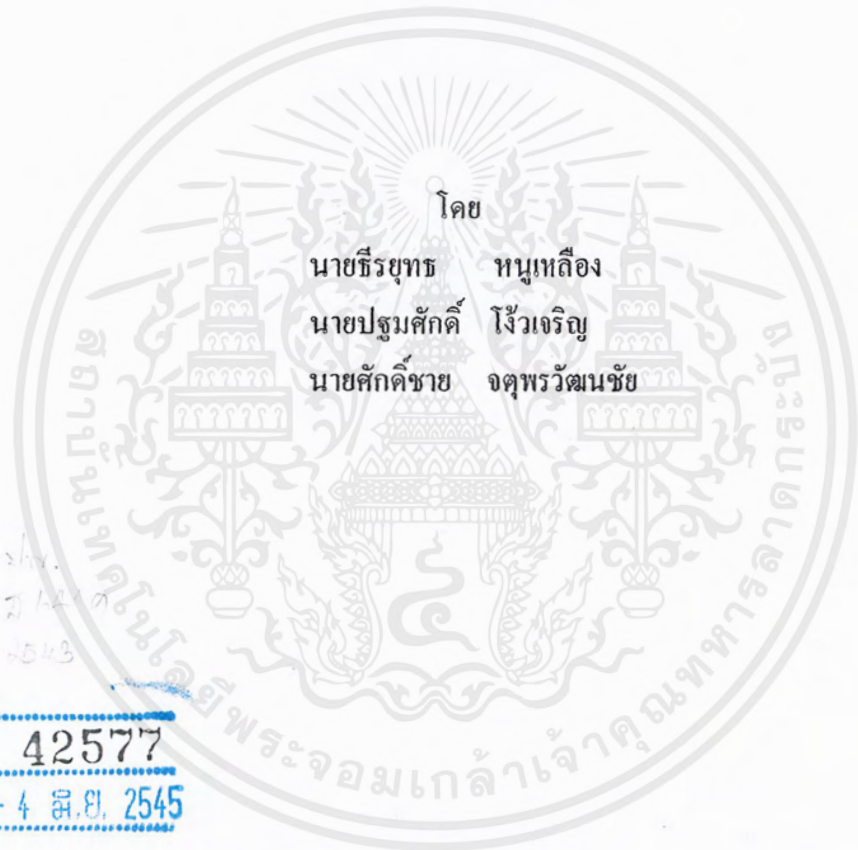


เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ  
INDUCTION MELTING



โดย  
นายธีรยุทธ หนูเหลือง  
นายปฐมศักดิ์ ใจวัชรวิญญู  
นายศักดิ์ชาย จตุพรวิวัฒนชัย

เลขที่.....  
เลขทะเบียน..... 42577  
วัน, เดือน, ปี - 4 ส.ย. 2545

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2543

เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ  
INDUCTION MELTING



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

ผศ. ดร.วิจิตร กิณเรศ

อ. สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง


เรื่อง เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

ผู้จัดทำ

1. นายธีรยุทธ หนูเหลือง
2. นายปฐมศักดิ์ ใจวีเจริญ
3. นายศักดิ์ชาย จตุพรวัฒน์ชัย

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

  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ดร.วิจิตร ภินเรศ)

  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การหลอมแบบเหนียวนำ	3
2.1 บทนำ	3
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนียวนำความร้อน	7
2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนียวนำกับเบ้าหลอม	7
2.2.2 การประมาณการเหนียวนำความร้อน	15
2.2.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความชื้นชากับอุณหภูมิ	
และความเข้มสนามแม่เหล็ก	16
2.2.2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ	17
2.3 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	19
บทที่ 3 หลักการรีโซแนนซ์	25
3.1 บทนำ	25
3.1.1 อนุกรมรีโซแนนซ์	25
3.1.1.1 แรงดันที่จุดรีโซแนนซ์	27
3.1.1.2 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L และ C	28
3.1.1.3 Q แฟคเตอร์ของวงจรอนุกรม RLC	28
3.1.2 รีโซแนนซ์ขนาน	29
3.1.2.1 Q แฟคเตอร์ของวงจรขนาน RLC	31
3.2 หลักการวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลย์อนุกรมรีโซแนนซ์ของเครื่องหลอม	32
บทที่ 4 โครงสร้างของเครื่องหลอมแบบเหนียวนำ	36
4.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต	36
4.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส	37
4.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุต	37
4.1.3 ไลน์ฟิลเตอร์	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์	38
4.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์	38
4.3 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์	39
4.3.1 วงจรควบคุม	39
4.3.2 วงจรขับ	39
4.3.3 วงจรควบคุมแบบป้อนกลับ	41
4.3.4 วงจรซอฟต์แวร์สตาร์ท	42
4.4 หม้อแปลงความถี่สูง	42
4.4.1 ลักษณะแกนที่ใช้	42
4.4.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์	42
4.4.3 ขดลวดทองแดง	43
4.4.3 ตัวเก็บประจุล่อคิก $C_p$	43
4.5 โหลดรีโซแนนซ์	44
บทที่ 5 ผลการทดลอง	46
5.1 ผลการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลด	46
5.2 ผลของการเปลี่ยนรอบกับการดึงกระแสของโหลด	48
5.3 ผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่ขึ้นงานเทียบกับขนาดพื้นที่หน้าตัด	50
5.4 ผลของความถี่รีโซแนนซ์กับการเปลี่ยนแปลงขนาดพื้นที่หน้าตัดขึ้นงาน	52
5.5 การวิเคราะห์วงจรสมมูลย์ของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ	53
5.6 ภาพสัญญาณต่างๆ	57
บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป	60
6.1 จุดเด่นของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ	60
6.2 ปัญหาที่พบและข้อเสนอในการปรับปรุง	60
6.3 ประโยชน์ที่ได้รับ	61
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

## เครื่องหลอมแบบเหนียวนำ

นายธีรยุทธ หนูเหลือ่ง

นายปฐมศักดิ์ โง้วเจริญ

นายศักดิ์ชาย จตุพรวัฒนชัย

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2543

### บทคัดย่อ

เครื่องหลอมแบบเหนียวนำที่ออกแบบสร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบประกอบด้วยวงจรรีจกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์ใช้มอเตอร์เฟดกำลัง หม้อแปลงความถี่สูงและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จากทฤษฎีของฟาราเดย์ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับเตาหลอมโลหะซึ่งหลักการพื้นฐานจะเป็นการอาศัยการเหนียวนำของเส้นแรงแม่เหล็ก ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนียวนำ และมีกระแสไหลวนขึ้นภายในเบ้าหลอมทำให้มีความร้อนเกิดขึ้นจนสามารถหลอมชิ้นงานที่เป็นอลูมิเนียมได้ และเพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานไปสู่เบ้าหลอมให้มากที่สุดจึงต้องทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ โดยเครื่องหลอมที่ถูกพัฒนาขึ้นนี้มีพิกัดความถี่อินเวอร์เตอร์อยู่ในช่วง 60 ถึง 80 กิโลเฮิร์ต กำลังด้านขาเข้าอินเวอร์เตอร์ 4 กิโลวัตต์ ซึ่งวงจรควบคุมนี้ยังสามารถทำงานในแบบซอฟต์แวร์ได้ และมีชุดควบคุมระบบป้อนกลับเพื่อรักษาระดับพิกัดกระแสที่โหลดให้คงที่

INDUCTION MELTING

Teerayuth Hnoohuang

Prathomsak Ngojalarn

Sakchai Jatupornwattanachai

Assc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumroen Advisor

Assist.Prof.Dr.Vijit Kinares Advisor

Surin Khomfoi Advisor

2000

ABSTRACT

A prototype of an induction melting system was designed and constructed. The prototype comprised a rectifier, a full-bridge inverter using power MOSFET, a high frequency transformer and an induction coil. Faraday's law is applied for induction melting. Basically an induction melting that melts metal using electromagnetic induction. As the results, induced voltage and eddy current in crucible, to heat produced can melt the aluminum workpiece as requirement and transfer the energy effectively, shall be the resonant frequency. Melting is developed has switching frequency are between 60 to 80 kHz, power input inverter 4 Kw. This control circuit can be operate the system with soft start condition and have feedback controlled to be constant limit current.

## สารบัญญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 การหลอมแบบเหนียวอย่างง่าย	3
รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป	4
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน	4
รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่ชิ้นงาน	5
รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม	6
รูปที่ 2.6 การให้ความร้อนแบบเหนียวนำกับชิ้นงานในอุดมคติ	7
รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวเบ้าหลอม	9
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเบ้าหลอม	13
รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์โคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน	13
รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์โคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีตัวขดลวดไม่อุดมคติ	14
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน	14
รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสที่ระยะใดๆกับระยะจากผิว	15
รูปที่ 2.13 พลัดซ์สนามแม่เหล็กที่คลี่องผ่านชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	20
รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก	22
รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า	22
รูปที่ 2.16 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน $N_c$ รอบ	24
รูปที่ 3.1 การพล็อตค่า $+jx_L$ และ $-jx_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์	25
รูปที่ 3.2 แสดงกราฟ อิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟสกับความถี่	26
รูปที่ 3.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า VR VC และ VL กับความถี่	27
รูปที่ 3.4 เฟสเซอร์โคอะแกรมของแรงดันในวงจร LCR รีโซแนนซ์	28
รูปที่ 3.5 เฟสเซอร์โคอะแกรมรูปคลื่นของกระแสที่จูดรีโซแนนซ์ของวงจร LCR ขนาน	29
รูปที่ 3.6 วงจรปกติของการต่อแบบ LCR ขนาน	30
รูปที่ 3.7 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อความถี่	31
รูปที่ 3.8 ระบบของเครื่องหลอมโลหะแบบเหนียว	32
รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลย์	32

เอกสารรูปที่ 3.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อความถี่การทำงานสูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์ 33% เช่นด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ	36
รูปที่ 4.2 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน	37
รูปที่ 4.3 รูปแสดงชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์	40
รูปที่ 4.4 รูปวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ	41
รูปที่ 4.5 รูปวงจรซอฟต์แวร์	42
รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ EE 80 สองคู่นำมาประกบกัน	43
รูปที่ 4.7 ลักษณะการเกิดความลาด(Droop)ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี เมื่อต่อ Cb	44
รูปที่ 4.8 แสดงโพล RLC อนุกรม	45
รูปที่ 5.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงและที่จุกรีโชนาแนซต่างๆ	48
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลการดึงกระแสของโพลกับการเปลี่ยนรอบขดลวดเบ้าหลอม	49
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลของอุณหภูมิเทียบกับการเปลี่ยนแปลงขนาดพื้นที่หน้าตัด ของชิ้นงาน	51
รูปที่ 5.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่รีโชนาแนซต่อพื้นที่หน้าตัดชิ้นงาน	53
รูปที่ 5.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Req ต่อพื้นที่หน้าตัดชิ้นงาน	54
รูปที่ 5.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Leq ต่อพื้นที่หน้าตัดชิ้นงาน	54
รูปที่ 5.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เทียบกับการ Simulation	56
รูปที่ 5.8 สัญญาณขั้วมอสเฟตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์	57
รูปที่ 5.9 Dead Time ของสัญญาณขั้วมอสเฟต	57
รูปที่ 5.10 สัญญาณ Square Wave ที่ออกจากเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์	58
รูปที่ 5.11 สัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานที่ความถี่ รีโชนาแนซ	58
รูปที่ 5.12 สัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานที่ความถี่ สูงกว่ารีโชนาแนซ	59
รูปที่ 5.13 สัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานที่ความถี่ ต่ำกว่าความถี่ รีโชนาแนซ	59

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ $a$ และความต้านทานจำเพาะ $\rho$ ที่ $20^{\circ}\text{C}$	18
ตารางที่ 5.1 การดึงกระแสของโหลดโดยมีการปรับความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์แตกต่างกัน	47
ตารางที่ 5.2 ผลของการเปลี่ยนรอบกับการดึงกระแสของโหลด	49
ตารางที่ 5.3 ผลของการเปลี่ยนขนาดพื้นที่หน้าตัดกับการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่ชิ้นงาน	51
ตารางที่ 5.4 ผลของการเปลี่ยนพื้นที่หน้าตัดชิ้นงานต่อค่ากระแสและความถี่รีโซแนนซ์	52
ตารางที่ 5.5 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดลองในการหลอมโลหะ	54



## บทที่ 1

## บทนำ

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์การเหนี่ยวนำโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ถูกค้นพบโดย Michael Faraday ในปี ค.ศ. 1831 โดย Michael Faraday ได้ค้นพบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าสลับในวงจรทางขดปฐมภูมิ จะก่อให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าสลับขึ้นทางขดทุติยภูมิถ้าขดทุติยภูมิเป็นวงจรปิด ต่อมา Lenz และ Neumann พบว่ากระแสเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจะมีทิศทางที่ต่อต้านสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ และหลักการนี้ถูกนำมาใช้ในการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแก่ชิ้นงานที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็ก

ในปัจจุบันการให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำได้ถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมอย่างกว้างขวาง ตัวอย่างเช่น เตาหลอมโลหะ เตาขึ้นรูปชิ้นงานโลหะ เตาเชื่อมชิ้นงาน และเตาชุบแข็งที่ผิว เนื่องจากเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่กล่าวถึงนี้ มีราคาแพงมากทั้งยังต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศจึงควรค้นคว้าและพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำขึ้นเอง

สำหรับแหล่งจ่ายพลังงานที่ใช้ในการเหนี่ยวนำความร้อนนี้สามารถใช้ได้ทั้งความถี่ต่ำ (50 เฮิร์ตซ์) และที่ความถี่สูง (10 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นไป) โดยในการใช้งานที่ความถี่สูงนี้สามารถช่วยลดขนาดของอุปกรณ์ลงไปได้อย่างมาก และยังสามารถให้กำลังงานได้ในระดับสูงๆด้วย ซึ่งในปัจจุบันอุปกรณ์ทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์และระบบควบคุมได้พัฒนาไปมาก ซึ่งรวมถึงการวิจัยและพัฒนาวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยการใช้อุปกรณ์ประเภทมอสเฟต (MOSFET) หรือ ไอจีบีที (IGBT) ซึ่งมีความไวในการสวิตช์สูงและเนื่องจากโพลความร้อนเหนี่ยวนำจะมีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ต่ำ ดังนั้นจึงใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันแบบรีโซแนนซ์อนุกรม ซึ่งใช้หลักการรีโซแนนซ์เป็นแหล่งจ่ายพลังงานส่งผลให้สามารถส่งผ่านพลังงานกำลังงานสูงสุดไปยังโหลดได้ ทำให้ประสิทธิภาพในการแปรผันพลังงานมีค่าสูง

เครื่องหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำนั้นเป็นการใช้หลักการของการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานจนถึงจุดที่สามารถที่จะทำให้หลอมชิ้นงานได้โดยจะมีรูปพลังงานที่เข้ามาเกี่ยวข้องกับเครื่องหลอม 3 รูป คือเริ่มต้นจากพลังงานในรูปไฟฟ้า พลังงานในรูปสนามแม่เหล็ก และสุดท้ายพลังงานความร้อนที่จะส่งถ่ายไปสู่ชิ้นงานเพื่อนำไปสู่การหลอม

ในเบื้องต้นของเครื่องหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำนั้นจะรับพลังงานไฟฟ้ามาเป็นอันดับแรก คือเริ่มป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่วงจรเรกติไฟเออร์ (rectifier) และฟิลเตอร์ (filter) เพื่อกรอง

สัญญาณรบกวนและแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อควบคุมให้มีกระแสไหลคงที่และป้อนให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์(Full-bridge Inverter) โดยมีพิกัดกำลังขาเข้าอินเวอร์เตอร์ประมาณ 3.5 กิโลวัตต์ ทำการสวิตช์ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับออกมา และสามารถควบคุมความถี่ได้ซึ่งมีลักษณะคลื่นเป็นสแควร์ที่มีความถี่สูงๆใกล้เคียงกับความถี่รีโซแนนซ์(resonant frequency) เนื่องจากที่ความถี่รีโซแนนซ์จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูงสุดโดยความถี่ที่ใช้งานอยู่ในย่าน 60-80 กิโลเฮิรตซ์ หลังจากนั้นก็จะนำไปเป็นอินพุทของหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่แปลงแรงดันให้ต่ำลงและเพิ่มกระแสที่ไหลไปยังโหลดที่เป็นโหลดรีโซแนนซ์แบบอนุกรม การเพิ่มกระแสให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อไปทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กให้มากที่สุดเพื่อทำให้เกิดกระแสไหลวนในเบ้าหลอม ซึ่งเป็นการแปรพลังงานในรูปสนามแม่เหล็ก และหลังจากนั้นก็เข้าสู่ในรูปของพลังงานความร้อนซึ่งเกิดขึ้นที่เบ้าหลอมจากนั้นความร้อนจึงถ่ายเทจากเบ้าหลอมไปสู่ชิ้นงานที่เป็นอลูมิเนียมเพื่อให้เกิดการหลอมขึ้น โดยมีชุดควบคุมแบบป้อนกลับเพื่อรักษาระดับพิกัดกระแสให้คงที่

เนื่องจากเครื่องหลอม โดยอาศัยการเหนี่ยวนำนั้น เป็นเครื่องหลอมที่ค่อนข้างประหยัดพลังงาน มีการสูญเสียพลังงานน้อยโดยความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงกับชิ้นงานจึงใช้เวลาในการหลอมเร็วสะดวกในการใช้งาน โดยสามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการให้ความร้อนได้ง่าย ปลอดภัยไม่ต้องใช้เชื้อเพลิง ซึ่งเป็นมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อมและเป็นส่วนที่ทำให้ส่วนประกอบของชิ้นงานหลังการหลอมเกิดการเปลี่ยนแปลง ทำให้ชิ้นงานมีคุณภาพสูง และสภาวะการทำงานจะดีกว่า เนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆเช่น ควัน เป็นต้น จึงเห็นได้ชัดว่าเครื่องหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำมีความน่าสนใจที่จะนำมาศึกษา และพัฒนาต่อไป

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการหลอมอลูมิเนียม โดยอาศัยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง โดยการใช้อินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐาน ส่วนประกอบของวงจร หลักการทำงานในส่วนต่างๆของวงจร โดยจะมีรายละเอียดแสดงในบทต่างๆต่อไป ดังนี้

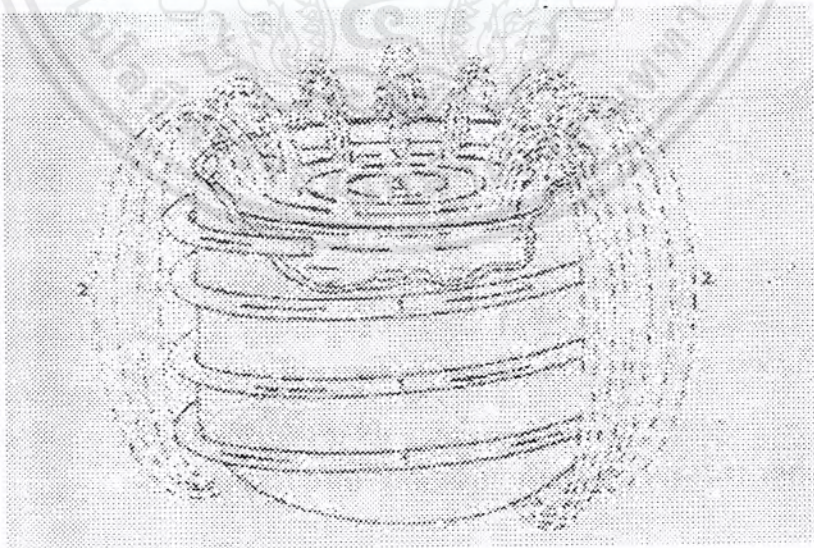
- บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงโครงงานทั่วไป
- บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานการเหนี่ยวนำความร้อน
- บทที่ 3 หลักการรีโซแนนซ์
- บทที่ 4 โครงสร้างของวงจร
- บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง
- บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป

## บทที่ 2

### การหลอมแบบเหนี่ยวนำ

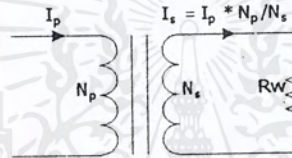
#### 2.1 บทนำ

เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ (Induction Melting) เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์ทั้งทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกัน โดยมีสาเหตุมาจากการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer) จากสาเหตุมูลฐานทั้งสาม สามารถอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเข้าสู่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีเบ้าหลอมและชิ้นงานอยู่ภายใน กระแสไฟฟ้าสลับจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กค้ำค้ำผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ถ้าเบ้าหลอมเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่ค้ำค้ำผ่านเบ้าหลอมจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลวน โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว (Skin Depth) กระแสที่ไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิด จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณผิวของเบ้าหลอม ความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปบริเวณอื่น โดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพาความร้อนและการนำความร้อน เพราะฉะนั้นชิ้นงานที่เป็นพวกสารแม่เหล็กจึงสามารถที่จะหลอมได้โดยอาศัยผลของการถ่ายเทความร้อนจากเบ้าหลอมไปสู่ชิ้นงานและผลของกระแสไหลวนที่เกิดขึ้นบนชิ้นงานร่วมกัน

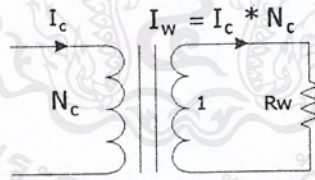


รูปที่ 2.1 การหลอมแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย

รูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงเส้นทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก คล้องผ่านเบ้าหลอมและไปตัดผ่านชิ้นงาน ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะสามารถเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนได้หรือไม่มากนักขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางแม่เหล็กและการนำไฟฟ้าของวัสดุที่จะนำมาใช้หลอม พิจารณาทั้งระบบเป็นหม้อแปลงหนึ่งชุด ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบและชิ้นงานเป็นโหลดซึ่งความต้านทานสมมูลย์ของชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ แต่เบ้าหลอมจะมีค่าสูงเนื่องจากเป็นวัสดุที่ทำมาจากกราฟไฟต์ ดังนั้นความต้านทานสมมูลย์ในวงจรจึงเป็นผลของเบ้าหลอมเป็นส่วนใหญ่



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงโดยทั่วไป ส่วนรูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำ เบ้าหลอมและชิ้นงานจะเห็นว่าถ้า  $I_c$  เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วน  $I_w$  เป็นกระแสที่ไหลในเบ้าหลอม กระแสทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$I_w = N_c I_c \quad (2.1)$$

โดยที่  $N_c$  คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังสูญเสียเป็นความร้อนในเบ้าหลอมมีค่าเท่ากับ

$$P_w = N_C^2 I_C^2 R_w \quad (2.2)$$

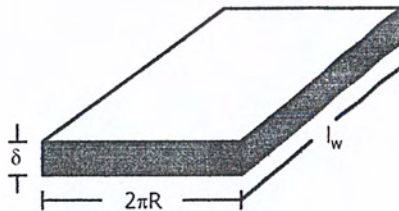
โดยที่  $R_w$  คือ ความต้านทานสมมูลของเบ้าหลอม

รูปที่ 2.4 แสดงทิศทางการไหลของกระแสขึ้นงาน จากปรากฏการณ์ผิว ถ้าพิจารณาว่า กระแสโดยส่วนมากไหลอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมูลของเบ้าหลอม ได้ดังรูปที่ 2.5 เมื่อทำการคลี่เบ้าหลอมออกความต้านทานของเบ้าหลอมจะมีค่า

$$R_w = \frac{2\pi R \rho}{\delta I_w} \quad (2.3)$$

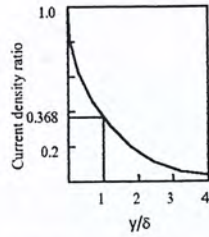
โดยที่  $\rho$  คือ สภาพความต้านทานจำเพาะของเบ้าหลอม  
 $\delta$  คือ ความลึกผิว  $= \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu \omega}}$   
 $\mu$  คือ ค่าความซึมซาบของชิ้นงานและ  $f, \omega$  คือ ค่าความถี่  
 $R$  คือ รัศมีของเบ้าหลอม  
 $I_w$  คือ ความยาวของเบ้าหลอมซึ่งเท่ากับ ความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.3) ความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับ สภาพความต้านทานความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของชิ้นงานด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่เบ้าหลอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม

รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม เนื่องจากปรากฏการณ์ผิว จึงทำให้ความหนาแน่นมีความสัมพันธ์กับระยะทางจากผิวเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล ที่ระดับความลึกผิว ความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่นของกระแสที่ผิวเบ้าหลอม จึงประมาณว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้นี้

ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะพบว่า ไม่มีการใช้แหล่งความร้อนจากภายนอกแต่ใช้เบ้าหลอมเป็นแหล่งความร้อนของตนเอง อีกทั้งเบ้าหลอมก็ไม่จำเป็นที่จะสัมผัสกับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก การให้ความร้อนในลักษณะนี้จึงสามารถทำได้สะดวก ในการทำให้เกิดพลังงานความร้อน ก็คืออาศัยการแปรรูปพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานความร้อน ซึ่งก็คือมาจากการอาศัยการสูญเสียของแกนเหล็ก ซึ่งประกอบด้วย การสูญเสียเนื่องจากฮีสเตอร์รีซิสของแม่เหล็ก (Magnetic Hysteresis) และการสูญเสียเนื่องมาจากกระแสไหลวน (Eddy Current)

หลักการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

1.การให้พลังงานความร้อนทางอ้อม โดยอาศัยการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer)

คือเมื่อขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่เบ้าหลอม ได้รับการป้อนไฟสลับมาจากหม้อแปลงไฟฟ้ากำลังจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กต้องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ชิ้นงานและเบ้าหลอมแกรไฟต์ ซึ่งเป็นสารแม่เหล็ก (Ferromagnetic) ถ้าชิ้นงานที่ต้องการหลอมไม่เป็นสารแม่เหล็ก (Non-Ferromagnetic) การหลอมจะอาศัยการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นจากเบ้าหลอมเพียงอย่างเดียว

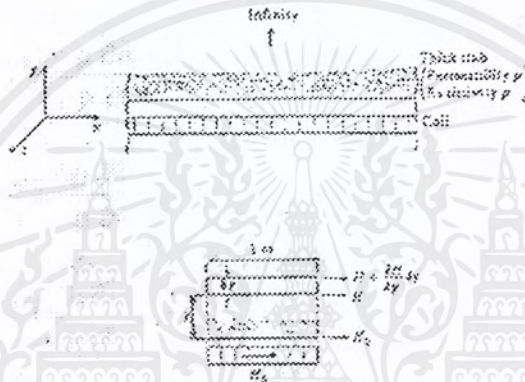
2.การให้พลังงานความร้อนทางตรง โดยอาศัยหลักการกระแสไหลวน

คือ ในกรณีที่ชิ้นงานเป็นสารแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจะต้องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ชิ้นงานและเบ้าหลอมเช่นกัน แต่จะเกิดการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน (Eddy Current) ไหลอยู่ในชิ้นงานด้วย

## 2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน

### 2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เข้าใจโดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในที่นี้จะอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi - infinite slab ถ้าสามารถทำความเข้าใจกับเบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติ จะทำให้เข้าใจการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับเบ้าหลอมได้ง่ายขึ้น



รูปที่ 2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมในอุดมคติ

รูปที่ 2.7 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอมยาวและหนา มากโดยเบ้าหลอมจะวางอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เบ้าหลอมที่มีลักษณะเป็นอุดมคติดังกล่าว เทียบได้กับ โหลดทรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ ในที่นี้สมมติว่าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ที่ผิว เบ้าหลอมมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น  $H_0$  เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับเบ้า หลอมมาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอม โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และสร้างกระแส เหนี่ยวนำขึ้นที่ผิวเบ้าหลอมตามแกน Z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวกเตอร์ ในที่นี้ จะสมมติเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมดังนี้

$$H_{x(y=0)} = H_{0M} \cos \omega t$$

$$H_y = 0$$

(2.4)

$$H_z = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $H_{om}$  คือค่ายอดของ  $H_x$  ที่ผิวเข้าหาลอม ( $y = 0$ ) จากสมการ พื้นฐานทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะพบว่า

$$\begin{aligned}\nabla^2 \vec{H} &= \frac{\mu \partial \vec{H}}{\rho \partial t} \\ \nabla^2 \vec{E} &= \frac{\mu \partial \vec{E}}{\rho \partial t}\end{aligned}\quad (2.5)$$

$$\begin{aligned}\nabla^2 \vec{j} &= \frac{\mu \partial \vec{j}}{\rho \partial t} \\ \nabla^2 \vec{H} &= \frac{\mu \partial \vec{H}}{\rho \partial t} = \frac{\mu}{\rho} \left[ \frac{\partial H_x}{\partial t} + \frac{\partial H_y}{\partial t} + \frac{\partial H_z}{\partial t} \right]\end{aligned}\quad (2.6)$$

เนื่องจากเข้าหาลอมมีลักษณะเป็นอุดมคติทำให้  $H_y = H_z = 0$  ดังนั้น  $H$  จะมีส่วนประกอบในทิศทางแกน  $X$  อย่างเดียว แสดงว่า

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

คำตอบของสมการอนุพันธ์ย่อยจะมีผลเฉลยในรูป  $H_x = H_x(y) \cos \omega t$  ซึ่ง  $H_x(y)$  คือ การเปลี่ยนแปลงของ  $H_x$  กับระยะทางในแนวแกน  $y$  ซึ่งสามารถเขียนสมการที่ (2.7) ใหม่ในรูปสมการเชิงซ้อนได้ดังนี้

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

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

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

เขียนเป็นใหม่ได้สมการ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

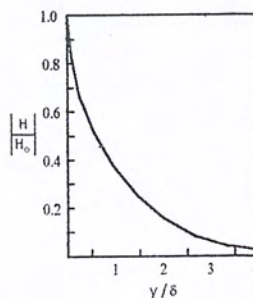
แต่  $\sqrt{2j} = \pm(1 + j)$  ดังนั้น

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

ใช้ค่าตอบเฉพาะส่วนจริง

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

จากผลเฉลยตามสมการที่ (2.16) พบว่าที่ผิวของเบ้าหลอม  $y = 0$  ;  $H_x = H_{om} \cos(\omega t)$  ตามเงื่อนไขที่สมมติไว้ และที่ระยะใด ๆ จากผิวของชิ้นงานในทิศทางแกน Y ขนาดของความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล และการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสที่ระยะใด ๆ จากผิวของเบ้าหลอมจะเป็นแบบถ่วงเมื่อเทียบกับมุมเฟสที่ผิวเป็นปริมาณ  $\alpha y = y/\delta$



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวเบ้าหลอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$E_z = \rho J_z \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.27)$$

$$I = \int_0^{\infty} J_z(y) dy(xl)$$

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

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

$$I = \frac{J_{om}}{\sqrt{2}\alpha} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.28)$$

ดังนั้น

จากผลเฉลยของสมการที่ (2.28) จะพบว่ากระแสรวมความยาวต่อหนึ่งความยาวจะมีมุมเฟสล่าหลังมุมเฟสของความหนาแน่นกระแสที่ผิวอยู่  $\frac{\pi}{4}$  แต่จาก

$$J_{om} = \alpha \sqrt{2} H_{om} \exp j \frac{\pi}{4} \quad (2.29)$$

แสดงว่า

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

$$I = H_{om} \exp(j\omega t) \quad (2.30)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริง

$$I = H_{om} \cos \omega t \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) จะเห็นว่ากระแสต่อหนึ่งความยาวมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ซึ่งสอดคล้องกับกฎฟาราเดย์ที่ว่า

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = I \quad (2.32)$$

$$H(xl) = I$$

หรือ

$$I = H_{om} \cos \omega t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่กล่าวมาเมื่อมีกระแสไหลในเบ้าลอมย่อมเกิดความร้อนขึ้น กำลังสูญเสียต่อ 1 ตารางเมตรที่ผิวเบ้าลอมจะมีค่า

$$P_s = \int_0^{\infty} \rho J_z^2(y) dy (xl)(xl) \quad (2.33)$$

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบในการหาค่ากำลังสูญเสียต่อหนึ่งพื้นที่ จึงต้องหาค่าเฉลี่ยกำลัง 1 คาบเวลาด้วยสมการที่ (2.33) จึงเป็น

$$P_s = \frac{\rho}{T} J_{om}^2 \int_0^T \int_0^{\infty} \exp(-2\rho y) \cos^2(\omega t - \alpha y) dy dt \quad (2.34)$$

$$P_s = \frac{\rho}{T} J_{om}^2 \int_0^{\infty} \exp(-2\alpha y) dy \quad (2.35)$$

$$P_s = \frac{\rho}{4\alpha} J_{om}^2$$

$$P_s = \frac{\rho \delta}{4} J_{om}^2$$

แต่จาก

$$|J_{om}| = \frac{\sqrt{2}|H_{om}|}{\delta} = \frac{2H_o}{\delta}$$

$$P_s = \frac{\rho}{\delta} H_o^2 \quad (2.36)$$

$$\frac{P_{sy}}{P_s} = 1 - \exp(-2\alpha y) \quad (2.37)$$

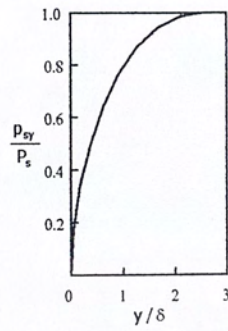
โดยที่  $H_o$  คือค่าอาร์เอ็มเอส ของ  $H_{om}$  ถ้าให้  $P_{sy}$  คือกำลังสูญเสียของเบ้าลอมจากผิวถึงระดับความลึก  $y$  สัดส่วนของ  $P_{sy}$  กับ  $P_s$  แสดงดังสมการที่ (2.37) และความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ  $P_{sy}$  กับ  $P_s$  กับสัดส่วนของระยะทางจากผิวและความลึกผิวแสดง ดังรูปที่ 2.8 จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก สามารถหาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมทั้งความยาวและค่าแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้าที่เกิดจากฟลักซ์สนามแม่เหล็กดังกล่าว ได้ดังนี้

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

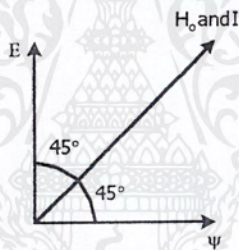
$$\phi = \text{Real} \left[ \mu H_{om} \int_0^{\infty} \exp(j\omega t - (1+j)y) dy \right] \quad (2.38)$$

$$\phi = \frac{\mu H_{om}}{\alpha \sqrt{2}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเข้าหาลอม



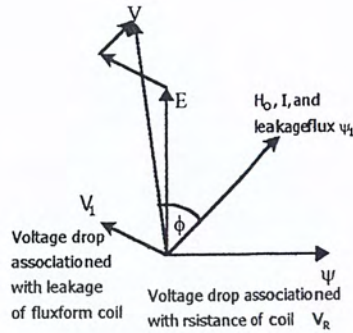
รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน

และจาก 
$$E = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.40)$$

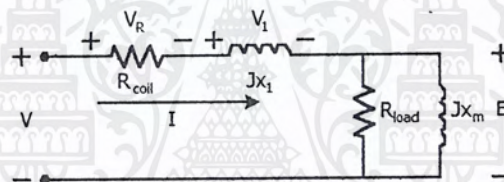
$$E = -\frac{\mu N}{\alpha \sqrt{2}} H_{om} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$$

$$E = \frac{\mu N H_{om} \omega}{\alpha \sqrt{2}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.39) และสมการที่ (2.41) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมจะเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก  $H_{om}$  และมุมเฟสจะล่าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่  $\pi/4$  และแรงดันที่เกิดขึ้นจะนำหน้ากระแสผลรวมอยู่  $\pi/4$  จากความสัมพันธ์ที่กล่าวสามารถนำไปเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูป 2.9 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะพบว่า ในกรณีที่เข้าหาลอมเป็นลักษณะอุดมคติ วงจรทางไฟฟ้าจะมีตัวประกอบกำลังเป็นแบบล่าหลังที่มีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนของจริง และส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลย์มีค่าเท่ากัน แต่ความเป็นจริงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบลดลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวเองอยู่แล้ว ทำให้เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 2.10 และสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของระบบได้ ดังรูปที่ 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน

จาก 
$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} \tag{2.42}$$

- โดยที่  $\delta$  คือค่าความลึกผิว  
 $\rho$  คือค่าความต้านทานจำเพาะ  
 $\mu$  คือค่าความซึมซาบของชิ้นงาน  
 $f$  คือค่าความถี่ที่ใช้งาน

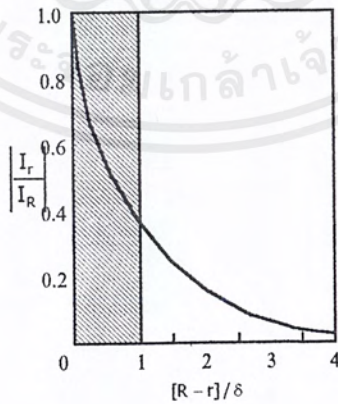
สำหรับชิ้นงานที่เป็นแท่งโลหะทรงกระบอกรัศมี  $R$  ให้

- $I_R$  คือค่ากระแสที่ผิวชิ้นงาน  
 $I_r$  คือค่ากระแสที่ระยะใด ๆ จากจุดศูนย์กลาง

ในกรณีที่สมมติว่า  $R$  ใหญ่กว่า  $\delta$  มาก ๆ แล้ว ความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_r$  กับ  $I_r$  จะเป็นดังนี้

$$I_r = I_R \exp\left[\frac{-(R-r)}{\delta}\right] \tag{2.43}$$

ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว

กระแสที่ไหลในเบ้าหลอมได้จากการอินทิเกรต กระแสที่รัศมีใด ๆ กับความลึกกระแสที่ได้ เอกสารนี้มีค่าเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟดังรูปที่ 2.12 แต่อย่างไรก็ตามพื้นที่ใต้กราฟดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับพื้นที่ที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงจลน์อีกนัยหนึ่งได้ว่าถึงแม้ว่ากระแสที่ไหลในเบ้าหลอมมีความสัมพันธ์กับระยะทางเป็นเอกซ์โพเนนเชียลแต่เหมือนกับว่ามีกระแสที่ขนาด  $I_R$  ไหลอยู่ที่ผิวเบ้าหลอมในระดับความลึก ถ้าเบ้าหลอมมีความยาว  $l_w$  แล้วมีความต้านทานสมมูลย์ที่กระแสที่ขนาด  $I_R$  ไหลผ่านจะมีค่า

$$R'_w = \frac{2\pi R \rho}{\delta l_w} \quad (2.44)$$

ถ้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีจำนวนรอบเท่ากับ  $N_C$  และมีกระแสไหลผ่านขดลวดเป็น  $I_C$  และมีกระแสไหลผ่านชิ้นงาน  $N_C I_C$  กำลังปรากฏที่ชิ้นงานจะมีค่า

$$P_w = \frac{2\pi R \rho}{\delta l_w} N_C^2 I_C^2 \quad (2.45)$$

ในกรณีที่  $R$  ไม่ได้มากกว่า  $\delta$  มาก ๆ แล้ว จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 l_m A_w P \quad (2.46)$$

ซึ่ง  $P$  เป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับ  $\frac{(2R)}{\delta}$  โดยมีความสัมพันธ์กัน ในการคำนวณกำลังความร้อนที่เกิดขึ้นที่เบ้าหลอมกำลังที่ได้จะขึ้นอยู่กับ ค่าความถี่ที่ใช้งาน ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กและคุณสมบัติของเบ้าหลอม ซึ่งหมายถึงขนาดและรูปร่าง รวมทั้งค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบของเบ้าหลอม เนื่องจากค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบมีผลต่อกำลังไฟฟ้าที่เบ้าหลอม จึงควรศึกษาว่าค่าเหล่านี้เปลี่ยนแปลงอย่างไร ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ หรือมีการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก แต่โดยทั่วไปความถี่จะไม่มีผลต่อค่าทั้งสองเท่าใดนัก

### 2.2.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบกับอุณหภูมิ และความเข้มสนามแม่เหล็ก

ความซึมซาบโลหะนั้นปกติจะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่สำหรับสารที่เป็นประเภทเฟอร์โรแมกเนติกความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก กับความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นเชิงเส้น แต่จะเป็นไปตามกราฟกระแสทำแม่เหล็ก จะพบว่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมกเนติกจะขึ้นอยู่กับความเข้มสนามแม่เหล็ก และระดับความอิ่มตัวของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กด้วยได้มีการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบของสารกับความเข้มสนามแม่เหล็ก ได้ผลเป็นที่

ยอมรับตามสมการที่ (2.47) นอกจากค่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมกเนติก ยังมีความสัมพันธ์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับอุณหภูมิด้วยกล่าวคือ ปกติค่าความซึมซาบของสารประเภทนี้จะค่อนข้างมีค่าคงที่กับอุณหภูมิ แต่ ถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุดอิ่มตัวค่าความซึมซาบของสารจะลดลงเป็นค่าความซึมซาบของสูญญากาศทันที มีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก สำหรับเหล็กผสมคาร์บอน 0.50% จะมีอุณหภูมิอิ่มตัวอยู่ที่ประมาณ  $760^{\circ}\text{C}$

$$\mu = \left( 1.43 * 10^6 \frac{B_s}{H_{om}} + 1 \right) \mu_0 \quad (2.47)$$

$B_s$  ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัว  
 $H_{om}$  ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด  
 $\mu_0$  ค่าความซึมซาบของสูญญากาศ

### 2.2.2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ

ค่าความต้านทานจำเพาะโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับสารที่เป็นชิ้นงาน โดยปกติสารมีเป็นพวกโลหะเมื่อมีอุณหภูมิสูงขึ้น ค่าความต้านทานจำเพาะจะเพิ่มขึ้นลักษณะเชิงเส้น ความสัมพันธ์ในลักษณะทั่วไปจะเป็นดังสมการที่ (2.48) โดย  $\rho_0$  คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิใด ๆ และ  $\rho_1$  คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิ  $\theta_1$  ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์  $\alpha$  ของ สารชนิดต่าง ๆ ในทางปฏิบัติจะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะเปลี่ยนแปลงไป

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

จะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ ในการคำนวณจึงอาจต้องหาค่าความต้านทานจำเพาะที่เป็นค่าความสมมูลย์ที่สามารถใช้แทนตลอดช่วงอุณหภูมิ โดยในการคำนวณค่าความต้านทานจำเพาะสมมูลย์ จะพิจารณาจากกำลังที่ชิ้นงาน เนื่องจากกำลังที่ชิ้นงานจะแปรตาม  $\sqrt{\rho}$  ถ้าให้ตัวแปรคงที่จะพิจารณาว่าค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงานจะแปรกับอุณหภูมิอย่างเชิงเส้น จะได้ว่า

Material	a	$\rho_{20^\circ\text{C}}$ ( $\Omega\text{m}$ )
Aluminium	$4.29 \cdot 10^{-3}$	$2.65 \cdot 10^{-8}$
Brass (65%Cu, 35%Zn)	$1.6 \cdot 10^{-3}$	$6.4 \cdot 10^{-8}$
Bronze (90%Cu, 11%Zn)	$1.86 \cdot 10^{-3}$	$3.9 \cdot 10^{-8}$
Copper	$3.93 \cdot 10^{-3}$	$1.72 \cdot 10^{-8}$
Pure Iron	$6.5 \cdot 10^{-3}$	$9.71 \cdot 10^{-8}$
Lead	$3.36 \cdot 10^{-3}$	$20.65 \cdot 10^{-8}$
Silver	$4.1 \cdot 10^{-3}$	$1.59 \cdot 10^{-8}$

ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ a และความต้านทานจำเพาะ  $\rho$  ที่  $20^\circ\text{C}$

$$\rho_\theta = \rho_1 + \left[ \frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} \right] (\rho_2 - \rho_1) \quad (2.49)$$

และ 
$$\frac{d\theta}{dt} = c\sqrt{\rho} \quad (2.50)$$

แทนสมการที่ (2.49) ลงในสมการที่ (2.50) จะได้

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{d\theta}{\sqrt{\rho + \frac{(\theta - \theta_1)(\rho_2 - \rho_1)}{(\theta_2 - \theta_1)}}} = \int_0^t c dt \quad (2.51)$$

$$t = \frac{2(\theta_2 - \theta_1)(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})}{c(\rho_2 - \rho_1)} \quad (2.52)$$

ถ้าสมมติให้ค่าความต้านทานจำเพาะมีค่าคงที่ มีค่าเป็น  $\rho_m$  ตลอดช่วงอุณหภูมิการใช้งานเมื่อแทนในสมการ (2.50) จะได้

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta = \int_0^t c\sqrt{\rho} dt \quad (2.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t = \frac{\theta_2 - \theta_1}{c\sqrt{\rho_m}} \quad (2.54)$$

จากสมการที่ (2.52) และสมการที่ (2.54) ได้ว่า

$$\rho_m = \frac{(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})^2}{4} \quad (2.55)$$

จากสมการที่ (2.55) ค่าความต้านทานสมมูลย์ที่ได้อาจจะใช้ได้กับโลหะบางประเภทที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิเป็นแบบเชิงเส้น แต่กับเหล็กและสารเฟอร์โรแมกเนติก อาจจะใช้ความต้านทานสมมูลย์ค่าดังกล่าว เพราะว่าค่าความต้านจำเพาะจะมีค่าความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ

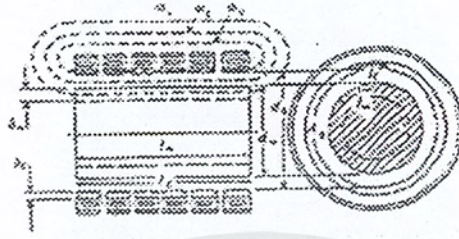
### 2.3 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

เนื่องจากขดลวดให้ความร้อนมีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกับหม้อแปลง โดยมีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเปรียบเสมือนขดปฐมภูมิ และเบ้าหลอมเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิ ที่มีจำนวนรอบเป็น 1 รอบ โดยที่วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน สามารถที่จะพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำในทางปฏิบัติสามารถที่จะวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้โดยใช้เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์นี้จะสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ได้ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลย์ของขดลวด เบ้าหลอมและชิ้นงาน

จากรูปที่ 2.13 ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของเบ้าหลอม คือ  $H_{Rm}$  และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านระบบประกอบด้วย

- $\phi_w$  ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านเบ้าหลอม
- $\phi_g$  ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านอากาศ
- $\phi_c$  ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แสดงในหัวข้อ 2.2 สามารถสรุปได้ว่า



รูปที่ 2.13 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านเบ้าลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 (I_m A_w) P \quad (2.56)$$

$$\phi_w = \mu H_{Rm} A_w (q - jP) = \mu_o \mu_r H_{Rm} A_w (q - jP) \quad (2.57)$$

$H_{Rm}$  ค่ายอดของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน ( $A m^{-1}$ )

$\phi_{wm}$  ค่ายอดฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงาน (Wb)

$I_m$  ความยาวชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)

$A_w$  พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน ( $m^2$ )

จากหัวข้อ 2.2 ถ้า  $\frac{d}{\delta} > 8$  แล้ว

$$p = \frac{2}{\left(1.23 + \frac{d}{\delta}\right)} \quad (2.58)$$

$$q = \frac{2}{\frac{d}{\delta}} \quad (2.59)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\phi_g$  คือ ค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ซึ่งปกติฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีเบ้าหอลมในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีเบ้าหอลมอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์ต้องผ่านจะลดลง นอกจากนี้ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ยังผล ให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเลวลงโดยปกติ

$$\phi_{gm} = \mu_o H_{Rm} A_g \quad (2.60)$$

โดยที่  $A_g$  คือพื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กต้องผ่านอากาศ

$\phi_c$  คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คดโค้งขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่เบ้าหอลม ตามปกติขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะสร้างจากทองแดงที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$\phi_{cm} = k_r \mu_o \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \quad (2.61)$$

$\delta_c$  คือความลึกที่เกิดในขดลวด และ  $k_r$  คือ Correction Factor ปกติจะมีค่าอยู่ระหว่าง 1 และ 1.5 โดยทั่วไปจะใช้ค่า 1.15

จาก  $\phi_{om} = \phi_{wm} \phi_{gm} \phi_{cm} \quad (2.62)$

จาก  $H_{on} = \frac{\sqrt{2} I_c N_c}{I_c} \quad (2.63)$

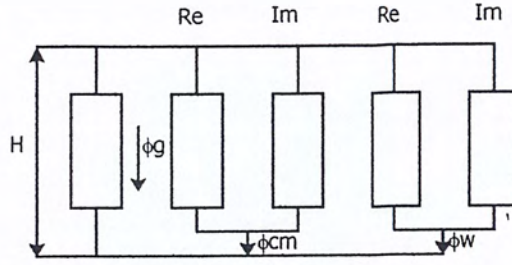
ให้  $E_c$  เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด

$$E_c = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_{om} \quad (2.64)$$

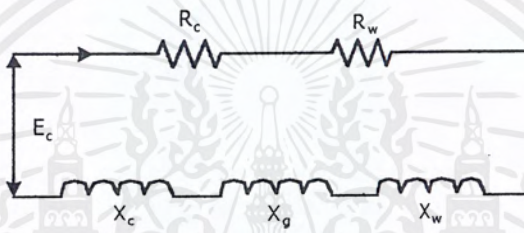
ได้ว่า

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_o}{I_o} N_c^2 I_c \left[ \left( \mu_r p A_w + k_r d_r \delta_c \frac{\pi}{2} \right) + j \left( A_g + \mu_r q A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (2.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลทางแม่เหล็ก



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

จากสมการฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถที่จะเขียนเป็นเส้นทางเดินของสนามแม่เหล็กได้ ดังรูปที่ 2.14 ส่วนรูปที่ 2.15 เป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ส่วนที่เป็นความต้านทานมาจากเบ้าหลอม และขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนที่เป็นความเหนี่ยวนำจากเบ้าหลอม ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และส่วนที่เป็นอากาศ ซึ่งอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์ได้

$$z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \tag{2.66}$$

ความต้านทานจากเบ้าหลอม  $R_w = K(\mu_r p A_w)$  (2.67)

ความต้านทานจากขดลวด  $R_c = \frac{K}{2}(k_r \pi d_c \delta_w)$  (2.68)

รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ  $X_g = K A_g$  (2.69)

รีแอกแตนซ์จากชิ้นงาน  $X_w = K(\mu_r q A_w)$  (2.70)

รีแอกแตนซ์จากขดลวด  $X_c = \frac{K}{2}(k_r \pi d_c \delta_c)$  (2.71)

โดยที่  $K = 2\pi f \mu_o \left( \frac{N_c^2}{I_c} \right)$  (2.72)

ค่าเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่สำคัญได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก  $\eta = \left[ \frac{R_w}{(R_c + R_w)} \right]$  (2.73)

ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก  $\cos\theta = \frac{R_w + R_c}{|Z|}$  (2.74)

โดยที่  $Z^2 = (R_w + R_c)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2$  (2.75)

กำลังงานที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก  $P_c = \frac{P_w}{\eta}$  (2.76)

กำลังที่ปรากฏที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก Coil  $VA = \frac{P}{\cos\theta}$  (2.77)

Coil  $VA = I_c^2 |Z|$  (2.78)

แรงดันต่อรอบที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก  $\frac{E_c}{N_c} = \frac{\text{Coil VA}}{\text{Total Ampere Turn}}$  (2.79)

จากที่กล่าวมาข้างต้นถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะได้ว่า

$$R_c = \pi \sqrt{\pi} k_r d_c \left[ \frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\rho_c \mu_o f} \quad (2.80)$$

โดยประมาณ  $R_w = 4 \sqrt{\pi} A_w \left[ \frac{N_c^2}{d_c I_c} \right] \sqrt{\rho_w \mu_w f}$  (2.81)

$$L_c = \frac{\sqrt{\pi}}{2} k_r d_c \left[ \frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\frac{\rho_c \mu_o}{f}} \quad (2.82)$$

โดยประมาณ  $L_w = \frac{2 A_w}{\sqrt{\pi} d_w} \left[ \frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\frac{\rho_w \mu_w}{f}}$  (2.83)

$$L_g = \mu_o \left[ \frac{N_c^2}{I_c} \right] A_w \quad (2.84)$$

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอม จะขึ้นกับลักษณะและขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและถ้าพิจารณาให้ขดลวดและเบ้าหลอมคงที่ สำหรับความต้านทานเนื่องจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และความถี่

ในกรณีของความเหนี่ยวนำเนื่องจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากแกนอากาศ พบว่าจะขึ้นกับลักษณะของขดลวด สร้างสนามแม่เหล็ก พื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็กคล้อยผ่าน โดยจะไม่มีความสัมพันธ์กับความถี่

ถ้าพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะพบว่าเป็นการยากที่จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของเบ้าลอมด้วย และจากที่กล่าวมาจากการคำนวณจะคิดว่าเป็นกรณีอุดมคติคือขดลวดมีความยาวมากๆ และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้อยผ่านช่องอากาศจะมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ซึ่งในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ค่าที่ได้อาจผิดไปจากความจริง เช่น ในกรณีฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้อยผ่านอากาศ จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสูตรที่ใช้ในการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดยจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่คล้อยผ่านอากาศ รูปที่ 2.16 แสดงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวนรอบเป็น  $N_c$  รอบ ซึ่งสูตรที่ใช้ในการคำนวณจะเป็นสูตรที่มีการปรับปรุงให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

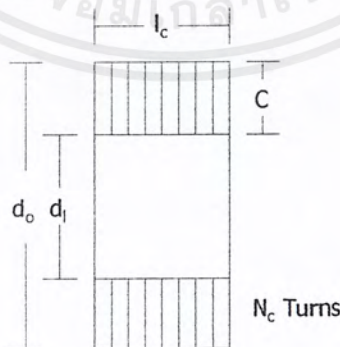
$$L_g = \lambda d N_c^2 (\mu H) \quad (2.85)$$

$$\lambda = \frac{0.1\pi^2}{\left\{0.45 + \gamma + \beta + \frac{2\gamma\beta(\gamma + l_c)}{3(\gamma + 2)}\right\}} \quad (2.86)$$

$$\gamma = \frac{l_c}{d} \quad (2.87)$$

$$\beta = \frac{C}{d} \quad (2.88)$$

$$d = \frac{(d_o + d_i)}{2} \quad (2.89)$$



รูปที่ 2.16 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน  $N_c$  รอบ

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำที่คำนวณได้นี้จะมีค่าความเหนี่ยวนำของช่องอากาศทั้งหมด ในกรณีที่ มีเบ้าลอมอาจต้องคูณด้วยค่าตัวประกอบ เพื่อให้เป็นเพียงพื้นที่ส่วนที่เป็นฟลักซ์คล้อยผ่านเท่านั้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

### หลักการรีโซแนนซ์

#### 3.1 บทนำ

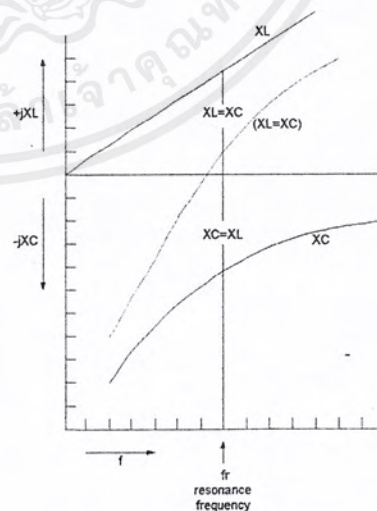
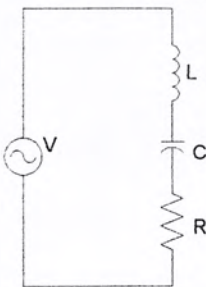
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า  $X_L$  จะเท่ากับ  $X_C$  เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุด นั่นคือ  $Z=R$  ในสภาวะเช่นนี้เราเรียกว่าอยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุดและเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้น

วงจรขนาน LC ก็สามารถทำให้อยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ได้เช่นกัน และ  $X_L$  จะเท่ากับ  $X_C$  ในขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุดและส่งผลให้กระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนในลูป (LOOP) ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้น วงจรสามารถปรับให้รีโซแนนซ์ได้โดยการปรับค่า L และ C

#### 3.1.1 อนุกรมรีโซแนนซ์

ผลของความถี่ที่มีต่ออิมพีแดนซ์ของวงจรอนุกรม RLC แสดงดังรูปที่ 2.18 ซึ่งมีค่าดังนี้

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



ก) วงจรอนุกรม RLC

ข)  $X_L, X_C$  เมื่อพล็อตกับความถี่

รูปที่ 3.1 การพล็อตค่า  $+jX_L$  และ  $-jX_C$  กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม RLC รีโซแนนซ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$I = \frac{V}{R} \quad (3.3)$$

จากรูป 3.2 จะพบว่ากราฟจะมีค่าต่ำเมื่อความถี่ในวงจรไม่อยู่ที่จุดรีโซแนนซ์

ที่ความถี่รีโซแนนซ์

$$X_L = 2\pi fC \quad (3.4)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (3.5)$$

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \quad (3.6)$$

ดังนั้น เมื่อ L มีหน่วยเป็นเฮนรี่ (henrys) , C มีหน่วยเป็นฟารัด (farads)  
F มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hertz)

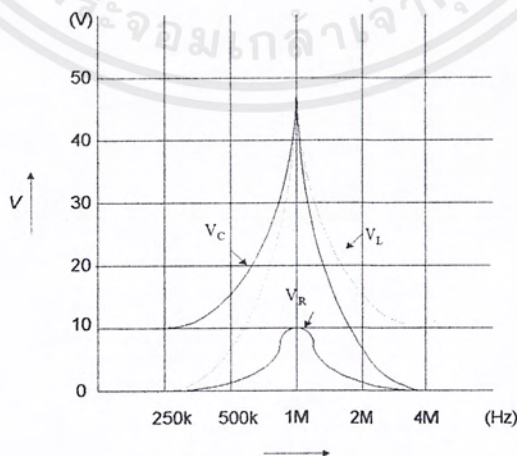
### 3.1.1.1 แรงดันที่จุดรีโซแนนซ์

แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานในวงจร LCR (รูปที่ 3.1 ก) จะมีค่าเท่ากับ  $I \times R$  และที่จุดรีโซแนนซ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังนี้

$$V_C = I X_C \quad (3.7)$$

$$V_L = I X_L \quad (3.8)$$

เมื่อนำค่า  $V_R$ ,  $V_C$  และ  $V_L$  มาพล็อตกราฟกับค่าความถี่จะพบว่า มีลักษณะคล้ายกับกราฟของกระแส กับความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.3

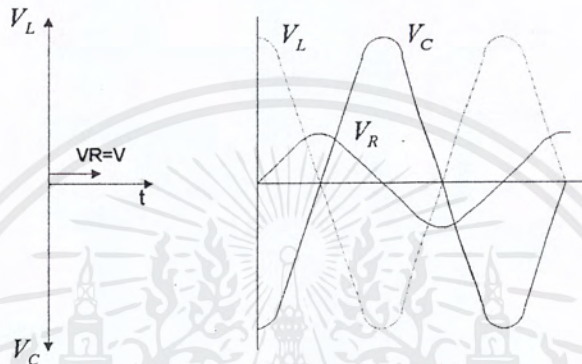


รูปที่ 3.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $V_R$ ,  $V_C$  และ  $V_L$  กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1.2 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L และ C

เมื่อเรานำรูปคลื่นของ  $V_R$ ,  $V_C$  และ  $V_L$  ที่จุดรีโซแนนซ์มาพล็อตดังรูปที่ 3.4 ก) จะพบว่า  $V_L$  จะกลับเฟสกัน 180 องศา ส่วน  $V_R$  จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ  $V_C$  และ  $V_L$  มีค่าเท่ากับศูนย์ จากที่กล่าวมานี้แสดงให้เห็นว่าจะมีการส่งผ่านพลังงานระหว่าง L กับ C กลับไปมา เมื่ออยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์อย่างไรก็ตามที่จุดรีโซแนนซ์จะไม่มีการสะสมพลังงาน



ก) รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรม ข) รูปคลื่นแรงดัน  $V_R, V_C$  และ  $V_L$  ของวงจร LCR รีโซแนนซ์ ที่จุดรีโซแนนซ์  
รูปที่ 3.4 รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร LCR รีโซแนนซ์

### 3.1.1.3 Q แฟกเตอร์ของวงจรอนุกรม 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) ของวงจรรีโซแนนซ์หรือ ค่า Q แฟกเตอร์นั่นเอง

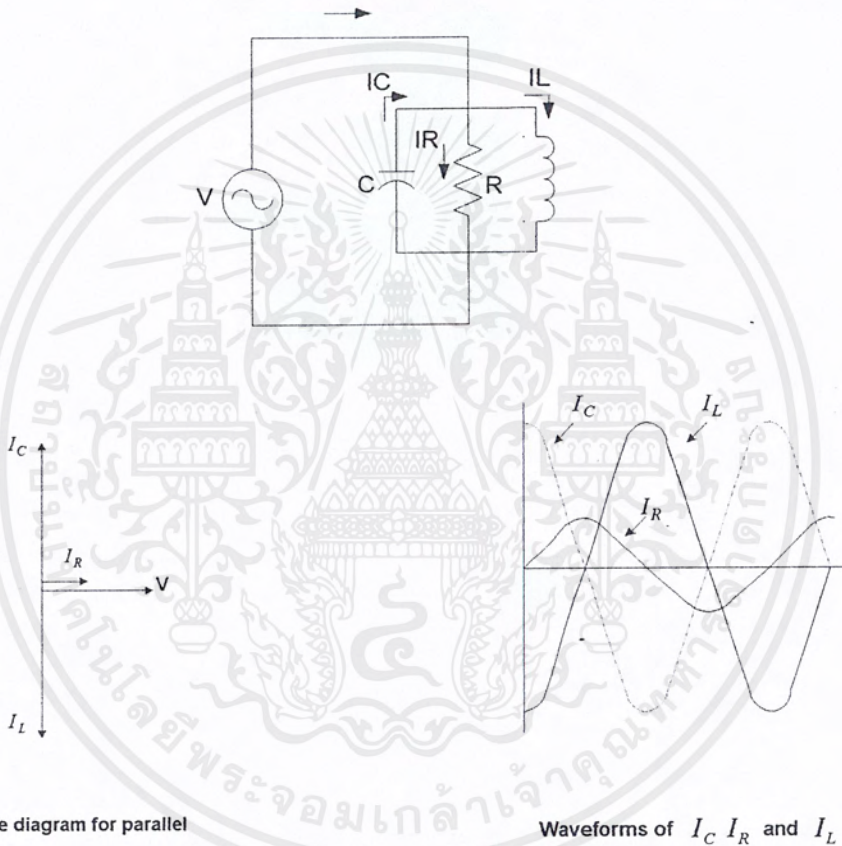
$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{3.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2 รีโชนนซ์ขนาน

วงจรรีโชนนซ์ขนานแสดงไว้ดังรูป ค่าแอดมิตแตนซ์ (admittance) ของวงจรมีค่า

$$Y = \frac{1}{R} - j\frac{1}{X_L} + j\frac{1}{X_C} \quad (3.14)$$



รูปที่ 3.5 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรม รูปคลื่น ของกระแส  
ที่จุดรีโชนนซ์ของวงจร LCR ขนาน

ถ้าปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไปจนกระทั่ง  $X_L$  และ  $X_C$  มีค่าเท่ากันค่าแอดมิตแตนซ์จะมีค่า

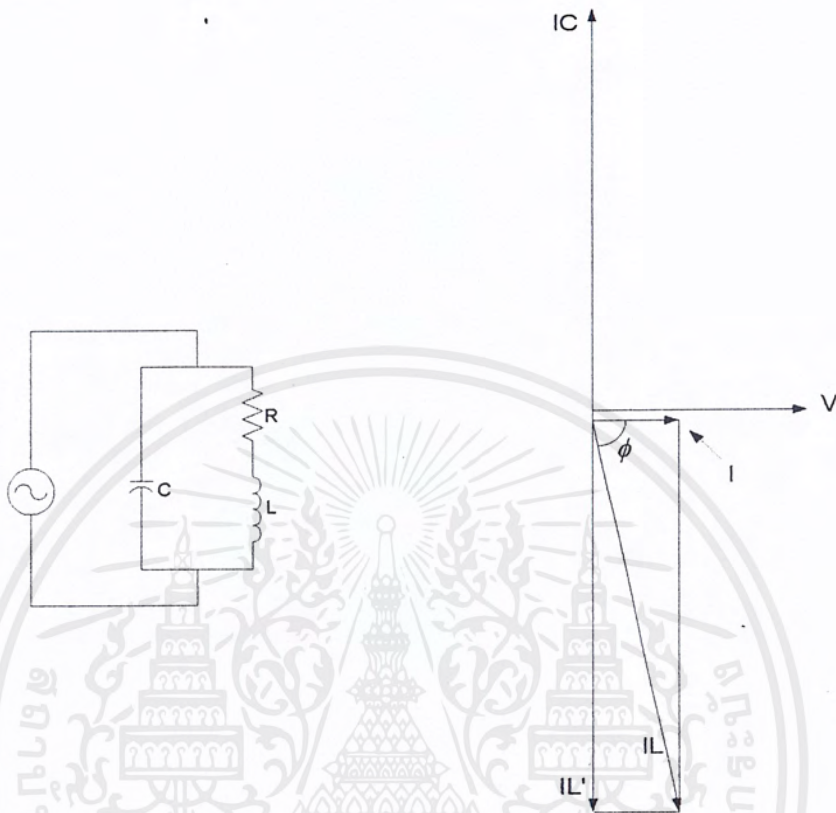
$$Y = \frac{1}{R_p} \quad (3.15)$$

และค่าอิมพีแดนซ์มีค่า  $Z=R_p$

กระแสจากแหล่งจ่ายมีค่า

$$I = \frac{V}{R_p} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรปฏิกิริยาของการต่อแบบ LCR ขนาน

กระแสที่ไหลผ่าน R จะมีมุมอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย กระแสที่ไหลผ่าน L จะล่าหลังแรงดันไป 90 องศา ส่วนกระแสที่ไหลผ่าน C จะนำหน้าแรงดันอยู่ 90 องศา ดังแสดงไว้ในรูปนั้น คือมีการส่งผ่านพลังงานกลับไปมาระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

เนื่องจากในความเป็นจริงในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าความต้านทานรวมอยู่ด้วยโดยทั่วไปที่ตัวเก็บประจุมีความต้านทานอยู่น้อยมากจึงเขียนเป็นวงจรสมมุติได้ดังรูปที่ 3.6

ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรสมมุติมีค่า

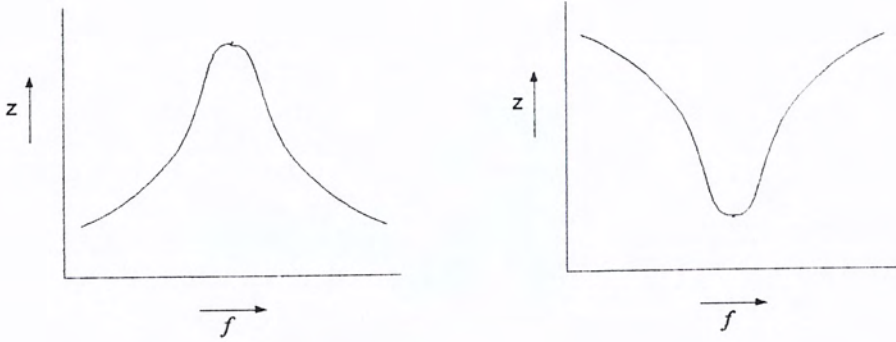
$$Y = \frac{1}{R_L + jX_L} + \frac{1}{jX_C} \quad (3.17)$$

ที่จุดรีโซแนนซ์

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \quad (3.18)$$

$$Z = \frac{L}{CR_L} \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) ค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่

ข) ค่ากระแสกับความถี่

รูปที่ 3.7 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่

จากกราฟรูปที่ 3.7 จะพบว่าวงจรขนาน LC จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่รีโซแนนซ์

### 3.1.2.1 Q แฟกเตอร์ของวงจรขนาน RLC

จากรูปที่ 3.5 จะพบว่าผลรวมของกระแสที่ไหลในวงจร (I) จากแหล่งจ่ายที่ความถี่รีโซแนนซ์นั้น จะอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย (V) I จะมีค่าน้อยกว่า  $I_C$  และ  $I_L$  หลายเท่า ดังนั้นในวงจรขนานรีโซแนนซ์ LC จะมีค่าการขยายกระแส ค่า Q แฟกเตอร์คือค่าอัตราส่วนของ  $I_L$  หรือ  $I_C$  ต่อค่ากระแสจากแหล่งจ่าย (I)

ความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์

จากค่า

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \quad (3.20)$$

ดังนั้น

$$X_C \approx X_L \quad (3.21)$$

ซึ่งค่าความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์สำหรับวงจรขนาน LC เมื่อ  $Q > 10$  คือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.22)$$

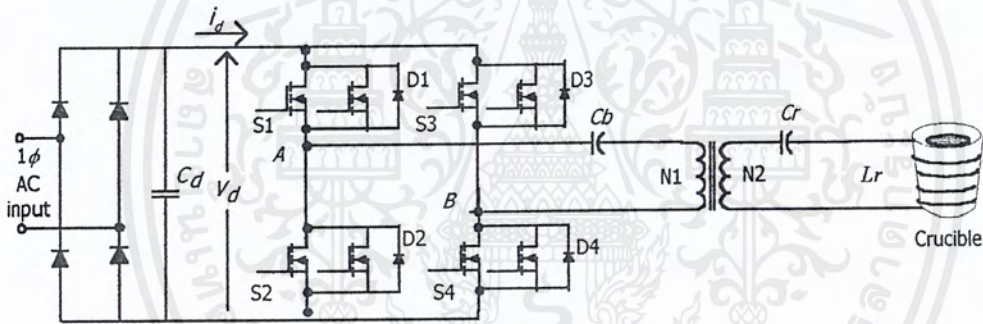
ในกรณีที่  $Q < 10$  ความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์จะมีค่า

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR_L^2}{L}} \quad (3.23)$$

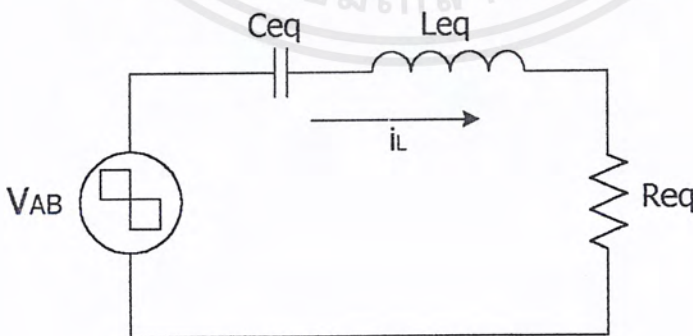
จากรูปที่ 3.7 จะพบว่าวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานทางปฏิบัติ นั้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุด และกระแสมีค่าสูงสุดที่ความถี่รีโซแนนซ์

จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าการทำงานที่จตุรีโซแนนซ์จะให้ค่ากำลังที่สูงที่สุด ( $P_{max}$ ) เนื่องจากว่าจะให้ค่ากระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำได้สูงสุดซึ่งจำเป็นอย่างยิ่งต่อการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนในเบ้าหลอมเพื่อทำให้เกิดความร้อนสำหรับการหลอมให้ได้มากที่สุดจนสามารถหลอมชิ้นงานหรือใช้เวลาในการหลอมให้ได้น้อยที่สุดซึ่งสามารถทำได้โดยการทำให้ความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์และความถี่ของวงจรตรงส่วนโหลดมีค่าตรงกัน โดยที่ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำในวงจรจะมาจากผลของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก , เบ้าหลอมและชิ้นงาน ส่วนตัวเก็บประจุที่ใส่เพิ่มเข้าไปก็เพื่อปรับปรุค่าตัวประกอบกำลังของวงจรให้ดีขึ้น

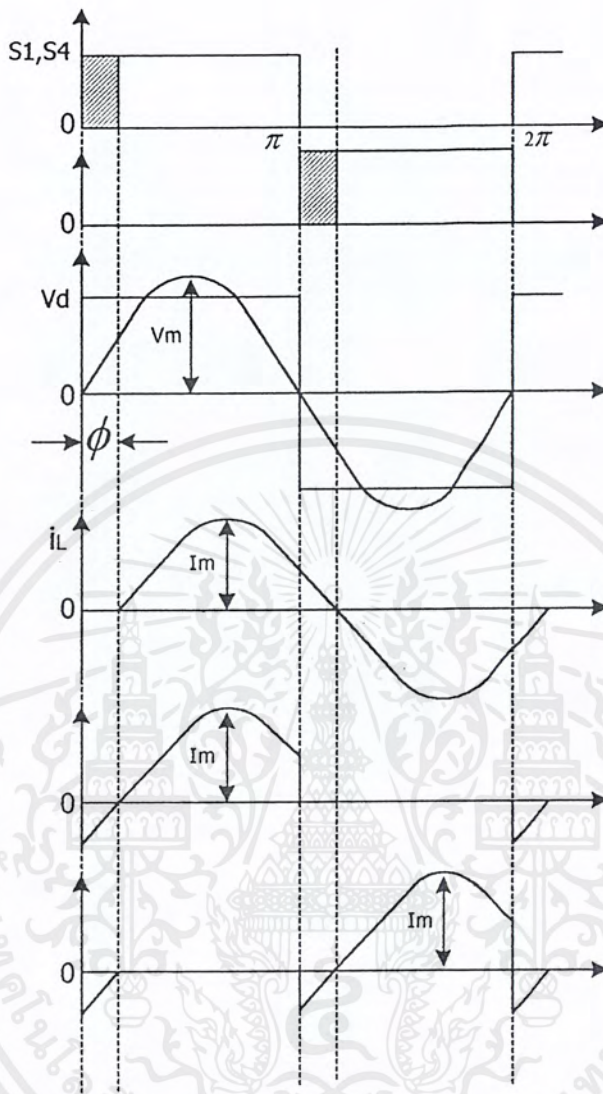
### 3.2 หลักการวิเคราะห์วงจรสมมูลยอนุกรมรีโซแนนซ์ของเครื่องหลอม



รูปที่ 3.8 ระบบของเครื่องหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูล



รูปที่ 3.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเมื่อความถี่ของการทำงานสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์

โครงสร้างของระบบชุดหม้อแปลงเหนี่ยวนำความถี่สูง แสดงดังรูปที่ 3.8 โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สวิตช์ จะสลับการทำงานกันเป็นคู่ คือ สวิตช์ S1 และ S4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส S2 และ S3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะสลับกันอย่างนี้เรื่อยไป และจะมีค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็น  $V_d$  ส่วนไดโอดทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด (Comutating Diode) ให้กับวงจรถวาย และเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรที่แรงดันอินพุทของวงจรถวาย เนื่องจากการนำกระแสพร้อมกันของ สวิตช์ที่กึ่งเดียวกัน (S1 กับ S2 และ S3 กับ S4) ดังนั้นจึงต้องมีการกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead Time ;  $t_d$ ) ที่สัญญาณเกต ส่วนจุดการทำงานจะเลือกให้มีความถี่สวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งจะทำให้กระแสไหล ( $i_L$ ) ถัดหลังแรงดันเอาต์พุท ( $V_{AB}$ ) เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหา Reverse Recovery ของไดโอด โดยคุณลักษณะการทำงานได้จากรูปที่ 3.10 และ

แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรยังให้การสูญเสียในการสวิตช์ต่ำ (Switching loss) เนื่องจากการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (Zero voltage switching ; ZVS)

จากรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10 แรงดันอินพุทของวงจรโซแนนซ์อนุกรม จะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ( $V_{AB}$ ) และมี quality factor ;  $Q$  ของวงจรเรโซแนนซ์สูง ( $Q \geq 2.5$ ) ทำให้กระแสไหลคเป็นรูปคลื่นไซน์ ซึ่งสามารถวิเคราะห์วงจรทั้งระบบได้ดังนี้

สำหรับองค์ประกอบพินคามาเมนทอลของแรงดันเอาต์พุท  $V_{AB}$  สามารถวิเคราะห์ได้โดยการแตกอนุกรมฟูเรียร์จะได้ดังสมการ

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

โดยที่ 
$$V_m = \frac{4V_d}{\pi} \approx 1.273V_d \quad (3.24)$$

และสามารถหากระแสไหลค ( $i_L$ ) ได้ดังนี้

$$i_L = I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (3.25)$$

โดยที่ 
$$I_m = \frac{V_m}{|Z_{eq}|}$$

อิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ ( $Z_{eq}$ )

$$\begin{aligned} Z_{eq} &= R_{eq} + j \left( \omega L_{eq} - \frac{1}{\omega C_{eq}} \right) \\ &= R_{eq} \sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right]^2} \angle \phi \end{aligned} \quad (3.26)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

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

$$\omega \quad : \text{switching frequency}$$

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

$$Q = \frac{\omega_r L_{eq}}{R_{eq}} \quad : \text{quality factor}$$

ดังนั้นจะได้

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

ดังนั้น จะได้อัตราที่พุดที่จ่ายให้กับโหลดคือ

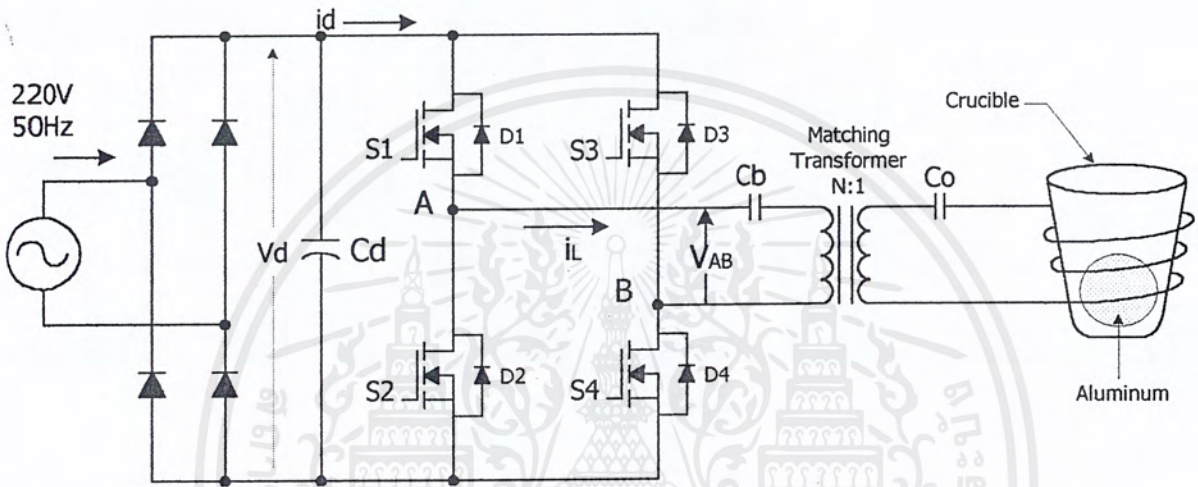
$$P_{out} = \frac{I_m^2 R_{eq}}{2} = \frac{8V_d^2}{\pi^2 R_{eq} \left[ 1 + Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right)^2 \right]} \quad (3.29)$$

จากสมการ (3.24) จะเห็นได้ว่าที่  $\omega = \omega_0$  ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์  $Z = R_{eq}$  ซึ่งที่ความถี่นี้มุมเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำได้กำลังไฟฟ้าสูงสุดและจากที่กล่าวมาแล้วว่าค่าพารามิเตอร์ของวงจรจะขึ้นอยู่กับหลายตัวแปรโดยชนิดของเบ้าและขนาดของชิ้นงานก็เป็นตัวแปรหนึ่ง

## บทที่ 4

## โครงสร้างของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

โครงสร้างพื้นฐานของวงจรเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำแสดงดังรูป



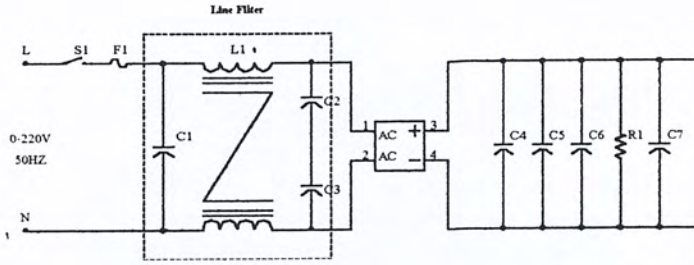
รูปที่ 4.1 แสดง โครงสร้างพื้นฐานของวงจรเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

จากรูปของวงจรประกอบด้วยส่วนประกอบ 5 ส่วนคือ

1. วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุต (Rectifier & Filter)
2. วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)
3. วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์
4. หม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)
4. โหลดรีโซแนนซ์ (Load Resonant)

#### 4.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุตจะใช้ตัวเก็บประจุกรองกระแสไฟตรงให้เรียบ



รูปที่ 4.2 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน

4.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

1. ค่ากระแสกระชาก  $I_{fsm}$  (Maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ดังนั้นการเลือกบริดจ์ไดโอดจะต้องให้มีความอดทนกระแสกระชากประมาณ 20-30 เท่าของพิกัดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง

2. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูก ไบแอสตรง  $I_{fm}$  (Average Forward Current)

ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจร เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

3. อัตราทนแรงดัน ไบแอสกลับสูงสุด  $V_{mm}$

อัตราทนแรงดัน ไบแอสกลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุด ( $V_{peak}$ ) ของแรงดันไฟสลับทางด้านอินพุท และต้องมีการเผื่อค่าไว้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับด้วยเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

4.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟจากบริดจ์ให้เรียบร้อมมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอดตามที่อินเวอร์เตอร์ต้องการโดยลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยการชาร์จและการคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$C_{filter} = \frac{I_o t_{on(max)}}{V_r} \tag{4.1}$$

โดย  $I_o$  คือกระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส(แอมแปร์)

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

$V_r$  คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส ( $V_{p-p}$ )

จากสมการ (4.1) เมื่อ  $C$  มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระแสเพื่่อมมีค่าน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลกับการกระแสเพื่่อม (Ripple Voltage) ของแรงดันไฟตรงได้โดยปกติการออกแบบสวิทซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระแสเพื่่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต

#### 4.1.3 ไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter)

ไลน์ฟิลเตอร์ใช้ในการป้องกัน การรบกวนของคลื่นวิทยุ (Radio Frequency Interference – RFI) และการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference – EMI) เพื่อเสถียรภาพในการใช้งาน

## 4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์

### 4.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฟลูบริดจ์(full-bridge)ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นไฟสลับความถี่สูงโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟต(Power Mosfet) โดยการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานสลับกันเป็นคู่ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา คือ Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาแรกและเมื่อหยุดนำกระแส Q2 และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะทำงานสลับกันไปอย่างนี้เรื่อยๆ

ส่วนไดโอดที่คร่อมเพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่ฟรีวีลลิ่ง(Free Wheeling) คือขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต Q1 และ Q4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดปฐมภูมิจะมีการกลับขั้วแรงดันทำให้ไดโอด D1 และ D4 อยู่ในลักษณะไบอัสตรงและมีกระแสส่วนหนึ่งไหลออกจากขดปฐมภูมิซึ่งเป็นคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสส่วนนี้ไหลเข้ามอสเฟตโดยกระแสส่วนนี้จะไหลย้อนกลับเข้ามอสเฟตอาจทำให้มอสเฟตเสียหาย จึงต้องมีไดโอดเป็นทางผ่านของกระแสซึ่งมอสเฟตเบอร์ IRFP 460 ที่ใช้สร้างชุดอินเวอร์เตอร์มีไดโอดอยู่ในแล้ว

มอสเฟตกำลังหรือเพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์เพาเวอร์เซมิคอนดักเตอร์ ที่มีขนาดกำลังต่ำ แต่มีความสามารถในการสวิทซ์ที่ความถี่สูงๆ ได้ดี มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ชนิดที่ควบคุมการทำงานด้วยแรงดัน (Voltage Controlled) โดยจะต้องมีศักดาไฟฟ้าตกคร่อมที่ขาเกต (gate) และซอร์ส (source) เพื่อที่จะสร้างสัญญาณกระแสที่ขาเดรน (drain) เนื่องจากขาเกตถูกแยกจากขาซอร์สโดยชั้นซิลิกอนออกไซด์ (Silicon oxide) จึงเปรียบเสมือนมีค่าตัวเก็บประจุ  $C$  อยู่ ที่ทางด้านอินพุต เราจึงกล่าวได้ว่ามอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่มี High Impedance

การหยุดการทำงานของมอสเฟตไม่จำเป็นต้องทำการรีเวิร์สกระแสเพราะมอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภท Majority carrier semiconductor มันจะเริ่มหยุดนำกระแสทันทีที่ไม่มีศักดาไฟฟ้าที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาเกทและซอร์ส ดังนั้นการหยุดนำกระแสของมอสเฟตจึงขึ้นอยู่กับค่าศักดาไฟฟ้าที่เกทและซอร์ส การกำหนดค่าเวลาเพื่อ  $t_D$  สำหรับฟลูบริคอินเวอร์เตอร์ เมื่อพิจารณาจากวงจรจะพบว่า Q1 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุทและมอสเฟต อาจพึงเสียดายได้ ดังนั้นการกำหนดค่าเวลาเพื่อ  $t_D$  จึงมีความจำเป็น โดยปกติมักจะกำหนดค่าเวลาเพื่อ  $t_D$  ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

$$t_{on(max)} = 0.4T \quad (4.2)$$

### 4.3 ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์

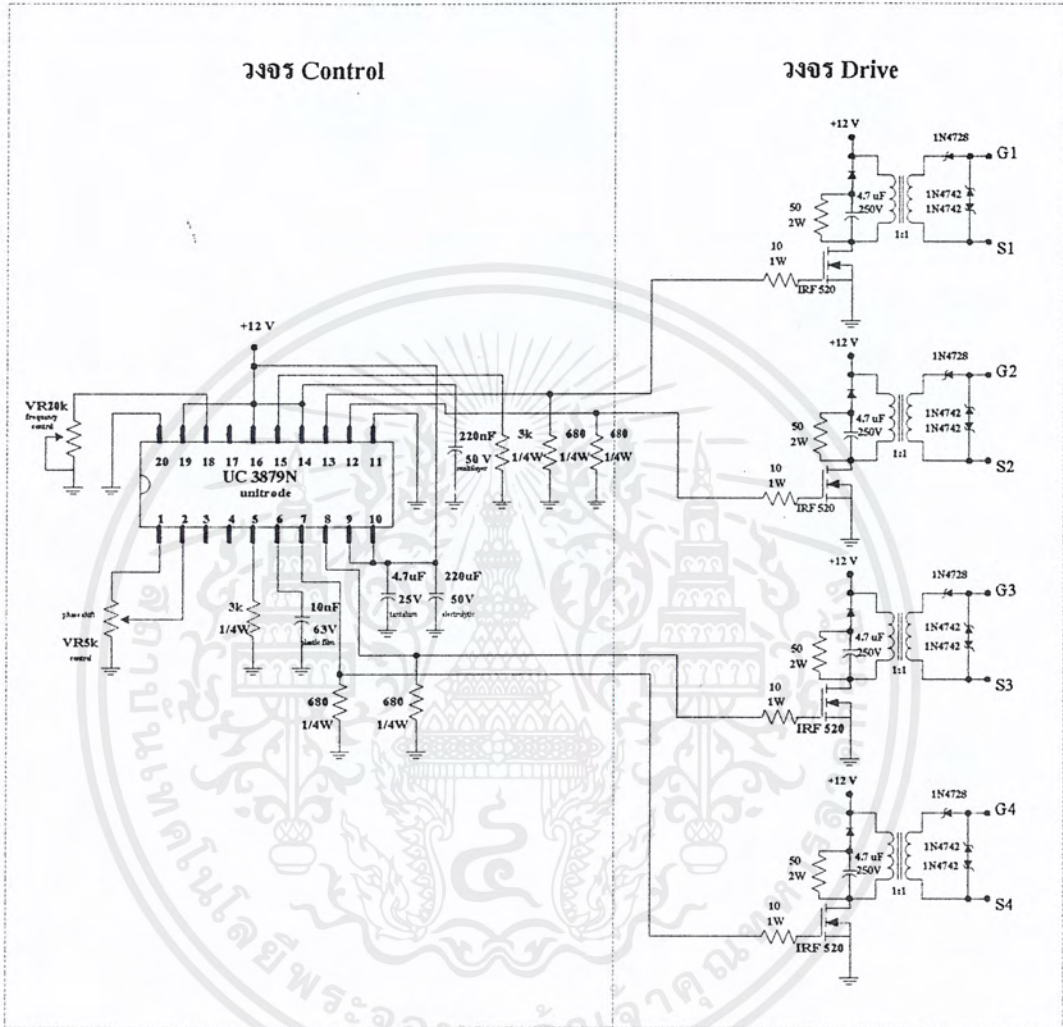
#### 4.3.1 วงจรควบคุม (Control Circuit)

วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปใช้ในการขับขาเกทของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยเราใช้ ไอซีเบอร์ UC 3879N เป็นไอซี 20 ขาในการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถเลือกโหมดการทำงานได้ คือเป็นโหมดแรงดันควบคุมและโหมดกระแสควบคุม โดยจะให้สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมออกมา 2 ชุด ที่มีเฟสตรงข้ามกัน ซึ่งไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และเฟสชิฟ การควบคุมความถี่สามารถปรับได้โดยปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 18 และที่ขา 6 เป็นขาที่กำหนดเวลาในการชอฟท์สตาร์ท (soft start) คือเมื่อนำตัวเก็บประจุมาต่อที่ขานี้ลงไปยังกราวด์จะเป็นการกำหนดช่วงเวลาในการชอฟท์สตาร์ท และการปรับเฟสชิฟสามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 2 โดยปรับได้ตั้งแต่มุม 0-180°

#### 4.3.2 วงจรขับ (Drive Circuit)

สัญญาณพัลส์ที่ได้จากชุดควบคุมจะนำมาต่อเข้ากับวงจรชุดขับ โดยวงจรชุดขับนี้เราจะใช้ หม้อแปลง แยกกราวด์เพื่อแยกกราวด์ของสัญญาณทั้งสี่สัญญาณจากชุดควบคุมให้เป็นอิสระต่อกัน และมีชุดสแน็บเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันสไปร์ของแรงดัน

วงจรควบคุมและวงจรถักับสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3



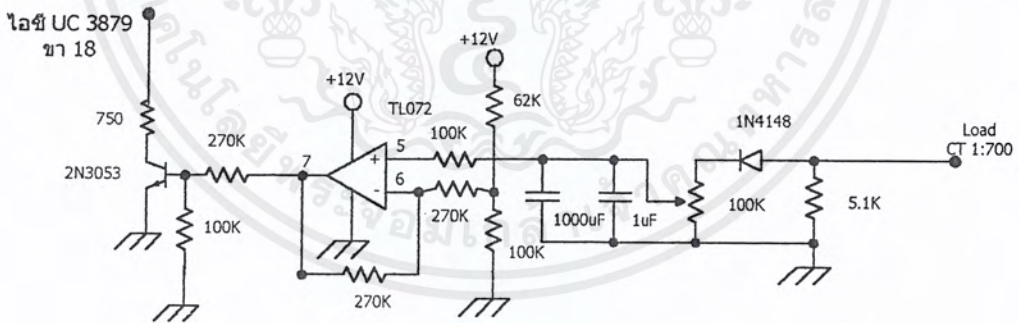
รูปที่ 4.3 รูปวงจรถักับอินเวอร์เตอร์

จะเห็นว่าในวงจรจะมีวงจรถักับเบอร์ต่ออยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทั้งสอง ทั้งนี้เพื่อป้องกันแรงดันเกินหรือแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะที่ Q1, Q2, Q3, และ Q4 หยุดนำกระแส (OFF) ไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของตัวมัน โดยมีหลักการทำงานดังนี้ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส นั้น ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุด้วยค่าแรงดันสไปค์ ซึ่งเป็นผลรวมของแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงกับพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแผ่งของหม้อแปลงขณะนำกระแสรวมกัน โดยที่ตัวต้านทาน R ที่ต่อขนานกับ C จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ ซึ่งจะทำให้ค่าแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะหยุดนำกระแส ถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัว C เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อแรงดันสไปค์มีค่าลดลงตัว C ก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R เพราะฉะนั้นแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมตัวเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสจึงมีค่าลดลงจนเกือบเท่าแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลง นอกจากนี้ยังสามารถต่อวงจรสับเบอร์ดรัมที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อลดกำลังสูญเสียในรูปความร้อนขณะเปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะขณะเริ่มหยุดนำกระแส โดยจะควบคุมแรงดัน Vds ของตัวเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านตัวมันลดลง แต่เนื่องจากในวงจรกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะมีค่าน้อย ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องต่อวงจรสับเบอร์ดรัมที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟต

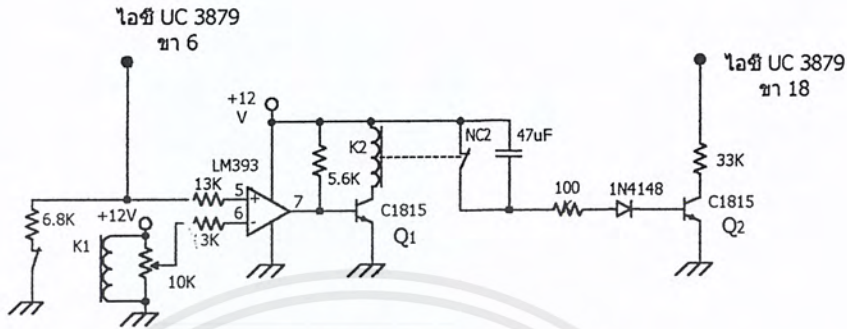
### 4.3.3 วงจรควบคุมแบบป้อนกลับ (feedback control)

หลักการการทำงานของวงจรควบคุมแบบป้อนกลับคือใช้หม้อแปลงกระแส(Current Transformer) แปลงกระแสที่ออกจากเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำมาป้อนเข้าสู่ตัววงจรควบคุม โดยสัญญาณที่ได้เป็นกระแสสลับ ก่อนเข้าสู่ตัววงจรแปลงกระแสแบบฮาลไฟบริคส์ ผ่านวงจรกรองหรือฟิลเตอร์ให้สัญญาณเรียบ ไปเป็นสัญญาณอินพุตเข้าวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ตั้งไว้ที่ค่าความต้านทานที่ขา 6 ซึ่งจะให้มีสัญญาณเอาต์พุตออกไป ทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสจึงนำสัญญาณที่ได้ไปเข้าไอซีขา 18 เป็นวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ทำการปรับความถี่เพื่อรักษาระดับพิกัดกระแสให้คงที่



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ

#### 4.3.4 วงจรซอฟต์แวร์สตาร์ท (Soft Start)



รูปที่ 4.5 วงจรซอฟต์แวร์สตาร์ท

การทำงานของวงจรคือจะทำการสตาร์ทที่ความถี่สูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์มากๆทำให้กระแสขณะเริ่มสตาร์ทมีค่าต่ำ และความถี่จะลดลงเรื่อยๆจนถึงค่าความถี่ที่ใช้งานซึ่งหลักการทำงานของวงจรซอฟต์แวร์สตาร์ทมีขั้นตอนดังนี้ เมื่อเริ่มสตาร์ททรานซิสเตอร์ Q2 ทำงาน ซึ่งจะทำให้เครื่องเริ่มทำงานที่ความถี่สูง ในขณะที่ตัวคาปาซิเตอร์ที่ขา 6 จะได้รับการชาร์จประจุจากกระแสแรงดัน 0-4.8 V ซึ่งกระแสแรงดันนี้มีค่าสูงกว่ากระแสแรงดันอ้างอิงจึงมีผลให้ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงานทำให้อคอนแทคเตอร์ NC2 ของ K2 เปิดวงจร กระแสที่ไหลเข้าขาเบสของ Q2 มีค่าลดลง ทำให้ความต้านทานรวมที่ขา 18 (Rt) มีค่าเพิ่มขึ้นตามอัตรากระแสที่ลดลงของขาเบส ทำให้ Q2 หยุดทำงาน วงจรก็จะทำงานที่ความถี่สวิทช์หรือความถี่ที่ใช้งาน

## 4.4 หม้อแปลงความถี่สูง

### 4.4.1 ลักษณะแกนที่ใช้

หม้อแปลงความถี่สูงใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะมีจุดอิมิตัวของฟลักซ์แม่เหล็กสูงและเกิดการสูญเสียค่าที่ความถี่สูงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจากชุดอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ซึ่งในการเลือกต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน ซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดไพรมารีและขนาดของแกนดังแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\Delta B = \frac{V * t}{N_p * A_e} * 10^8 \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $\Delta B$  คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (เกาส์)

$V$  คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟปฐมารี (V)

$N_p$  คือ ค่าจำนวนรอบของขดไฟปฐมารี (รอบ)

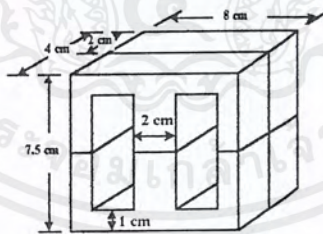
$A_c$  คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

$t$  คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น (วินาที)

จากสมการ (4.3) พบว่าถ้าจำนวนรอบของขดไฟปฐมารีมีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไฟปฐมารี จะทำให้ลวดทองแดงมีขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูง การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าขนาดแกนเฟอร์ไรต์มีขนาดเล็กเกินไปขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน ซึ่งในการทดลองไม่สามารถหาซื้อแกนที่มีกำลังวัตต์ที่ต้องการได้ในท้องตลาด ดังนั้นจึงใช้ขนาดแกนที่หาซื้อได้ คือ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 80 สองคู่แล้วนำมาประกบกันเพื่อเพิ่มกำลังวัตต์ให้สูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.6

#### 4.4.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งทำให้แกนร้อน มีสาเหตุมาจากการสูญเสียที่เกิดจากลักษณะของฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเดินกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ซึ่งความสูญเสียจะมีค่าขึ้นอยู่กับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน และอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ EE 80 สองคู่นำมาประกบกัน

#### 4.4.3 ขดลวดทองแดง

ส่วนขดลวดที่ใช้พันเนื่องจากทำงานที่ความถี่สูงกระแสจะไหลเฉพาะที่บริเวณผิวซึ่งเป็นผลของปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง เป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนรอบผิวลดลงและเกิดการสูญเสียมากขึ้น ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มความหนาแน่นของกระแสไหลวน จึงมีการใช้สายตีเกลียวรวมกันให้มีค่าเท่ากับพื้นที่หน้าตัดเดิมของขดลวด

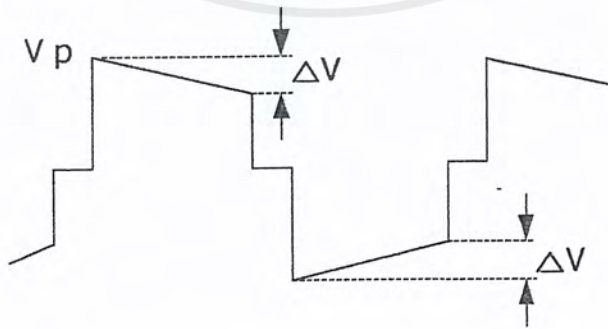
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4.4 ตัวเก็บประจุล้อยก $C_b$

ตัวเก็บประจุล้อยก  $C_b$  ทำหน้าที่หลักคือป้องกันการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะวงจรทำงาน โดยการต่อตัวเก็บประจุล้อยก  $C_b$  คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้  $C_b$  มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไพรมารี  $N_p$  ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q1 กับ Q4 และ Q2 กับ Q3 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ  $C_b$  ใช้เวลาไม่เท่ากัน นั่นคือหากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน  $C_b$  ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน  $C_b$  จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นอย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุล้อยกคั่นเข้ามาในวงจรจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดันเนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม  $C_b$  นั่นเอง และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุทซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า  $C_b$  ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำสุด การกำหนดค่าของ  $C_b$  สามารถทำได้ดังนี้

$$C_b = \frac{I_{p(pk)}(0.4T)}{\Delta V} \quad (4.4)$$

เมื่อ  $I_{p(pk)}$  คือค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี  
 $\Delta V$  คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ  $V_{in}/2$ )  
 $T$  คือค่าคาบเวลาของการทำงานของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.7 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี

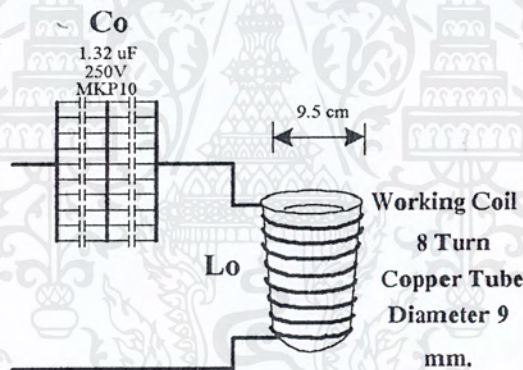
เมื่อต่อตัวเก็บประจุล้อยก  $C_b$  คั่นเข้ามาในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 โหลดรีโซแนนซ์

โหลดรีโซแนนซ์จะประกอบด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง  $C_0$  ขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ในโครงงานนี้จะใช้ท่อทองแดงขนาด 3 หุน เบอร์ 22 ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 9 มม. นำมาขดเป็นวงกลมรอบเบ้าหลอม ซึ่งเบ้าหลอมที่นำมาใช้เป็นขนาด A2 มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 9.5 ซม. สูง 11.5 ซม. และทำมาจากสารกราฟไฟต์ซึ่งทนอุณหภูมิสูงสุดได้ไม่เกิน 700 องศาเซลเซียส โดยจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำนั้นในโครงงานนี้เราจะทำการทดสอบที่จำนวนรอบต่างๆเพื่อหาจำนวนรอบที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดกำลังสูงสุด

ตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง  $C_0$  จะต้องเลือกใช้งานได้ที่ความถี่สูง ทนแรงดันได้สูง และจะต้องมีความต้านทานอนุกรมสมมูลย์ต่ำด้วยในโครงงานนี้ใช้คาปาซิเตอร์ชนิดโพลีโพรไพลีน MKP10 โดยในการต่อตัวเก็บประจุเราจะต่ออนุกรมกับขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีข้อดีคือวงจรที่ขั้วออกของแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นวงจร RLC อนุกรมซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์ห้วงจร



รูปที่ 4.8 แสดง โหลด RLC อนุกรม

## บทที่ 5

### ผลการทดลอง

#### 5.1 ผลการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลด

##### วัตถุประสงค์

1. เพื่อพิสูจน์ว่าที่จุกรีโซแนนซ์โหลดสามารถดึงพลังงานได้สูงสุด
2. เพื่อศึกษาผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ต่างๆที่ไม่ใช่จุกรีโซแนนซ์

##### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ที่ภาคผนวก ก.
2. Varic 260 V 15 A 1 ตัว
3. Digital Meter 1 เครื่อง
4. Storage Scope 1 เครื่อง
5. ตัวเก็บประจุ (C wima ) ขนาด 1.32  $\mu\text{F}$  , 1.65  $\mu\text{F}$  , 1.98  $\mu\text{F}$
6. สถานะโหลดเป็นเบ้าหลอมพันขดลวด 8 รอบ และไม่มีชิ้นงาน

##### ขั้นตอนการทดลอง

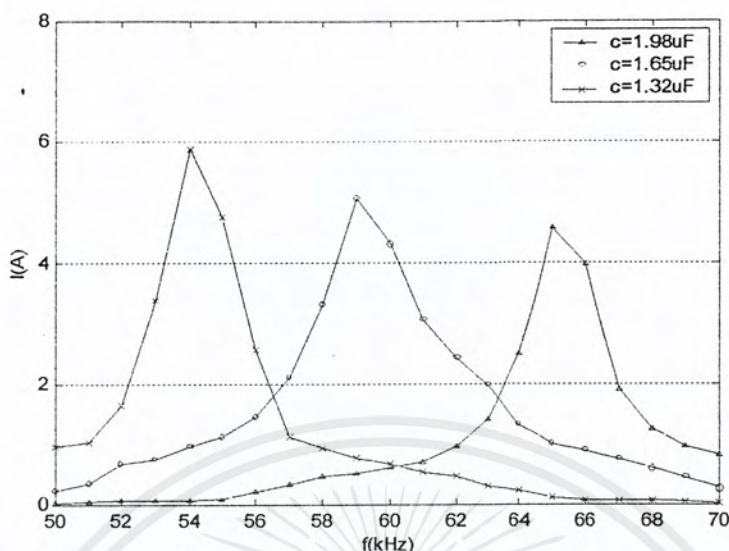
1. ค่อยๆปรับตัวเก็บประจุขนาด 1.32  $\mu\text{F}$
2. ปรับแรงดันอินพุตคงที่ 50 V เปลี่ยนความถี่จากต่ำสุดไปยังสูงสุด บันทึกผลการดึงกระแสของโหลดทางเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
3. สังเกตผลที่เกิดขึ้นกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุต
4. เปลี่ยนตัวเก็บประจุนุกรมขนาด 1.65  $\mu\text{F}$  และ 1.98  $\mu\text{F}$  ตามลำดับ ทำการทดลองซ้ำข้อ 2-3

## ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.1 การคั้งกระแสของโหลดโดยมีการปรับความถี่ที่จู้ตรีโซแนนซ์แตกต่างกัน

f (kHz)	ค่ากระแสที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ (A)		
	C = 1.32 uF	C = 1.65 uF	C = 1.98 uF
50	0.03	0.24	0.97
51	0.04	0.36	1.03
52	0.06	0.68	1.65
53	0.07	0.76	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 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลงและที่จุกรีโซแนนซ์ต่างๆ

#### สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นได้ว่าที่สภาวะรีโซแนนซ์จะเป็นสภาวะที่เหมาะสมที่สุดต่อทำให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำเนื่องจากเป็นสภาวะที่อิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าต่ำสุดทำให้กระแสไหลผ่านโหลดและเกิดพลังงานมากที่สุด นอกจากนั้นจะเห็นว่าถ้าหากโหลดทำงานที่สูงหรือต่ำกว่าความถี่รีโซแนนซ์ จะทำให้กระแสไหลผ่านโหลดน้อยลงทำให้โหลดได้รับพลังงานน้อยลงตามไปด้วย เพราะฉะนั้นในการใช้งาน ควรคำนึงถึงค่าความถี่ที่ใช้งานด้วย

## 5.2 ผลของการเปลี่ยนรอบกับการตั้งกระแสของโหลด

### วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาถึงการตั้งกระแสของโหลดที่จำนวนรอบต่างๆกันของขดลวดรอบเบ้าหลอม

### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ที่ภาคผนวก ก.
2. Variac 260 V 15 A 1 ตัว
3. Digital Meter 1 เครื่อง
4. Storage Scope 1 เครื่อง
5. ตัวเก็บประจุรีโซแนนซ์ (C wima) ขนาด 1.32 uF
6. สถานะโหลดเป็นเบ้าหลอมพันขดลวด 4 รอบ , 6 รอบ , 8 รอบ , และ 10 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

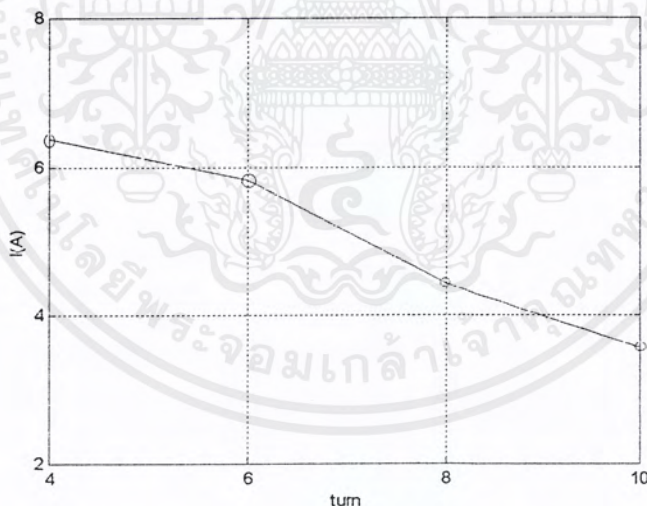
### ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อขดลวดครอบเบ้าหลอมจำนวน 4 รอบ เข้ากับวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม
2. ทำการปรับแรงดันอินพุตคงที่ 50 V บันทึกค่ากระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์
3. รักษาการทำงานให้อยู่ที่จูลรีโซแนนซ์ตลอดการทดลอง
4. เปลี่ยนจำนวนรอบของขดลวดครอบเบ้าหลอมเป็น 6 รอบ , 8 รอบ และ 10 รอบ ตามลำดับ ทดลองตามข้อ 1-3

### ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.2 แสดงผลของการเปลี่ยนรอบกับการดึงกระแสของโหลด

จำนวนรอบ	ความถี่รีโซแนนซ์ (kHz)	ค่ากระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (A)
4	134.07	6.39
6	89.38	5.83
8	67.57	4.43
10	53.63	3.56



รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลการดึงกระแสของโหลดกับการเปลี่ยนรอบขดลวดเบ้าหลอม

### สรุปผลการทดลอง

จะเห็นได้ว่า ที่จำนวนรอบต่างๆกันของขดลวดเบ้าหลอมจะมีการดึงค่ากระแสที่ต่างกัน โดยที่ขดลวดครอบเบ้าหลอมจำนวน 4 รอบ ขนาดของกระแสเอาต์พุตจะมีค่ามากกว่า ขนาดกระแสเอาต์พุตของจำนวนรอบอื่นๆ เนื่องจากขดลวดรอบน้อยจึงทำให้ค่าอิมพีแดนซ์สมมูลของโหลดมีค่าต่ำกว่า คือค่ารีแอกแตนซ์ในวงจรมีค่าต่ำกว่าจึงทำให้กระแสไหลผ่านได้มากกว่าจากการที่จำนวนรอบน้อยกว่าจึงเป็นผลให้ในการส่งผ่านอิมพีแดนซ์ด้วยการคำนวณอัตรารอบของขดลวด (turn ratio) มี

ค่าที่น้อยกว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 ผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่ไหลเทียบกับขนาดพื้นที่หน้าตัด

#### วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาผลของอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงที่แท่งอลูมิเนียมขนาดพื้นที่หน้าตัดต่างๆกัน โดยเทียบกับเวลา

#### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ที่ภาคผนวก ก.
2. Variac 260 V 15 A 1 ตัว
3. Digital Meter 1 เครื่อง
4. Storage Scope 1 เครื่อง
5. เครื่องวัดอุณหภูมิ (Thermo-Hunter) 1 เครื่อง
6. นาฬิกาจับเวลา 1 เรือน
7. สถานะไหลเป็นแท่งอลูมิเนียมน้ำหนัก 80 กรัม ขนาด พท.หน้าตัด 0.5 ตร.นิ้ว , 1 ตร. นิ้ว 1.5 ตร.นิ้ว และ 2 ตร.นิ้ว

#### ขั้นตอนการทดลอง

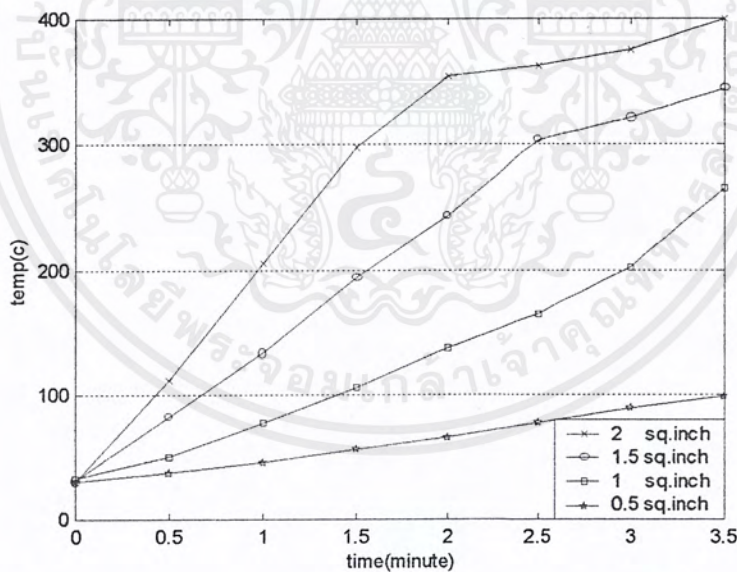
1. ปรับแรงดันอินพุตของที่ 220 V ที่ความถี่ 67.5 kHz โดยใช้แท่งอลูมิเนียมขนาด 0.5 ตร. นิ้ว
2. บันทึกค่าอุณหภูมิทุกๆ 30 วินาที จนกระทั่งชิ้นงานหลอมได้
3. เปลี่ยนขนาดพท.หน้าตัดเป็น 1 ตร.นิ้ว , 1.5 ตร.นิ้ว และ 2 ตร.นิ้ว ตามลำดับ ทดลองตามข้อ 1-2

## ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.3 แสดงผลของการเปลี่ยนขนาดพื้นที่หน้าตัดกับการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่ใช้งาน

เวลา (นาที)	อุณหภูมิ (องศาเซลเซียส)			
	2 ตร.นิ้ว	1.5 ตร.นิ้ว	1 ตร.นิ้ว	0.5 ตร.นิ้ว
0	30	32	33	30
0.5	111	82	51	37
1	205	134	77	46
1.5	298	194	106	56
2	354	243	137	66
2.5	362	304	164	78
3	375	321	202	89
3.5	400	345	265	98

หมายเหตุ : เครื่องวัดอุณหภูมิได้สูงสุด 400 องศาเซลเซียส



รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลของอุณหภูมิเทียบกับการเปลี่ยนแปลงขนาดพื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน

## สรุปผลการทดลอง

จะเห็นได้ว่า ที่โหลขนาดพื้นที่หน้าตัด 2 ตร.นิ้ว จะมีค่าการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่มากกว่าขนาดพื้นที่หน้าตัดอื่นๆ เนื่องจากโหลมีการดั่งกระแสมากกว่า จึงทำให้กำลังไฟฟ้าสามารถถ่ายเทไปเป็นพลังงานความร้อนได้มากกว่า ซึ่งจะทำให้ระดับกำลังงานเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดพื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 ผลของความถี่รีโซแนนซ์กับการเปลี่ยนแปลงขนาดพื้นที่หน้าตัดชิ้นงาน

### วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่รีโซแนนซ์ต่อพื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน

### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ที่ภาคผนวก ก.
2. Varic 260 V 15 A 1 ตัว
3. Digital Meter 1 เครื่อง
4. Storage Scope 1 เครื่อง
5. สถานะโพลดเป็นแท่งอลูมิเนียมน้ำหนัก 80 g ขนาด พท.หน้าตัด 0.5 ตร.นิ้ว , 1 ตร.นิ้ว , 1.5 ตร.นิ้ว และ 2 ตร.นิ้ว

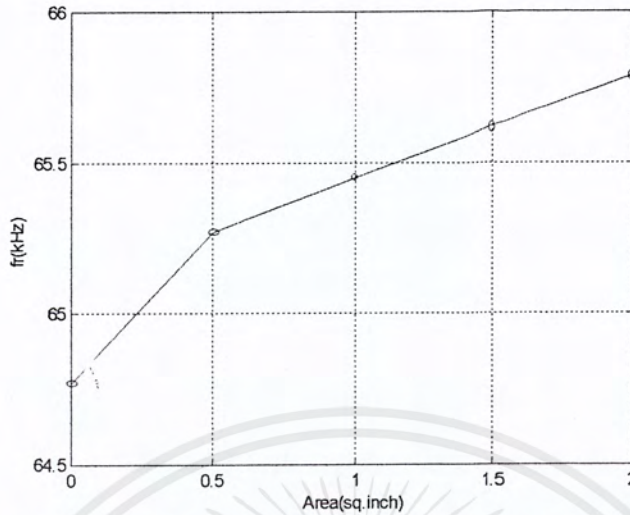
### ขั้นตอนการทดลอง

1. ปรับแรงดันอินพุตคงที่ 100 V โดยสถานะโพลดเป็นเบ้าหลอมพันขดลวดไม่มีชิ้นงาน
2. ปรับความถี่ให้อยู่ที่สถานะรีโซแนนซ์ บันทึกค่ากระแสและความถี่รีโซแนนซ์
3. เพิ่มโพลดโดยใส่แท่งอลูมิเนียมขนาดพื้นที่หน้าตัด 0.5 ตร.นิ้ว และเปลี่ยนเป็น 1 ตร.นิ้ว , 1.5 ตร.นิ้ว และ 2 ตร.นิ้ว ตามลำดับ ทดลองตามข้อ 1-2

### ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.4 แสดงผลของการเปลี่ยนพื้นที่หน้าตัดชิ้นงานต่อค่ากระแสและความถี่รีโซแนนซ์

สถานะโพลด	กระแส(A)	ความถี่รีโซแนนซ์ (kHz)
ไม่มีชิ้นงาน	5.20	64.77
ชิ้นงานพท.หน้าตัด 0.5 ตร.นิ้ว	4.91	65.27
ชิ้นงาน พท.หน้าตัด 1 ตร.นิ้ว	4.64	65.45
ชิ้นงาน พท.หน้าตัด 1.5 ตร.นิ้ว	4.46	65.62
ชิ้นงานพท.หน้าตัด 2 ตร.นิ้ว	4.32	65.79



รูปที่ 5.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่โซแนนซ์ต่อพื้นที่หน้าตัดชิ้นงาน

#### สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าที่พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงานที่ใหญ่ขึ้น จะทำให้ความถี่โซแนนซ์สูงขึ้นเช่นกัน ซึ่งจะมีผลเนื่องมาจากขนาดพื้นที่หน้าตัดที่เปลี่ยนแปลงไปจะทำให้อิมพีแดนซ์สมมูลย์ในวงจรเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ทำให้ค่ากระแสที่ไหลเปลี่ยนแปลง จึงเป็นสาเหตุที่ทำให้จูลรีโซแนนซ์ในวงจรเปลี่ยนแปลงไป

#### 5.5 การวิเคราะห์วงจรสมมูลย์ของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

##### วัตถุประสงค์

1. เพื่อวิเคราะห์คุณสมบัติของไหลที่มีผลต่อการหลอมแบบเหนี่ยวนำ
2. เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำที่ขนาดไหลต่างๆ

##### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. วงจรโดยรวมและวิธีการวัดแสดงไว้ที่ภาคผนวก ก.
2. Varic 260 V 15 A 1 ตัว
3. Digital Meter 1 เครื่อง
4. Storage Scope 1 เครื่อง
5. สถานะไหลเป็นแท่งอลูมิเนียมหนัก 80 g ขนาด พท.หน้าตัด 0.5 ตร.นิ้ว , 1 ตร.นิ้ว , 1.5 ตร.นิ้ว และ 2 ตร.นิ้ว

##### ขั้นตอนการทดลอง

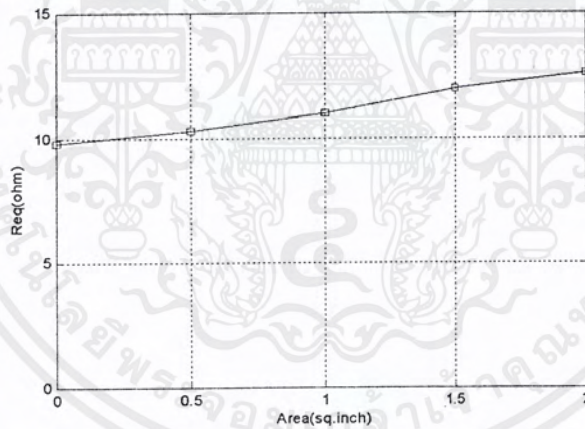
1. ปรับแรงดันอินพุตคงที่ 220 V ที่ความถี่ 67.5 kHz โดยสถานะไหลเป็นแท่งอลูมิเนียม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรู๊ปใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

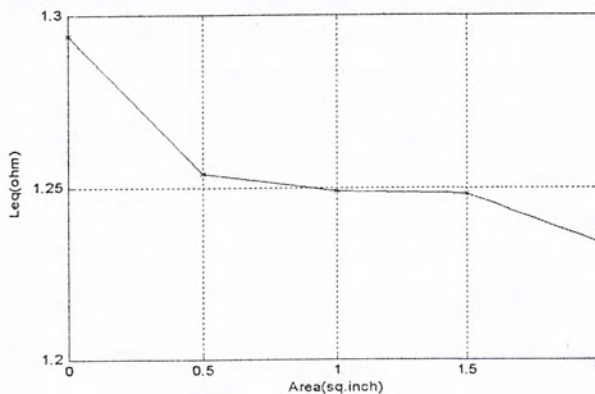
2. บันทึกลำกระแสและมมเฟส เพื่อนำไปวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์สมมูลย์ในระบบ และจับเวลาในการหลอม จนกระทั่งชิ้นงานหลอมได้
3. เปลี่ยนโหลดเป็นแท่งอลูมิเนียมพื้นที่หน้าตัด 1 ตร.นิ้ว , 1.5 ตร.นิ้ว และ 2 ตร.นิ้ว ตามลำดับ ทดลองตามข้อ 1-2

ตารางที่ 5.5 แสดงค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดลองในการหลอมโลหะ

พื้นที่หน้าตัด (ตารางนิ้ว)	$V_I$ (Volt)	$I_I$ (Amp)	$\phi$ (Degree)	$R_{eq}$ (Ohm)	$L_{eq}$ (mH)	$P_{out}$ (kW)	Q	เวลาในการหลอม(นาที)
No Load	381.97	11.4	72.97	9.81	1.294	0.637	55.94	-
0.5	381.97	20.95	55.58	10.30	1.254	2.260	51.63	17.40
1.0	381.97	21.79	50.77	10.99	1.249	2.609	48.20	8.35
1.5	381.97	22.02	46.44	11.95	1.248	2.897	44.29	5.54
2.0	381.97	25.07	34.16	12.60	1.234	3.959	41.53	3.20

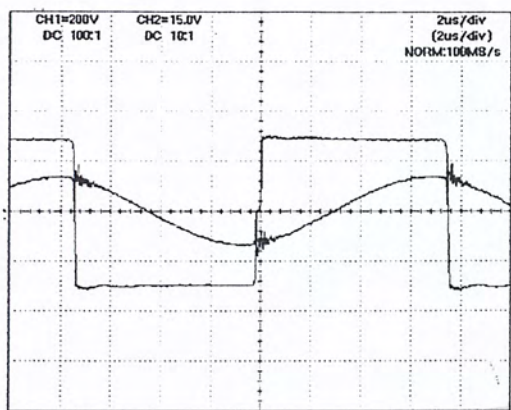


รูปที่ 5.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $R_{eq}$  ต่อพื้นที่หน้าตัด

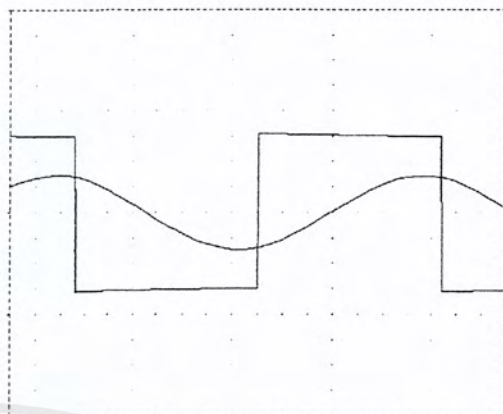


รูปที่ 5.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $L_{eq}$  ต่อพื้นที่หน้าตัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

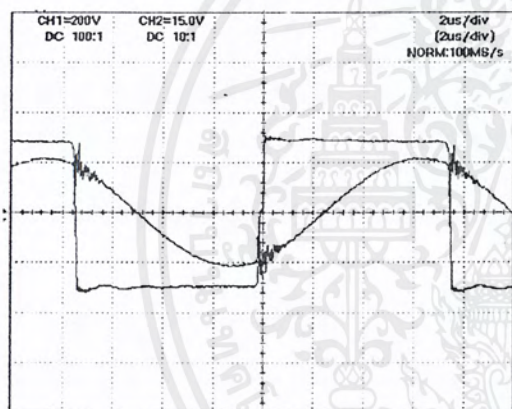


a1)การทดลอง

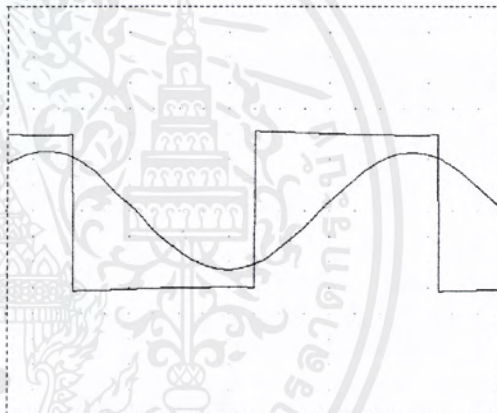


a2)simulation

a)no load

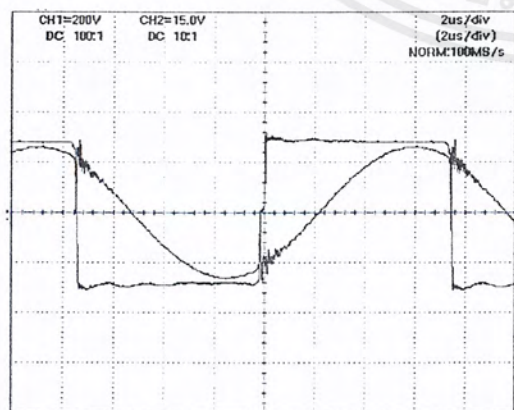


b1)การทดลอง

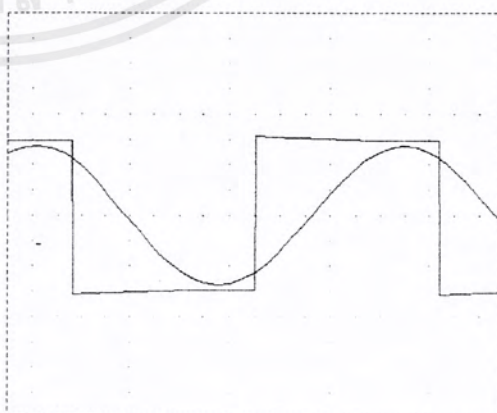


b2)simulation

b)พื้นที่หน้าตัด 0.5 ตารางนิ้ว



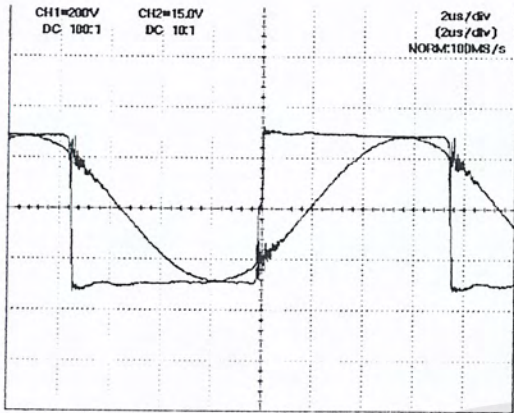
c1)การทดลอง



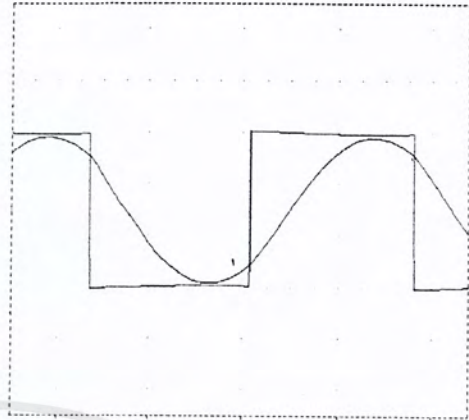
c2)simulation

c)พื้นที่หน้าตัด 1.0 ตารางนิ้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

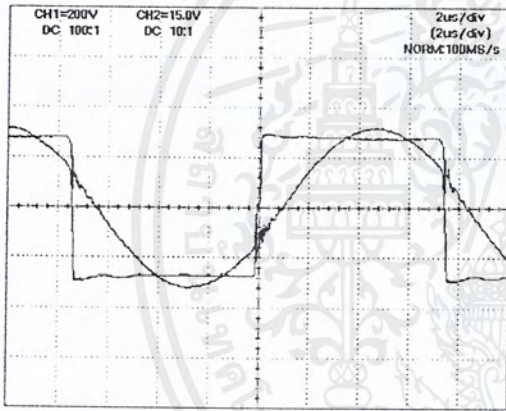


d1)การทดลอง

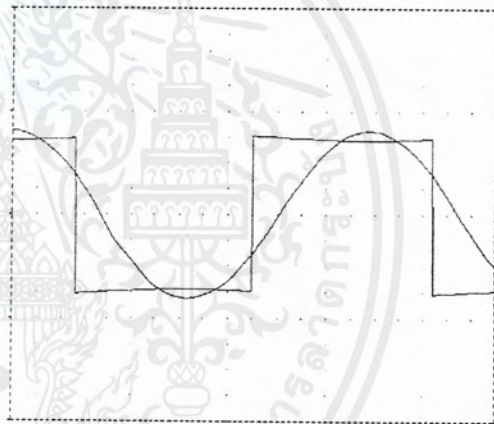


d2)simulation

d)พื้นที่หน้าตัด 1.5 ตารางนิ้ว



e1)การทดลอง



e2)simulation

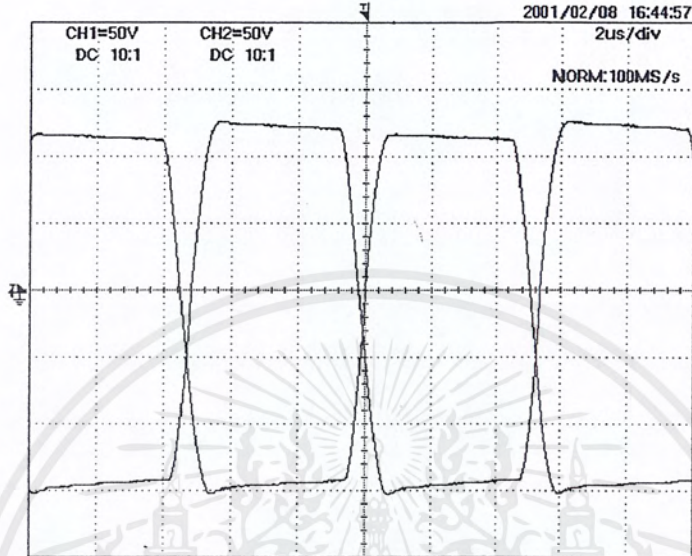
e)พื้นที่หน้าตัด 2 ตารางนิ้ว

รูปที่ 5.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสอาทิตย์พวอินเวอร์เตอร์เทียบกับการ simulation

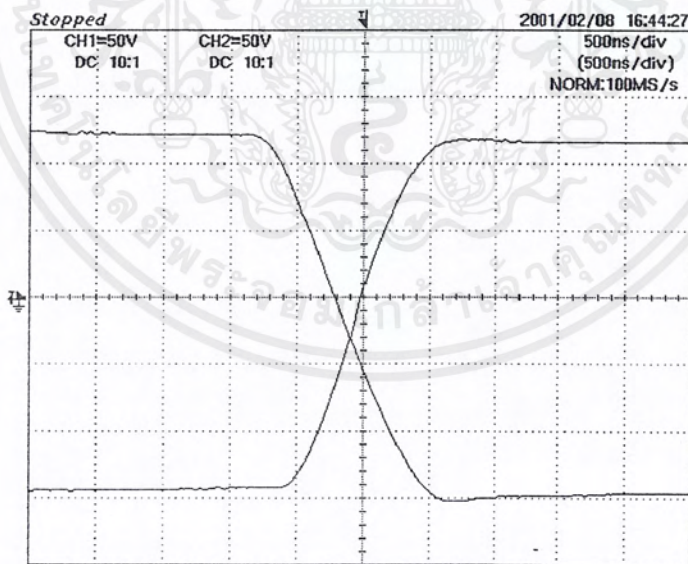
สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นได้ว่า เมื่อทำการหลอมชิ้นงานที่เป็นแท่งอลูมิเนียมที่มีน้ำหนักเท่ากัน โดยมีขนาดพื้นที่หน้าตัดต่างกัน จะใช้ระยะเวลาในการหลอมที่แตกต่างกัน และสามารถวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆในระบบได้ดังตารางบันทึกผล ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์สมมูลย์ในวงจร จะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดพื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน และทำให้ระดับกำลังงานในการหลอมเปลี่ยนไปด้วย

## 5.6 ภาพสัญญาณต่างๆ

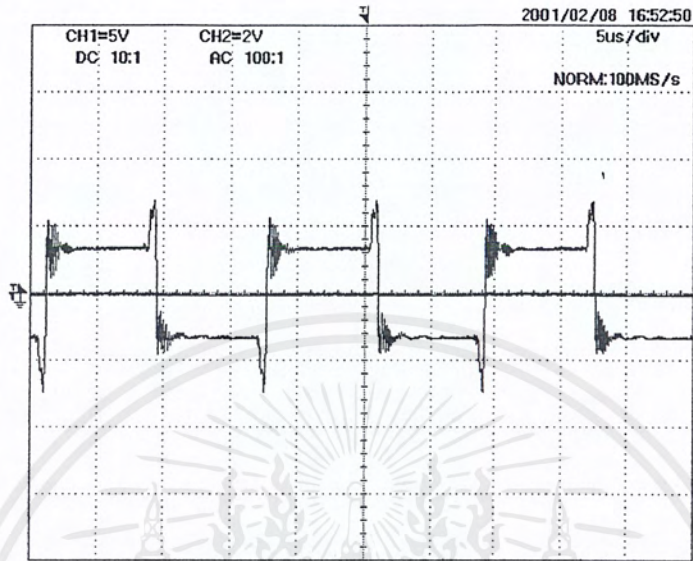


รูปที่ 5.8 ภาพแสดงสัญญาณขับมอเตอร์ของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

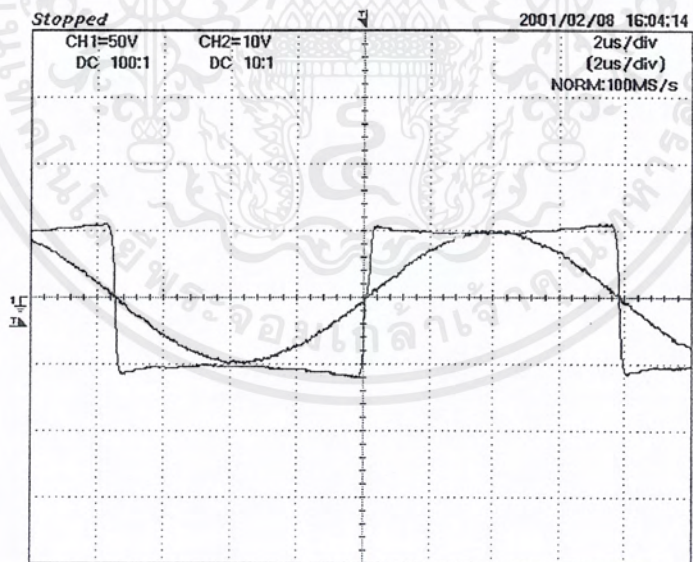


รูปที่ 5.9 แสดง Dead Time ของสัญญาณขับมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

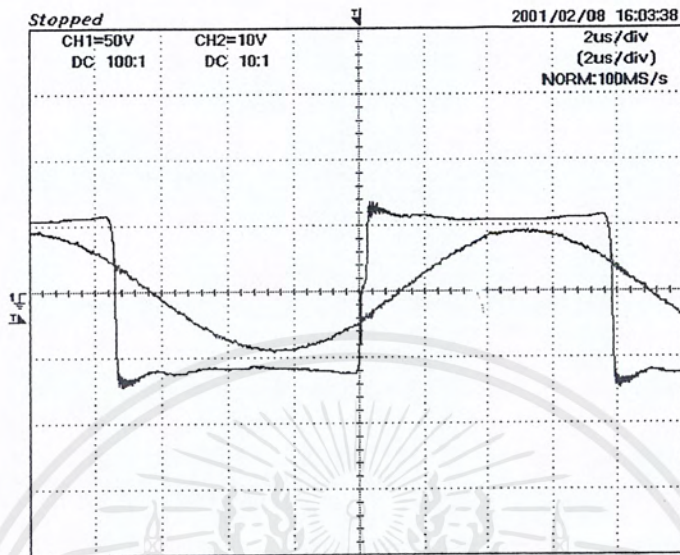


รูปที่ 5.10 สัญญาณ Square Wave ที่ออกจากเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

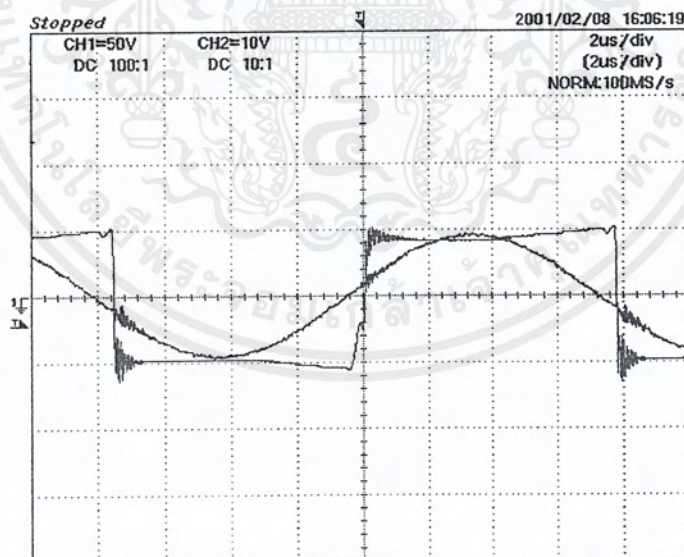


รูปที่ 5.11 สัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์  
ขณะทำงานที่ความถี่สูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์



รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์  
ขณะทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่รีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### บทวิจารณ์และสรุป

จากโครงการนี้ได้สร้างเครื่องหลอมโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ โดยทำงานที่ความถี่สูง 60-80 kHz มีระดับแรงดันอินพุต 220 V โดยมีพิกัดกำลังขาเข้าอินพุตอินเวอร์เตอร์สูงสุดประมาณ 4 กิโลวัตต์ ที่ความถี่สวิตช์ 67.5 kHz โดยความถี่ในการสวิตช์จะถูกกำหนดโดยความถี่รีโซแนนซ์ แต่ในทางปฏิบัติจุดการทำงานจะเลือกให้ความถี่สวิตช์สูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์เล็กน้อย ซึ่งจะช่วยให้กระแสไหลลดถ้าหลังแรงดันเอาต์พุต โดยชิ้นงานที่ทำการหลอมเป็นอลูมิเนียมขนาดต่างๆกัน ซึ่งมีจุดหลอมเหลวประมาณ 630 องศาเซลเซียส และยังมีวงจรป้อนกลับ (feedback) เพื่อรักษาระดับพิกัดกระแสให้คงที่ตลอดการทำงาน แม้ว่าโหลดจะเปลี่ยนไปก็ตาม ทั้งนี้เพื่อให้ชุดหลอมโลหะเหนี่ยวนำนี้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงสุดทุกย่านโหลด ซึ่งจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพมากขึ้น

#### 6.1 จุดเด่นของเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำ

1. ขนาดของตัวเครื่องที่เล็ก ไม่ใช่พื้นที่มาก เนื่องจากใช้ความถี่สูงในการทำงาน
2. ให้นำโลหะจากการหลอมได้บริสุทธิ์และไม่มีผลของมลภาวะในการหลอม
3. มีการควบคุมการทำงานที่ง่ายและสะดวก
4. ผลิตใช้งานได้ด้วยอุปกรณ์ภายในประเทศ

#### 6.2 ปัญหาที่พบและข้อเสนอในการปรับปรุง

1. มีการสูญเสียพลังงานโดยเปล่าประโยชน์ ซึ่งเป็นการสูญเสียในรูปพลังงานความร้อนที่อุปกรณ์ต่างๆ เช่น อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ตัวต้านทาน และในหม้อแปลง ตลอดจนการแผ่รังสีความร้อนหรือการสูญเสียความร้อนออกจากเบ้าหลอมกระจายสู่บรรยากาศภายนอก ทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่องหลอมยังมีค่าไม่สูงนัก แนวทางแก้ไขคือ เลือกใช้อุปกรณ์แต่ละชนิดให้เหมาะสมลดอุปกรณ์บางตัวที่ไม่จำเป็น มีการระบายความร้อนที่ดีและการเลือกใช้แผ่นกันความร้อนมากขึ้นเบ้าหลอมไว้เพื่อป้องกันการแผ่รังสีความร้อนกระจายออกไป

2. เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้มีพิกัดกำลังขาเข้าอินเวอร์เตอร์ประมาณ 4 กิโลวัตต์ โดยใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ มอสเฟตที่ใช้เบอร์ IRFP 460 ที่มีพิกัดกระแสและแรงดัน 20 แอมป์ 500 โวลต์ ที่ 25°C ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนอยู่ในรูปของความร้อนที่ชิ้นงานได้รับจาก กำลังขาออกของอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีการสูญเสียที่เกิดขึ้น ดังนั้นกำลังที่ชิ้นงานได้รับจะน้อยกว่า 4 กิโลวัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากพิกัดความสามารถในการทนกระแสและแรงดันของมอสเฟตที่ใช้จะไม่สามารถส่งผ่านกำลังงานทั้งหมดได้ จึงต้องทำการขนานชุดอินเวอร์เตอร์ 2 ชุด เพื่อเพิ่มพิกัดกำลังของมอสเฟต ทำให้วงจรโดยรวมมีความซับซ้อนมากขึ้น การควบคุมยากและอาจเกิดความเสียหายจากกระแสเกินไปได้เมื่อมอสเฟตตัวใดตัวหนึ่งเสียจึงควรมีการศึกษาการนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดอื่นเช่น ทรานซิสเตอร์กำลังมาใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์โดยอาจสร้างเครื่องที่สามารถทำงานในช่วงความถี่ต่ำลงแต่เพิ่มขนาดกำลังให้สูงขึ้น หรือการใช้ IGBT แทนเพราะอุปกรณ์ประเภทนี้จะมีพิกัดความสามารถในการทนแรงดันและกระแสที่สูงกว่ามอสเฟตกำลังแต่ขีดความสามารถในการใช้งานที่ความถี่สูงจะต่ำกว่าเล็กน้อย

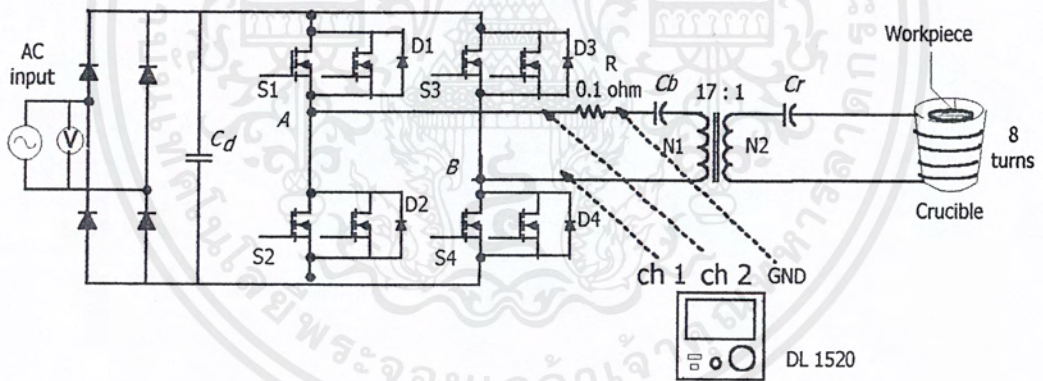
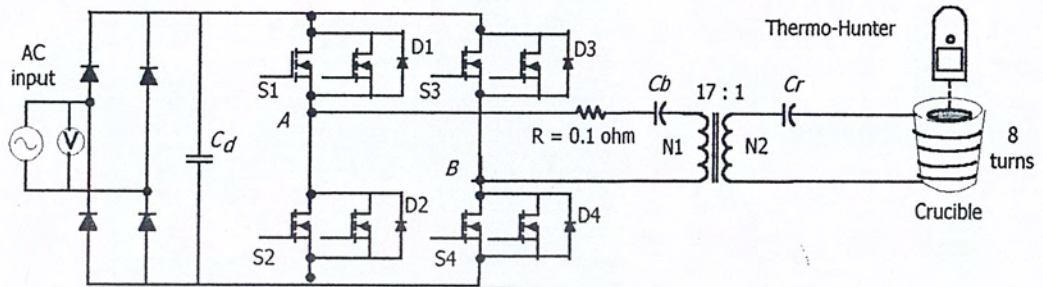
### 6.3 ประโยชน์ที่ได้รับ

1. เครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้สามารถนำไปหลอมชิ้นงานที่เป็นแท่ง อลูมิเนียมขนาดต่างๆ ได้
2. ข้อมูลที่ได้จากการทดลองมีประโยชน์ในการวิจัยและพัฒนาเครื่องหลอมแบบเหนี่ยวนำให้สมบูรณ์และมีประสิทธิภาพสูงขึ้น สามารถทดแทนการนำเข้าจากต่างประเทศได้
3. ทำให้เข้าใจทฤษฎีและหลักการในการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำลักษณะอื่นๆ ได้ เช่น เครื่องชุบแข็งผิวโลหะ , เตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ หรือเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงความถี่สูง เป็นต้น



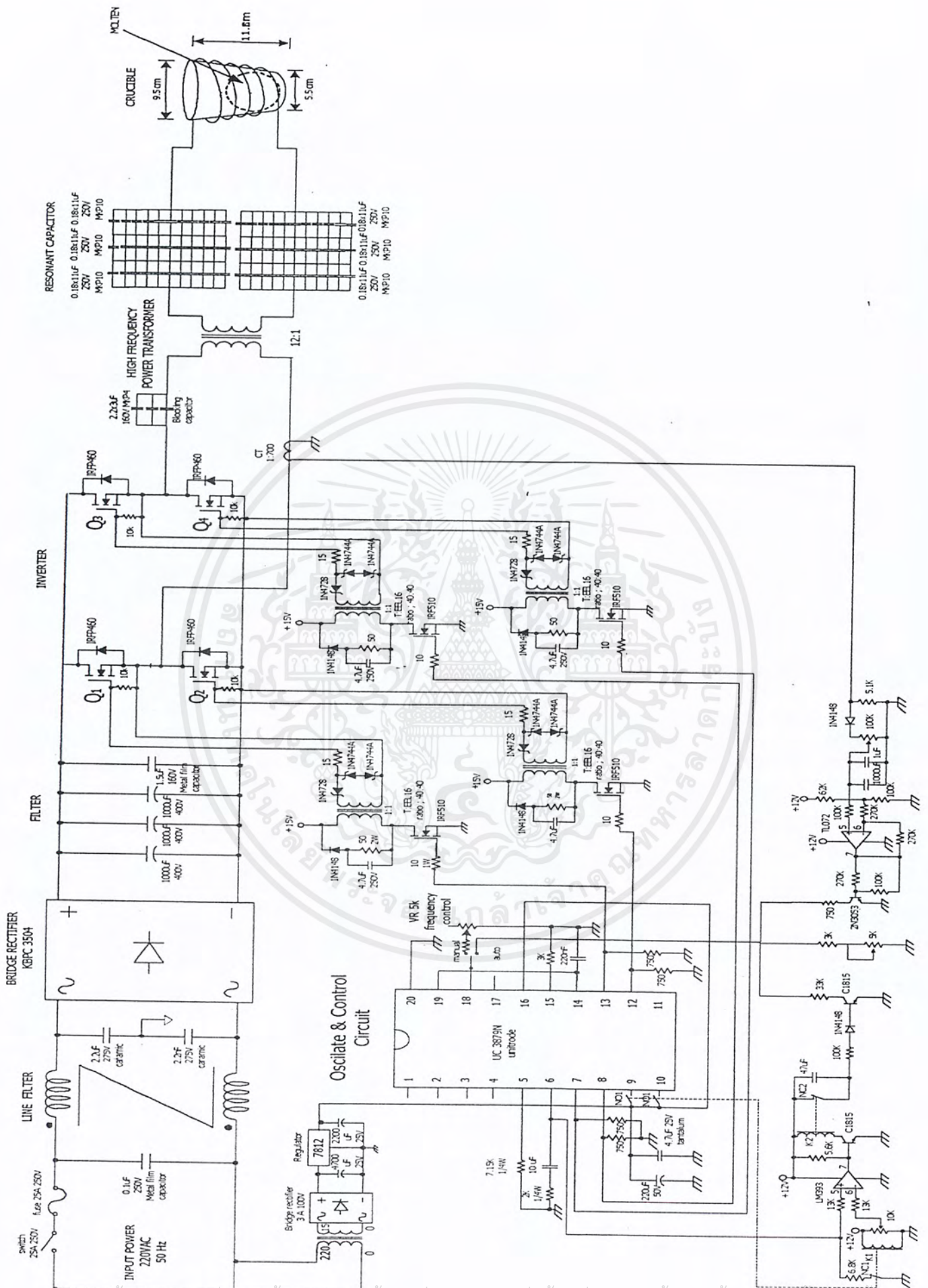
ภาคผนวก ก.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจรและวิธีการวัดในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# THE NEW UC3879 PHASE-SHIFTED PWM CONTROLLER SIMPLIFIES THE DESIGN OF ZERO VOLTAGE TRANSITION FULL-BRIDGE CONVERTERS

by Laszlo Balogh

## INTRODUCTION

This Application Note will introduce the UC3879 integrated circuit and compare its performance to its predecessors, the UC3875/6/7/8 controller family. These integrated circuits provide all necessary control, decoding, protection and drive functions to successfully manage the operation of the full-bridge converter with phase-shifted control. This integrated solution greatly simplifies the design procedure and offers significant savings in development time and printed circuit board real-estate for the designer.

Using the conventional full-bridge topology with phase-shifted control technique has already demonstrated its superiority in medium to high power, DC-to-DC power conversion. This control

method provides well controlled dv/dt values and zero-voltage switching of all primary side semiconductors in the power stage over nearly all operating conditions. Several publications [1-8] discussed the details of operation including equivalent circuits for the resonant transitions for both legs of the bridge converter, conditions for zero-voltage switching and describing further improvement possibilities. The major benefits offered by this approach are a simpler power stage than its hard switched counterpart, utilizing circuit parasitics instead of being penalized by them, improved efficiency and lower EMI level. These significant advantages are realized with a slightly more complex control algorithm.

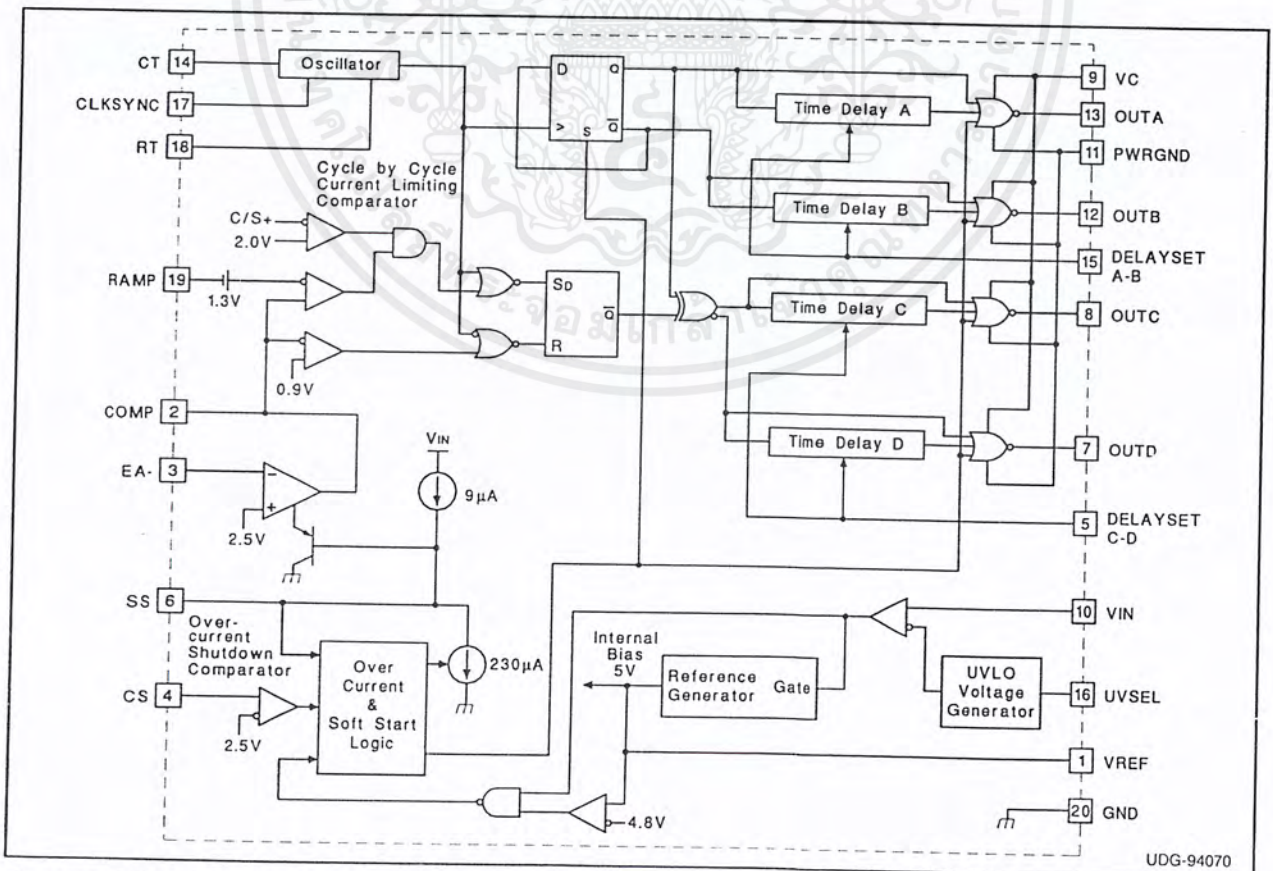


Figure 1. UC3879 Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**UNITRODE UC3879 PHASE-SHIFT  
PWM CONTROL IC - BLOCK DIAGRAM**

The UC3879 is an improved version of the previously introduced UC3875 controller family. The internal architecture of the IC is shown in Figure 1.

The undervoltage lockout level of the UC3879 is user selectable by the UVSEL pin. Two predefined thresholds are available. If the UVSEL pin is floating, the chip starts running when the supply voltage exceeds 15.25V on the VIN pin. In case the UVSEL pin is externally connected to the VIN pin, operation starts at 10.75V. Independent of the selected start up option, the UC3879 goes to an undervoltage lockout mode when the input voltage falls below approximately 9.25V. The threshold levels reflect the two most commonly used auxiliary power generation methods; bootstrap or off-line.

The operating frequency of the synchronizable oscillator is programmed by two external components. The resistor from the RT pin to ground defines the charge current of the timing capacitor while the discharge current is internally fixed at 10mA. This way, the duty-cycle ( $D_{OSC}$ ) of the oscillator, which corresponds to the duty ratio of the signal appearing on the CLKS<sub>SYNC</sub> output of the IC, can be set accurately based on the relationship:

$$RT = \frac{2.5V}{0.01A \cdot D_{OSC}}$$

The minimum recommended pulse width for reliable operation is around 250nsec and for all practical applications it should not exceed 500nsec. Hence,  $D_{OSC}$  shall be determined based on the clock frequency as:

$$D_{OSC} = (250nsec \dots 500nsec) \cdot f_{CLOCK}$$

The timing capacitor, connected between the CT pin and ground, in combination with the already defined RT value determines the clock frequency ( $f_{CLOCK}$ ) by the following formula:

$$CT = \frac{(1 - D_{OSC})}{1.08 \cdot RT \cdot f_{CLOCK}}$$

In practice, the selection of proper capacitance values are much more difficult than those of the resistors. Therefore, one might first select the appropriate capacitor value to fulfill the requirement based on the following simple table:

Frequency Range	Capacitance
$f_{CLOCK} < 30kHz$	2.2nF
$30kHz < f_{CLOCK} < 100kHz$	680pF
$100kHz < f_{CLOCK}$	220pF

After choosing the value of the timing capacitor, the required resistance can be calculated as:

$$RT \cong \frac{0.47 + 0.07 \cdot \sqrt{47.17 - 5 \cdot 10^4 \cdot CT \cdot f_{CLOCK}}}{CT \cdot f_{CLOCK}}$$

Figure 2 shows the solution of the timing equations for the most commonly used frequency range. It offers a quick guide to estimate the required resistor value.

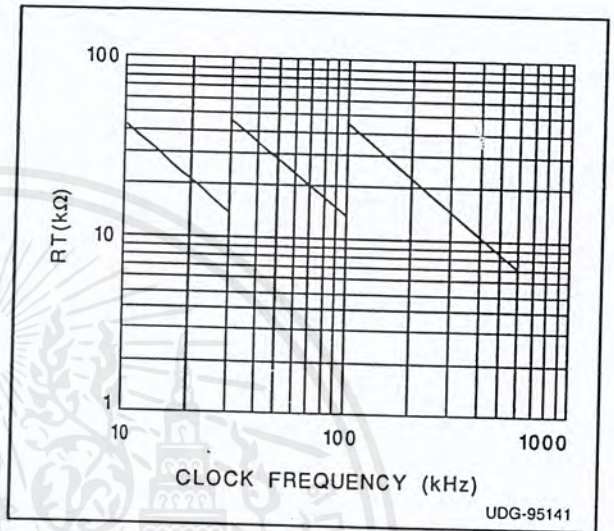


Figure 2. Timing Resistor (RT) vs. Oscillator Frequency

During free-running operation the capacitor voltage changes between nearly 0V and 2.9V linearly. Typical operating waveforms for free-running and synchronized operation are demonstrated in Figure 3.

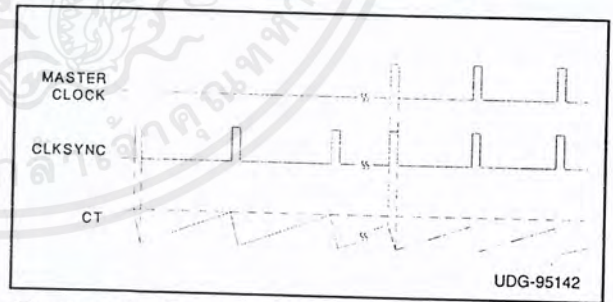


Figure 3. Oscillator Waveforms

a) Free-running; b) Synchronized Operation

Synchronization can be attained by driving the CLKS<sub>SYNC</sub> pin from another UC3879 or by external circuitry as shown in Figure 4.

In both cases, all ICs will synchronize to the IC or external clock signal with the highest free-running frequency. The resistors R1 to Rn may be needed to properly terminate the synchronization bus and to keep the sync pulse narrow due to capacitance loading the line.

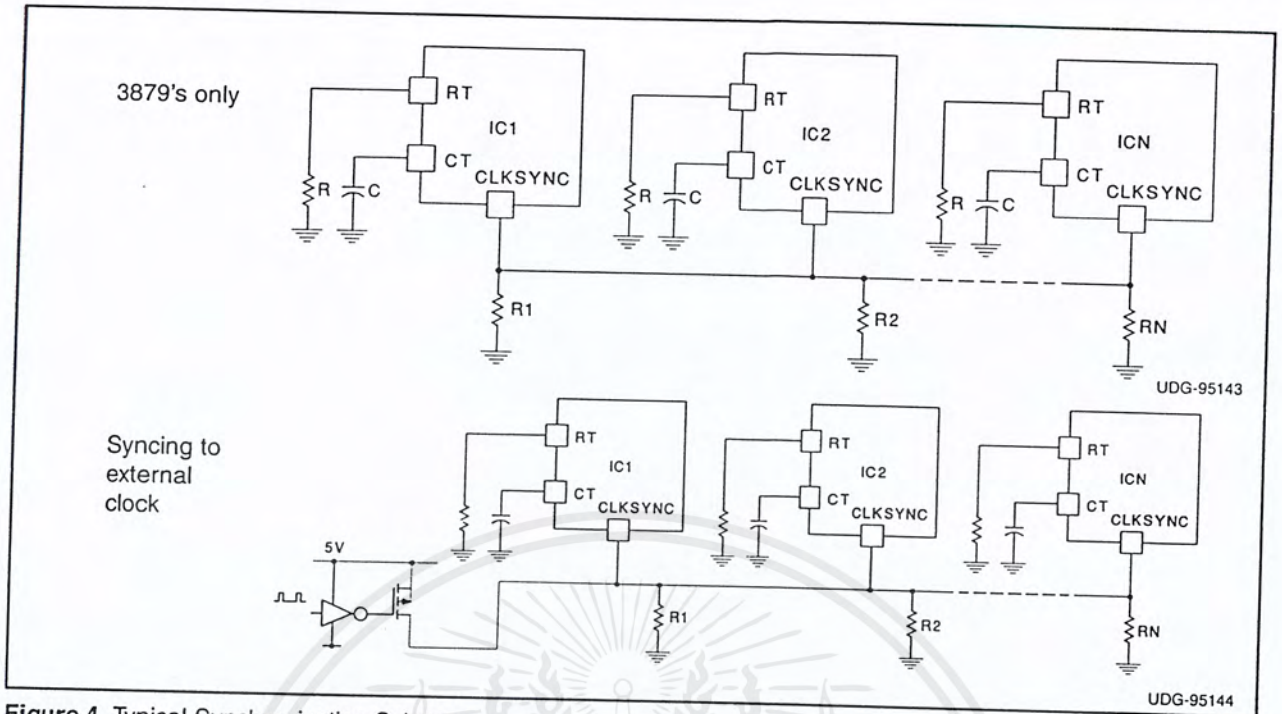


Figure 4. Typical Synchronization Schemes

An additional benefit of using local timing components for each individual oscillator is that it allows the synchronizing connections among the ICs to be broken without any local loss of functionality.

output of the error amplifier is utilized to command the high speed PWM circuit. This signal is compared to the RAMP input of the IC having a usable input voltage range from zero to 2.9V.

Output regulation is achieved using the 10MHz gain bandwidth on-board error amplifier. The noninverting input of the error amplifier is internally connected to a 2.5V reference. The inverting input (E/A-) and the output of the amplifier (E/A OUT) are accessible for feedback and compensation purposes. The

Soft-start is accomplished with a capacitor from the soft-start pin (SS) to ground. During the soft-start period, the soft-start output of the error amplifier is clamped to the capacitor voltage which is gradually increased from zero to about 4.8V. It corresponds to pulse width, phase shift or peak current limiting

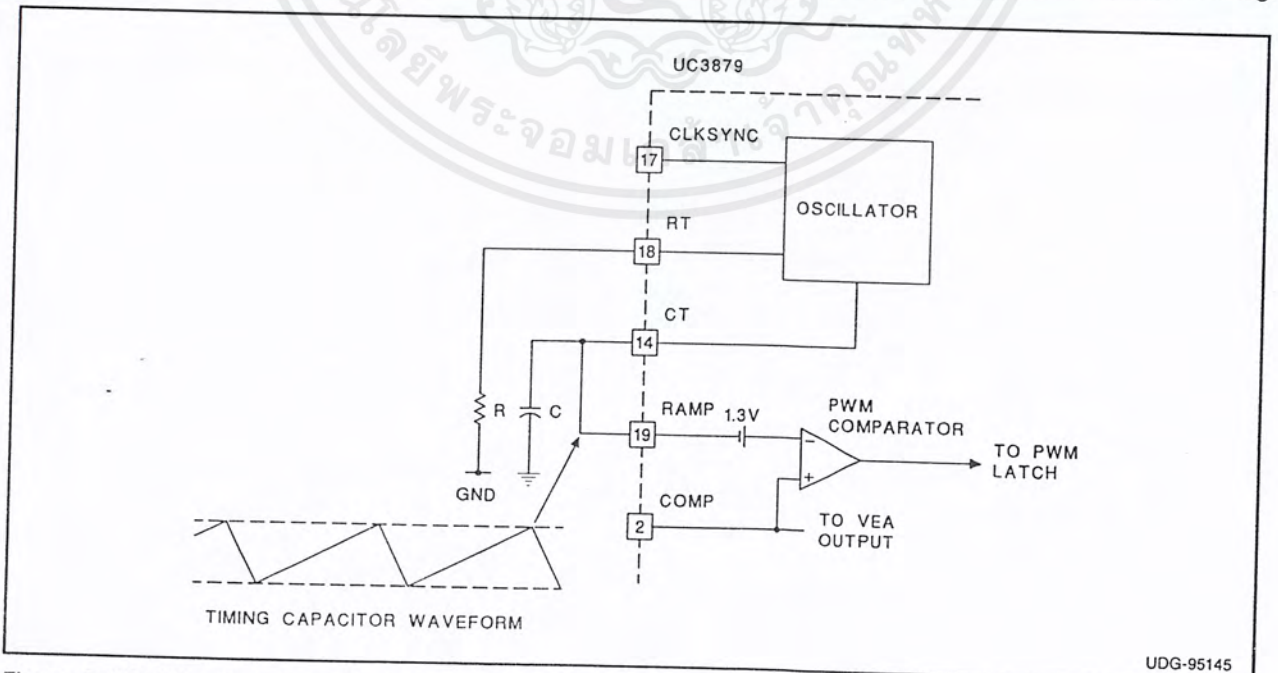
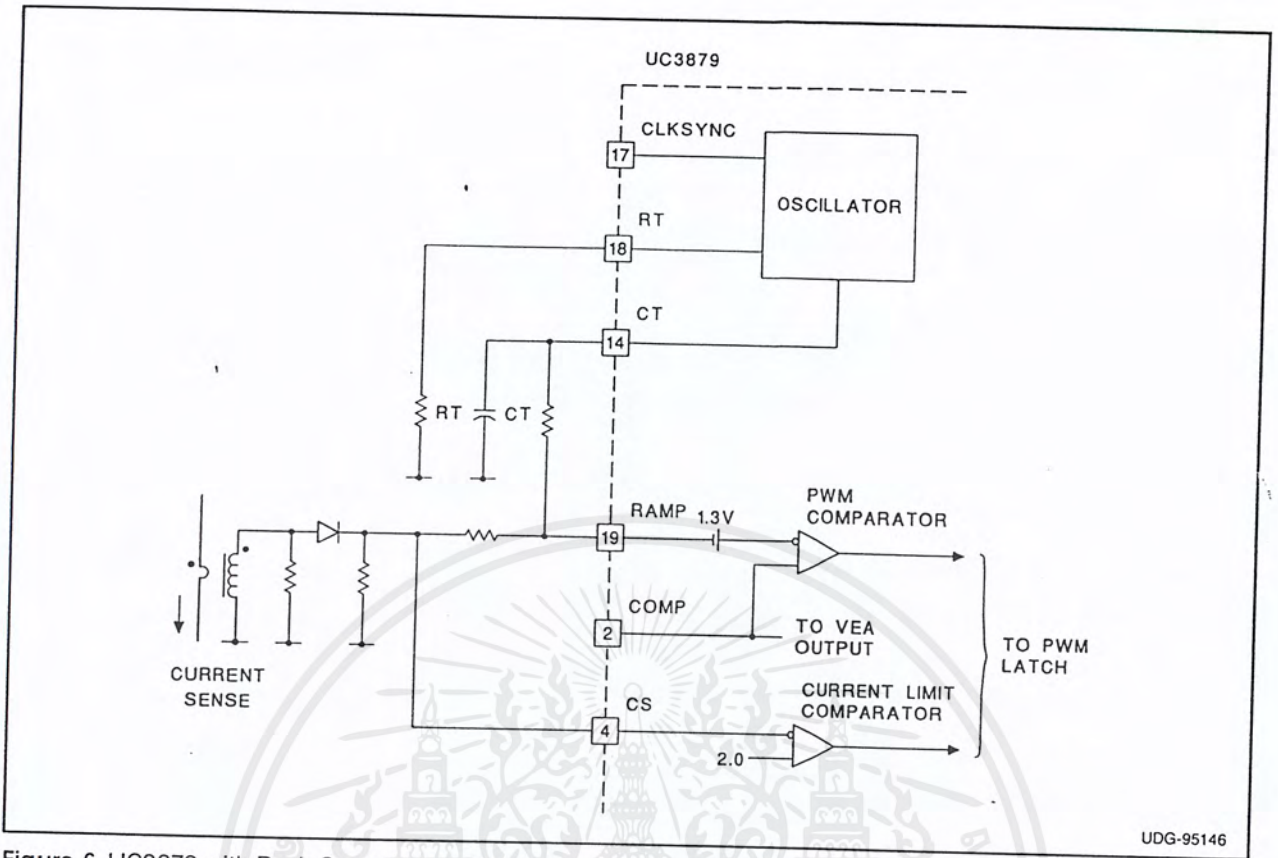


Figure 5. UC3879 with Voltage Mode Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



UDG-95146

Figure 6. UC3879 with Peak Current Mode Control

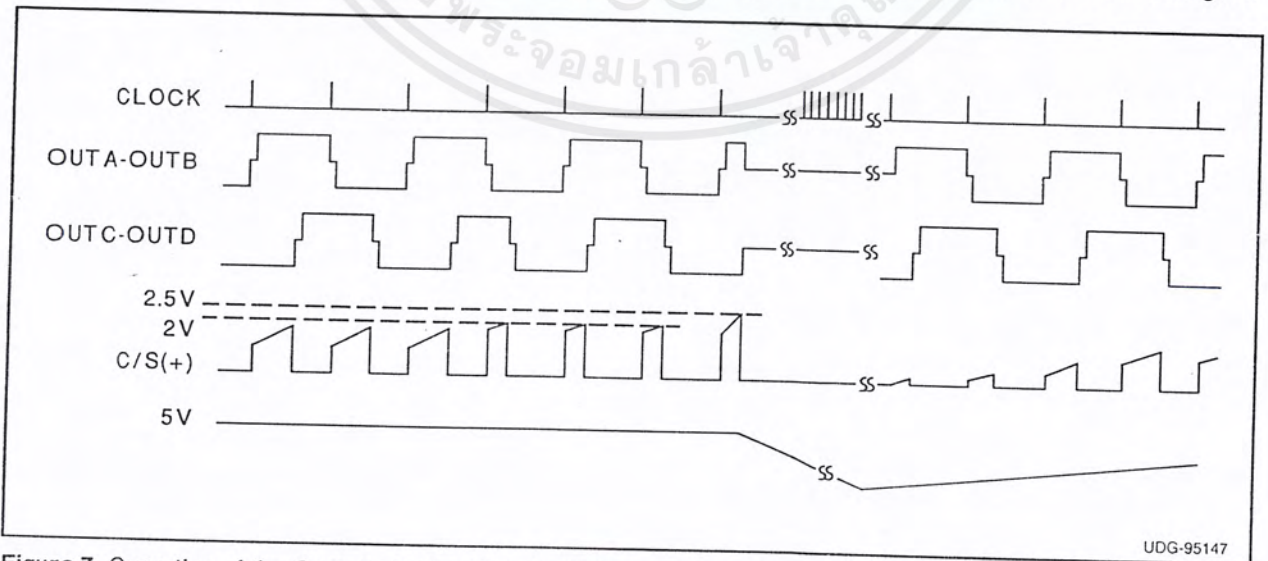
depending on the exact implementation.

sum of the current sense signal and the slope compensation, derived from the voltage across the timing capacitor as it is shown in Figure 6.

The UC3879 is equally suited for conventional voltage mode control or for peak current mode control. When used in voltage mode, the CT signal is directly fed to the RAMP terminal as indicated in Figure 5.

Fault protection is established by two independent current limiting circuits which accept a 0V to 2.5V amplitude maximum current sense signal on their CS input pin. They provide cycle-by-cycle and shut-down type current limit protection in both voltage or

In current mode operation, the RAMP signal is the



UDG-95147

Figure 7. Operation of the Current Limiting Circuits (typical waveforms)

current mode operation. The characteristic waveforms are presented in Figure 7.

The fault protection circuits are inactive until the instantaneous voltage on the CS pin remains below the first threshold of 2V. When the signal on the CS pin exceeds 2V the existing output pulse is terminated. This first level of overload protection provides an effective defense mechanism to protect the primary side semiconductors against excessive current stress and to establish a rough input power limitation for the converter based on cycle-by-cycle current limit action.

At more severe overload conditions, this protection method is not adequate. For these cases, the UC3879 offers a second level of security. When the current sense signal on the CS pin would exceed, even momentarily, the 2.5V maximum value, the IC will initiate a full soft-start cycle to prevent catastrophic failure. If the load conditions do not change, hiccup mode will be established to reduce component stresses and to limit average power dissipation to a fail safe level.

The four totem pole OUTputs of the UC3879 can each deliver 100mA peak drive current. These outputs are intended to drive external gate drive circuits. This enhances the robustness of the overall design. To further reduce the noise transmitted back to the analog circuitry, the output section features its own collector power supply (VC) and ground (PGND) connections. Local decoupling capacitors and series impedance to the auxiliary supply improves performance even more.

The steady state timing relations for the four outputs are shown in Figure 8.

Delays between the output drive commands to facilitate Zero Voltage Switching operation are programmed at the DELAYSET inputs. Delay time is determined by the current flowing from the delay set pin to ground through a resistor,  $R_{delay}$ . Timing accuracy will improve by using a current sink connected to the delay set pins in place of the resistors. The delay time can be calculated by the following equations:

$$t_{delay} = \frac{249.6 \cdot 10^{-12}}{I_{delay}} \text{ [sec.]}$$

where

$$I_{delay} = \frac{V_{delayset}}{R_{delay}};$$

$V_{delayset}$  = delay set pin voltage (2.4V typ.);

$R_{delay}$  = resistor value from delay set pin to GND.

One unique feature of the UC3879 is the ability to separately program the A-B output delays differently from the C-D outputs. This capability accommodates the different energy levels available for the resonant transitions of the leading and trailing legs of the bridge circuit [7-9]. Inability to optimize each of these durations will generally result in losing zero voltage switching of the full-bridge converter switches under some operating conditions.

The optimum delay time, on the cycle-by-cycle basis, is the function of the actual current flowing in the primary winding of the transformer. This current

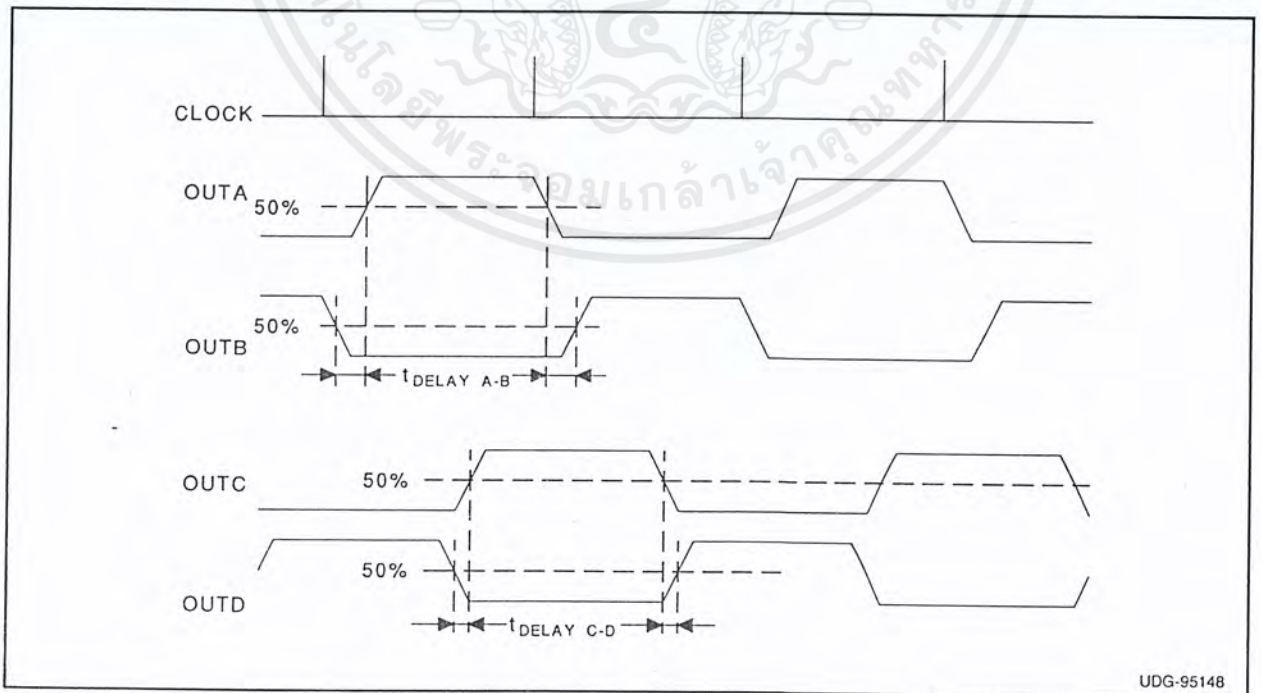


Figure 8. Output Timing Diagram for Steady State Operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

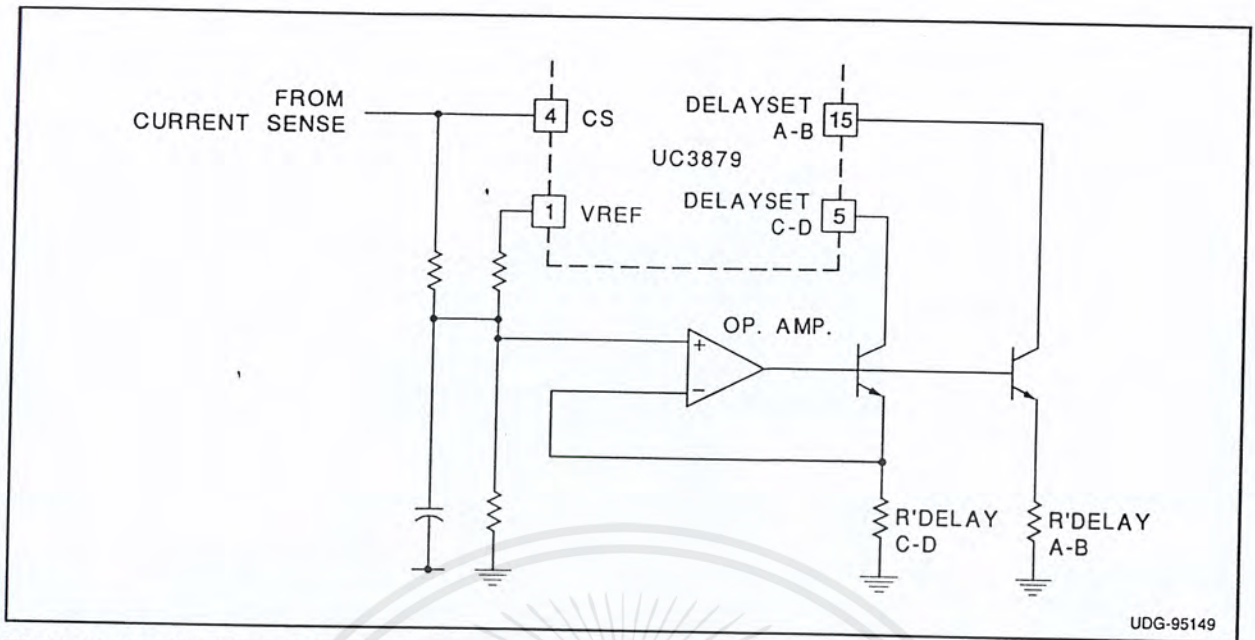


Figure 9. Adaptive Control of Delay Times

value can easily change by a factor of 10 to even 100 depending on load conditions. This causes a large variation in the required delay time, thus adaptive programming of delays might be desirable for certain applications.

Figure 9 introduces a simple external circuit to achieve variable delay times based on the momentary value of the sensed current.

The resistor network connected to the positive input of the operational amplifier determines the ratio of the minimum and the maximum delay times. The actual values of  $t_{\text{delayA-B}}$  and  $t_{\text{delayC-D}}$  can be scaled by the resistors between the emitters of the respective transistors and ground.

As these delays can be realized in several ways along the external gate drive circuits, setting zero delay is also offered by simply connecting the delay set inputs to the IC's 5.0V reference.

The precision, short circuit protected 5.0V bandgap reference is available for external functions as well.

**UC3879 VS. UC3875/6/7/8**

Although the UC3879 retained the operating principle and the basic architecture of the UC3875, it is still important to draw attention to the enhanced and added features of the new IC. The differences between the two controllers are summarized in Table 1. Their consequences for the circuit design will also be highlighted.

**UNDERVOLTAGE LOCKOUT**

The undervoltage lockout circuit utilizes a logic input (UVSEL) to select between the two available turn-on voltages (15.25V/10.75V). The advantage of this solution is that it can configure the undervoltage lockout threshold without external components. The UC3879 provides the same undervoltage lockout

Features	UC3875/6/7/8	UC3879
Undervoltage Lockout	Fixed at 15.25V/10.75V	Selectable
Supply Current	45mA typ.	27mA typ.
Oscillator Section	up to 2MHz operation	up to 600kHz operation
Error Amplifier	noninverting input accessible	noninverting input tied to 2.5V
Cycle-by-cycle Current Limiting	not available	implemented
Time Delay Circuits	60ns minimum delay	0 delay available
Output Drivers	4 x 2A totem-pole	4 x 100mA totem-pole

Table 1. Comparison of Unitrode's Phase-Shifted PWM Control ICs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

levels that were offered by multiple part numbers in the UC3875/6/7/8 family.

### SUPPLY CURRENT

The supply current demand ( $I_{IN}$ ) of the UC3879 has been significantly reduced. While the startup current stayed the same, approximately 150 $\mu$ A, the operating supply current of the circuit decreased from 45mA to about 27mA. The gain was achieved by reducing internal bias currents. As a result, the maximum operating frequency has been lowered and the gate drive philosophy is revised. The UC3879 expects a high current gate drive device connected to its outputs opposed to the direct drive capability of the UC3875 family.

### OSCILLATOR SECTION

The UC3879 features a completely redesigned oscillator circuit offering better noise immunity, temperature stability, and linearity. The charge current of the timing capacitor is constant, producing a linear, positive slope on the timing capacitor during the conduction period. The voltage level is tailored to provide ramp signal for voltage mode control directly. Likewise, slope compensation can be effortlessly accomplished using the voltage of the timing capacitor in case of peak current mode control. The operating frequency is programmed by the combination of RT and CT, which are connected to their separate pins.

### ERROR AMPLIFIER

Both integrated circuits make use of a 10MHz gain bandwidth amplifier to regulate the output voltage. The noninverting input of the UC3879 error amplifier is internally wired to a 2.5V reference opposed to the UC3875 family where the reference is to be provided externally.

In constant output voltage applications, the UC3879 will save those components related to generating the reference for the feedback amplifier. Conversely, it will require more components and more elaborate solution if the programming of the output voltage, thus the reference, is required. Systems with isolation between the primary and secondary side controllers will not experience any difference in the design since the error amplifier of the control IC is usually configured as a voltage follower processing the error signal transmitted from the secondary side of the converter.

### CYCLE-BY-CYCLE CURRENT LIMITING

This new feature is implemented only in the UC3879 controller. It provides exact, cycle-by-cycle current protection for the primary side switches during over-load conditions. The fast comparator utilized for cycle-by-cycle current limiting will terminate the active interval in every switching period when the current sense signal exceeds the internally set 2V reference value. This first level of over-load protection is suitable to limit the maximum power to be handled by the power stage and will not result in a hiccup type of operation.

### DELAY CIRCUITS

As previously described, the time between turning off one switch and turning on the other in the same leg of the bridge has a profound effect on circuit performance. Note that the programmed delay times should accommodate any delays introduced by the high current gate circuits and transformer.

Allowing zero delay between the outputs of the UC3879 provides greater freedom to the designer to implement those delays as desired. Possible other points to program the necessary delays are the inputs of the high current gate drivers or the secondary sides of the gate drive transformers. All these solutions have their pros and cons, and require careful considerations in sight of the actual application.

### OUTPUT DRIVERS

The output totem pole drivers of both controllers have identical structures. They feature their own power rail connections and they are kept active low during undervoltage lockout. However, output current ratings are remarkably different. With its 2A peak current capability, the UC3875 family is prepared for direct drive of the gates or gate drive transformers of the most commonly used power switches. Yet, with the continuously increasing die sizes, separate driver chips can be advantageous to eliminate undesired power dissipation and noise generation from the sensitive analog control sections. In this regard, the UC3879 is designed to work with external high current gate drive circuits. Its fast outputs, with 100mA peak current capability, are especially appropriate to drive the TTL or MOSFET input stages of those devices.

Undervoltage Lockout		Delay Times		UC3879	UVSEL pin		DELAYSET pins	
Turn-ON	Turn-OFF	$\tau_D > 0$	$\tau_D = 0$	Old Part #	Float	$\rightarrow V_{CC}$	$\rightarrow V_{REF}$	$R_{SET}$
10.75V	9.25V	X		UC3875		X		X
15.25V	9.25V	X		UC3876	X			X
10.75V	9.25V		X	UC3877		X	X	
15.25V	9.25V		X	UC3878	X		X	

Table 2. Providing UC3875/6/7/8 functionality through the setup options of the UC3879 control IC.

### UC3879 DESIGN FLEXIBILITY

Besides the several improved features and added functions, the UC3879 offers the greatest degree of design flexibility with the minimum number of external components. Table 2 shows the different setup possibilities to achieve the same functionality offered by four different part numbers in the UC3875 family.

### SUMMARY

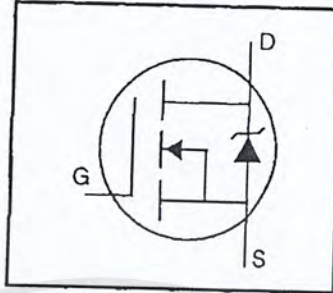
As demonstrated, the UC3875/6/7/8 and the UC3879 integrated circuits are dedicated to eliminate most of the difficulties associated with implementing the numerous auxiliary functions and the tedious control algorithm of the full bridge converters with phase-shifted control. The single chip solution with its carefully optimized signal levels and minimum number of external components provide the fast track in the controller design for one of today's most promising power conversion techniques.

### REFERENCES

- [1] R.A. Fisher, K.D.T. Ngo, and M.H. Kuo, "A 500 kHz, 250 W dc-dc converter with multiple outputs controlled by phase-shifted PWM and magnetic amplifiers", Proc. High Frequency Power Conversion Conference, pp. 100-110.
- [2] L.H. Mweene, C.A. Wright and M.S. Schlecht, "A 1 kW, 500 kHz front-end converter for distributed power supply system", Proc. APEC '89, pp 423-432.
- [3] D.B. Dalal, "A 500 kHz multi-output converter with zero voltage switching", Proc. APEC '90, pp. 265-274.
- [4] J.A. Sabate, V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee and B.H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switching PWM converter", Proc. APEC '90, pp. 275-284.
- [5] R. Redl, L. Balogh and N.O. Sokal, "A novel soft-switching full-bridge dc/dc converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz", Proc. PESC '90, pp. 162-172.
- [6] W.M. Andreycak, "Phase-shifted, zero voltage-transition design considerations and the UC3875 PWM controller", Application Note U-136, Unitrode Product & Applications Handbook 1993-94, pp. 9.393-9.406.
- [7] W.M. Andreycak, "Designing a phase shifted zero voltage transition (ZVT) power converter", Topic 3, Unitrode Power Supply Design Seminar SEM-900.
- [8] R. Redl, L. Balogh and D.W. Edwards, "Optimum ZVS full-bridge dc/dc converter with PWM phase-shift control: analysis, design considerations, and experimental results", Proc. APEC '94, pp. 159-165.
- [9] R. Redl, L. Balogh and D.W. Edwards, "Switch transitions in the soft-switching full-bridge PWM phase-shift dc/dc converter: analysis and improvements", Proc. INTELEC '93, pp. 350-357.

### HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

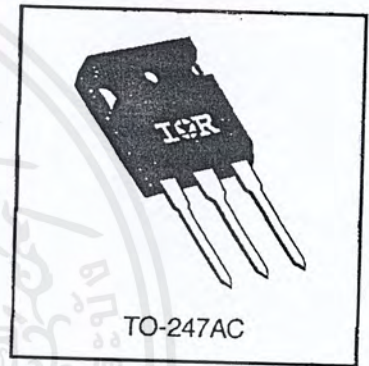
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

### Description

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

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



DATA

### Absolute Maximum Ratings

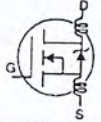
Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	80
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280
	Linear Derating Factor	2.2
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage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

### Thermal Resistance

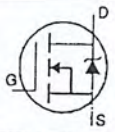
Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน 1025 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

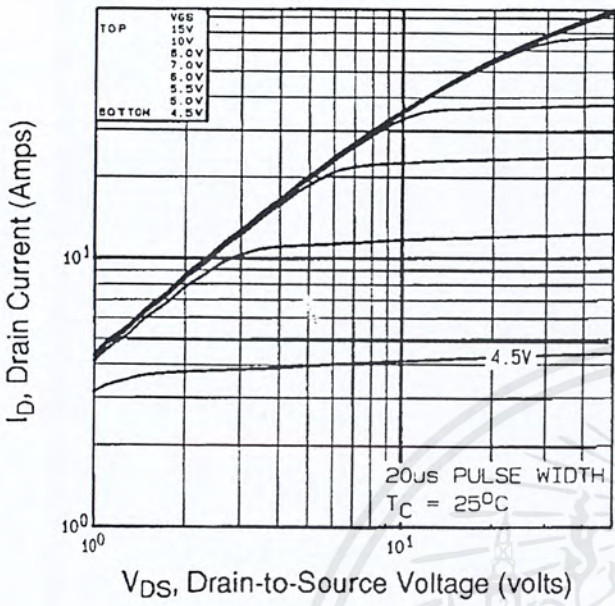
## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

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

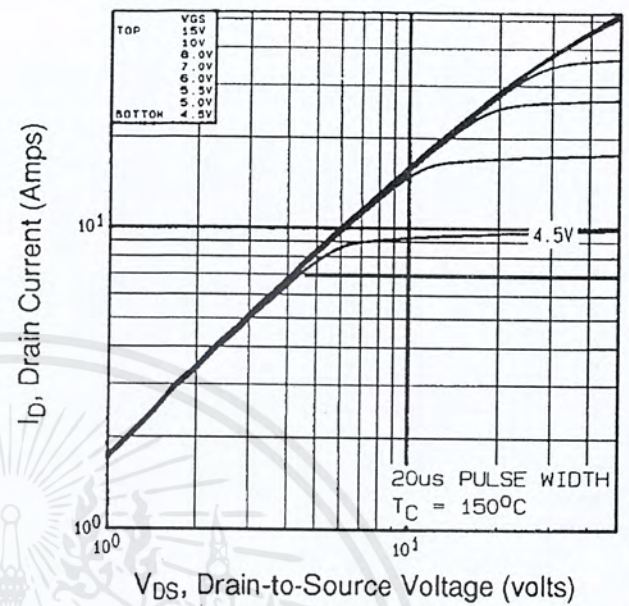
## Source-Drain Ratings and Characteristics

	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	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

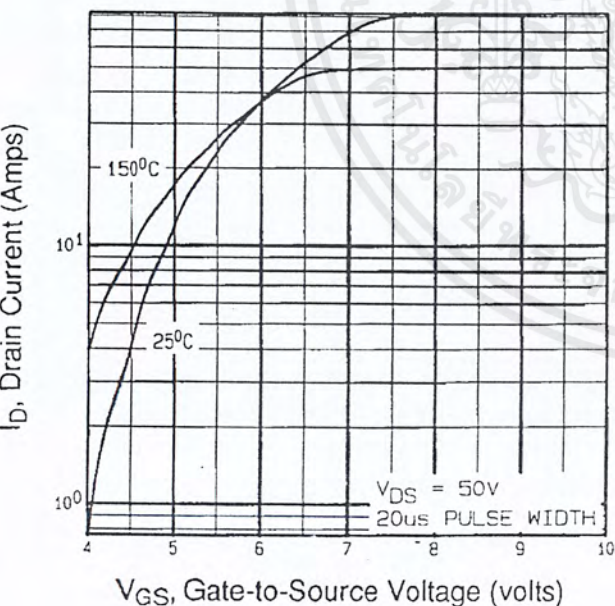
- Notes:
- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
  - ②  $V_{DD}=50V$ , starting  $T_J=25^\circ\text{C}$ ,  $L=4.3\text{mH}$ ,  $R_G=25\Omega$ ,  $I_{AS}=20A$  (See Figure 12)
  - ③  $I_{SD}\leq 20A$ ,  $di/dt\leq 160A/\mu s$ ,  $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$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



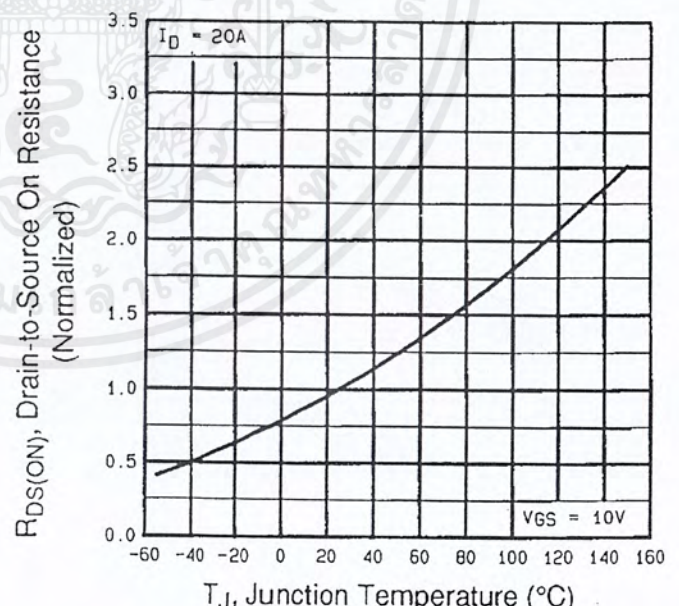
**Fig 1. Typical Output Characteristics,  $T_C=25^\circ\text{C}$**



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



**Fig 3. Typical Transfer Characteristics**



**Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature**

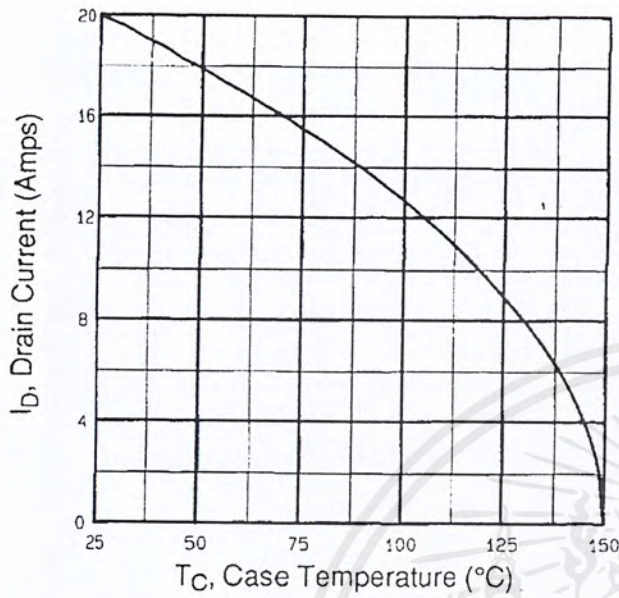


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

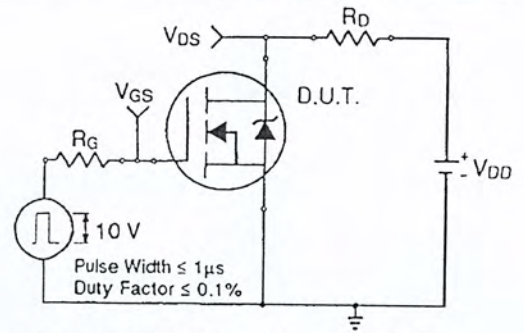


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

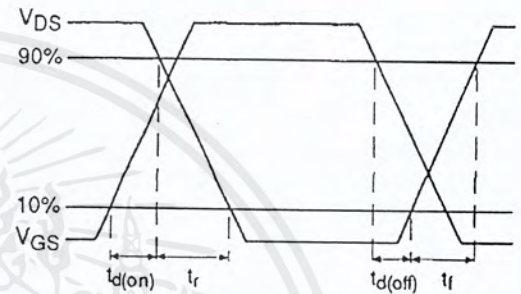


Fig 10b. Switching Time Waveforms

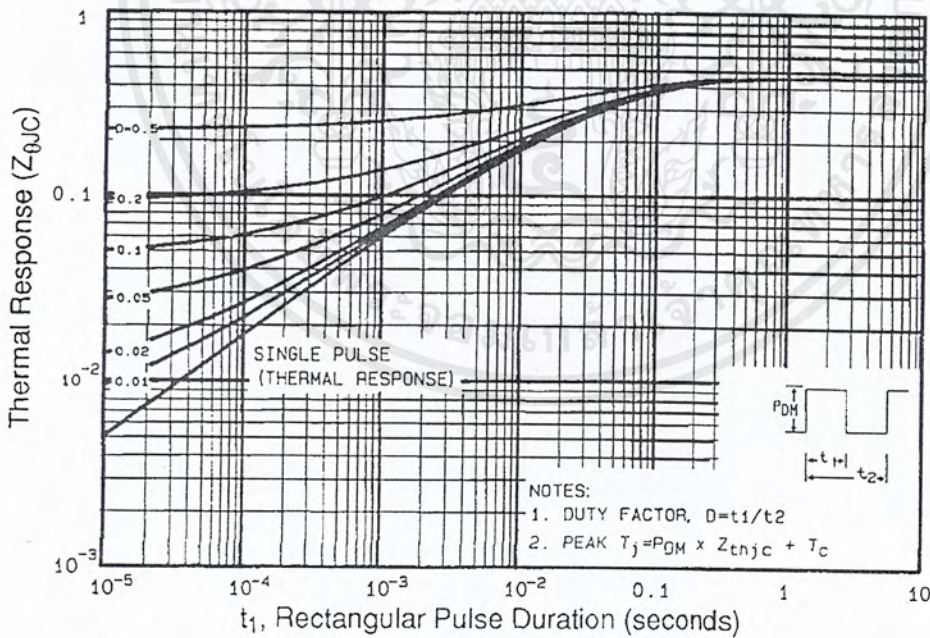
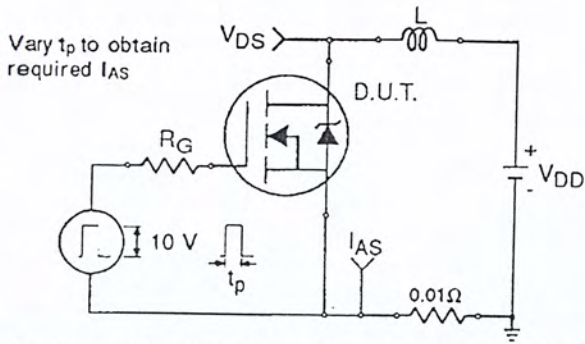
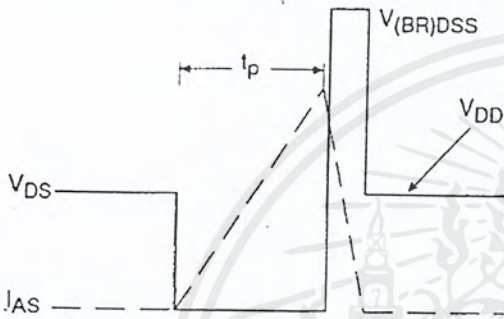


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

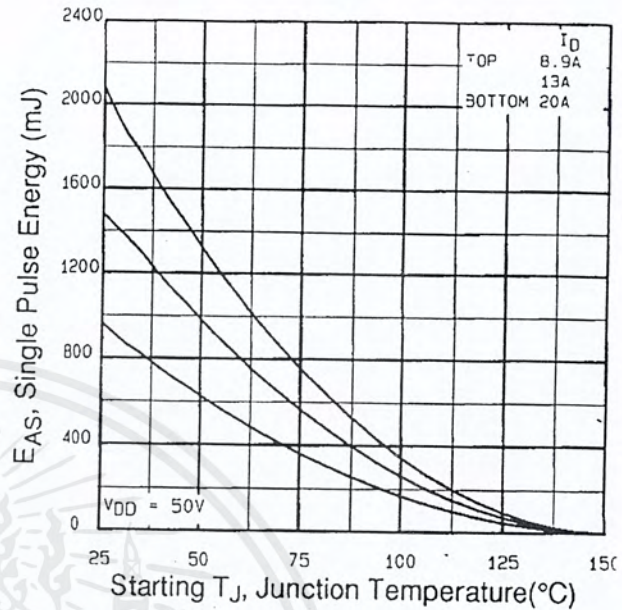
DATA SHEETS



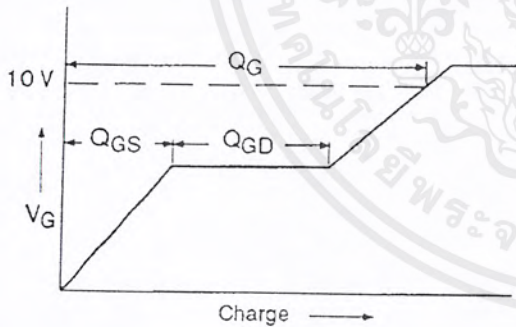
**Fig 12a.** Unclamped Inductive Test Circuit



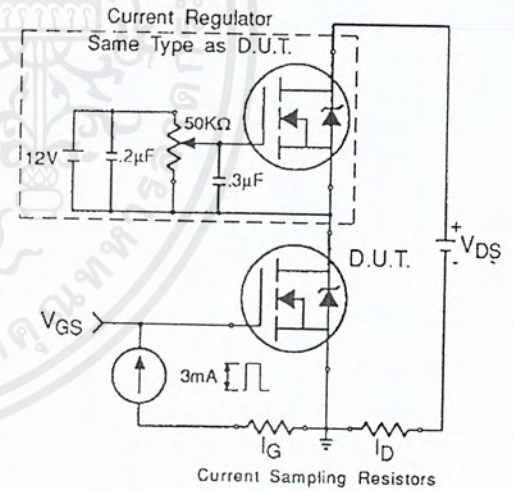
**Fig 12b.** Unclamped Inductive Waveforms



**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**  
**IR Rectifier**

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จลงไปด้วยดีตามวัตถุประสงค์ทั้งนี้เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจากบุคคลดังต่อไปนี้

1. รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ
2. ผศ. ดร.วิจิตร ภินเรศ
3. อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย
4. นายอาณัติ ถึงสาคร
5. นายโสมัส ธรรมาธิฐาน
6. รุ่นพี่นักศึกษาปริญญาโท พี่เอ๋ , พี่บอย , พี่ศักดิ์
7. เพื่อนๆ ทุกคนที่มีส่วนร่วมในโครงการ

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณท่านอาจารย์และบุคคลดังกล่าวทุกท่าน ที่ได้อบรมสั่งสอนให้ความรู้อันเป็นประโยชน์ คำปรึกษาและความช่วยเหลือต่างๆที่มีให้ ตลอดจนช่วยจัดหาอุปกรณ์ต่างๆที่ขาดเหลือในการทำโครงการ

## เอกสารอ้างอิง

- [1] โคทม อาริษาและยุทธนา กุลวิทิศ,“เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต,จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย,2540.
- [2] ธนากร สุกจินตกุล,“เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบสามสถานะ,”วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต,จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย,2535.
- [3] L.Gragalies,J.A.Sabate,K.R.Wang,W.A.Tabisz, and and F.C.Lee, “Design of a 10 kW, 500kHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating,”IEEE,PP 843-849,1993.
- [4] J.M.HO,F.C.Juang, “A Practical PWM Inverter Control Circuitry for Induction Heating and Studying of the Performances under Load Variations,” IEEE, PP 294-299,1998.
- [5] 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.