ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

เครื่องหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำ

INDUCTION MELTING

นายกฤษดากร	อินทรวงษ์	รหัส 42362368
นายจิราเมธ	โปติ๊บ	รหัส 42362384
นายเฉลิมเกียรติ	พิมสอน	รหัส 42362731

1 4942772
ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์
วันที่รับ........./................/..........
เลขทะเบียน....1 4942784 e2....
เลขเรียกหนังสือ.....................ปร. ก284ค 2545
มหาวิทยาลัยนเรศวร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ปีการศึกษา 2545

ใบรับรองโครงงานวิจัย

หัวข้อโครงงาน	เครื่องหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำ
ผู้ดำเนินโครงงาน	นายกฤษดากร อินทรวงษ์ รหัส 42362368
	นายจิราเมธ โปติ๊บ รหัส 42362384
	นายเฉลิมเกียรติ พิมสอน รหัส 42362731
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์สุพรรณนิกา ยังอยู่
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	อาจารย์ศุภวรรณ คำคงศักดิ์
สาขา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
ปีการศึกษา	2545

....

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร อนุมัติให้โครงงานฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะกรรมการสอบโครงงานวิจัย

....ประธานกรรมการ
(อาจารย์ยงยุทธ ชนบดีเฉลิมรุ่ง)

....กรรมการ
(อาจารย์นิพัทธ์ จันทรมินทร์)

....กรรมการ
(อาจารย์สุพรรณนิกา ยังอยู่)

....กรรมการ
(อาจารย์ศุภวรรณ คำคงศักดิ์)

....กรรมการ
(อาจารย์พรพิศุทธิ์ วรจิรันตน์)

หัวข้อโครงงาน	**เครื่องหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำ**
ผู้ดำเนินโครงงาน	**นายกฤษดากร อินทรวงษ์ รหัส 42362368**
	นายจิราเมธ โปติ๊บ รหัส 42362384
	นายเฉลิมเกียรติ พิมสอน รหัส 42362731
อาจารย์ที่ปรึกษา	**อาจารย์สุพรรณนิกา ยังอยู่**
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	**อาจารย์ศุภวรรณ คำคงศักดิ์**
สาขา	**วิศวกรรมไฟฟ้า**
ภาควิชา	**วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์**
ปีการศึกษา	**2545**

บทคัดย่อ

โครงงานนี้นำเสนอการนำเอาทฤษฎีของฟาราเดย์มาประยุกต์ใช้กับเบ้าหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำจากการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับเทียบกับเวลา ($E = d\phi/dt$) ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและมีกระแสไหลวนในเบ้าหลอม ทำให้ความร้อนเกิดขึ้นจนสามารถหลอมชิ้นงานได้ ซึ่งจะทำการหลอมชิ้นงานที่เป็นอลูมิเนียม และเพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานไปสู่เบ้าหลอมให้มากที่สุด จึงต้องทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่นที่มีมอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ ช่วยในการเปลี่ยนความถี่ไฟฟ้าให้สูงขึ้นใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ และใช้หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่ลดการสูญเสียขณะใช้งานที่ความถี่สูงช่วยเพิ่มกระแสให้สูงขึ้นเพื่อไปทำให้เกิดกระแสไหลวนในเบ้าหลอม จะทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานความร้อนจากเบ้าหลอมไปสู่ชิ้นงานหรืออลูมิเนียมให้มากที่สุดจนกระทั่งสามารถหลอมได้

Project Title	INDUCTION MELTING	
Name	Mr. Kritsadakorn Intarawong	ID. 42362368
	Mr. Jirameth Potip	ID. 42362384
	Mr. Chalermkiat Pimsorn	ID. 42362731
Project Advisor	Miss. Supannika Youngyou	
Co-Project Advisor	Miss. Supawan Khamkhongsak	
Major	Electrical Engineering	
Department	Electrical and Computer Engineering	
Academic Year	2002	

....

ABSTRACT

This project presents is applied for induction furnace by the magnetic flux induction. Induced voltage and eddy current in crucible is produced by the derivation of Electromagnetic flux caused by AC voltage during the period of time ($E = d\phi/dt$). As the result , heat produced by eddy current can melt the work piece as requirement. In order to melt the aluminum work piece and transfer the energy effectively , the resonant frequency shall be applied in the full wave inverter which its switching device is MOSFET. The MOSFET 's will switch from ordinary AC frequency 50 Hz to nearly the resonant frequency. We also use ferrite core for the matching transformer in order to minimize all losses during operation at high frequency. This can increase the eddy current in crucible and transfer the heat energy from the crucible to the work piece at the optimum point. The inducted melting process shall be succeeded completely.

กิตติกรรมประกาศ

โครงงานวิศวกรรมเรื่องเครื่องหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำนี้ที่สำเร็จเป็นรูปเล่มได้ เนื่องจากได้รับความกรุณาของ อาจารย์สุพรรณนิกา ยังอยู่ และอาจารย์ศุภวรรณ คำคงศักดิ์ ผู้เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้วางรากฐาน และอบรมสั่งสอนให้ความรู้อันเป็นประโยชน์ให้แก่ผู้ดำเนินโครงงาน ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร ทั้งยังได้เอื้อเฟื้อให้ความช่วยเหลือเป็นอย่างดีแก่ผู้ดำเนินโครงงาน และอาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่ให้คำปรึกษาในส่วนวงจรอิเล็กทรอนิกส์ โดยเฉพาะเพื่อน ๆ ที่ได้มีส่วนร่วมในความสำเร็จและความล้มเหลวบ้างในบางครั้ง

ขอแสดงความขอบคุณทุกสิ่งทุกอย่างทั้งบิดาและมารดาที่ช่วยเรื่องการสนับสนุนเงินทุนในการทำโครงงานนี้ให้สำเร็จได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอแสดงความขอบคุณเป็นอย่างสูง ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

นายกฤษดากร อินทรวงษ์

นายจิราเมธ โปตึ๊บ

นายเฉลิมเกียรติ พิมสอน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและหลักการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน	2
1.3 ขอบข่ายของโครงงาน	2
1.4 กิจกรรมการดำเนินงาน	3
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	3
1.6 งบประมาณที่ใช้	3
บทที่ 2 การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ	4
2.1 หลักการเบื้องต้นของการให้ความร้อน	4
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน	7
2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม	7
2.2.2 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน	16
2.2.1.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบกับอุณหภูมิและความเข้มสนามแม่เหล็ก	18
2.3 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	19
2.4 หลักการเรโซแนนซ์	25
2.4.1 วงวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม RLC	25
2.4.1.1 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L กับ C	27
2.4.1.2 Q แฟคเตอร์ของวงจรอนุกรม RLC	28
2.4.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	29

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4.2.1 Q แฟคเตอร์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานในทางปฏิบัติ 30
2.4.3 โหลดเรโซแนนซ์ 31

บทที่ 3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงและการควบคุม 34
3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท 34
3.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส 34
3.1.2 ฟิวส์ 34
3.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท 34
3.1.4 ไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter) 35
3.1.5 เซอร์กิทเบรกเกอร์ (Circuit Breaker) 35
3.2 อินเวอร์เตอร์ 35
3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร 35
3.2.2 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 36
3.2.3 ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก 37
3.3 หม้อแปลงความถี่สูง 39
3.3.1 ลักษณะแกนที่ใช้ 39
3.3.1.1 การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ 40
3.3.1.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ 41
3.3.2 ขดลวดทองแดง 41
3.4 วงจรควบคุมสัญญาณขับเกทของมอสเฟตกำลัง 41
3.4.1 วงจรเรกูเลเตอร์ 42
3.4.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ 42
3.4.2.1 ไอซีเบอร์ UC3879 43
3.4.2.2 การกำหนดเวลาคาบการทำงาน 43
3.4.2.3 การปรับเลื่อนเฟส 44
3.4.2.4 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ (Dead Time) 44
3.4.3 วงจรแยกกราวนด์ 44

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 ผลการทดลอง 49

4.1 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลา 49

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ 53

5.1 สรุป 53

5.2 ข้อเสนอแนะและการปรับปรุง 53

5.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากการทำงาน 54

เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก (ก) - วงจรโดยรวมของการหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

- ข้อมูลของอุปกรณ์ Data Sheet (IRFP 460 and UC3879)

- รูปชิ้นงานที่ประกอบเป็นตัวเครื่อง

ประวัติผู้เขียนโครงงาน

มหาวิทยาลัยนเรศวร

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

1.1 กิจกรรมการดำเนินงาน 3

2.1 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน 32

2.2 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน 33

4.1 แสดงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลา 49

มหาวิทยาลัยนเรศวร

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การหลอมแบบเหนี่ยวนำ	5
2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป	5
2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน	5
2.4 แสดงแผ่นคลี่เบ้าหลอม	6
2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม	7
2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมในอุดมคติ	7
2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวเบ้าหลอม	10
2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเบ้าหลอม	14
2.9 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้าสนามแม่เหล็กกับแรงดัน	15
2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ	15
2.11 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน	16
2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว	17
2.13 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านเบ้าหลอม และขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	20
2.14 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก	21
2.15 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า	21
2.16 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ	24
2.17 การพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_L$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม RLC เรโซแนนซ์	25
2.18 แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟสกับความถี่สำหรับเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	26
2.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R , V_L และ V_C กับความถี่	27
2.20 รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร RLC เรโซแนนซ์	28
2.21 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมรูปคลื่นกระแสที่จุดเรโซแนนซ์ของวงจร RLC ขนาน	29
2.22 แสดงวงจร RLC แบบขนานในทางปฏิบัติ	30
2.23 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่สำหรับเรโซแนนซ์แบบขนาน	30
3.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์	35
3.2(ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่าQ2	38
3.2(ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เข้ามาในวงจร เพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์	38

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.3 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดัน ที่ตกคร่อมไพรมารี่เมื่อต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร 38
3.4 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซีสของหม้อแปลง 40
3.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนของวงจรควบคุม 41
3.6 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ UC3879 42
3.7 แสดงวงจร Isolate and drive 44
3.8 แสดงสัญญาณเอาท์พุทที่ออกจาก UC3879 45
3.9 แสดงสัญญาณระหว่างสัญญาณ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 45
3.10 แสดงสัญญาณรวมระหว่างสัญญาณ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 46
3.11 แสดงสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 เมื่อเลื่อนเฟส 0 องศา 46
3.12 แสดงสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 เมื่อเลื่อนเฟส 90 องศา 46
3.13 แสดงสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 เมื่อเลื่อนเฟส 180 องศา 47
3.14 ช่วงเวลาขาขึ้นของสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 เมื่อเลื่อนเฟส 0 องศา 47
3.15 ช่วงเวลาขาลงของสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 เมื่อเลื่อนเฟส 0 องศา 47
3.16 สัญญาณที่ออกจากวงจรขับเกท Q_1 กับ Q_4 48
3.17 สัญญาณที่ออกจากวงจรขับเกท Q_2 กับ Q_3 48
3.18 สัญญาณรวมที่ออกจากวงจรขับเกท Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 48
4.1 กราฟแสดงการทดลองการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลา 51
4.2 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ 51

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ที่มาและหลักการ

ปัจจุบันได้มีการพัฒนาวิธีการให้ความร้อนแก่โลหะเริ่มต้นโดยตรงในงานหล่อโลหะยุคใหม่ด้วยเทคนิคการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และทำให้เกิดกระแสไหลวนในโลหะเริ่มต้น เกิดความร้อนด้วยความต้านทานของเนื้อโลหะเองแล้วหลอมละลาย จึงมีประสิทธิภาพในการถ่ายโอนพลังงานความร้อนสูง เตาหลอมโลหะชนิดนี้เรียกว่า "เตาหลอมโลหะชนิดเหนี่ยวนำ" เป็นที่นิยมในวงการหล่อโลหะมาก เนื่องจากใช้งานสะดวก ให้ความร้อนเร็ว มีความสะอาดและไม่ก่อให้เกิดควันหรือกระทบต่อมลภาวะมากเหมือนเตาหลอมชนิดใช้เชื้อเพลิงธรรมชาติ แต่เตาหลอมชนิดนี้ทำงานด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์ จึงต้องการความเอาใจใส่ดูแลรักษา เพื่อให้มีอายุใช้งานยาวนานและทำงานเต็มประสิทธิภาพ

พื้นฐานเครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำนั้น มีลักษณะการทำงานของวงจรคือเริ่มป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่วงจรฟิลเตอร์และเรคติไฟเออร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อควบคุมให้มีกระแสไหลคงที่ และป้อนให้กับวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำการสวิตซ์ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับกลับออกมา ซึ่งมีลักษณะคลื่นเป็นสแควร์ที่มีความถี่สูงขึ้น เป็นความถี่สูง ๆ ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ เนื่องจากที่ความถี่เรโซแนนซ์จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูงสุด จากคลื่นรูปสแควร์ที่ได้ตามการสวิตซ์ของมอสเฟตกำลังทีละคู่สลับกันในวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์จึงได้รูปคลื่นทั้งซีกบวกและซีกลบ โดยมีแอมปลิจูดเท่ากับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์ หลังจากนั้นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่เรโซแนนซ์นี้จะเป็นอินเวอร์เตอร์ให้กับหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่แปลงแรงดันให้ต่ำลงและเพิ่มกระแสที่ไหลไปยังโหลดให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อไปทำให้เกิดกระแสไหลวนในตัวเบ้าหลอมและมีความร้อนเกิดขึ้น ซึ่งจะต้องคำนึงถึงผลของสกินเอฟเฟค (Skin Effect) ที่จะทำให้เกิดกระแสไหลเฉพาะที่ผิวของชิ้นงานเท่านั้นเมื่อทำการหลอมที่ความถี่สูง ๆ

ถ้าเรามองเปรียบเทียบกับหม้อแปลงเป็นหลักจะได้ว่ามีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมเปรียบเหมือนแกนเหล็ก ซึ่งเราจะต้องทำให้เกิดความร้อนขึ้นบนแกนเหล็กนี้ให้มากที่สุด ดังนั้นเราจึงอาศัยการสูญเสียของแกนเหล็กในรูปของพลังงานความร้อน นำมาใช้ให้เป็นประโยชน์หรือให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็กให้มากที่สุดนั่นเอง ซึ่งประกอบด้วยการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน และการสูญเสียเนื่องจากฮีสเทอรีซีส ดังสมการต่อไปนี้

การสูญเสียในแกนเหล็ก $$P_c = P_h + P_e \quad (1.1)$$

การสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน $$P_e = K_e f^2 B_{max}^2 \quad (1.2)$$

การสูญเสียเนื่องจากฮีสเทอรีซีส $$P_h = K_h f B_{max}^x \quad (1.3)$$

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน

1. สามารถหลอมโลหะประเภทอลูมิเนียมได้ โดยไม่เป็นมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อมเพราะไม่มีการเผาไหม้ของเชื้อเพลิง

2. เพื่อเป็นแนวทางในการนำไปประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมการหลอม

1.3 ขอบข่ายของโครงงาน

เพื่อศึกษาการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลาและทดลองการหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง ซึ่งใช้อินเวอร์เตอร์ ได้กล่าวถึงพื้นฐาน ส่วนประกอบของวงจร หลักการทำงานของวงจรส่วนต่าง ๆ ในวงจร โดยมีรายละเอียดในบทต่าง ๆ ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำความร้อน และหลักการเรโซแนนซ์

บทที่ 3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูง หม้อแปลงความถี่สูง ลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดันและการควบคุม

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองรวมถึงข้อเสนอแนะต่าง ๆ เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

1.4 กิจกรรมการดำเนินงาน

กิจกรรม	พ.ย	ธ.ค	ม.ค	ก.พ	มี.ค	เม.ย	พ.ค	มิ.ย	ก.ค	ส.ค	ก.ย
1.เขียนโครงร่างการทำงาน	↔										
2.ศึกษาและรวบรวมข้อมูล		←	—	→							
3.ออกแบบและจัดสร้าง			←	—	—	—	→				
4.ทดสอบการทำงานของเครื่อง						←	—	—	→		
5.ปรับปรุงเครื่องต้นแบบและทดสอบอีกครั้งเพื่อสรุปผล							←	—	→		
6.ทำโครงงานฉบับร่าง								←	→		
7.ปรับปรุงแก้ไขโครงงานให้สมบูรณ์								←	—	—	→
8.ส่งโครงงานฉบับสมบูรณ์										←	→

ตารางที่ 1.1 กิจกรรมการดำเนินงาน

1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 เครื่องต้นแบบสำหรับหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำที่มีอุณหภูมิสูง

1.5.2 ได้รับความรู้และประสบการณ์ในการทำงานเกี่ยวกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

1.6 งบประมาณที่ใช้

- ค่าวัสดุและอุปกรณ์ 3,000 บาท (สามพันบาทถ้วน)

บทที่ 2
การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

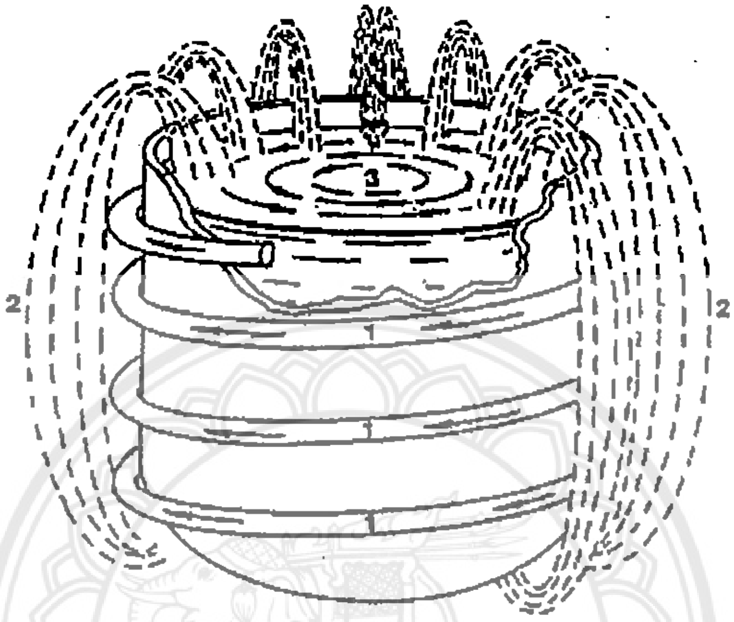
2.1 หลักการเบื้องต้นของการให้ความร้อน [2]

การให้ความร้อนหรือการหลอมชิ้นงานนั้นจะใช้หลักการถ่ายเทความร้อนจากเบ้าหลอมสู่ชิ้นงาน หรือความร้อนที่เกิดจากตัวชิ้นงานเอง ซึ่งการจะทำให้เกิดความร้อนที่เบ้าหลอมนั้นจะต้องอาศัยปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกันซึ่งมีสาเหตุสำคัญอยู่สามประการคือ การเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) , ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer) ซึ่งสามารถอธิบายการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานได้ดังนี้

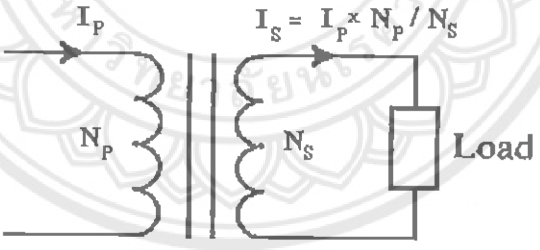
เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเข้าสู่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอมที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน ซึ่งเบ้าหลอมที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นกราไฟต์ซึ่งเป็นสารแม่เหล็ก (Ferromagnetic Materials) กระแสไฟฟ้าสลับจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กคล้องผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอม ถ้าชิ้นงานที่ต้องการหลอมเป็นสารที่ไม่เป็นแม่เหล็ก (Non-Ferromagnetic Materials) แล้ว การหลอมชิ้นงานจะอาศัยกำลังงานที่เบ้าหลอมได้รับแล้วทำการถ่ายเทพลังงานความร้อนที่เกิดขึ้นไปยังชิ้นงานเพียงอย่างเดียว แต่ถ้าชิ้นงานที่ต้องการหลอมเป็นสารแม่เหล็กสนามแม่เหล็กส่วนที่คล้องผ่านชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน (Eddy Current) ไหลวนอยู่ภายในชิ้นงานด้วย โดยกระแสไหลวนส่วนมากจะไหลอยู่บริเวณผิวของชิ้นงานแล้วจะค่อย ๆ ไหลลดลงแบบเอกซ์โปเนนเชียล เมื่อความลึกผิวของชิ้นงานมากขึ้นพูดอีกนัยหนึ่งก็คือกระแสไหลวนที่เกิดส่วนใหญ่จะไหลอยู่ที่บริเวณผิวของชิ้นงานนั่นเองปรากฏการณ์นี้เรียกว่า “Skin Effect” เนื่องจากกระแสไหลวนนี้จะไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิด ดังนั้นจึงทำให้เกิดการขัดสีของโมเลกุลตามความถี่ของกระแสสลับจนกระทั่งทำให้เกิดความร้อนขึ้นบนชิ้นงานโดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเรียกว่า “Eddy Current Loss” ซึ่งความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปยังบริเวณอื่น โดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพาความร้อนและการนำความร้อน เพราะฉะนั้นชิ้นงานที่เป็นพวกสารแม่เหล็กจึงสามารถที่จะหลอมได้โดยการอาศัยผลของการการถ่ายเทความร้อนจากเบ้าหลอมไปสู่ชิ้นงานและผลของ Eddy Current Loss ที่เกิดขึ้นบนชิ้นงานร่วมกัน

รูปที่ (2.1) แสดงการหลอมแบบเหนี่ยวนำ ให้เห็นถึงเส้นทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กคล้องผ่านเบ้าหลอมและไปตัดผ่านชิ้นงาน ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะสามารถเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนได้หรือไม่มากน้อยเพียงใดนั้นขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางแม่เหล็กและการนำ ไฟฟ้าของวัสดุที่นำมาใช้หลอม ถ้าหากเราพิจารณาการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น โดยให้ทั้งระบบเป็นหม้อแปลงหนึ่งชุด ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมจะเปรียบเสมือน

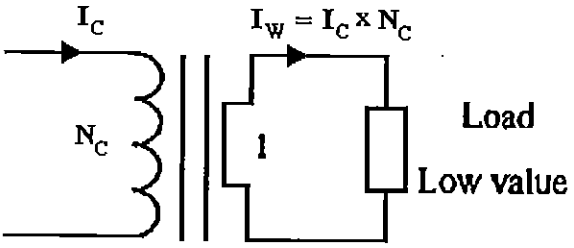
ขดทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบ และชิ้นงานเป็นโหลดที่ต่ออยู่ซึ่งความต้านทานสมมูลของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่านข้างต่ำ แต่เบ้าหลอมจะมีค่าสูงเนื่องจากเป็นวัสดุที่ทำมาจาก กราไฟต์ ดังนั้นความต้านทานสมมูลในวงจรจึงเป็นผลของเบ้าหลอมเป็นส่วนใหญ่



รูปที่ 2.1 การหลอมแบบเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของหม้อแปลงทั่วไป



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อน

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลงโดยทั่วไป ส่วนรูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ เบ้าหลอมและชิ้นงาน จะเห็นว่าถ้า I_c เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วน I_w เป็นกระแสที่ไหลในเบ้าหลอม กระแสทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$I_w = N_c I_c \tag{2.1}$$

โดยที่ N_c คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

กำลังสูญเสียเป็นความร้อนในเบ้าหลอมมีค่าเท่ากับ

$$P_w = N_c^2 I_c^2 R_w \tag{2.2}$$

โดยที่ R_w คือความต้านทานสมมูลของเบ้าหลอม

จากรูปที่ 2.1 และจากปรากฏการณ์ผิวถ้าพิจารณาว่ากระแสโดยส่วนมากไหลอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมูลได้ดังรูปที่ 2.4 เมื่อทำการคลี่เบ้าหลอมออกความต้านทานของเบ้าหลอมจะมีค่า

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

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานจำเพาะของเบ้าหลอม

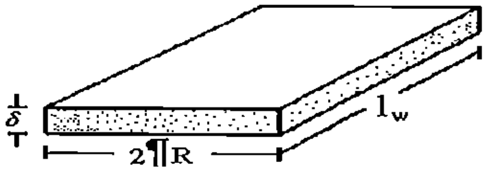
δ คือ ความลึกผิว $= \sqrt{\dfrac{\rho}{\mu\pi f}} = \sqrt{\dfrac{2\rho}{\mu\omega}}$

μ คือ ค่าความซาบซึมของเบ้าหลอม และ f, ω คือค่าความถี่

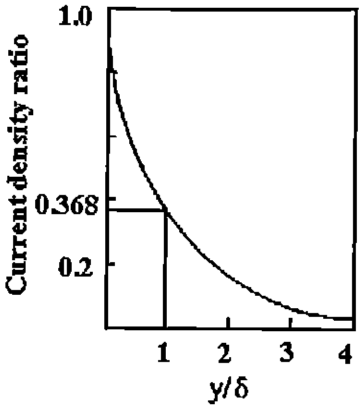
R คือ รัศมีของเบ้าหลอม

l_w คือ ความยาวของเบ้าหลอมซึ่งเท่ากับความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.3) ความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับ สภาพความต้านทาน ความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของเบ้าหลอมด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่เบ้าหลอม



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม

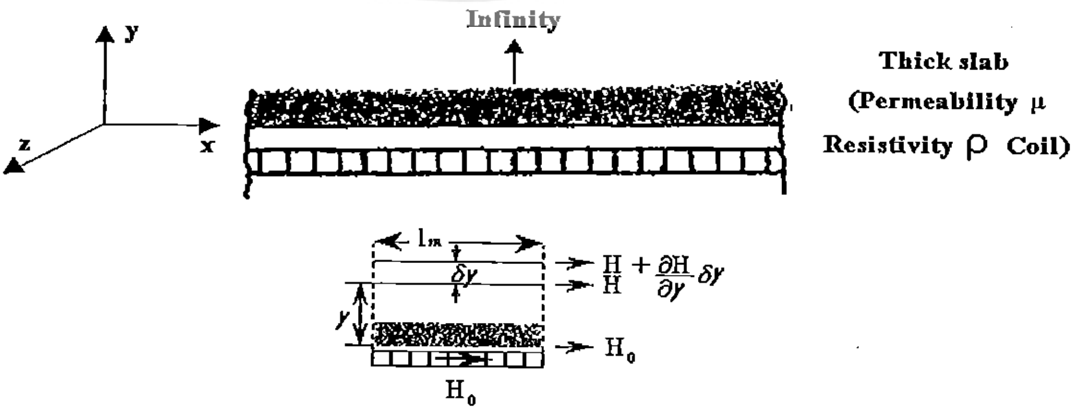
เนื่องจากปรากฏการณ์ผิว จึงทำให้ความหนาแน่นมีความสัมพันธ์กับระยะทางจากผิวเป็นฟังก์ชั่นเอกซ์โพเนนเชียล ที่ระดับความลึกผิว ความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่นของกระแสที่ผิวเบ้าหลอม จึงประมาณว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิว

ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะพบว่า ไม่มีการใช้แหล่งความร้อนจากภายนอกแต่ใช้เบ้าหลอมเป็นแหล่งความร้อนของตนเอง อีกทั้งเบ้าหลอมก็ไม่จำเป็นที่จะสัมผัสกับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก การให้ความร้อนในลักษณะนี้จึงสามารถทำได้สะดวก

2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน [2]

2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เข้าใจโดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในที่นี้จะอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi – infinite slab ถ้าสามารถทำความเข้าใจกับเบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติ จะทำให้เข้าใจการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับเบ้าหลอม



รูปที่ 2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมในอุดมคติ

รูปที่ 2.6 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอมยาวและหนามากโดยเบ้าหลอมจะวางอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เบ้าหลอมที่มีลักษณะเป็นอุดมคติดังกล่าว เทียบได้กับโหลดทรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ ในที่มีสมมติว่าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น H_0 เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับเบ้าหลอมมาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมโดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และสร้างกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่ผิวเบ้าหลอมตามแกน Z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวคเตอร์ในที่นี้จะสมมติเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมดังนี้

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

$$H_Y = 0 \quad , \quad H_Z = 0 \tag{2.4}$$

โดยที่ H_{om} คือค่ายอดของ H_X ที่ผิวชิ้นงาน $(Y = 0)$ จากสมการ พื้นฐานทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะพบว่า

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

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

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

$$\nabla^2 \vec{H} = \frac{\mu \partial^2 H}{\rho \partial t} = \frac{\mu}{\rho}\left[\frac{\partial H_X}{\partial t} + \frac{\partial H_Y}{\partial t} + \frac{\partial H_Z}{\partial t}\right] \tag{2.6}$$

เนื่องจากเบ้าหลอมมีลักษณะเป็นอุดมคติทำให้ $H_Y = 0, H_Z = 0$ ดังนั้น $\vec{H}$ จะมีส่วนประกอบในทิศทางแกน X อย่างเดียว แสดงว่า

$$\nabla^2 \vec{H} = \frac{\partial^2 \vec{H}_X}{\partial y^2} = \frac{\mu \partial H_X}{\rho \partial t} \tag{2.7}$$

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

$$\frac{d^2 H_X}{dy^2} - j\frac{\mu}{\rho}\omega H_X = 0 \tag{2.8}$$

ให้

$$\alpha^2 = \frac{\mu\omega}{2\rho} = \frac{1}{\delta^2} \tag{2.9}$$

$$\frac{d^2 H_X}{dy^2} - 2j\alpha^2 H_X = 0 \tag{2.10}$$

เขียนสมการใหม่ได้

$$\frac{d^2 H_X}{dy^2} - k^2 H_X = 0 \tag{2.11}$$

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

$$H_X(y) = A_1 \exp(ky) + A_2 \exp(-ky) \tag{2.12}$$

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

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

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

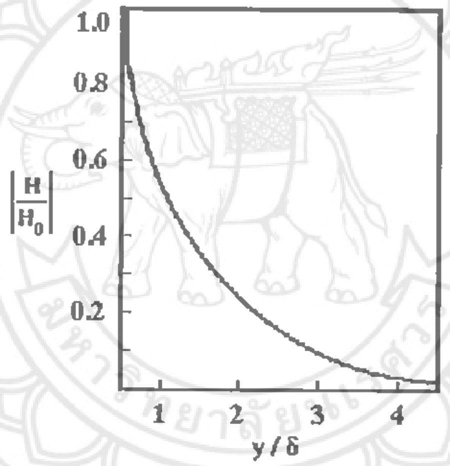
แต่ $\sqrt{2j} = \pm(1 + j)$ ดังนั้น

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

ใช้คำตอบเฉพาะส่วนจริง

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

จากผลเฉลยตามสมการที่ (2.16) พบว่าที่ผิวของเบ้าหลอม $y = 0 ; H_X = H_{om}\cos(\omega t)$ ตามเงื่อนไขที่สมมติไว้ และที่ระยะใด ๆ จากผิวของเบ้าหลอมในทิศทางแกน y ขนาดของความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล และการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสที่ระยะใด ๆ จากผิวของเบ้าหลอมจะเป็นแบบล้าหลังเมื่อเทียบกับมุมเฟสที่ผิวเป็นปริมาณ $\alpha y = \frac{y}{\delta}$



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวเบ้าหลอม

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

จาก $\vec{B} = \mu\vec{H}$ (2.17)

$$B_X(y) = B_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.18)$$

และจาก $\vec{J} = \mathrm{curl}(\vec{H})$ (2.19)

แสดงว่า $\vec{J_z} = -\dfrac{\partial H_X}{\partial y}\vec{k}\ ;\ \vec{J_x} = 0\ ;\ \vec{J_y} = 0$ (2.20)

$$\vec{J_z} = \{\alpha\sqrt{2j}\exp(-\alpha y\sqrt{2j} + j\omega t)\}H_{om}\vec{k} \quad (2.21)$$

$$\vec{J_z} = \{\alpha\sqrt{2}\exp(-\alpha y(1+j) + j\omega t + j\frac{\pi}{4})\}H_{om}\vec{k} \quad (2.22)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริง

$$\vec{J_z} = \alpha\sqrt{2}H_{om}\left[\exp(-\alpha y)\cos\left(\omega t - \alpha y + \frac{\pi}{4}\right)\right]\vec{k} \quad (2.23)$$

จะเห็นว่าความหนาแน่นกระแสที่เหนี่ยวนำมีทิศทางตั้งฉากกับความเข้มสนามแม่เหล็กเสมอ และมีมุมเฟสนำหน้าความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\frac{\pi}{4}$

เมื่อ $y = 0$

$$J_{z0} = \alpha\sqrt{2}H_{om}\exp j\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)$$

$$J_{z0} = \alpha\sqrt{2}H_{om}\exp j\frac{\pi}{4} \quad (2.24)$$

$$J_z(y) = J_{om}\exp(j\omega t - \alpha y\sqrt{2j})$$

$$J_z(y) = J_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \quad (2.25)$$

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้า จากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังนี้

$$E_z = \rho J_z \tag{2.26}$$

$$E_z = \rho J_{om} \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \tag{2.27}$$

จากผลเฉลยจากข้างต้นจะพบว่าปริมาณ $\vec{H}$; $\vec{B}$; $\vec{J}$ และ $\vec{E}$ จะมีลักษณะที่เหมือนกันคือเป็นไปตามปรากฏการณ์ผิว และจากความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่ากระแสผลรวมความยาวได้ดังนี้

$$I = \int_0^\infty J_z(y)dy(xl) \tag{2.28}$$

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

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

$$I = J_{om}\,\mathrm{Re}\left[\frac{\exp(j\omega t)}{(1+j)\alpha}\right]$$

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

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

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

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

จากที่กล่าวมาเมื่อมีกระแสไหลในเบ้าหลอมย่อมเกิดความร้อนขึ้น กำลังสูญเสียต่อ 1 ตารางเมตรที่ผิวเบ้าหลอมจะมีค่า

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

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบในการหาค่ากำลังสูญเสีย ต่อหนึ่งพื้นที่จึงต้องหาค่าเฉลี่ยกำลัง 1 คาบเวลาด้วยสมการที่ 2.33 จึงเป็น

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

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

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

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

แต่จาก $\left|J_{om}\right| = \frac{\sqrt{2}\left|H_{om}\right|}{\delta} = \frac{2H_0}{\delta}$

$$P_s = \frac{\rho}{\delta} H_0^2 \tag{2.36}$$

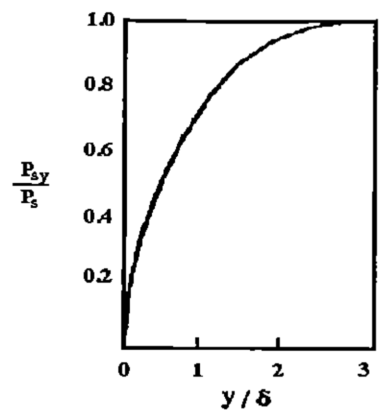
$$\frac{P_{sy}}{P_s} = 1 - \exp(-2\alpha y) \tag{2.37}$$

โดยที่ H_0 คือค่าอาร์เอ็มเอส ของ H_{om} ถ้าให้ P_{sy} คือกำลังสูญเสียของเบ้าหลอมจากผิวถึงระดับความลึก y สัดส่วนของ P_{sy} กับ P_s แสดงดังสมการที่ (2.37) และความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ P_{sy} และ P_s กับสัดส่วนของระยะทางจากผิวและความลึกผิวแสดง ดังรูปที่ 2.8 จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก สามารถหาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมต่อหนึ่งความยาวและค่าแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้าที่เกิดจากฟลักซ์สนามแม่เหล็กดังกล่าว ได้ดังนี้

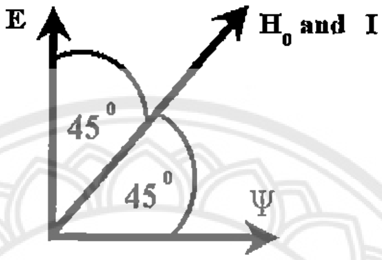
$$\phi = \int B_X(y)dy$$

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

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



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเบ้าหลอม

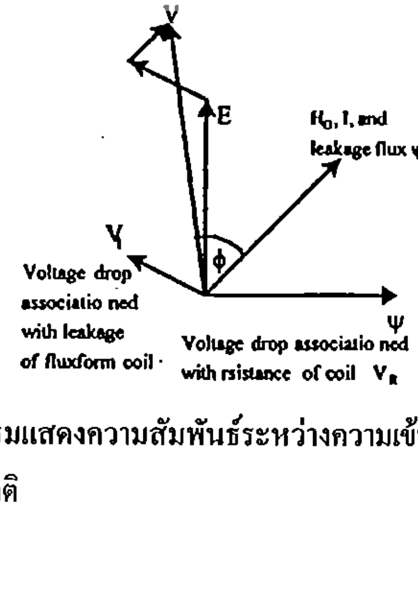


รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้าสนามแม่เหล็กกับแรงดัน

และจาก $E = N\frac{d\phi}{dt}$ (2.40)

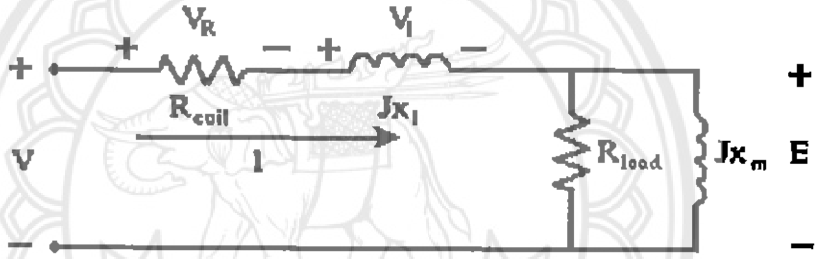
$$E = -\frac{\mu N}{\sqrt{2}\alpha} H_{om} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$$

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



รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ

จากสมการที่ (2.39) และสมการที่ (2.41) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมจะเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_{om} และมุมเฟสจะล้าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\frac{\pi}{4}$ และแรงดันที่เกิดขึ้นจะนำหน้ากระแสผลรวมอยู่ $\frac{\pi}{4}$ จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมาสามารถนำไปเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 2.9 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะพบว่าในกรณีที่เบ้าหลอมเป็นลักษณะอุดมคติ วงจรทางไฟฟ้าจะมีตัวประกอบกำลังเป็นแบบล้าหลังที่มีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนจริง และส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลมีค่าเท่ากัน แต่ความเป็นจริงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบเลวลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวเองอยู่แล้ว ทำให้เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 2.10 และสามารถเขียนวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของระบบได้ ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน

2.2.2 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน

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

โดยที่ δ คือค่าความลึกผิว

ρ คือค่าความต้านทานจำเพาะ

μ คือค่าความซึมซาบของเบ้าหลอม

f คือค่าความถี่ที่ใช้งาน

สำหรับเบ้าหลอมที่เป็นแท่งโลหะทรงกระบอกรัศมี R ให้

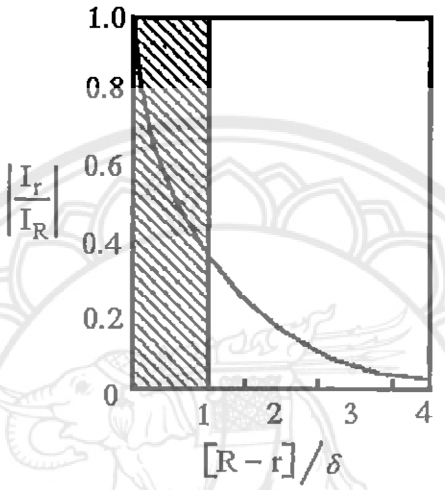
I_R คือค่ากระแสที่ผิวเบ้าหลอม

I_r คือค่ากระแสที่ระยะใด ๆ จากจุดศูนย์กลาง

ในกรณีที่สมมติว่า R ใหญ่กว่า δ 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

กระแสที่ไหลในเบ้าหลอมได้จากการอินทิเกต กระแสที่รัศมีใด ๆ กับความลึกกระแสที่ได้จะมีค่าเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟดังรูปที่ 2.12 แต่อย่างไรก็ตามพื้นที่ใต้กราฟดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับพื้นที่ที่แรเงา กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าถึงแม้ว่ากระแสที่ไหลในเบ้าหลอมมีความสัมพันธ์กับระยะทางเป็นเอกซ์โพเนนเชียล แต่เหมือนกับว่ามีกระแสคงที่ขนาด I_R ไหลอยู่ที่ผิวเบ้าหลอมในระดับความลึก δ ถ้าเบ้าหลอมมีความยาว l_w แล้วมีความต้านทานสมมูลที่กระแสคงที่ขนาด I_R ไหลผ่านจะมีค่า

$$R_w = \frac{2\pi R\rho}{\delta l_w} \tag{2.44}$$

ถ้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีจำนวนรอบเท่ากับ N_c และมีกระแสไหลผ่านขดลวดเป็น I_c และมีกระแสไหลผ่านเบ้าหลอม $N_c I_c$ กำลังปรากฏที่เบ้าหลอมจะมีค่า

$$P_w = \frac{2\pi R\rho}{\delta l_w} N_c^2 I_c^2 \tag{2.45}$$

ในกรณีที่ R ไม่ได้มากกว่า δ มาก ๆ แล้ว จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu\pi f H_{Rm}^2 l A_w P \tag{2.46}$$

ซึ่ง P เป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับ $\left(\frac{2R}{\delta}\right)$ ในการคำนวณกำลังความร้อนที่เกิดขึ้นที่เบ้าหลอมกำลังที่ได้จะขึ้นอยู่กับ ค่าความถี่ที่ใช้งาน ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติของเบ้าหลอมซึ่งหมายถึงขนาดและรูปร่าง รวมทั้งค่าความต้านทานจำเพาะ และค่าความซึมซาบของเบ้าหลอม เนื่องจากค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบมีผลต่อกำลังไฟฟ้าที่เบ้าหลอม จึงควรศึกษาว่าค่าเหล่านี้เปลี่ยนแปลงอย่างไร ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ หรือมีการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก แต่โดยทั่วไปความถี่จะไม่มีผลต่อค่าทั้งสองเท่าใดนัก

2.2.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบกับอุณหภูมิ และความเข้มสนามแม่เหล็ก

ความซึมซาบโลหะนั้นปกติจะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่สำหรับสารที่เป็นประเภทเฟอร์โรแมกเนติก ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก กับความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นเชิงเส้น แต่จะเป็นไปตามกราฟกระแสแท่งแม่เหล็ก จะพบว่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมกเนติกจะขึ้นอยู่กับความเข้มสนามแม่เหล็ก และระดับความอิ่มตัวของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กด้วย ได้มีการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบของสารกับความเข้มสนามแม่เหล็ก ได้ผลเป็นที่ยอมรับตามสมการที่ (2.47) นอกจากค่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมกเนติก ยังมีความสัมพันธ์กับอุณหภูมิด้วย กล่าวคือปกติค่าความซึมซาบของสารประเภทนี้จะค่อนข้างมีค่าคงที่กับอุณหภูมิ แต่ถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุดอิ่มตัวค่าความซึมซาบของสารจะลดลงเป็นค่าความซึมซาบของสูญญากาศทันที มีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก สำหรับเหล็กผสมคาร์บอน 0.05% จะมีอุณหภูมิอิ่มตัวอยู่ที่ประมาณ 760 ^{o}c

$$\mu = \left(1.43\times10^6 \frac{B_s}{H_{om}} + 1\right)\mu_0 \tag{2.47}$$

B_s คือ ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัว

H_{om} คือ ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด

μ_o คือ ค่าความซึมซาบของสูญญากาศ

2.3 การคำนวณวงจรสมมูลของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก [2-3]

เนื่องจากขดลวดให้ความร้อนมีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกับหม้อแปลง โดยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบ และชิ้นงานเป็นโหลดที่ต่ออยู่ซึ่งความต้านทานสมมูลของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ โดยที่วงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อน สามารถที่จะพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำในทางปฏิบัติสามารถที่จะวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้โดยใช้เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์นี้จะสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ได้ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ ในที่นี้จะกล่าวถึง วงจรสมมูลของขดลวด เบ้าหลอมและชิ้นงาน

จากรูปที่ 2.13 ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของเบ้าหลอม คือ H_{Rm} และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านระบบประกอบด้วย

ϕ_w คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่านเบ้าหลอม

ϕ_g คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่านอากาศ

ϕ_c คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แสดงในหัวข้อ 2.2 สามารถสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu\pi f H_{Rm}^2 (l_w A_w) P \tag{2.48}$$

$$\phi_w = \mu H_{Rm} A_w (q - jP) = \mu_0 \mu_r H_{Rm} A_w (q - jP) \tag{2.49}$$

H_{Rm} คือ ค่ายอดของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของเบ้าหลอม (Am^{-1})

ϕ_{wm} คือ ค่ายอดของเส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องผ่านเบ้าหลอม (Wb)

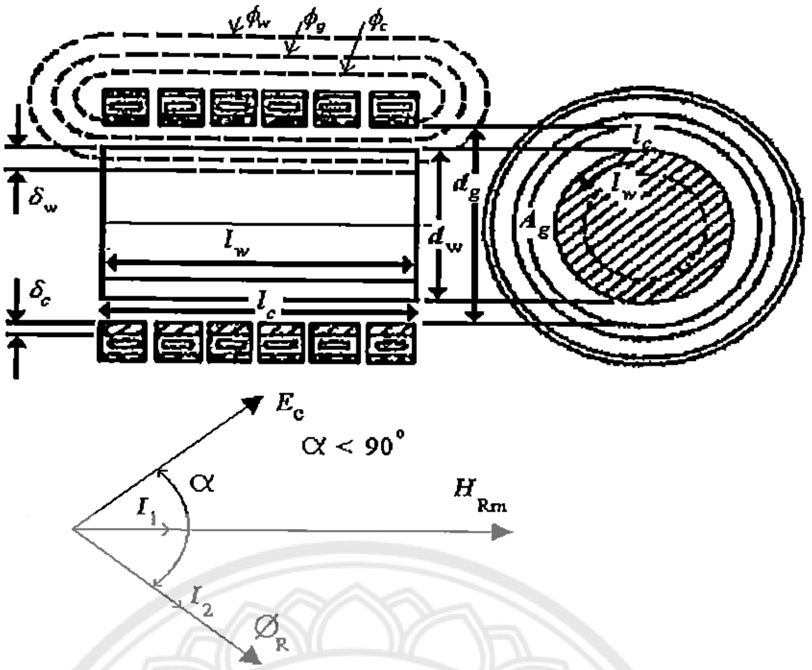
l_w คือ ความยาวชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)

A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของเบ้าหลอม (m^2)

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

$$P = \frac{2}{\left(1.23 + \frac{d}{\delta}\right)} \tag{2.50}$$

$$q = \frac{2}{d/\delta} \tag{2.51}$$



รูปที่ 2.13 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านเบ้าหลอม และขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

ϕ_g คือ ค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ซึ่งปกติฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีเบ้าหลอม ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กลง เมื่อมีเบ้าหลอมอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์คล้องผ่านจะลดลงนอกจากนี้ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ ยังผลให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเลวลง โดยปกติ

$$\phi_{gm} = \mu_0 H_{Rm} A_g \tag{2.52}$$

โดยที่ A_g คือ พื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กคล้องผ่านอากาศ

ϕ_c คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่เบ้าหลอม ตามปกติขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะสร้างจากทองแดงที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$\phi_{cm} = k_r \mu_0 \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \tag{2.53}$$

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

จาก $\phi_{om} = \phi_{wm} + \phi_{gm} + \phi_{cm}$ (2.54)

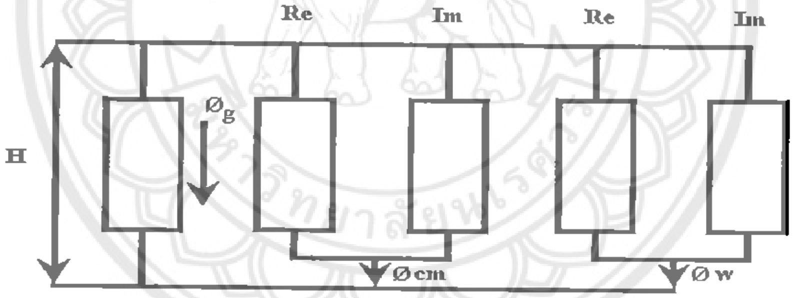
$$\phi_{om} = \mu_0 H_{om}\left[\left(A_g + \mu_r + qA_w + k_r d_r \delta_c \frac{\pi}{2}\right) - j\left(\mu_r PA_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (2.55)$$

จาก $H_{on} = \dfrac{\sqrt{2} I_c N_c}{I_c}$ (2.56)

ให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด

$$E_c = j\frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_{om} \quad (2.57)$$

ได้ว่า $E_c = \dfrac{2\pi f \mu_0}{I_0} N_c^2 I_c\left[\left(\mu_r PA_w + k_r d_c \delta_c \dfrac{\pi}{2}\right) + j\left(A_g + \mu_r qA_w + k_r d_c \delta_c \dfrac{\pi}{2}\right)\right]$ (2.58)



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

จากสมการฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถที่จะเขียนเป็นเส้นทางเดินของสนามแม่เหล็กได้ ดังรูปที่ 2.14 ส่วนรูปที่ 2.15 เป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ส่วนที่เป็นความต้านทานมาจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนที่เป็นความเหนี่ยวนำจากเบ้าหลอม ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และส่วนที่เป็นอากาศ ซึ่งอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์ได้

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (2.59)$$

ความต้านทานของเบ้าหลอม $R_w = K(\mu_r PA_w)$ (2.60)

ความต้านทานของขดลวด $R_c = \frac{K}{2}(K_r \pi d_c \delta_w)$ (2.61)

รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ $X_g = KA_g$ (2.62)

รีแอกแตนซ์จากชิ้นงาน $X_w = K(\mu q A_w)$ (2.63)

รีแอกแตนซ์จากขดลวด $X_c = \frac{K}{2}(k_r \pi d_c \delta_c)$ (2.64)

โดยที่ $K = 2\pi f \mu_0 \left(\frac{N_c^2}{I_c} \right)$ (2.65)

ค่าเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่สำคัญได้ดังนี้

ประสิทธิภาพขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\eta = \left[\frac{R_w}{(R_c + R_w)} \right]$ (2.66)

ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\cos\theta = \frac{R_w + R_c}{|Z|}$ (2.67)

โดยที่ $Z^2 = (R_w + R_c)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2$ (2.68)

กำลังงานที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $P_c = \frac{P_w}{\eta}$ (2.69)

กำลังที่ปรากฏที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก Coil $VA = \frac{P}{\cos\theta}$ (2.70)

Coil $VA = I_c^2 |Z|$ (2.71)

แรงดันต่อรอบที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\frac{E_c}{N_c} = \frac{\text{Coil VA}}{\text{Total Ampere Turn}} = \frac{(VA)_c}{H_0 I_c}$ (2.72)

Ampere Turn ของขดลวด

$$I_c N_c = H_0 l_c \quad (2.73)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะได้ว่า

$$R_c = \pi\sqrt{\pi} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{l_c}\right] \sqrt{\rho_c \mu_0 f} \quad (2.73)$$

โดยประมาณ $R_w = 4\sqrt{\pi} A_w \left[\frac{N_c^2}{l_c}\right] \sqrt{\rho_w \mu_w f}$ (2.74)

$$L_c = \frac{\sqrt{\pi}}{2} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{l_c}\right] \sqrt{\frac{\sqrt{\rho_c \mu_0}}{f}} \quad (2.75)$$

โดยประมาณ $L_w = \frac{2A_w}{\sqrt{\pi} d_w} \left[\frac{N_c^2}{l_c}\right] \sqrt{\frac{\sqrt{\rho_w \mu_w}}{f}}$ (2.76)

$$L_g = \mu_0 \left[\frac{N_c^2}{l_c}\right] A_w \quad (2.77)$$

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอมจะขึ้นกับลักษณะและขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและถ้าพิจารณาให้ขดลวดและเบ้าหลอมคงที่ สำหรับความต้านทานเนื่องจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็กและความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากแกนอากาศ พบว่าจะขึ้นกับลักษณะของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก พื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็กคล้องผ่าน โดยจะไม่มีความสัมพันธ์กับความถี่

ถ้าพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะพบว่าเป็นการยากที่จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของเบ้าหลอมด้วย และจากที่กล่าวมาจากการคำนวณจะคิดว่าเป็นกรณีอุดมคติคือขดลวดมีความยาวมาก ๆ และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านช่องอากาศจะมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ซึ่งในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ค่าที่ได้อาจผิดไปจากความจริง เช่น ในกรณีฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านอากาศ จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสูตรที่ใช้ในการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดยจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่คล้องผ่านอากาศ รูปที่ 2.16 แสดงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวนรอบเป็น N_c รอบ ซึ่งสูตรที่ใช้ในการคำนวณจะเป็นสูตรที่มีการปรับปรุงให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

$$L_g = \lambda d N_c^2 (\mu H) \tag{2.78}$$

$$\lambda = \frac{0.1\pi^2}{\left\{0.45 + \gamma + \beta + \frac{2\gamma\beta(\gamma + l_c)}{3(\gamma + 2)}\right\}} \tag{2.79}$$

$$\gamma = \frac{l_c}{d} \tag{2.80}$$

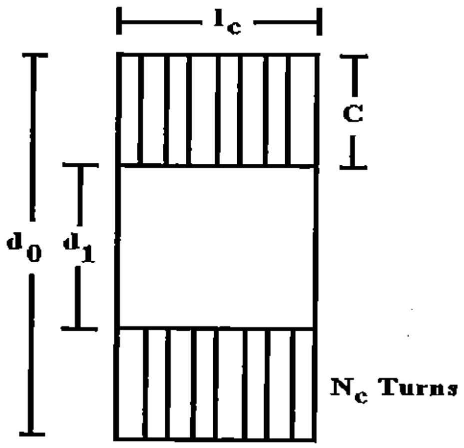
$$\beta = \frac{c}{d} \tag{2.81}$$

$$d = \frac{(d_0 + d_1)}{2} \tag{2.82}$$

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำที่คำนวณได้นี้จะมีค่าความเหนี่ยวนำของช่องอากาศทั้งหมด ในกรณีที่มีเบ้าหลอมอาจต้องคูณด้วยตัวประกอบ เพื่อให้เป็นเพียงพื้นที่ส่วนที่เป็นฟลักซ์สนามแม่เหล็กคล้องผ่านเท่านั้น

ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

14942784 e2
ปร.
ก284ค
2545



รูปที่ 2.16 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ

2.4 หลักการเรโซแนนซ์

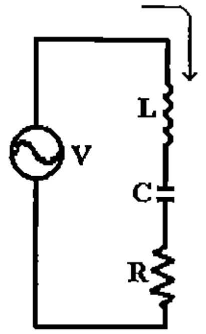
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุดนั่นคือ Z = R ปรากฏการณ์เช่นนี้เราเรียกว่า "ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์" และความถี่ที่เกิดขึ้น ณ จุดเรโซแนนซ์นี้เราจะเรียกว่า "ความถี่เรโซแนนซ์" และเนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดเรโซแนนซ์นี้มีค่าต่ำสุดดังนั้นค่ากระแสที่ไหลผ่านในวงจรจึงมีค่ามากที่สุด

ในทำนองเดียวกันถ้าเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจร RLC แบบขนานจนถึงค่าหนึ่งก็จะพบว่าสามารถเกิดปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ได้เช่นกันนั่นคือค่า X_L จะเท่ากับ X_C อย่างไรก็ตามค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้น ณ จุดเรโซแนนซ์ที่ต่อแบบขนานนี้จะมีค่ามากที่สุด และจะทำให้ค่ากระแสที่ไหลในวงจรมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งจะมีลักษณะตรงกันข้ามกับแบบอนุกรม

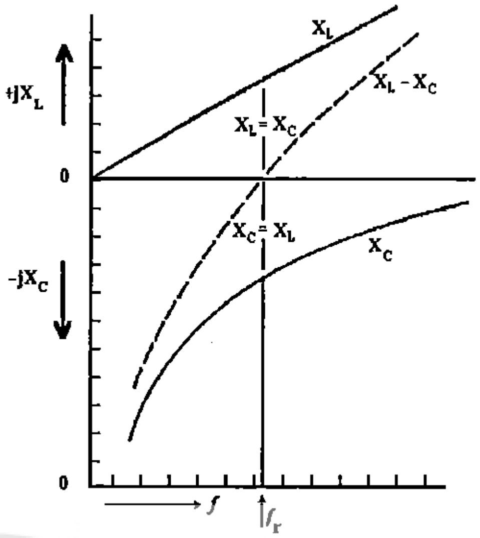
2.4.1 วงวงจรโซแนนซ์แบบอนุกรม RLC

จากรูป 2.17 ก) จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RLC ที่ต่อแบบอนุกรมจะมีค่าดังสมการ

$$Z = R + j(X_L - X_C) \tag{2.83}$$



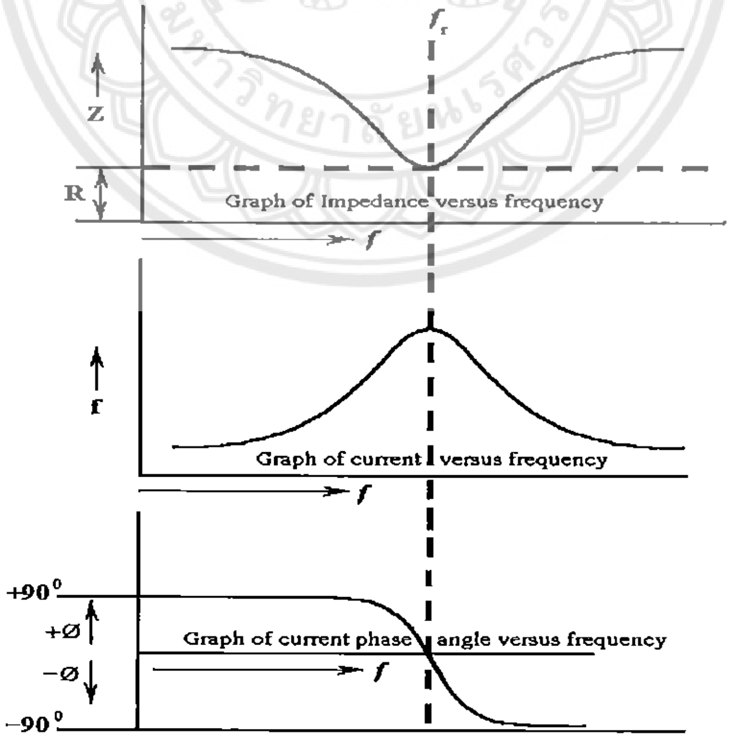
ก) วงจรอนุกรม RLC



ข) X_L ,X_C เมื่อพล็อตตามความถี่

รูปที่ 2.17 การพล็อตค่า +jX_L และ –jX_L กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม RLC เรโซแนนซ์

เนื่องจากค่า X_L = 2πfL และ X_C = ½πfC ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์จึงขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ จากรูป 2.17 ข) จะเห็นว่าเมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายไฟมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นค่า X_L ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นส่วน X_C จะมีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นด้วยโดยที่ผลรวมของค่าเรโซแนนซ์แล้วก็จะมีผลทำให้ค่านั้นคือ ค่ารีแอกแตนซ์จะมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือค่าอิมพีแดนซ์รวมจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทาน



รูปที่ 2.18 แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟส กับความถี่ สำหรับเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

จากรูป 2.18 จะได้ค่าอิมพีแดนซ์รวมและกระแสที่ไหลในวงจรที่ความถี่ใด ๆ ดังสมการ

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \qquad\qquad I = \frac{V}{Z}$$

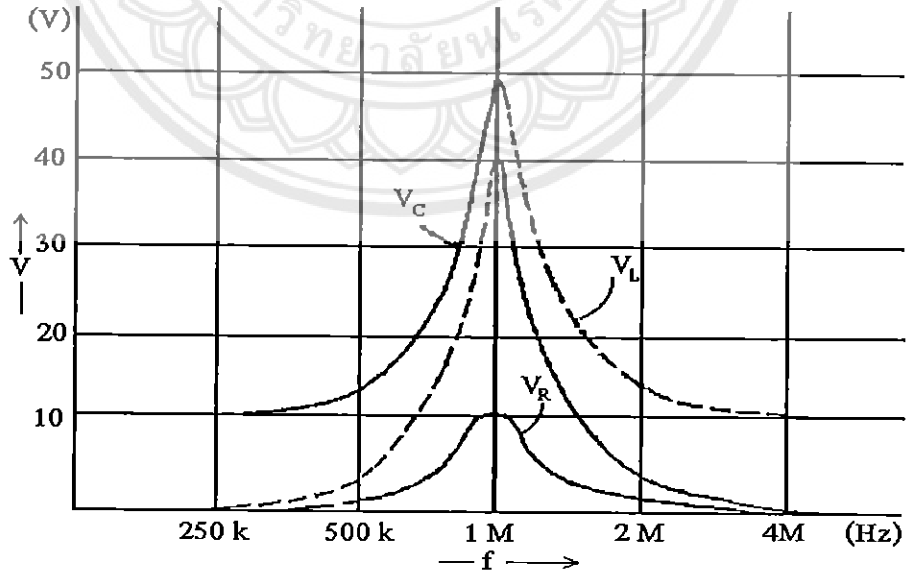
และที่ความถี่เรโซแนนซ์จะได้ดังสมการ

$$Z = R \qquad , \qquad I = \frac{V}{R}$$

เพราะฉะนั้นจะได้สมการของแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน , ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ความถี่ใด ๆ ดังสมการ

$$V_R = IR, \quad V = IX_L, \quad V_C = IX_C \tag{2.88}$$

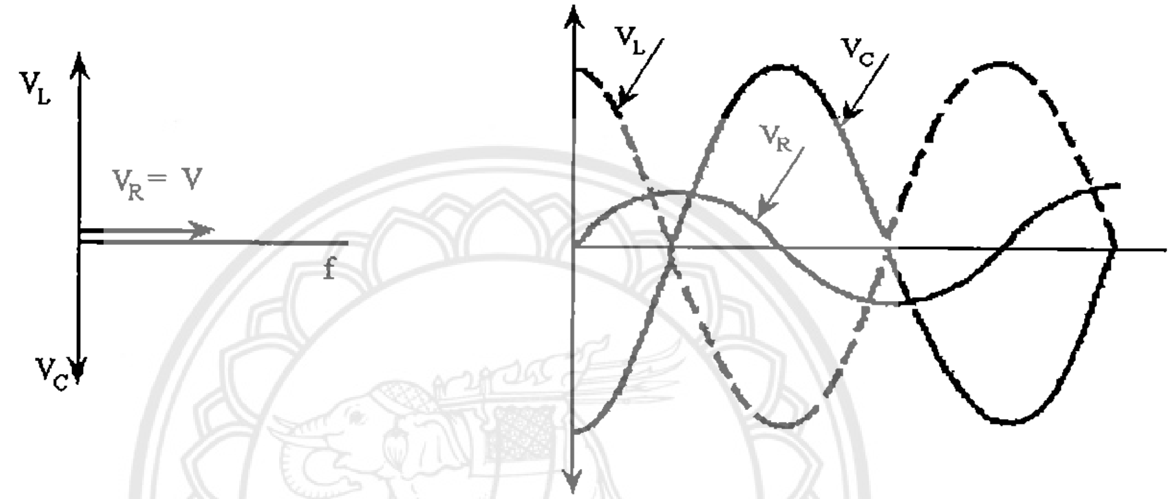
เมื่อนำค่า V_R , V_L และ V_C ที่ความถี่ใด ๆ มาพล็อต จะได้ดังรูป 2.19 ซึ่งจะเห็นว่าที่ความถี่เรโซแนนซ์นั้น ค่า V_L และ V_C จะมีค่ามากกว่าแรงดันของแหล่งจ่ายหลายเท่า แต่ค่า V_R จะมีค่าเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่าย



รูปที่ 2.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R , V_L และ V_C กับความถี่

2.4.1.1 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L กับ C

เมื่อเรานำรูปคลื่นแรงดัน V_R , V_L และ V_C ที่ความถี่เรโซแนนซ์มาพล็อตจะได้ดังรูป 2.20 จะเห็นว่ารูปคลื่นแรงดัน V_L และ V_C จะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา ส่วนรูปคลื่น V_R จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ V_L และ V_C มีค่าเท่ากับศูนย์ จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าจะมีการส่งผ่านพลังงานกันระหว่าง L กับ C อย่างไรก็ตามก็จะไม่มีการสะสมพลังงานเกิดขึ้นที่จุดเรโซแนนซ์นี้



ก) รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของวงจรเรโซแนนซ์ ข) รูปคลื่นแรงดัน V_R , V_L และ V_C ที่จุดเรโซแนนซ์

รูปที่ 2.20 รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร RLC เรโซแนนซ์

2.4.1.2 Q แฟคเตอร์ของวงจรอนุกรม RLC

พิจารณาสมการ I, V_L และ V_C ที่จุดเรโซแนนซ์จะได้ดังสมการ

$$I = V/R \tag{2.89}$$

$$V_L = IX_L = VX_L/R \tag{2.90}$$

$$V_C = IX_C = VX_C/R \tag{2.91}$$

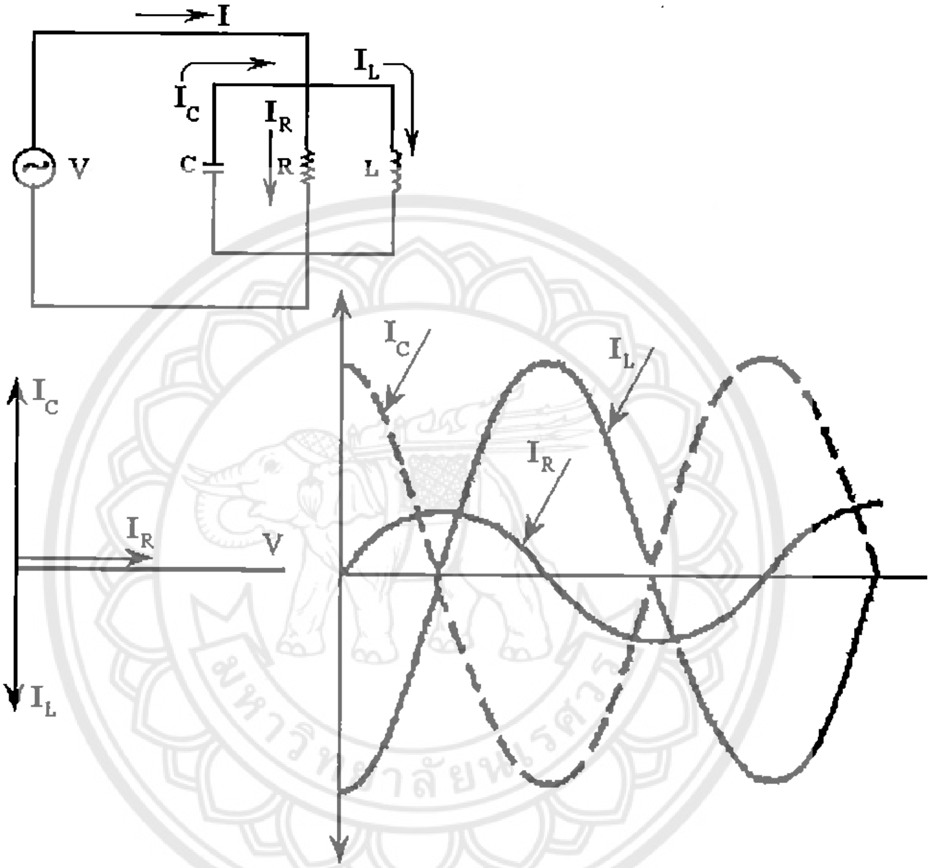
โดยที่อัตราส่วน V_L/V และ V_C/V จะเรียกว่า "Quality Factor" ซึ่งจะมีค่าดังสมการ

$$Q = X_L/R = X_C/R = 1/\omega CR \tag{2.92}$$

2.4.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

จากรูป 2.21 จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่าดังสมการ

$$Y = 1/R + j(1/X_c - X_L) \tag{2.93}$$



รูปที่ 2.21 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมรูปคลื่นกระแสที่จุดเรโซแนนซ์ของวงจร RLC ขนาน

ถ้าหากปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟไปจนมีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์แล้วจะมีผลทำให้ค่า X_L มีค่าเท่ากับ X_C เพราะฉะนั้นแอดมิตแตนซ์รวมจะมีค่าเท่าส่วนกลับของค่าความต้านทานของวงจร $1/R$ และกระแสที่ไหลในวงจรจะมีค่าต่ำที่สุดโดยจะมีค่าเท่ากับ V/R นอกจากนี้ก็จะมีการส่งผ่านพลังงานกันระหว่าง L กับ C เช่นเดียวกับวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

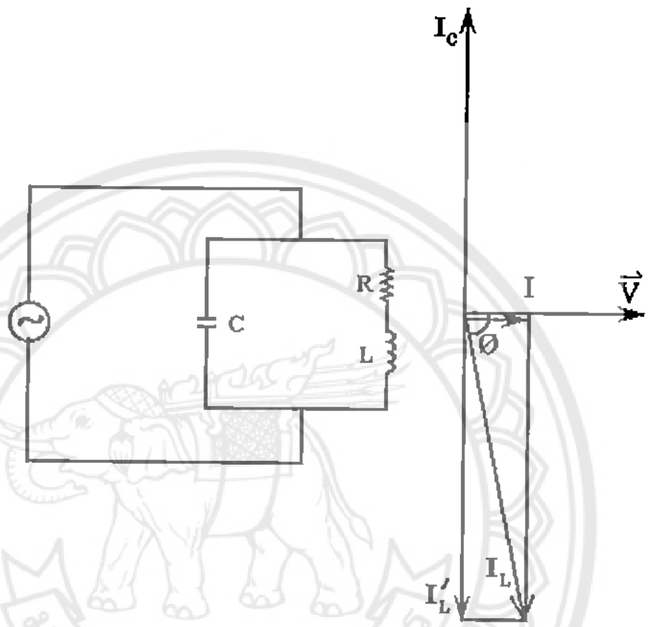
ในทางปฏิบัติวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะเป็นลักษณะดังรูป 2.22 โดยที่ค่าแอดมิตแตนซ์รวมของวงจรจะมีค่าดังสมการ

$$Y = 1/(R + jX_L) + 1/jX_C \tag{2.94}$$

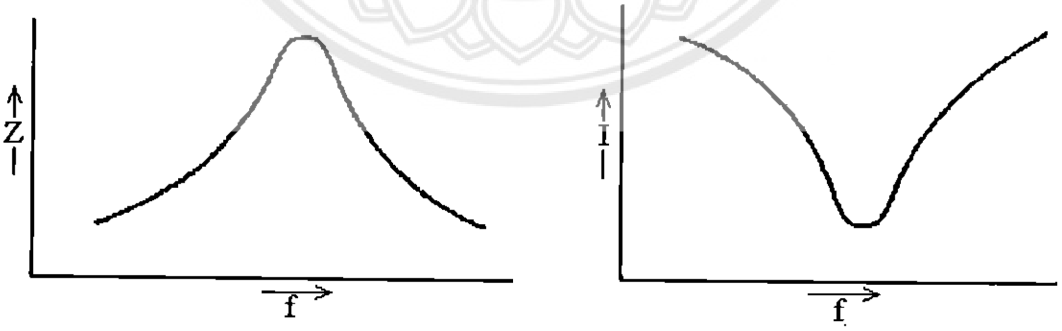
โดยที่จุดเรโซแนนซ์นั้นค่า X_C จะมีค่าดังสมการ

$$X_C = (R^2 + X_L^2)/X_L \tag{2.95}$$

$$Z = L/RC \tag{2.96}$$



รูปที่ 2.22 แสดง RLC แบบขนานในทางปฏิบัติ



ก) ค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่ ข) ค่ากระแสกับความถี่

รูปที่ 2.23 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่สำหรับเรโซแนนซ์แบบขนาน

2.4.2.1 Q แฟคเตอร์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานในทางปฏิบัติ

ค่า Q แฟคเตอร์ของวงจรนี้จะมีค่าดังสมการ

$$Q = I_L / I = I = X_C / R = (R^2 + X_L^2) / RX_L \quad (2.97)$$

โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) จะมีค่าดังสมการ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{1 - \frac{CR_L^2}{L}} \quad (2.98)$$

จากรูปที่ 2.23 จะพบว่าวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานในทางปฏิบัตินั้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดและกระแสจะมีค่าสูงสุดที่ความถี่เรโซแนนซ์

จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าการทำงานที่จุดเรโซแนนซ์จะให้ค่ากำลังที่สูงที่สุด (P_{max}) เนื่องจากและกระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำได้สูงสุดซึ่งจำเป็นอย่างยิ่งต่อการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนในเบ้าหลอมเพื่อทำให้เกิดความร้อนสำหรับใช้ในการหลอมให้ได้มากที่สุดจนสามารถหลอมชิ้นงานหรือใช้เวลาในการหลอมให้ได้น้อยที่สุดซึ่งสามารถทำได้โดยการทำให้ความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์และความถี่ของวงจรตรงส่วนโหมดมีค่าตรงกัน โดยที่ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำในวงจรจะมาจากผลของขดลวด สร้างสนามแม่เหล็ก , เบ้าหลอมและชิ้นงาน ส่วนตัวเก็บประจุที่ใส่เพิ่มเข้าไปก็เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรให้ดีขึ้น

2.4.3 โหลดเรโซแนนซ์

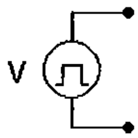
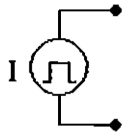
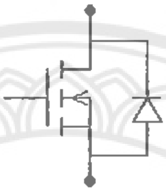
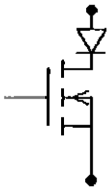
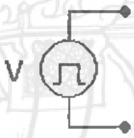
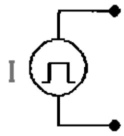
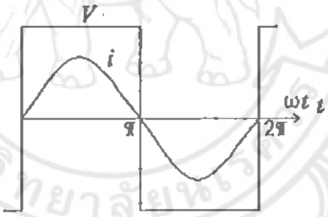
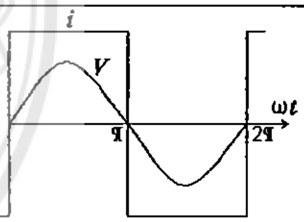
สำหรับโหลดเรโซแนนซ์ที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงโดยทั่วไป เช่น เครื่องชุบแข็งผิวโลหะ เครื่องหลอมโลหะ เตาหุงต้มเหนี่ยวนำ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องเชื่อมความถี่สูง จะมีข้อได้เปรียบที่สำคัญคือลดการสูญเสียในการสวิทช์ เมื่อสวิทช์ตัดวงจรที่กระแสศูนย์ (Zero Current Switch : ZCS) หรือสวิทช์ต่อวงจรที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) และข้อเสียเปรียบที่สำคัญของจรเรโซแนนซ์คือ ที่ตำแหน่งใกล้จุดเรโซแนนซ์กระแสในวงจรมีค่ามาก ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมวงจรมีค่ามากด้วย สำหรับวงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่า Q สูง ดังนั้นสวิทช์ที่เลือกใช้จะต้องสามารถทนแรงดันตกคร่อมขณะ OFF ได้สูง และ LC ในวงจรเรโซแนนซ์ที่เลือกใช้ก็เช่นกัน จะต้องมีขนาดใหญ่ เพื่อให้สามารถเก็บพลังงานได้มาก อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์โดยทั่วไปจะมีด้วยกัน 2 ชนิด คือ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน ทั้งสองชนิดนี้มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันดังแสดงในตาราง 2.1 และมีโครงสร้างของวงจรดังแสดงในตาราง 2.2 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์โหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมจะใช้แหล่งจ่ายชนิดแรงดันคงที่ (Constant Voltage Source) เนื่องจากต้องการใช้คาปาซิ

เตอร์ขนานใหญ่เพื่อกรองแรงดันให้เรียบแล้วจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ สำหรับลักษณะคลื่นแรงดันจะเป็นรูปคลื่นสแควร์และกระแสจะเป็นรูปคลื่นไซน์ ส่วนอินเวอร์เตอร์โหลดเรโซแนนซ์ขนานจะมีลักษณะที่ตรงข้ามกันคือ จะเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (Constant Current Source) เนื่องจาก ต้องใช้อินดักเตอร์ขนานใหญ่เพื่อกรองกระแสให้เรียบแล้วจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ส่วนลักษณะรูปคลื่นแรงดันจะเป็นคลื่นไซน์ในขณะที่รูปคลื่นกระแสจะเป็นสแควร์ ในกรณีเครื่องหลอมโลหะนั้นเหมาะที่จะใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม เนื่องจากต้องการกำลังไฟฟ้าไม่มากนัก วงจรควบคุมไม่สับซ้อนและมีขนาดเล็ก

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน

ชนิดวงจรอินเวอร์เตอร์	ข้อดี	ข้อเสีย
เรโซแนนซ์อนุกรม	- โครงสร้างง่ายและราคาถูก - สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าดีซีได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเร็กติฟายเออร์โดยไม่ต้องมีการปรับแรงดัน - กำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่วงจรอินเวอร์เตอร์	- ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโหลดจะเปิดวงจรออกไม่ได้ - ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่โหลดได้ - ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิทช์ให้เลื่อนห่างออกจากความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสไม่ค่อยเป็นไซน์ ซึ่งเป็นผลให้มีฮาร์โมนิคส์เกิดขึ้นตามมา
เรโซแนนซ์ขนาน	- ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโหลดสามารถเปิดวงจรออกได้ - สามารถทนการลัดวงจรที่โหลดได้ - อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ไม่จำเป็นต้องมีพิกัดแรงดันสูง เนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่น สแควร์ จึงมีค่า Peak คงที่ ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์	- ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าดีซีได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเร็กติฟายเออร์ แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้ สวิทช์ควบคุม - จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current - มีขนาดใหญ่เนื่องมาจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันดีซีอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน

Inverter	Series Resonant	Parallel Resonant
Load		
Switch		
Source		
Output Waveform		

บทที่ 3
โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงและการควบคุม

3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท [2-4]

วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุทจะใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบเพื่อส่งแรงดันไปให้กับอินเวอร์เตอร์ต่อไป นอกจากนี้ยังต้องมีฟิวส์ป้องกันอุปกรณ์เสียหายอีกด้วย

3.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

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

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ดังนั้นการเลือกบริดจ์ไดโอดจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสกระชากประมาณ 20-30 เท่าของพิกัดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง

2. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง (Average Forward Current) ; I_{fm}

ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจรเพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

3. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด ; V_{mm}

อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันสูงสุด (V_{peak}) ของแรงดันไฟสลับทางด้านอินพุท และต้องมีการเผื่อค่าให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับด้วยเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

3.1.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยพิจารณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

3.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงจากบริดจ์ให้เรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอตามที่อินเวอร์เตอร์ต้องการโดยลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยการชาร์จและการคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$C_{filter} = \frac{I_o t_{on(max)}}{V_r} \qquad (3.1)$$

โดย I_o คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส (แอมแปร์)

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

V_r คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (V_{p-p})

จากสมการ (3.1) พบว่า เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระเพื่อมมีค่าน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลกับแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ของแรงดันไฟตรงได้โดยปกติการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

3.1.4 ไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter)

ไลน์ฟิลเตอร์ใช้ในการป้องกัน การรบกวนของคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Interference ; RFI) และการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference ; EMI) เพื่อเสถียรภาพในการใช้งาน

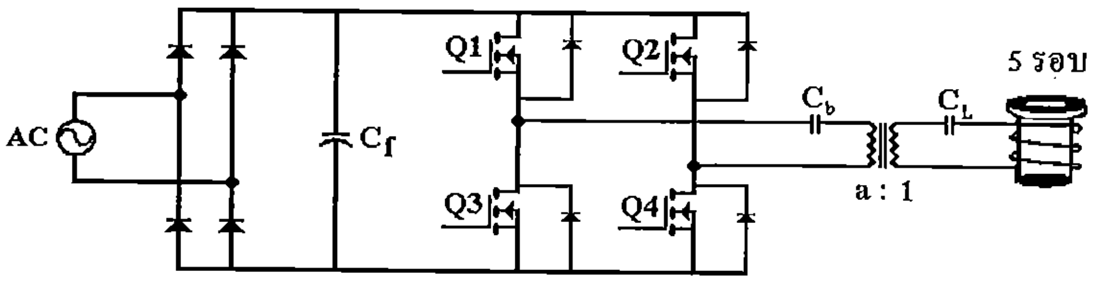
3.1.5 เซอร์กิทเบรกเกอร์ (Circuit Breaker)

เซอร์กิทเบรกเกอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เปิดปิดให้กับวงจร และป้องกันการเสียหายของวงจรเนื่องจากโหลดเกินและการลัดวงจรอีกด้วย

3.2 อินเวอร์เตอร์ [1-5]

3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงงานใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยอาศัยการสวิตชิ่งของเพาเวอร์มอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

เราเลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับแบบฮาลฟ์บริดจ์แล้วจะมีข้อดีกว่าตรงที่แรงดันเอาท์พุทที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนั้นจะมีระดับแรงดันเท่ากับแรงดันอินพุทไฟตรง แต่แบบฮาลฟ์บริดจ์จะมีเพียงครึ่งหนึ่งของระดับแรงดันอินพุทเท่านั้น ดังนั้นถ้าระดับแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบเท่ากัน แบบฟูลบริดจ์จะสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่าแบบฮาลฟ์บริดจ์ถึง 2 เท่า โดยที่อินเวอร์เตอร์จะคอยจ่ายไฟกระแสสลับผ่านหม้อแปลงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนในเบ้าหลอมจนสามารถหลอมชิ้นงานได้ ซึ่งโครงงานนี้ได้ใช้อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนความถี่ให้สูง ๆ ค่าหนึ่ง เนื่องจากกำลังความร้อนที่เกิดจากกระแสไหลวนในเบ้าหลอมนั้นแปรตามความถี่ ตามสมการ (2.46) นั่นเอง จากรูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์มีหลักการทำงานดังนี้คือ เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส จะได้ Q2 และ Q3 นำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะทำงานสลับกันอย่างนี้เรื่อยไป โดยได้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q2 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอดทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating Diode) ให้กับวงจรโดย

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายทอดออกไปยังภาคอินพุทด้วยคอมมิวเตติ้งไดโอดจึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต Q1 และ Q4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไพรมารี่ N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด Q2 และ Q3 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่เดรนเป็นลบ ในขณะที่ Q1 และ Q4 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่าใน V_{in} กรณีนี้ ไดโอดจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงจากแรงดันของขดไพรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ลงไปเพื่อป้องกันเพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

3.2.2 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารณาจากวงจรพบว่า Q1 กับ Q3 และ Q2 กับ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุทและมอสเฟตอาจจะพังเสียหายได้เนื่องจาก

1. ถ้าไม่มีการกำจัดช่วงเวลานำกระแส เมื่อโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์มอสเฟตมีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็ว ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้

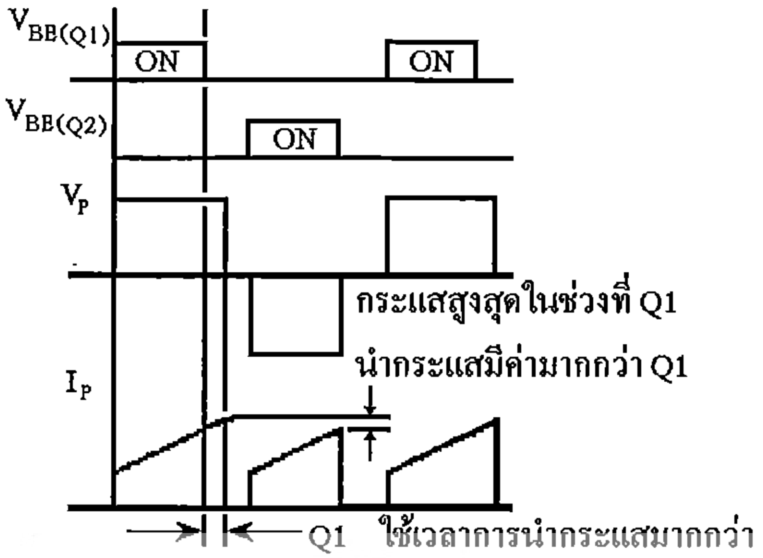
2. ถึงแม้ว่าจะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์มอสเฟตที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอ เพราะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตอาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในมอสเฟตขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์มอสเฟตที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะเดียวกันกับเพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวนำกระแสพร้อมกันและเกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว

ดังนั้น การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D จึงมีความจำเป็น โดยปกติมักกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

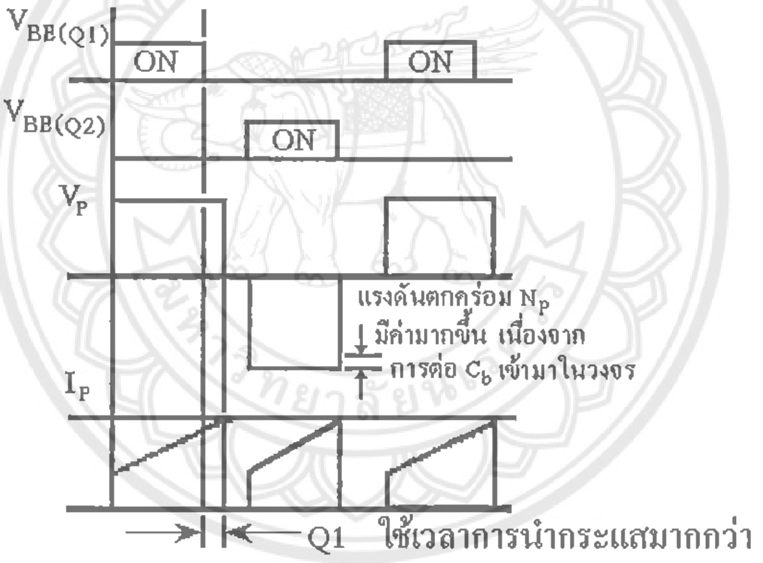
$$t_{on(max)} = 0.4T \tag{3.2}$$

3.2.3 ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

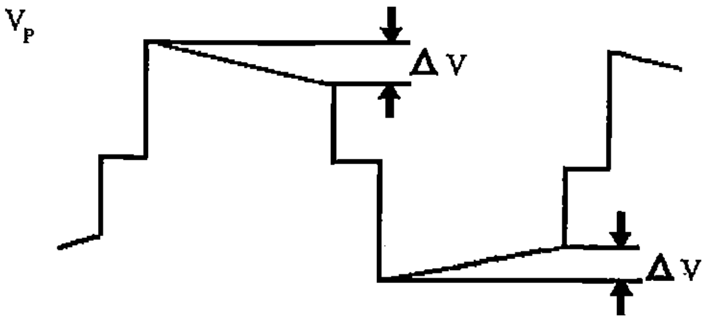
ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน โดยการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจรจะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในเขตไพรมารี่ N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q1 กับ Q4 และ Q2 กับ Q3 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้เกิดการเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากัน นั่นคือ หากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น ดูรูปที่ 3.2 ประกอบ



รูปที่ 3.2 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q2



รูปที่ 3.2 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์



รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี่เมื่อต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจรจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั่นเอง ดูรูปที่ 3.3 และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคั่นดารี่ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุทซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารี่ต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

$$C_b = \frac{I_{p(pk)}(0.4T)}{\Delta V} \tag{3.3}$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่

ΔV คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_{in}/2$)

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

3.3 หม้อแปลงความถี่สูง [1]

3.3.1 ลักษณะแกนที่ใช้

โดยปกติในหม้อแปลงสวิตชิ่งซึ่งนิยมใช้ "แกนเฟอร์ไรต์" เพราะมีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงและเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูง ซึ่งในการเลือกจะต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน ซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่และขนาดของแกน ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\Delta B = \frac{V \times t}{N_p \times A_e} \times 10^8 \qquad (3.4)$$

โดย ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (เกาส์)

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่ (V)

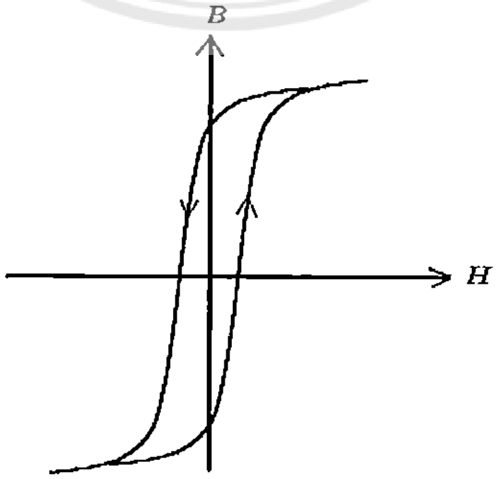
N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี่ (รอบ)

A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น (วินาที)

จากสมการ (3.4) พบว่าถ้าจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่มีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดของขดไพรมารี่ จะทำให้ใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูง การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าขนาดแกนเฟอร์ไรต์มีขนาดเล็กเกินไปขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน ซึ่งในการทดลองเลือกได้ใช้ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE80 สองคู่นำมาประกบกันเพื่อเพิ่มกำลังวัตต์ให้สูงขึ้นเมื่อความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟตขณะที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้น การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์จะต้องคำนึงถึง

3.3.1.1 การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 3.4 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซีสของหม้อแปลง

จากลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซีสดังรูปที่ 3.4 พบว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H เพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จากจุด ดังกล่าวว่า แกนเฟอร์ไรต์เริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation) ดังนั้นในการใช้งานจะต้องระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัว โดย

1. การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์

2. การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air gap) ซึ่งช่วยป้องกันการอิ่มตัวของแกนและช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดมีค่ามากขึ้น ทำให้กำลังของหม้อแปลงเพิ่มขึ้น แต่อาจทำให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้

3.การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าแกนมีขนาดเล็กไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน

3.3.1.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งทำให้แกนร้อน มีสาเหตุมาจากการสูญเสียที่เกิดจากลักษณะของฮิสเตอร์รีซีสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเดินกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ซึ่งความสูญเสียจะมีค่าขึ้นกับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กความถี่การใช้งาน และอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

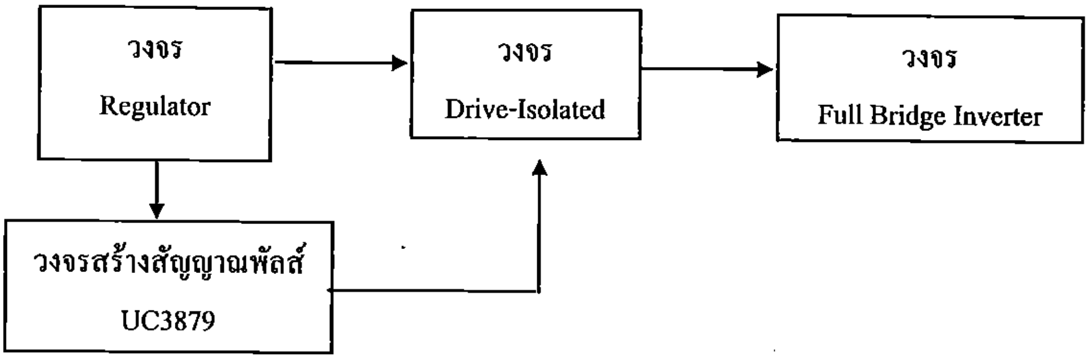
3.3.2 ขดลวดทองแดง

ในการใช้งานความถี่สูง ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เฉพาะบริเวณผิวของขดลวด เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ผิว ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง เป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนรอบผิวมีค่าลดลงและเกิดการสูญเสียมากขึ้น

- ด้านไพรมารี่ใช้ลวดอาบน้ำยาเบอร์ 13 AWG จำนวนรอบที่พันคือ 39 รอบ
- ด้านเซคั่นดารี่ใช้ท่อทองแดงเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 mm จำนวนรอบที่พันคือ 3 รอบ

3.4 วงจรควบคุมสัญญาณขับเกทของมอสเฟตกำลัง [3]

วงจรควบคุมสัญญาณขับเกทของมอสเฟตกำลังจะมีหน้าที่ในการทำให้มอสเฟตกำลังทำงานเป็นสวิตช์ปิดเปิดเพื่อทำให้เกิดความถี่สูงที่โหลด วงจรส่วนเพาเวอร์เป็นวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เพราะฉะนั้นจึงต้องสร้างวงจรขับขึ้นมา 2 ชุดสัญญาณที่มีเฟสตรงกันข้ามกันและในแต่ละชุดสัญญาณจะมี 2 สัญญาณที่มีเฟสตรงกัน เพื่อนำไปใช้ขับเกทของมอสเฟสกำลังให้สลับกันทำงานเป็นคู่ ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ได้จาก IC เบอร์ UC3879 โดยมีส่วนประกอบสำคัญดังนี้



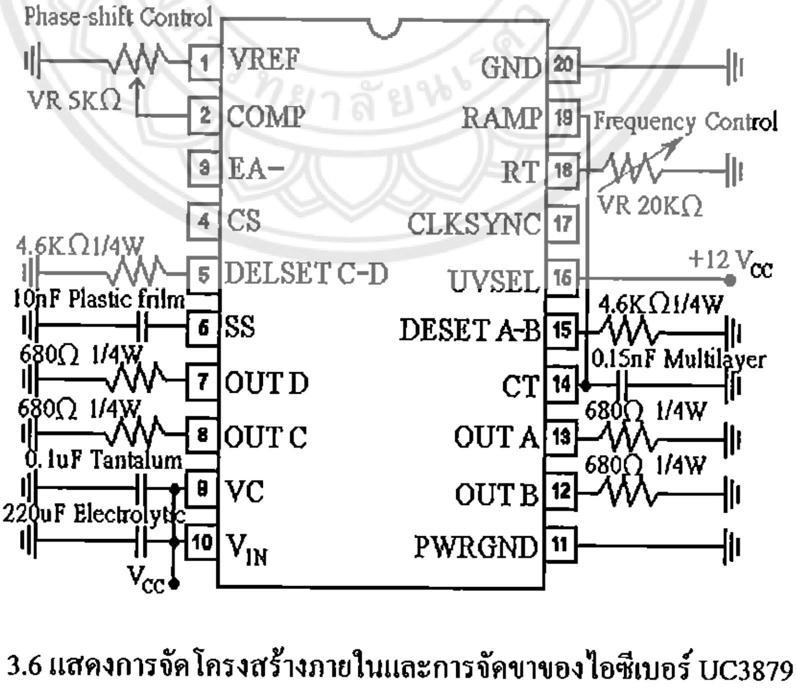
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนของวงจรควบคุม

3.4.1 วงจรเรกูเลเตอร์

เป็นวงจรที่จ่ายแรงดันไฟตรงให้กับวงจรสร้างสัญญาณพัลส์และวงจรขับขาเกท ซึ่งใช้ IC Regulator เบอร์ 7812 รักษาแรงดันไฟตรงค่าบวกขนาด 12 V ให้คงที่

3.4.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่สามารถปรับความถี่และสามารถปรับเฟสของสัญญาณเอาท์พุทได้ ซึ่งใช้ IC เบอร์ UC3879 ที่มีลักษณะการทำงานดังนี้



รูปที่ 3.6 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ UC3879

3.4.2.1 ไอซีเบอร์ UC3879

UC3879 เป็นไอซี 20 ขา ที่สามารถนำมาใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ได้ ซึ่งสามารถเลือกโหมดการทำงานได้ คือ เป็นโหมดแรงดันควบคุมและโหมดกระแสควบคุม โดยจะให้สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมออกมา 2 ชุด ที่มีเฟสตรงกันข้ามกัน ซึ่งในแต่ละคู่จะมีชุดสัญญาณที่มีคุณสมบัติสามารถปรับเลื่อนเฟสได้

1. ที่ RAMP (ขาที่ 19) เป็นขาอินพุทของ PWM Comparator เมื่อเราต้องการให้ไอซีทำงานในโหมดแรงดัน (Voltage mode control) ก็คือต้องต่อขานี้เข้ากับ C_T (ขาที่ 14) แต่เมื่อเราต้องการโหมดกระแส (Current mode control) ในการทำงานก็จะต้องต่อขานี้เข้ากับ C_S (ขาที่ 4)

2. ที่ SS (ขาที่ 6) เป็นขาที่ใช้กำหนดเวลาในการซอท์ฟสตาร์ท (Soft start) คือ เมื่อนำตัวเก็บประจุมาต่อที่ขานี้ลงกราวนด์ จะเป็นการกำหนดช่วงเวลาในการซอท์ฟสตาร์ท โวล์ทเตจที่ขานี้จะมีค่าใกล้ 0 มาก เมื่อ V_{IN} ยังคงมีค่าต่ำกว่าค่า UVLO (Under Voltage Lock Out) โดยในภาวะที่ V_{IN} และ V_{REF} เริ่มเข้าสู่ภาวะที่ถูกต้องหรือเข้าที่แล้ว ค่าซอท์ฟสตาร์ทจะอยู่ที่ประมาณ 4.8 โวล์ท 9μA แต่เมื่อเกิดกระแสบกพร่อง (Current Fault) ขา SS นี้ก็จะเป็นทางผ่านของกระแสบกพร่องนี้ลงกราวนด์

3. สัญญาณเอาท์พุท ที่ขา OUT A (ขาที่ 13) OUT B (ขาที่ 12) จะทำงานในครึ่งบริดจ์แรกของอินเวอร์เตอร์ (Haft-Bridge) และ OUT C (ขาที่ 8) OUT D (ขาที่ 7) ก็จะทำงานอีกครึ่งบริดจ์ที่เหลือสลับกันไป โดยที่ OUT C และ OUT D จะเป็นตัวที่สามารถเลื่อนเฟสได้โดยยึด OUT A และ OUT B

3.4.2.2 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ UC3879 เป็นวงจรที่สร้างพัลส์สัญญาณ PWM ที่มีความถี่คงที่ โดยคาบเวลาการทำงานของเอาท์พุทพัลส์สามารถกำหนดได้โดยค่าของ C_T และ R_T ดังนี้

$$C_T = D_{line} /(1.08 \times f \times R_T) \qquad (3.5)$$

$$R_T = 2.5/(10mA \times (1 - D_{line})) \qquad (3.6)$$

เมื่อ D_{line} :Linear duty cycle range

ซึ่งค่าอย่างน้อยที่สุดของ C_T ควรจะเป็น 200 pF โดยออสซิลเตอร์ (Oscillator) และ PWM ได้ออกแบบมาให้สามารถใช้งานได้ถึง 600 กิโลเฮิร์ซ

3.4.2.3 การปรับเลื่อนเฟส

การปรับเลื่อนเฟสสามารถควบคุมได้โดยการทำงานของ COMP (ขาที่ 2) ซึ่งเป็นเอาท์พุท มาจากผลของการเปรียบเทียบ Error Amplifier ถ้าระดับเอาท์พุทโวล์ทเตจของ Error Amplifier ต่ำกว่า 0.9 โวล์ท จะมีผลทำให้เป็น Zero Phase Shift นั่นคือไม่มีการเลื่อนเฟส

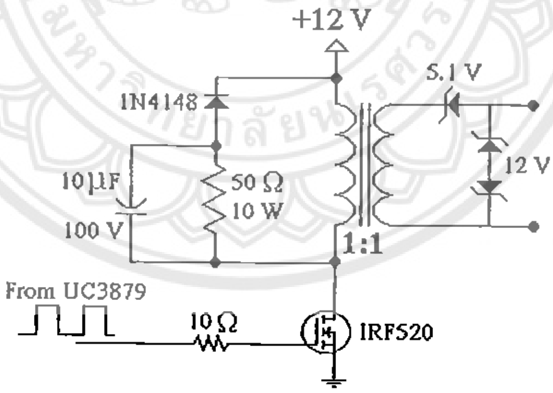
3.4.2.4 การปรับค่าเผื่อ Delay Time

สามารถควบคุมค่าเวลาเผื่อได้โดย DELSET A-B และ DELSET C-D (ขาที่ 5 และ 15) โดยคุมควบกระแสที่ผ่านทางขานี้ลงกราวนด์ ด้วยการเลือกใช้ค่าความต้านทาน Rdelay มาต่อโดยค่าเวลาเผื่อ Delay Time $=(0.89\times10^{-10}\times \text{Rdelay})$ วินาที (sec)

ค่า Rdelay โดยปกติควรจะอยู่ในช่วง 1.9k ถึง 10k โอห์ม

3.4.3 วงจรแยกกราวนด์

วงจรนี้จะมีหน้าที่รับสัญญาณพัลซ์จากขา 7,8 และขา 12,13 ของ UC3879 แล้วทำการ Isolate หรือแยกกราวนด์ออกจากกัน จากนั้นจึงสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อนำไปใช้ควบคุมการทำงานของวงจร Full Bridge Inverter ทั้งนี้เพื่อป้องกันการลัดวงจรถึงกันของมอสเฟสกำลังในอินเวอร์เตอร์ โดยที่วงจรนี้จะมีส่วนประกอบดังรูปที่ 3.6

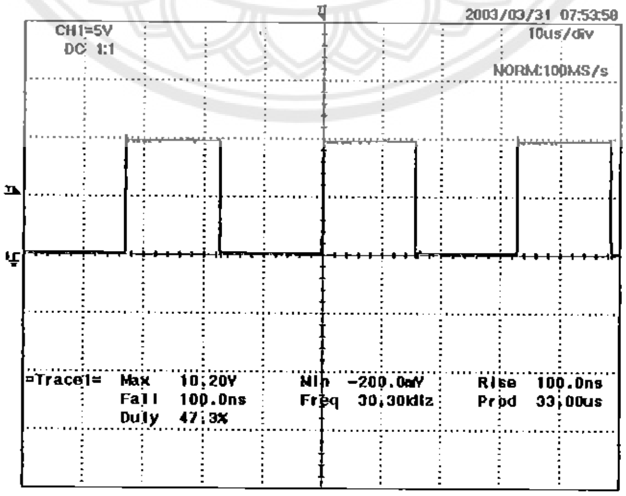


รูปที่ 3.7 แสดงวงจร Isolate and drive

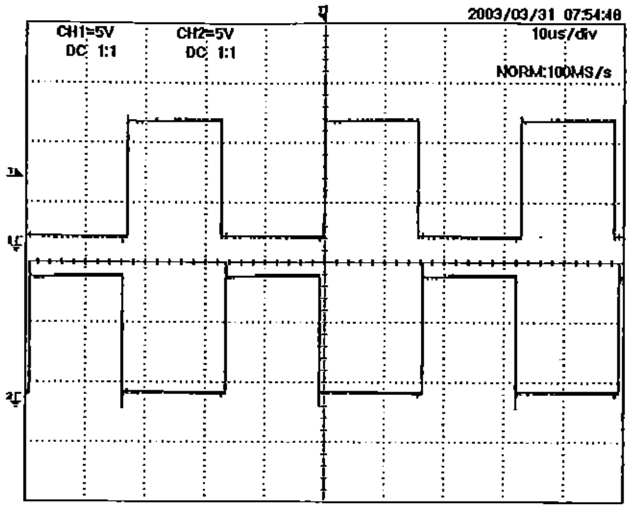
ในการใช้งานนั้น เราจะใช้หม้อแปลงความถี่สูงที่มี Turn ratio เท่ากับ 1:1 จำนวน 4 ตัว โดยแต่ละตัวจะมีขดทุติยภูมิจำนวน 1 ขด ทั้งนี้ก็เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ที่สามารถเลื่อนเฟสให้แต่ละสัญญาณเลื่อนเฟสถัดกันไปได้แตกต่างกัน และมีกราวนด์แยกกันสำหรับใช้ควบคุมเพาเวอร์มอสเฟสของวงจร Full Bridge Inverter ให้สามารถทำงานพร้อมกันได้ จะเห็นว่าในวงจรจะมีวงจรสนับเบอร์ต่ออยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทั้งสอง ทั้งนี้เพื่อป้องกันแรงดันเกินหรือแรงดัน

สไปค์ที่เกิดขึ้นขณะที่ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 หยุดนำกระแส OFF ไม่ให้เกินค่าปลอดภัยภัยของตัวมัน โดยที่จะมีหลักการทำงานดังนี้ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสนั้น ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุด้วยค่าแรงดันสไปค์ซึ่งเป็นผลรวมของแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงกับพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงของหม้อแปลงขณะนำกระแสรวมกัน โดยที่ตัวต้านทาน R ที่ต่อขนานกับ C จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ซึ่งจะทำให้ค่าแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะหยุดนำกระแสถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัว C และเมื่อแรงดันสไปค์มีค่าลดลงตัว C ก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R เพราะฉะนั้นแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมตัวเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มนำกระแสจึงมีค่าลดลงจนเกือบเท่าแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลง นอกจากนี้อาจสามารถต่อวงจรสนับเบอร์คร่อมที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อลดกำลังสูญเสียในรูปความร้อนขณะเปลี่ยนสถานะโดยเฉพาะขณะเริ่มหยุดนำกระแส โดยจะควบคุมแรงดัน V_{DS} ของตัวเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านตัวมันลดลงได้ทันกัน เพราะฉะนั้นจึงทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าลดลง แต่เนื่องจากในวงจรดังรูป 3.6 ค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะมีค่าน้อย ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องต่อวงจร สนับเบอร์คร่อมที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟต

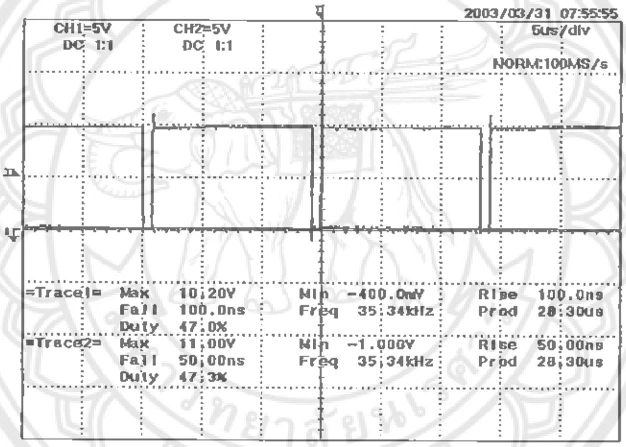
สำหรับโครงงานนี้ออกแบบให้สามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 14 กิโลเฮิร์ท ถึง 90 กิโลเฮิร์ท เพื่อศึกษาการเปลี่ยนแปลงระหว่างความถี่ของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์กับกำลังไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์ และปรับเลื่อนเฟสการทำงานของสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 โดยการปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับขา 1 และ 2 ขาที่ 13 จะให้สัญญาณ Q_1 ขาที่ 12 จะให้สัญญาณ Q_2 ขาที่ 7 จะให้สัญญาณ Q_4 ขาที่ 8 จะให้สัญญาณ Q_3



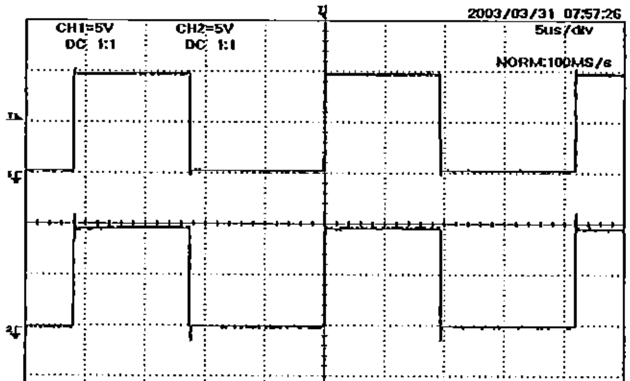
รูปที่ 3.8 แสดงสัญญาณเอาท์พุทที่ออกจาก UC3879



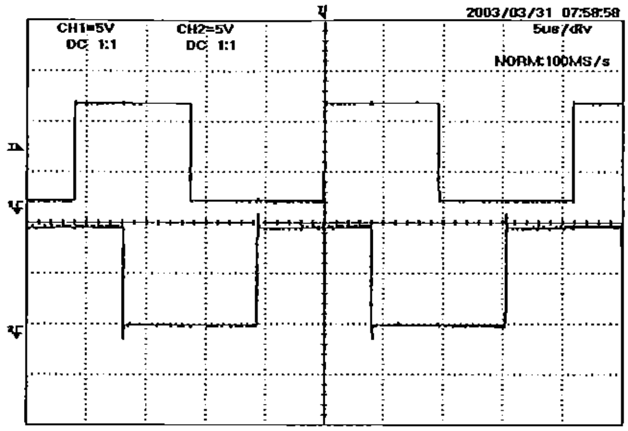
รูปที่ 3.9 แสดงสัญญาณระหว่างสัญญาณ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4



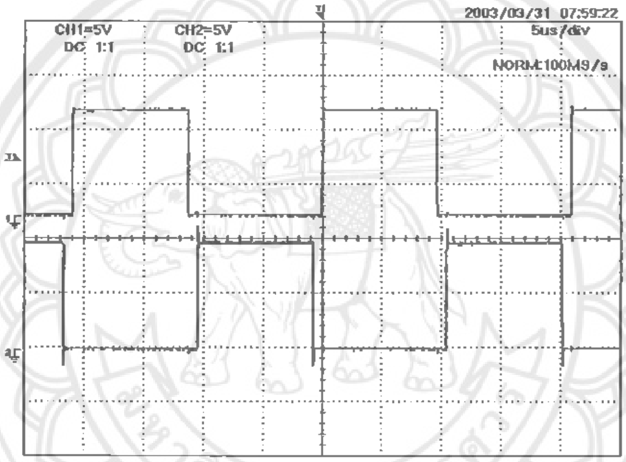
รูปที่ 3.10 แสดงสัญญาณรวมระหว่างสัญญาณ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4



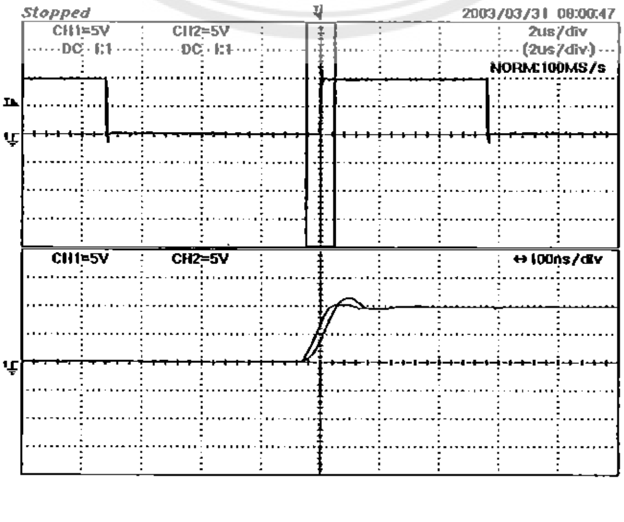
รูปที่ 3.11 แสดงสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 เมื่อเลื่อนเฟส 0 องศา



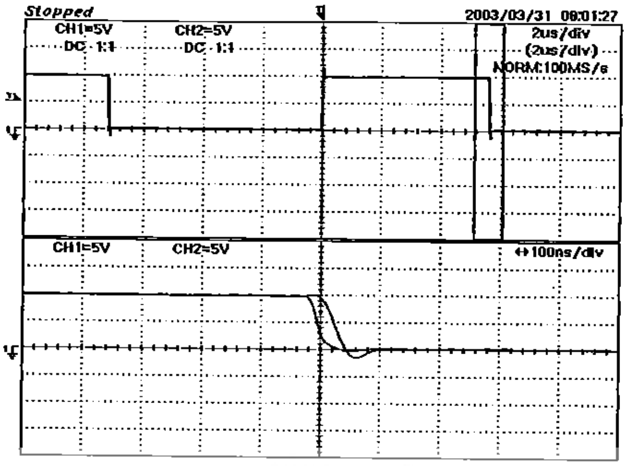
รูปที่ 3.12 แสดงสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 เมื่อเลื่อนเฟส 90 องศา



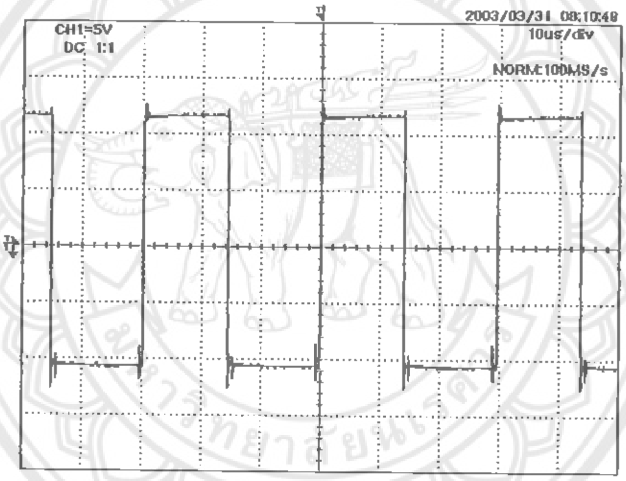
รูปที่ 3.13 แสดงสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 เมื่อเลื่อนเฟส 180 องศา



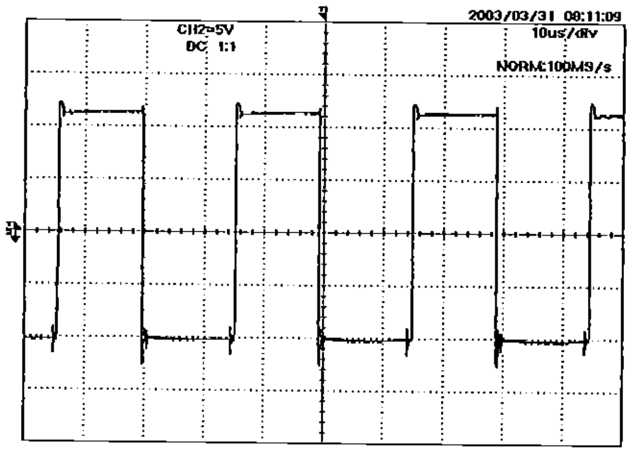
รูปที่ 3.14 ช่วงเวลาขาขึ้นของสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 เมื่อเลื่อนเฟส 0 องศา



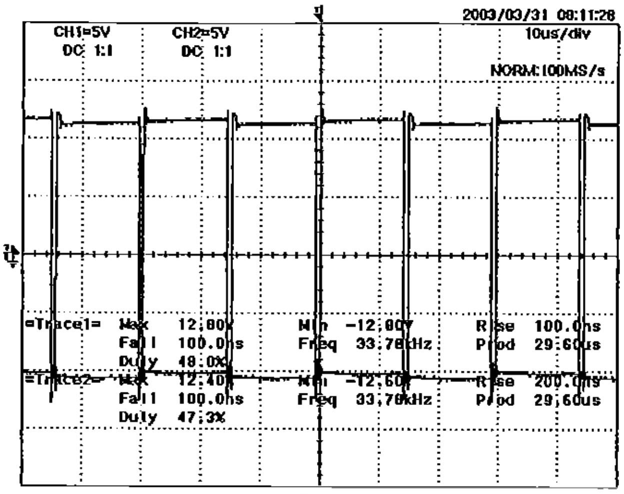
รูปที่ 3.15 ช่วงเวลาขาลงของสัญญาณ Q_1 กับ Q_4 เมื่อเลื่อนเฟส 0 องศา



รูปที่ 3.16 สัญญาณที่ออกจากวงจรขับเกท Q_1 กับ Q_4



รูปที่ 3.17 สัญญาณที่ออกจากวงจรขับเกท Q_2 กับ Q_3



รูปที่ 3.18 สัญญาณรวมที่ออกจากวงจรขับเกท Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3

มหาวิทยาลัยนเรศวร

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลา

4.1.1 วัตถุประสงค์

1. เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นโดยเทียบกับเวลา

4.1.2 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. Supply AC 1 เครื่อง
2. Storage Scope 1 เครื่อง
3. วัสดุที่จะใช้ทดลอง คือ อลูมิเนียม
4. สถานะโหลดเป็นเบ้าหลอมพันขดลวด 5 รอบ และ มีชิ้นงาน
5. เครื่องวัดอุณหภูมิ 1 เครื่อง
6. นาฬิกาจับเวลา 1 เรือน

4.1.3 ขั้นตอนการทดลอง

1. ปรับแรงดันอินพุทคงที่ 220 V ที่ความถี่ 53.19 kHz โดยใช้อลูมิเนียมเป็นโหลด
2. บันทึกค่าอุณหภูมิทุก ๆ 10 วินาที จนกระทั่งชิ้นงานร้อนแดง

4.1.4 ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.1 แสดงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลา

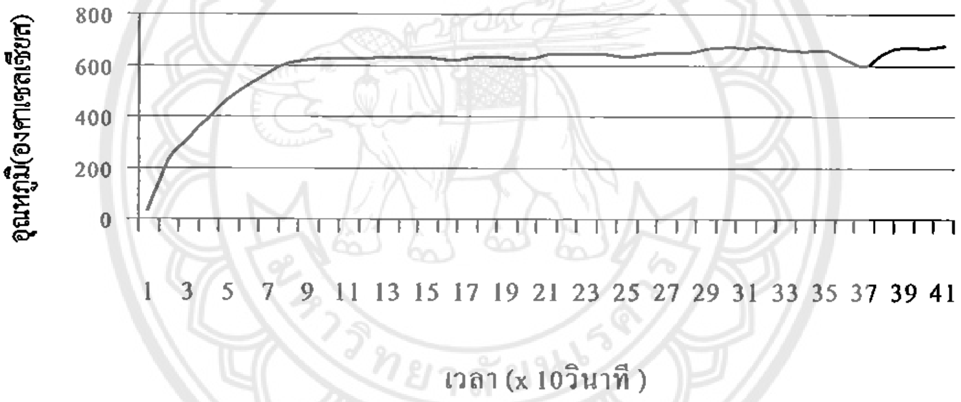
เวลา(วินาที)	อุณหภูมิ(องศาเซลเซียส)
10	231
20	309
30	393
40	465
50	522
60	571
70	606

เวลา(วินาที)	อุณหภูมิ(องศาเซลเซียส)
80	620
90	624
100	625
110	627
120	632
130	632
140	632
150	620
160	628
170	630
180	630
190	627
200	643
210	644
220	644
230	645
240	632
250	640
260	649
270	649
280	663
290	670
300	666
310	670
320	657
330	655
340	660
350	623
360	598
370	650

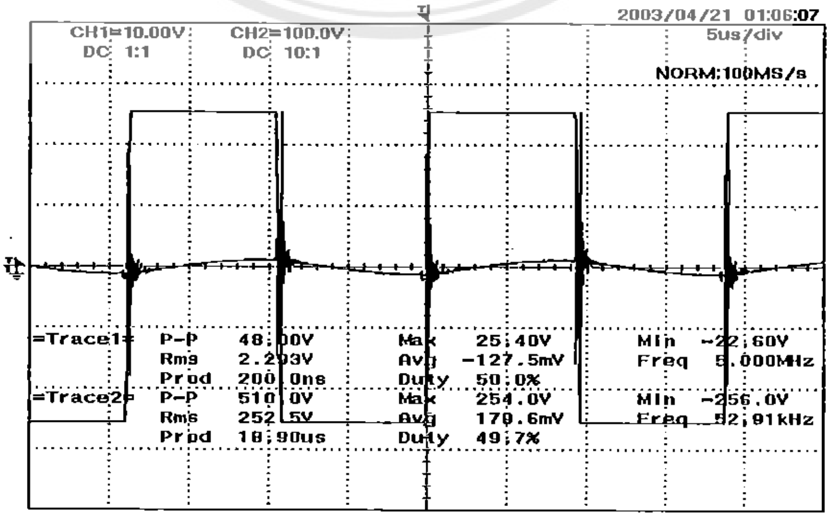
เวลา(วินาที)	อุณหภูมิ(องศาเซลเซียส)
380	671
390	666
400	674

4.1.5 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นว่า อัตราการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่เบ้าหลอมและชิ้นงาน เป็นไปอย่างรวดเร็วในช่วงแรกและมีแนวโน้มการเพิ่มขึ้นลดลง เป็นเพราะในช่วงแรกส่วนของโหลดเพิ่งได้รับพลังงานเข้ามา จึงทำให้อัตราในการเพิ่มของอุณหภูมิค่อนข้างสูง จนกระทั่งโหลดได้รับพลังงานเพียงพอกับปริมาณพลังงานที่สามารถทำให้อุณหภูมิสูงขึ้นถึงค่าหนึ่ง จึงเป็นผลให้แนวโน้มของอุณหภูมิค่อนข้างมีการเพิ่มขึ้นช้าลง หรืออาจกล่าวได้ว่าพลังงานที่จ่ายเข้าไปเริ่มที่จะถึงจุดที่เรียกได้ว่าเป็นจุดที่เกิดสมดุลทางพลังงาน



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงการทดลองการหลอมเทียบกับเวลา



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์

บทที่ 5
สรุปและวิจารณ์

5.1 สรุป

เครื่องหลอมโลหะที่ทำขึ้นนั้นมีพิกัดที่ 220 โวลต์ 3 แอมป์ กระแสสลับ โดยให้กระแสเอาท์พุทที่เบ้าหลอม 34 โวลต์ 62.9 แอมป์ มีกำลังขาออกเต็มที่ 2.1 กิโลวัตต์ ทำงานที่ความถี่ 53.19 กิโลเฮิร์ซ เครื่องหลอมโลหะนี้ไม่สามารถหลอมอะลูมิเนียมได้ แต่สามารถดัดแปลงเป็นเครื่องให้ให้ความร้อนที่เรียกว่าการ ชุบแข็ง ให้กับชิ้นงานที่เป็นแท่งเหล็กได้โดยเอาเบ้าหลอมออก ซึ่งสามารถทำให้เหล็กร้อนแดงได้

5.2 ข้อเสนอและการปรับปรุง

1. เครื่องหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้มีพิกัดขาออกของอินเวอร์เตอร์ 2.15 กิโลวัตต์ โดยใช้มอสเฟตเป็นสวิทซ์ มอสเฟตที่ใช้เบอร์ IRFP460 ที่มีพิกัดกระแสและแรงดัน 20 แอมป์ 500 โวลต์ ที่ 25 °C ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนอยู่ในรูปของความร้อนที่ชิ้นงานได้รับจาก กำลังขาออกของอินเวอร์เตอร์จะมีการสูญเสียเกิดขึ้น ดังนั้นกำลังที่ชิ้นงานได้รับจะน้อยกว่า 2.15 กิโลวัตต์ ซึ่งทำให้เวลาที่ใช้ในการหลอมนาน ดังนั้นการเพิ่มพิกัดกำลังขาออกของอินเวอร์เตอร์ไปสู่โหลด โดยมีแนวทางในการเพิ่มพิกัดกำลังขาออกอินเวอร์เตอร์ดังนี้

- ศึกษาการนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดอื่นเช่น ทรานซิสเตอร์กำลังมาใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์โดยอาจสร้างเครื่องที่สามารถทำงานในช่วงความถี่ต่ำลงแต่เพิ่มขนาดกำลังให้สูงขึ้น หรือการใช้ IGBT แทนเพราะอุปกรณ์ประเภทนี้จะมีพิกัดความสามารถในการทนแรงดันและกระแสที่สูงกว่ามอสเฟตกำลังแต่ขีดความสามารถในการใช้งานที่ความถี่สูงจะต่ำกว่าเล็กน้อย
- ทำการขนานมอสเฟตเพื่อเพิ่มพิกัดกำลังของมอสเฟต หรือขนานอินเวอร์เตอร์ 2 ชุดเพื่อช่วยจ่ายกระแสให้สูงขึ้น

2. จากการทดลองเมื่อชิ้นงานเริ่มร้อนกระแสจะเริ่มลดลง มุมระหว่างแรงดันและกระแสเพิ่มมากขึ้นทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าลดลง เครื่องหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้ การทำงานเป็นแบบ Open Loop คือการควบคุมกำลังไฟฟ้าเป็นการควบคุมแรงดันและกระแสโดยการควบควบคุมความถี่โดยใช้การปรับค่าความต้านทานที่ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์ ทำให้ขาดเสถียรภาพและอันตรายในกรณีที่ทำงานที่กำลังไฟฟ้าสูง ๆ และอาจทำให้การควบคุมกำลังเกิดการผิดพลาด ดังนั้นจึงมีการควบคุมแบบ Closed Loop โดยมีแนวทางดังนี้

- ทำการตรวจจับปริมาณแรงดันและกระแสที่กำลังขาออกของอินเวอร์เตอร์นำไปควบคุมการเลื่อนเฟสเพื่อรักษากำลังไฟฟ้าให้คงที่
- ทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสเพื่อไปควบคุมความถี่ให้อยู่จุดที่ต้องการ

5.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากการทำงาน

1. ได้เครื่องต้นแบบการหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำ หรือ นำไปประยุกต์เป็นเครื่องชุบแข็งโลหะได้

2. ข้อมูลที่ได้จากการทดลองมีประโยชน์ในการวิจัยและพัฒนาเครื่องหลอมโลหะอาศัยการเหนี่ยวนำให้มีประสิทธิภาพสูงยิ่งขึ้น

3. หลักการที่ได้สามารถนำไป ประยุกต์ใช้งานกับงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำลักษณะอื่น เช่น เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ, เตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ, เครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงความถี่สูง เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

[1] สุวัฒน์ ดั่น. เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น. 2542

[2] บุญชัย เอกเฉลิมชัย, สุรัตน์ พงศ์สิริพิพัฒน์. "เครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ", ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า.สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2541

[3] อมรพันธ์ องค์สุรกุล,อิทธิพล วิกาฎล,.เอกชัย ต้นทนงศักดิ์กุล."เครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ", ปริญญานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า.สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.2542

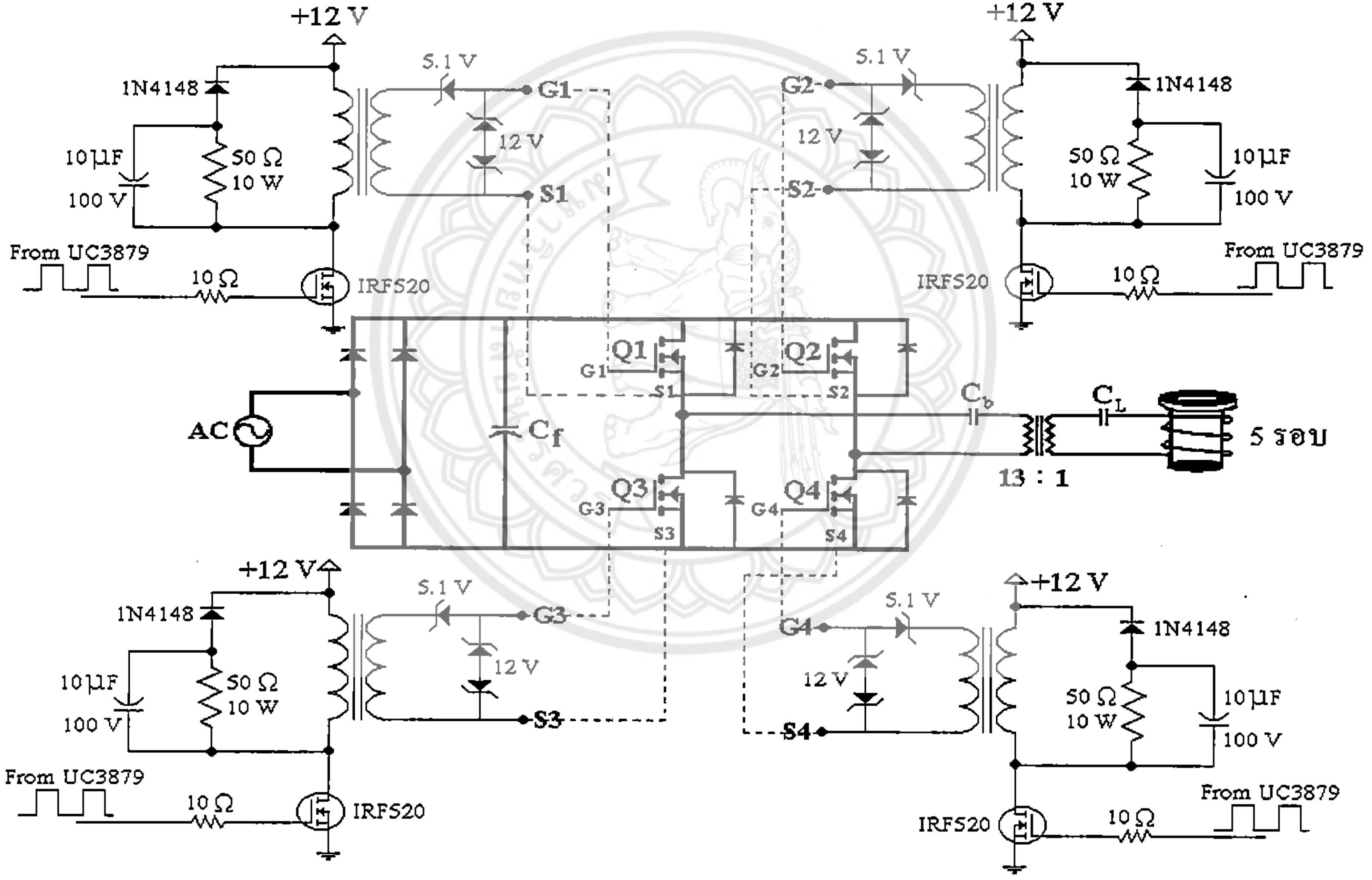
[4] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. "เครื่องหลอมโลหะโดยการเหนี่ยวนำขนาดเล็กทำงานด้วยความหนาแน่นพัลส์".วารสารพระพระจอมเกล้าลาดกระบัง.ปีที่ 6 , ฉบับที่ 1, มีนาคม 2541.หน้า 1-10

[5] J.davies and P.simpon. Induction Heating Handbook. McGraw-Hall Book Company (UK) Limited, 1979

ภาคผนวก (ก)

- วงจรโดยรวมของการหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ
- รูปชิ้นงานที่ประกอบเป็นตัวเครื่อง
- ข้อมูลของอุปกรณ์ Data Sheet (IRFP 460 and UC3879)

วงจรโดยรวมของการหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ



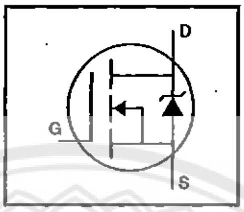
International
IOR Rectifier

PD-9.512B

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

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



V_{DSS} = 500V

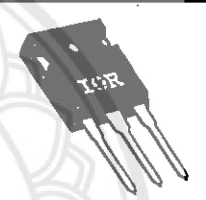
$R_{DS(on)}$ = 0.27Ω

I_D = 20A

Description

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

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



TO-247AC

DATA SHEETS

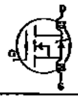
Absolute Maximum Ratings

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

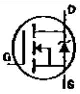
Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{θJC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{θCS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{θJA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

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

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

Source-Drain Ratings and Characteristics

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

Notes:

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

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

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

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

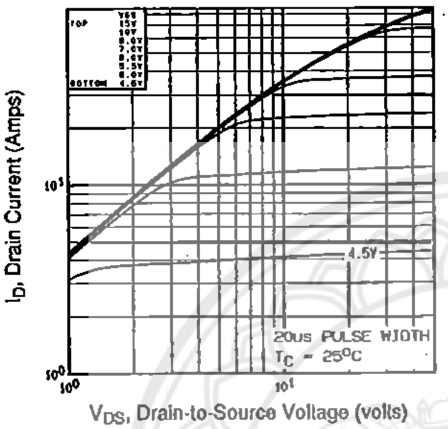


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

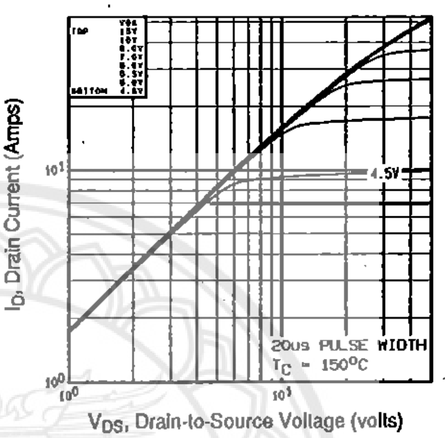


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

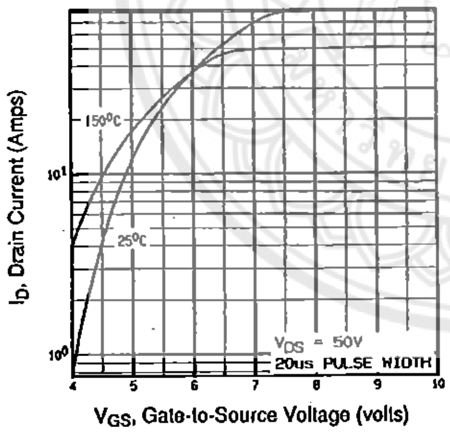


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

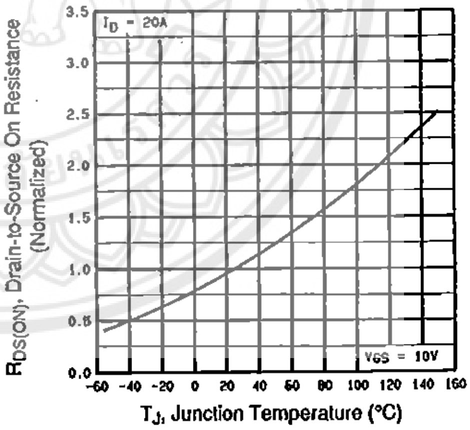


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

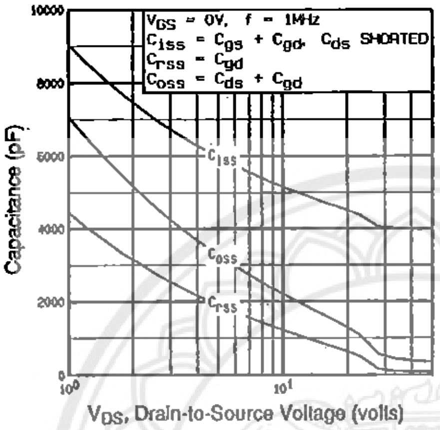


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

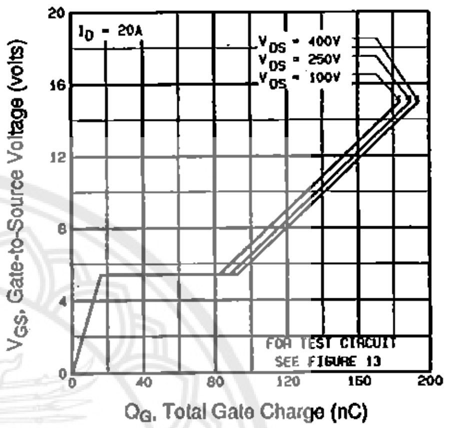


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

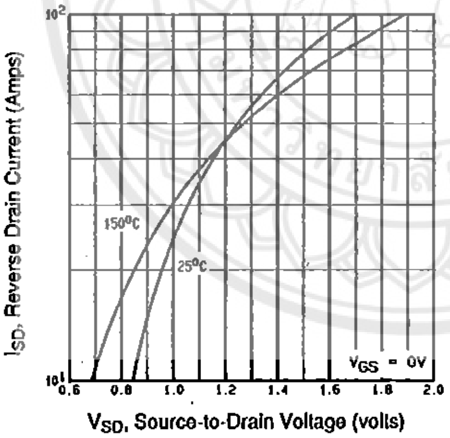


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

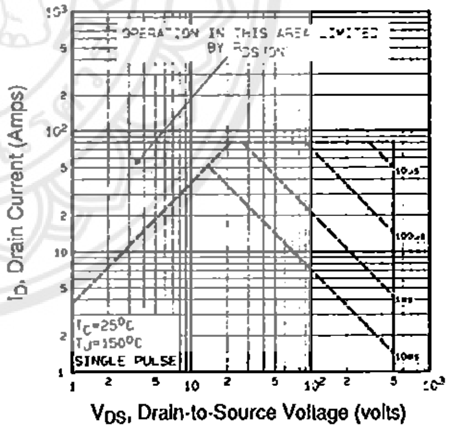


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

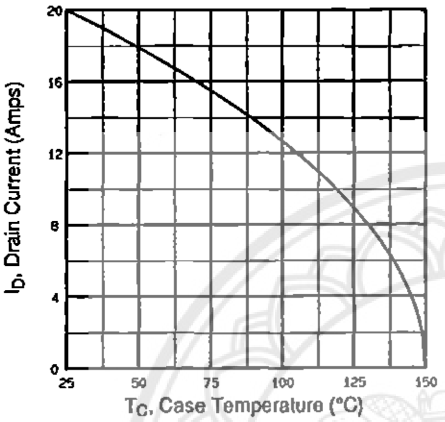


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

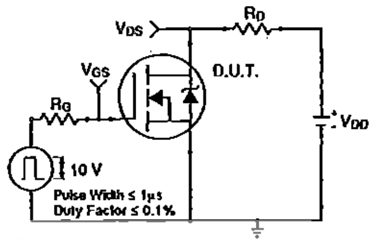


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

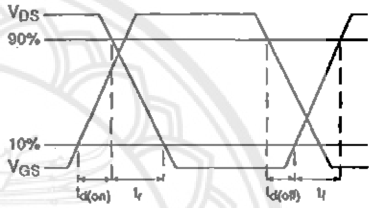


Fig 10b. Switching Time Waveforms

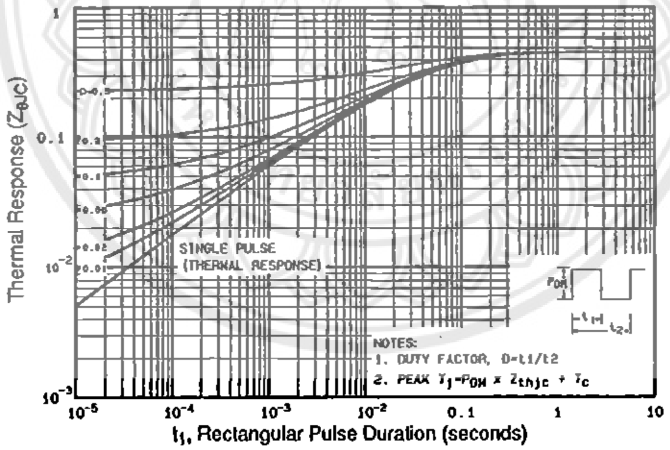


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

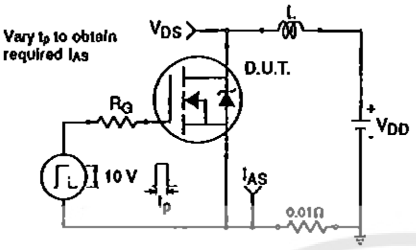


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

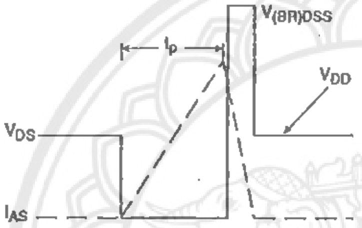


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

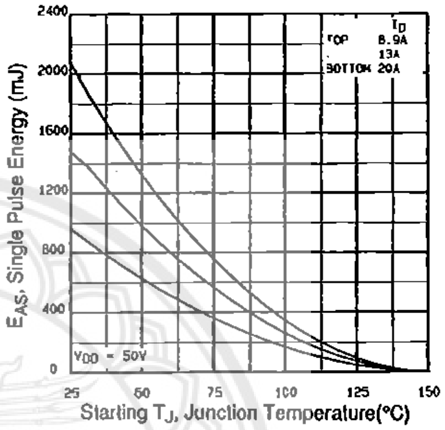


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

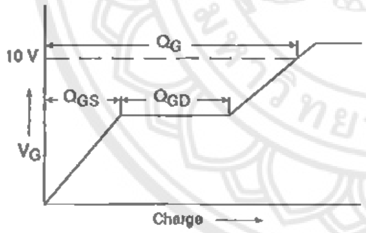


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

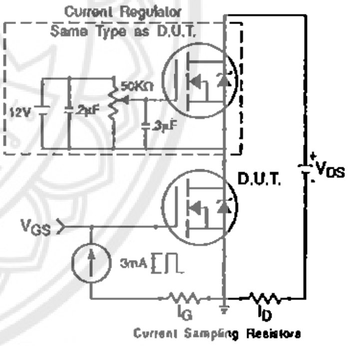


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

UNITRODE

Phase Shift Resonant Controller

UC1879
UC2879
UC3879

FEATURES

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

DESCRIPTION

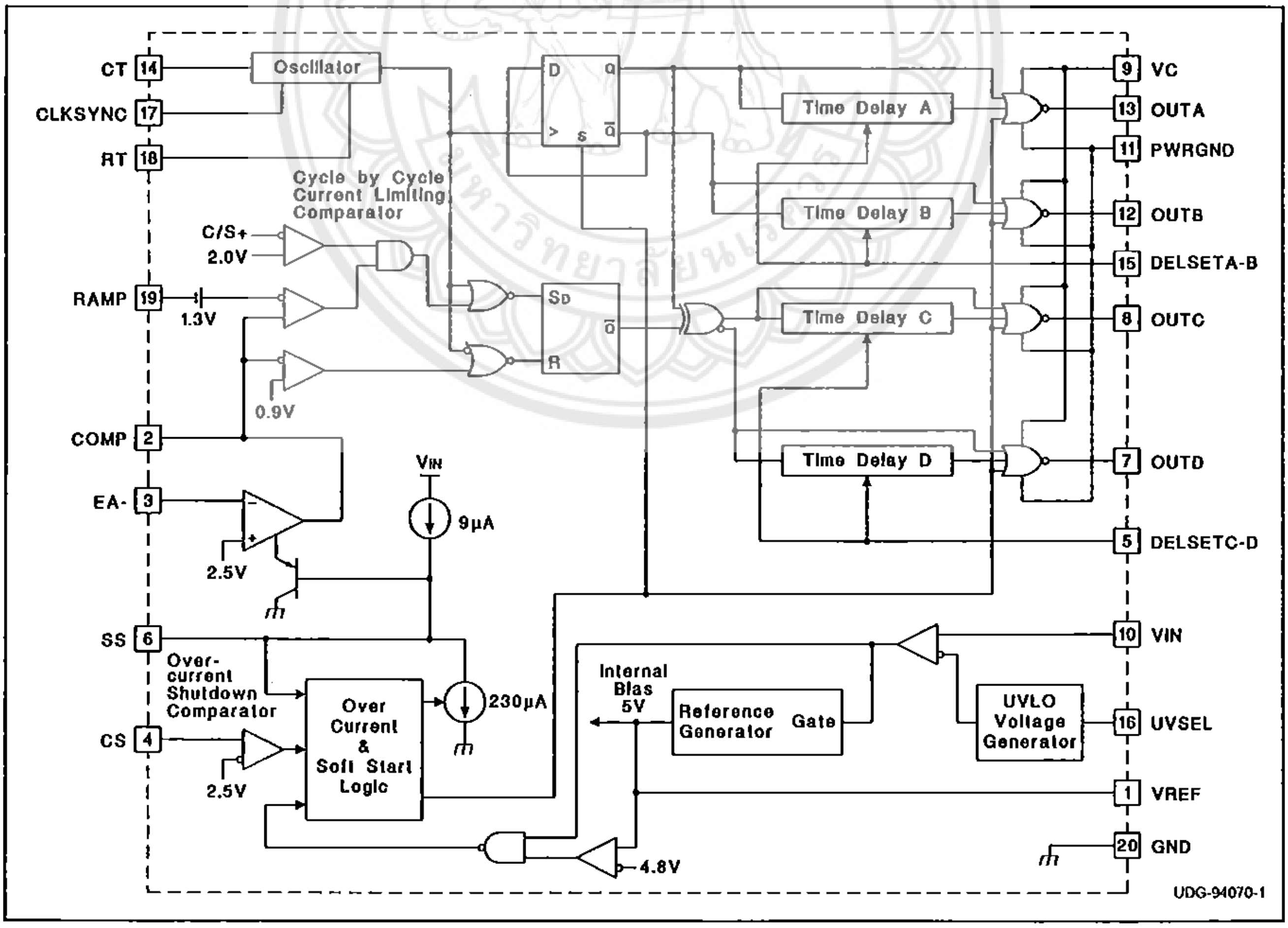
The UC3879 controls a bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. This allows constant frequency pulse width modulation in combination with resonant, zero-voltage switching for high efficiency performance. The UC3879 can be configured to provide control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

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

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

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

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage (VC, VIN) 20V
Output Current, Source or Sink, DC 20mA
Analog I/0s
(Pins 1, 2, 3, 4, 5, 6, 14, 15, 17, 18, 19) . . . . . . –0.3 to 5.3V
(Pin 16) . . . . –.03V to VIN
Storage Temperature Range . . . . –65°C to +150°C
Junction Temperature . . . . –55°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) . . . . +300°C

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

CLCC-28 (Top View)
L Package

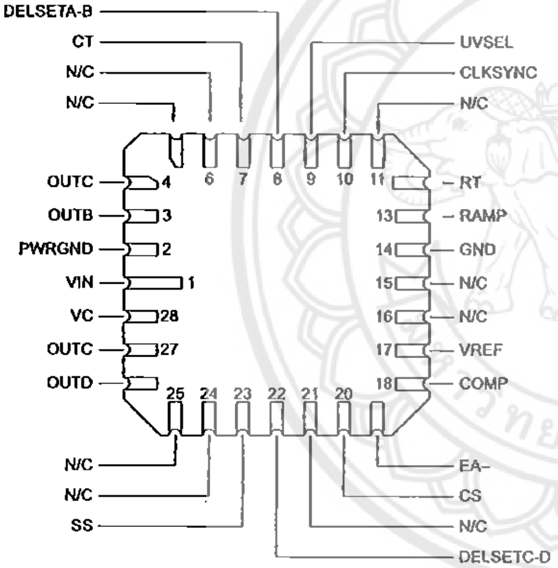
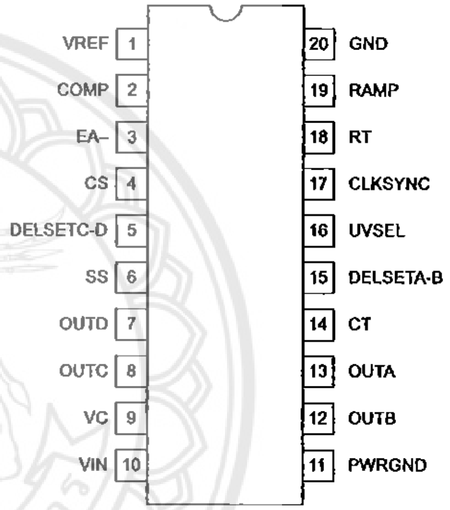


Table I. Product Selection Guide

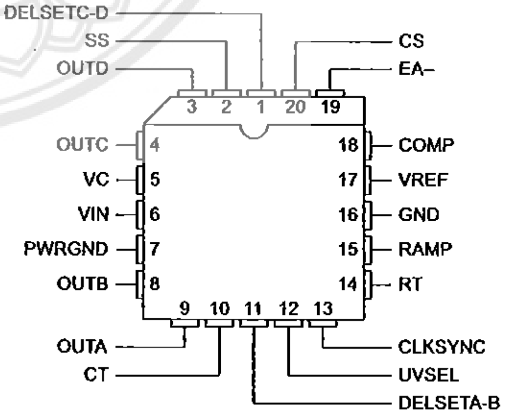
	TEMPERATURE RANGE	AVAILABLE PACKAGES
UCC1879	– 55°C to +125°C	J, L
UCC2879	– 40°C to +85°C	N, DW, Q, J, L
UCC3879	0°C to +70°C	N, DW, Q

CONNECTION DIAGRAMS

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



PLCC-20 (Top View)
Q Package



ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless specified; VC = VIN = V_{UVSEL} =12V, CT = 470pF, RT = 9.53k, $R_{DELSETA-B}$ = $R_{DELSEC-D}$ = 4.8k, $C_{DELSETA-B}$ = $C_{DELSETC-D}$ = 0.01µF, T_A = T_J.

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Unless specified; VC = VIN = V_{UVSEL} =12V, CT = 470pF, RT = 9.53k, $R_{DELSETA-B}$ = $R_{DELSEC-D}$ = 4.8k, $C_{DELSETA-B}$ = $C_{DELSETC-D}$ = 0.01µF, $T_A = T_J$.

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

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

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

Note 2. *Delay time is defined as:*

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

where T is defined in Figure 1.

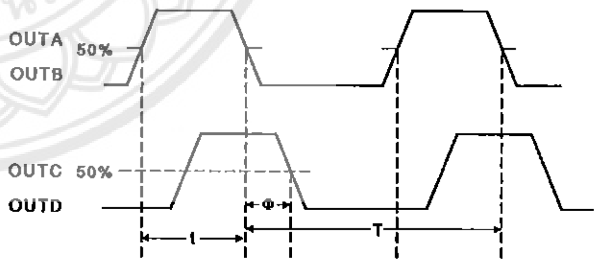
Note 3. *Ramp offset voltage has a temperature coeffecient of about –4mV/°C.*

Note 4. *The zero phase shift voltage is the voltage measured at COMP which forces zero phase shift. This condition corresponds to zero effective output power. Zero phase shift voltage has a temperature coeffecient of about –2mV/°C.*

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

$$Delay\ Time = \left(0.89 \bullet 10^{-10} \bullet R_{DELAY}\right) sec$$

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



Duty Cycle = $\frac{t}{T}$

Period = T

T_{DHL}*(A to C) =* T_{DHL}*(B to D) = Φ*

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

PIN DESCRIPTIONS

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

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

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

$$CT = \frac{Dlin}{1.08 \bullet RT \bullet f}$$

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

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

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

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

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

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

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

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

PIN DESCRIPTIONS (cont.)

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

$$RT = \frac{2.5}{10mA \bullet (1 - Dlin)}$$

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

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

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

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

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

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

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

ADDITIONAL INFORMATION

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

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

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

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

UNITRODE CORPORATION
7 CONTINENTAL BLVD. • MERRIMACK, NH 03054
TEL. (603) 424-2410 FAX (603) 424-3460

IMPORTANT NOTICE

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

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

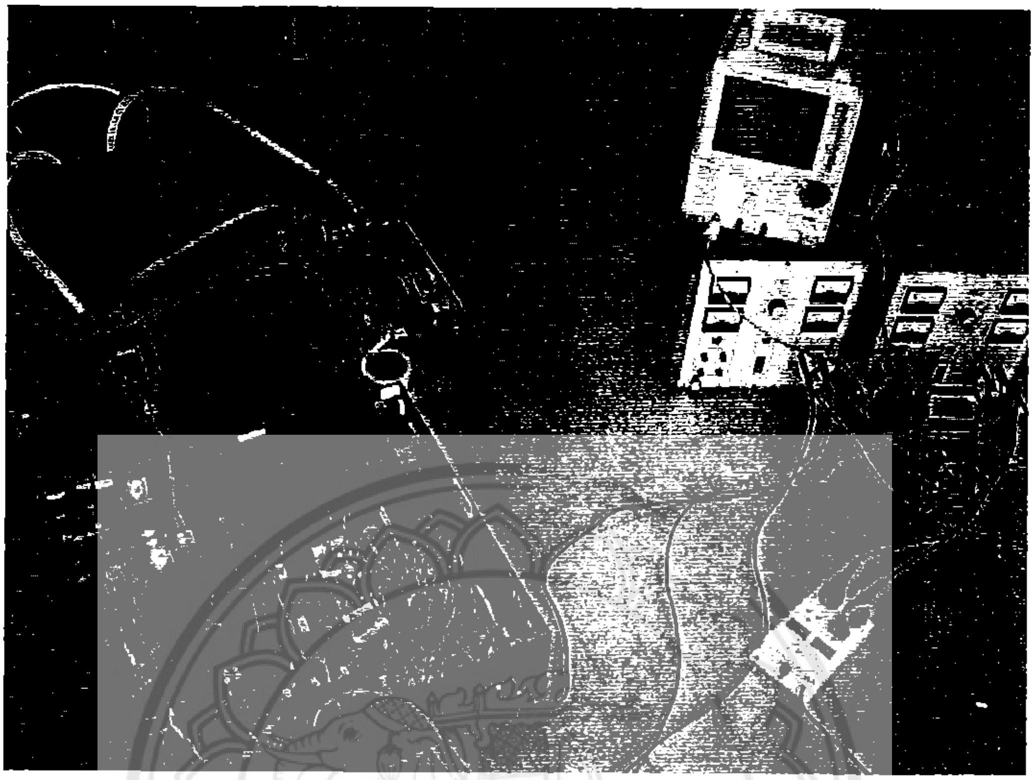
CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS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

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

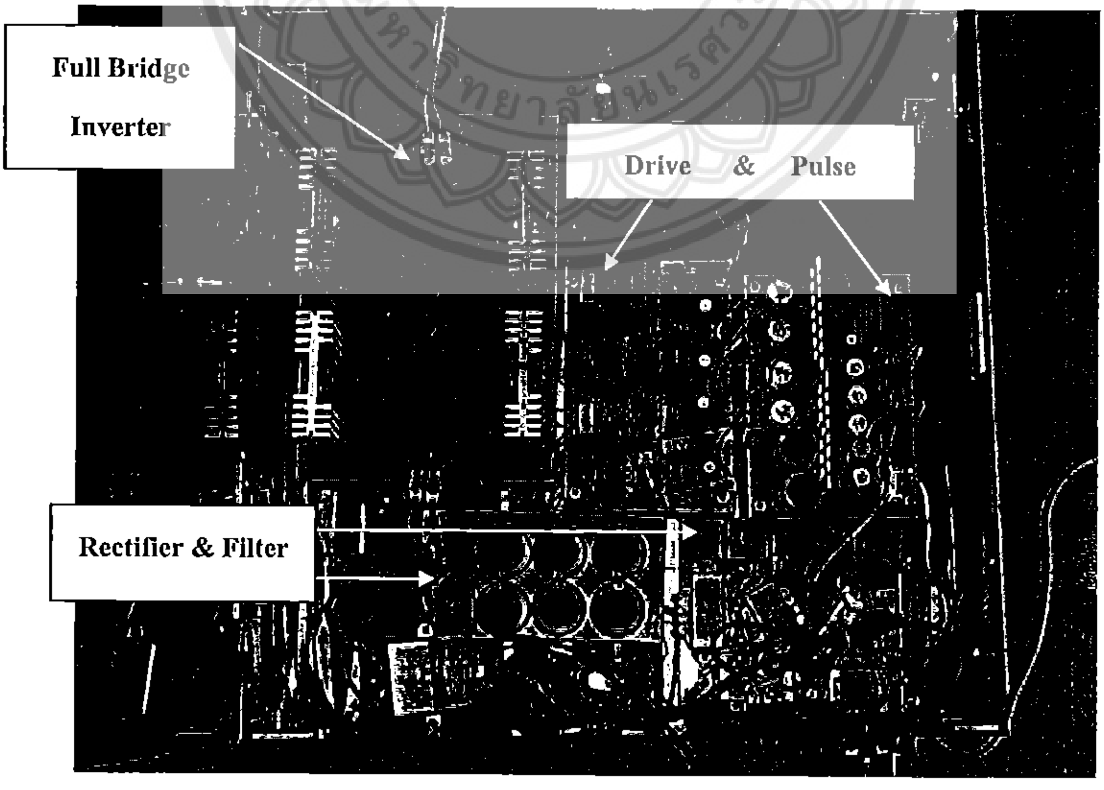
TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination,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

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

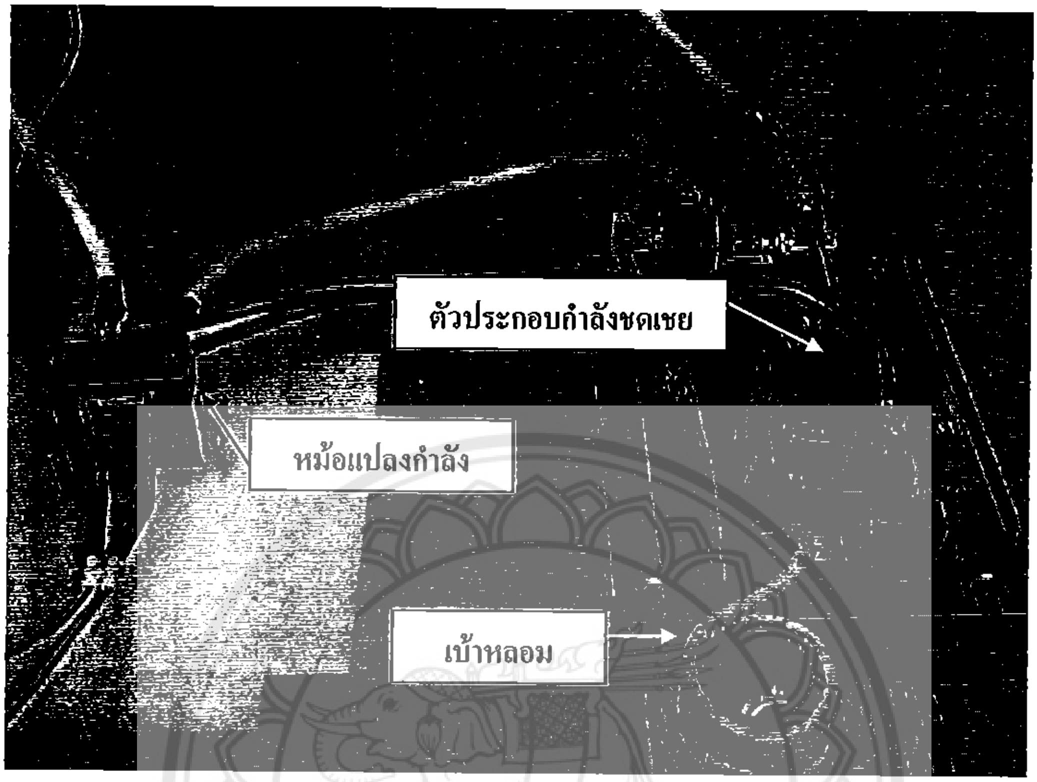
รูปชิ้นงานที่ประกอบเสร็จเป็นตัวเครื่อง



รูปวงจรต่าง ๆ



ภาคกำลัง



ชิ้นงานร้อนแดง

ประวัติผู้จัดทำโครงงาน

ชื่อ นายกฤษดากร อินทรวงษ์

วัน/เดือน/ปีเกิด 28 มกราคม 2524

ภูมิลำเนา 400 ถ.สุขเกษม อ.เมือง จ.สกลนคร 47000

- จบประถมศึกษาจากโรงเรียนเชิงชุมราษฎร์นุกูล
- จบมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนสกลราชวิทยานุกูล
- จบมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสกลราชวิทยานุกูล
- ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรีชั้นปีที่ 4 สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

e-mail : boyibanez@hotmail.com

ชื่อ นายจิราเมธ โปติ๊ป

วัน/เดือน/ปีเกิด 20 มีนาคม 2523

ภูมิลำเนา 127 หมู่1 ต.ตาดควัน อ.พญาเม็งราย จ.เชียงราย 57290

- จบประถมศึกษาจากโรงเรียนบ้านแม่ต๋ำเหนือ
- จบมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนแม่ต๋ำวิทยา
- จบมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนพญาเม็งราย
- ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรีชั้นปีที่ 4 สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

e-mail : Jirameth_Po@hotmail.com

ชื่อ นายเฉลิมเกียรติ พิมสอน

วัน/เดือน/ปีเกิด 1 เมษายน 2523

ภูมิลำเนา 283 หมู่4 ถ.สิงหวัฒน์ ต.บ้านคลอง อ.เมือง จ.พิษณุโลก

- จบประถมศึกษาจากโรงเรียนบ้านแม่ใหญ่ (จ.สงขลา)
- จบมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนจ่านกร้อง
- จบมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนจ่านกร้อง
- ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาตรีชั้นปีที่ 4
  สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
  มหาวิทยาลัยนเรศวร

e-mail : chalermkiat_pimsorn@hotmail.com

มหาวิทยาลัยนเรศวร