



ปีการศึกษา 2542

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

INDUCTION HEATING

โดย

นายสุเมธ ศิริตันติสัมฤทธิ์

นายสมโชค เกษรบัว

นายอำพล สงวนวงศ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

ดร.วิจิตร ถิณเรศ

อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย

เลขหม.....	36976
เลขทะเบียน.....	
วัน, เดือน, ปี.....	30 ส.ค. 2548

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

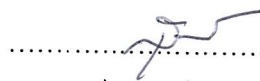
เรื่อง เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

ผู้จัดทำ

1. นายสุเมธ ศิริสันติสัมฤทธิ์
2. นายสมโชค เกษรบัว
3. นายอำพล สงวนวงศ์


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


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร.วิจิตร กิณเรศ)


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย)

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

นายสุเมธ ศิริสันติสัมฤทธิ์

นายสมโชค เกษรบัว

นายอำพล สงวนวงศ์

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ออกแบบสร้างขึ้นเป็นเครื่องต้นแบบที่ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์ใช้มอสเฟตกำลัง หม้อแปลงความถี่สูงและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ทำงานที่ความถี่ 60 ถึง 100 กิโลเฮิรต์ มีกำลังขาออกของอินเวอร์เตอร์ 3 กิโลวัตต์ โดยชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์ใช้หลักการ เฟส-ชิฟ คอลโทรล และการปรับความถี่ทำงานที่ ซีโรโวลต์เตจสวิทช์หรือซอฟท์สวิทช์

INDUCTION HEATING

Sumet Sirisantisumrit
Somchoke Kesornbua
Amphol Sanguanwong
Assc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumroen
Advisor
Dr.Vijit Kinares
Advisor
Surin Khomfoi
Advisor
1999

ABSTRACT

A prototype of an induction heating system was designed and constructed. The prototype comprised a rectifier, a full-bridge inverter using power MOSFET, a high frequency transformer and an induction coil. The working of frequency prototype can be varied from 60 kHz to 100 kHz at rated power output inverter 3 kW. The inverter is controlled by phase-shift control and varying frequency for zero voltage switch (ZVS) or soft switching.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	3
2.1 บทนำ	3
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน	8
2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน	8
2.2.2 การเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานทรงกระบอก	16
2.2.3 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน	20
2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับโครงสร้างทางโลหะ ของเหล็กผสมคาร์บอน	25
2.3.1 กลไกการชุบแข็ง	27
2.4 การเลือกความถี่ในการชุบแข็ง	28
2.5 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	31
2.6 ซีรียูรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์	37
2.7 หลักการควบคุมเฟส-ชิฟ PWM และ โทลคอะแด็ปทีฟ PFM	37
2.7.1 การวิเคราะห์เฟส-ชิฟ ซีรียูรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์	39
บทที่ 3 โครงสร้างของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	42
3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท	42
3.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส	43
3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท	43
3.1.3 ไลน์ฟิลเตอร์	44
3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์	44
3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์	44
3.3 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์	45
3.3.1 วงจรควบคุม	45

3.3.2 วงจรขั้วเกต	45
3.4 หม้อแปลงความถี่สูง	47
3.4.1 ลักษณะแกนที่ใช้	47
3.4.2 ขดลวดทองแดง	48
3.4.3 ตัวเก็บประจุบด็อกกิ่ง C_b	48
3.5 โพลครีโซแนนซ์	48
บทที่ 4 การทดลอง	50
4.1 ผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อเวลาที่ใช้ในการชุบแข็งผิวเหล็ก	50
4.2 ผลของความถี่ที่จุกรีโซแนนซ์ต่างๆต่อกระแสในวงจร	52
4.3 การทดลองที่จำนวนรอบของคอยล์ต่างๆ	54
4.4 การทดลองที่มุมเฟส-ชิฟต่างๆ	56
4.5 การทดสอบ Protection ของระบบ	64
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	68
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย	3
รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป	4
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน	4
รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลื่นขึ้นงาน	5
รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิว ของชิ้นงาน	6
รูปที่ 2.6 ประเภทการใช้งานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ในย่านความถี่ต่างๆ	7
รูปที่ 2.7 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานในอุดมคติ	8
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวชิ้นงาน	11
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวชิ้นงาน	14
รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์โคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนาม แม่เหล็กกับแรงดัน	14
รูปที่ 2.11 เฟสเซอร์โคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้ม สนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีตัวขดลวดไม่อุดมคติ	15
รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน	15
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสที่ระยะใดๆ (J_r/J_R) กับระยะจากผิวชิ้นงาน (r/δ) โดยมี (R/δ) เป็นตัวพารามิเตอร์	17
รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ (d/δ)	19
รูปที่ 2.15 เฟสเซอร์โคอะแกรมของปริมาณต่างๆ	19
รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใดๆกับระยะผิว	20
รูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ ($2R/\delta$)	22
รูปที่ 2.18 ค่าความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ	24
รูปที่ 2.19 แผนภาพสมมูลย์หลักผสมคาร์บอน	26
รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความลึกผิวความหนาแน่นกำลังต่อพื้นผิว และระยะเวลาการให้ความร้อนโดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์	28
รูปที่ 2.21 ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนกับขนาดชิ้นงาน	31
รูปที่ 2.22 พลิกซ์สนามแม่เหล็กที่คล้อยผ่านชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	32

รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก	34
รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า	34
รูปที่ 2.25 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ	36
รูปที่ 2.26 วงจรฟลูบรีดจ์ซีรียรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์	37
รูปที่ 2.26 การทำงานเหนือสภาวะรีโซแนนซ์	38
รูปที่ 2.27 การทำงานที่ไม่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์	38
รูปที่ 2.28 การทำงานที่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์	39
รูปที่ 2.29 วงจรสมมูลย์และการประมาณค่าพินดาเมนทอล (Fundamental) ของ V_{AB}	39
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	42
รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน	43
รูปที่ 3.3 การทำงานของอินเวอร์เตอร์	45
รูปที่ 3.4 รูปแสดงชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์	46
รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ EE 80 สองคู่นำมาประกบกัน	47
รูปที่ 3.6 แสดงโหลด RLC อนุกรม	49
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.1	50
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของ ชิ้นงานต่อเวลาที่ใช้ในการชุบแข็งผิวเหล็ก	51
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.2	53
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและความถี่รีโซแนนซ์ ณ จุดต่างๆใช้ในการชุบแข็งผิวเหล็กที่จำนวนรอบคอยล์ต่างๆ	54
รูปที่ 4.5 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.3	55
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงการเปรียบเทียบอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น ของคอยล์ที่จำนวนรอบต่างๆ	56
รูปที่ 4.7 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.4	57
รูปที่ 4.8 รูปแสดงมุมเฟส-ซิปที่ 0°	60
รูปที่ 4.9 รูปแสดงมุมเฟส-ซิปที่ 30°	60
รูปที่ 4.10 รูปแสดงมุมเฟส-ซิปที่ 60°	60
รูปที่ 4.11 รูปแสดงมุมเฟส-ซิปที่ 90°	60
รูปที่ 4.12 รูปแสดงมุมเฟส-ซิปที่ 120°	60

รูปที่ 4.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง เฟส-ชิฟกับความต้านทานสมมูลย์ ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ	61
รูปที่ 4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง เฟส-ชิฟกับความต้านทานสมมูลย์ ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ	61
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับความเหนี่ยวนำสมมูลย์ ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ	61
รูปที่ 4.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับความเหนี่ยวนำสมมูลย์ ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ	61
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับความถี่ ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ	62
รูปที่ 4.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับความถี่ ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ	62
รูปที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับกระแสอาร์เอ็มเอส ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ	62
รูปที่ 4.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับกระแสอาร์เอ็มเอส ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ	62
รูปที่ 4.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับแรงดันอาร์เอ็มเอส ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ	63
รูปที่ 4.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับแรงดันอาร์เอ็มเอส ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ	63
รูปที่ 4.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับกำลังวัตต์ด้าน ac ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ	63
รูปที่ 4.24 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับกำลังวัตต์ด้าน ac ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ	63
รูปที่ 4.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับเพาเวอร์แฟกเตอร์ ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ	64
รูปที่ 4.26 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับเพาเวอร์แฟกเตอร์ ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ	64
รูปที่ 4.27 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.5	65

รูปที่ 4.28 รูปเปรียบเทียบกระแสขณะมีโหลดกับไม่มีโหลด	65
รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ตั้งแต่เริ่มต้นจนถึงวงจรตัดการทำงาน	66

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ α และความต้านทานจำเพาะ ρ ที่ 20°C	23
ตารางที่ 2.2 ระดับความถี่กวีและช่วงความถี่ในการชุบแข็งชิ้นงานที่เหมาะสม	29
ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเมื่อ ใช้ชิ้นงานขนาด เส้นผ่านศูนย์กลาง 26 มม. และ 28 มม.	51
ตารางที่ 4.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ความถี่รีโซแนนซ์ต่างๆ	53
ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองที่จำนวนคอยล์ที่จำนวนรอบต่างๆ	55
ตารางที่ 4.4 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทดสอบที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ	58
ตารางที่ 4.5 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทดสอบที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ	59

บทที่ 1

บทนำ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอาศัยหลักการทำงานของกระแสและแรงดันที่ความถี่สูง เพื่อให้กระแสไหลวนรอบชิ้นงาน ทำให้เกิดความร้อนที่บริเวณผิวของชิ้นงานดังนั้นจากโครงสร้างการทำงานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะเน้นการพัฒนาที่ชุดอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่จะสามารถจ่ายกำลังความถี่สูงสำหรับการเหนี่ยวนำที่โหลด โดยชุดอินเวอร์เตอร์จะถูกใช้สร้างกระแสความถี่สูง ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนบนชิ้นงานโดยตรง ทำให้มีประสิทธิภาพของการให้ความร้อนสูงโดยสามารถควบคุมตำแหน่งและลักษณะการให้ความร้อนได้ง่ายและประโยชน์ที่สำคัญที่สุดของการให้ความร้อนกับโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำนี้คือลดปัญหาผลภาวะที่เกิดจากการเผาเชื้อเพลิงซึ่งเป็นปัญหาหลักของโลกในทุกวันนี้ที่ทุกคนควรมีส่วนรับผิดชอบโดยเฉพาะอย่างยิ่งวิศวกรซึ่งเป็นผู้ใช้เทคโนโลยี

จากการค้นพบทฤษฎีการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า และได้นำมาใช้สร้างเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ เช่น เครื่องกำเนิดไฟฟ้า มอเตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้า เราพบว่า เราสามารถส่งผ่านพลังงานโดยใช้สนามแม่เหล็กเป็นตัวเชื่อมโยงได้ ถ้าเราศึกษาถึงเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหล่านี้ เราก็จะพบว่าในการใช้สนามแม่เหล็กส่งถ่ายพลังงานจะมีการสูญเสียชนิดหนึ่งในรูปของสนามแม่เหล็กนั่นก็คือ การสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) และการสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Loss) ซึ่งจะเกิดขึ้นในเนื้อสารที่ใช้สร้างทางเดินแม่เหล็กของเครื่องจักรกลไฟฟ้า การสูญเสียนี้อยู่ในรูปแบบของความร้อน ซึ่งการสูญเสียเหล่านี้เราไม่ต้องการและพยายามหลีกเลี่ยงด้วยวิธีการออกแบบและเลือกวัสดุที่ใช้สร้างเครื่องกลไฟฟ้า แต่ถ้าเรามองจุดนี้ให้เป็นประโยชน์ก็จะสามารถนำมาใช้ในการให้ความร้อนกับชิ้นงาน โดยใช้การเหนี่ยวนำแม่เหล็กได้เป็นอย่างดี ถ้ามองหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นหลักจะพบว่ามิชดลวดที่ใช้สร้างสนามแม่เหล็กและเปรียบแกนเหล็กของหม้อแปลงเป็นชิ้นงาน เราจะต้องคิดว่า จะทำอย่างไรจึงจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นบนแกนเหล็กให้มากที่สุด หรือให้มีการสูญเสียในแกนเหล็ก (Core Loss) สูงสุดจากสมการการสูญเสียในแกนเหล็ก ที่ประกอบด้วย การสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน กับ การสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส คือ

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

$$P_c = K_h f B_{\max}^x + K_c f^2 B_{\max}^2 \quad (1.2)$$

จากสมการจะเห็นตัวประกอบ 2 ตัวที่เป็นตัวกำหนดความสูญเสียในแกน คือค่าของความถี่ (f) และค่าของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B_{max}) ถ้าทั้ง 2 ตัวนี้มีค่ามากก็จะทำให้เกิดความร้อนมากยิ่งขึ้น แต่อย่างไรก็ตามในการจะออกแบบยังต้องคำนึงวัตถุประสงค์ของการใช้งานเป็นสำคัญเพราะที่ความถี่ (f) และความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูง ๆ ต้องคำนึงถึงปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และพิคคของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นำมาใช้งานเป็นสวิตช์ประกอบกัน

สำหรับตัวเครื่องนี้มีวัตถุประสงค์สำหรับการให้ความร้อนในการชุบแข็งบริเวณผิวเหล็กจึงออกแบบให้สามารถจ่ายความถี่สูง เพื่อจะได้ไม่ต้องใช้กระแสมากในการสร้างความร้อนเป็นการลดพิคคกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

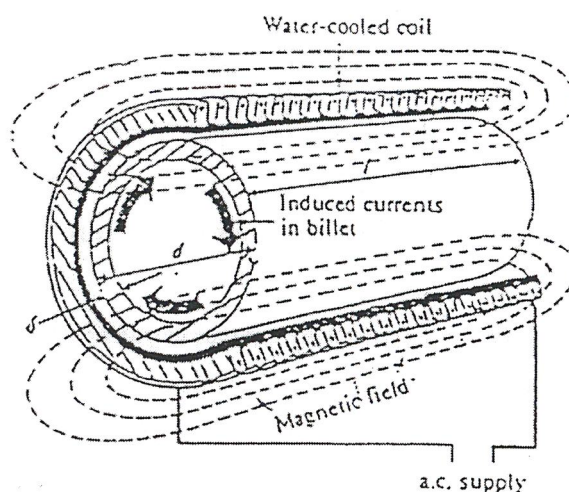
เราพบว่า โดยคุณลักษณะของโหลดที่เป็นขดลวด (L) จะทำให้กระแสล่าหลังแรงดันเกือบ 90° ซึ่งจะทำให้ตัวประกอบกำลัง (Power Factor) มีค่าต่ำ ดังนั้น ในการออกแบบชุดโหลด จึงต้องใช้ตัวเก็บประจุ (C) ต่อร่วมด้วย เพื่อแก้ค่าตัวประกอบกำลังเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพ แต่อย่างไรก็ตามในขณะที่ให้ความร้อนกับชิ้นงานคุณลักษณะของโหลดเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น แต่เราไม่สามารถเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ (C) ได้ แต่เราสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ให้เป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้ โดยในโครงการนี้ใช้หลักการควบคุมแบบเลื้อนเฟส และควบคุมความถี่ เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่ที่ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่งมากที่สุด

บทที่ 2

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

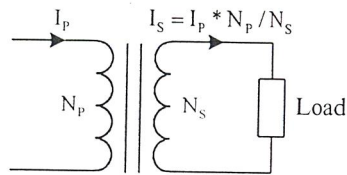
2.1 บทนำ

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating) เกิดขึ้นจาก ปรากฏการณ์ทั้งทางไฟฟ้า และทางความร้อนร่วมกัน โดยมีสาเหตุมาจากการเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และการถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer) จากสาเหตุมูลฐานทั้งสาม สามารถอธิบาย การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเข้าสู่ขดลวดสร้าง สนามแม่เหล็กที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน กระแสไฟฟ้าสลับจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กค้ำผ่าน ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ถ้าชิ้นงานเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่ค้ำผ่าน ชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหล โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึก ผิว (Skin Depth) กระแสที่ไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิด จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณผิว ของชิ้นงาน ความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่ กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปบริเวณอื่น โดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพา ความร้อนและการนำความร้อน

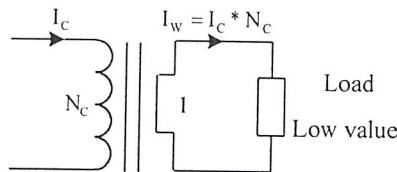


รูปที่ 2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย

รูปที่ 2.1 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย ถ้าวางชิ้นงานไว้ในขดลวดหรือใกล้เคียงขดลวด ชิ้นงานนั้นจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น พิจารณาทั้งระบบเป็นหม้อแปลงหนึ่งชุด ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนชิ้นงานจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบ และมีโหนดต่ออยู่ในลักษณะเกือบลัดวงจร เพราะความต้านทานสมมูลย์ของโลหะที่ป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงโดยทั่วไป ส่วนรูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำ และชิ้นงานจะเห็นว่าถ้า I_c เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วน I_w เป็นกระแสที่ไหลในชิ้นงาน กระแสทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

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

โดยที่ N_c คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

กำลังสูญเสียเป็นความร้อนในชิ้นงานมีค่าเท่ากับ

$$P_w = N_c^2 I_c^2 R_w \quad (2.2)$$

โดยที่ R_w คือ ความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน

รูปที่ 2.1 แสดงทิศทางการไหลของกระแสชิ้นงาน จากปรากฏการณ์ผิว ถ้าพิจารณาว่า กระแสโดยส่วนมากไหลอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน ได้ดังรูปที่ 2.4 เมื่อทำการคลี่ชิ้นงานออกความต้านทานของชิ้นงานจะมีค่า

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

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน

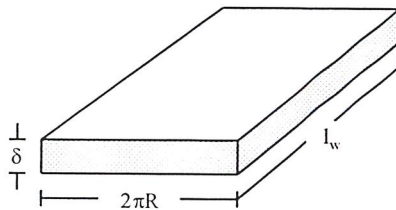
$$\delta \text{ คือ ความลึกผิว} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$$

μ คือ ค่าความซึมซาบของชิ้นงานและ f, ω คือ ค่าความถี่

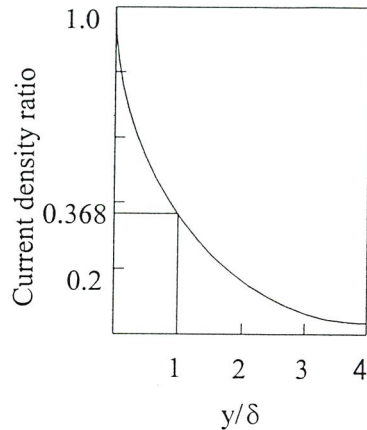
R คือ รัศมีของชิ้นงาน

I_w คือ ความยาวของชิ้นงานซึ่งเท่ากับความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.3) ความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับ สภาพความต้านทานความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของชิ้นงานด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่ชิ้นงาน



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน

รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน เนื่องจาก ปรากฏการณ์ผิว จึงทำให้ความหนาแน่นมีความสัมพันธ์กับระยะทางจากผิวเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล ที่ระดับความลึกผิว ความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่นของกระแสที่ผิวชิ้นงาน จึงประมาณว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้นี้

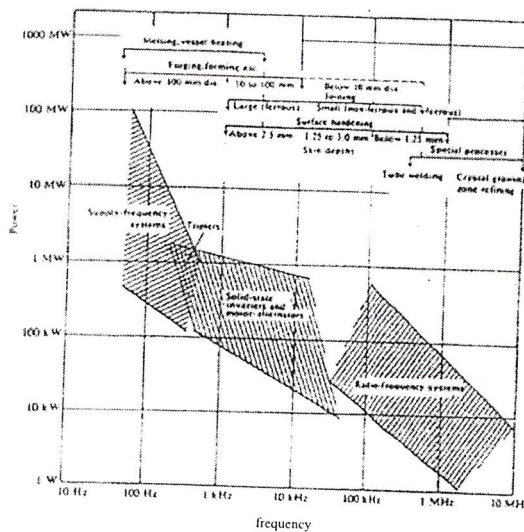
ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะพบว่า ไม่มีการใช้แหล่งความร้อนจากภายนอกแต่ใช้ชิ้นงานเป็นแหล่งความร้อนของตนเอง อีกทั้งชิ้นงานก็ไม่จำเป็นที่จะสัมผัสกับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก การให้ความร้อนในลักษณะนี้จึงสามารถทำได้สะดวก นอกจากนี้ยังสามารถทำให้เกิดความร้อนในเฉพาะบริเวณที่ต้องการทั้งสามารถควบคุมระยะเวลาในการให้ความร้อนได้ ถ้าเป็นงานลักษณะชุบแข็งที่ผิวยังสามารถเลือกระดับความลึกผิวที่ต้องการชุบแข็งได้ โดยเลือกความถี่ที่ใช้งานให้เหมาะสมกับความต้องการ ระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่มีใช้ปัจจุบันสามารถจำแนกได้ตามลักษณะการกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และช่วงความถี่ในการใช้งานได้ดังนี้

1. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ไฟจากโรงไฟฟ้าโดยตรง แรงดันไฟฟ้าจากโรงไฟฟ้ามีความถี่ค่อนข้างต่ำ จึงทำให้ระดับความลึกผิวในการให้ความร้อนมีค่ามาก ในบางกรณีอาจใช้หม้อแปลงที่อิมตัว ทวิคูณความถี่ เพื่อนำฮาร์โมนิกที่ 3 หรือฮาร์โมนิกที่ 5 มาใช้ในการเหนี่ยวนำแทน โดยปรกติเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำประเภทนี้ จะใช้งานหลอมโลหะ ซึ่งมีกำลังหลายร้อยเมกกะวัตต์

2. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้มอเตอร์ และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำชนิดนี้ จะใช้พลังงานจากโรงงานไฟฟ้า มาขับเคลื่อนมอเตอร์ และใช้มอเตอร์ไปขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งสร้างแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงขึ้น อยู่ในย่าน 500 เฮิรตซ์ ถึง 10 กิโลเฮิรตซ์ เครื่องให้ความร้อนชนิดนี้ สามารถให้กำลังได้ หลายร้อยกิโลวัตต์ โดยทั่วไปจะใช้ในเตาเผาและขึ้นรูปโลหะ และเตาเชื่อมโลหะ

3. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบสถิต เนื่องจากเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้มอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเป็นพลวัต มีขีดจำกัดทางกลศาสตร์ ทำให้ไม่สามารถเพิ่มความถี่ที่ใช้งานให้สูงมากได้ เครื่องให้ความร้อนแบบสถิต จะใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำจำพวกทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง หรือพาวทริสเตอร์ เพื่อแปลงผันพลังงานให้เป็นไฟสลับอีกครั้งที่มีความถี่สูงขึ้น โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ เครื่องให้ความร้อนแบบสถิตนี้ สามารถสร้างความถี่ที่ใช้ในการชุบแข็งได้ตั้งแต่ความถี่ค่อนข้างต่ำจนกระทั่งความถี่สูงๆระดับร้อยกิโลเฮิรตซ์การใช้งานเครื่องให้ความร้อนแบบนี้จะมีลักษณะเดียวกับเครื่องให้ความร้อนที่ใช้มอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

4. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ทำงานย่านความถี่วิทยุ โดยทำงานตั้งแต่ความถี่หลายร้อยกิโลเฮิรตซ์ จนถึงความถี่หลายเมกะเฮิรตซ์ ซึ่งปัจจุบันนี้ยังคงใช้หลอดสูญญากาศ เพราะสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำยังมีสมรรถนะในการใช้งาน ที่ความถี่สูง ๆ ไม่ดีพอ เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำลักษณะนี้ จะให้กำลังงานค่อนข้างต่ำในระดับหลายสิบกิโลวัตต์เหมาะแก่งานชุบแข็งผิว

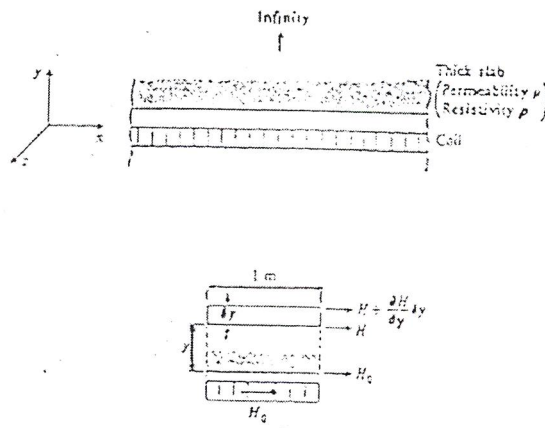


รูปที่ 2.6 ประเภทการใช้งานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในย่านความถี่ต่าง ๆ

2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน

2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เข้าใจโดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในที่นี้จะอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi - infinite slab ถ้าสามารถทำความเข้าใจกับชิ้นงานที่มีลักษณะอุดมคติ จะทำให้เข้าใจการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับชิ้นงาน ที่มีลักษณะเป็นทรงกระบอกได้ง่ายขึ้น



รูปที่ 2.7 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานในอุดมคติ

รูปที่ 2.7 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและชิ้นงานยาวและหนา มากโดยชิ้นงานจะวางอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ชิ้นงานที่มีลักษณะเป็นอุดมคติดังกล่าว เทียบได้กับโพลตรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ ในที่นี้สมมติว่าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ที่ผิว ชิ้นงานมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น H_0 เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับชิ้นงาน มาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน โดยความ เข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และสร้างกระแสเหนี่ยวนำขึ้น ที่ผิวชิ้นงานตามแกน Z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวกเตอร์ ในที่นี้จะสมมติเงื่อนไข ขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานดังนี้

$$\begin{aligned}
 H_{x(y=0)} &= H_{0M} \cos \omega t \\
 H_y &= 0
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

$$H_z = 0$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

เขียนเป็นใหม่ได้สมการ

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

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

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

จากเงื่อนไขขอบเขตเมื่อ $y = \infty$; เมื่อ H_x จะมีค่าจำกัดค่าใดค่าหนึ่งแสดงว่า $A_1 = 0$ และ

เมื่อ $y = 0$; $H_x(y) = H_{om} \exp(j\omega t)$ ดังนั้น

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

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

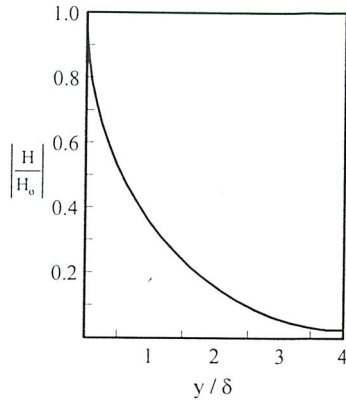
แต่ $\sqrt{2j} = \pm(1 + j)$ ดังนั้น

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

ใช้ค่าตอบเฉพาะส่วนจริง

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

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



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.16) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ลัดส่วนของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะใด ๆ กับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.8 ถ้ากำหนดให้ความลึกผิวแทนด้วยสัญลักษณ์ ความลึกผิวนี้นี้จะมีค่า $\sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu_r\mu_0}}$ จะเห็นว่าที่ระดับความลึกผิว ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเพียง 0.368 ของค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ส่วนค่าความหนาแน่นกระแสความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก และฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถคำนวณได้ตามความสัมพันธ์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

$$B_x(y) = B_{Om} \exp(-\alpha y) \exp(\omega t - \alpha y) \quad (2.18)$$

จาก
$$\vec{J} = \text{curl}(\vec{H}) \quad (2.19)$$

แสดงว่า
$$\vec{J}_z = -\frac{\partial H_x}{\partial y} \vec{k} ; \vec{J}_z = 0 ; \vec{J}_y = 0 \quad (2.20)$$

$$\vec{J}_z = \left\{ \alpha \sqrt{2} j \exp(-\alpha y \sqrt{2} j + j\omega t) \right\} H_{Om} \vec{k} \quad (2.21)$$

$$\vec{J}_z = \left\{ \alpha \sqrt{2} \exp(-\alpha y (1 + j) + j\omega t + j\frac{\pi}{4}) \right\} H_{Om} \vec{k} \quad (2.22)$$

ใช้เฉพาะส่วนจริงได้

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

จะเห็นว่าความหนาแน่นกระแสที่เหนี่ยวนำมีทิศทางตั้งฉากกับความเข้มสนามแม่เหล็กเสมอ และมีมุมเฟสนำหน้าความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\pi/4$

เมื่อ $y = 0$

$$J_{z0} = \alpha\sqrt{2}H_{0m} \exp j\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right)$$

$$J_{z0} = \alpha\sqrt{2}H_{0m} \exp j\frac{\pi}{4} \quad (2.24)$$

$$J_z(y) = J_{0m} \exp(j\omega t - \alpha y\sqrt{2j})$$

$$J_z(y) = J_{0m} \exp(-\alpha y)\text{COS}(\omega t - \alpha y) \quad (2.25)$$

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้า จากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ดังนี้

$$E_z = \rho J_z \quad (2.26)$$

$$E_z = \rho J_z \exp(-\alpha y)\text{COS}(\omega t - \alpha y) \quad (2.27)$$

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

$$I = \int_0^{\infty} J_{0m} \exp(-\alpha y)\text{COS}(\omega t - \alpha y) dy$$

$$I = J_{0m} \text{Re} \left[\int_0^{\infty} \exp(j\omega t - (1+j)\alpha y) dy \right]$$

$$I = J_{0m} \text{Re} \left[\frac{\exp(j\omega t)}{(1+j)\alpha} \right]$$

$$I = \frac{J_{0m}}{\sqrt{2}\alpha} \text{COS}\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$$

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

$$J_{0m} = \alpha\sqrt{2}H_{0m} \exp j\frac{\pi}{4} \quad (2.29)$$

แสดงว่า
$$I = \alpha\sqrt{2}H_{0m} \exp j\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \frac{\exp\left(j\frac{\pi}{4}\right)}{\alpha\sqrt{2}}$$

$$I = H_{0m} \exp(j\omega t) \quad (2.30)$$

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

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

จากที่กล่าวมาเมื่อมีกระแสไหลในชั้นงานย่อมเกิดความร้อนขึ้น กำลังสูญเสียต่อ 1 ตารางเมตรที่ผิวชั้นงานจะมีค่า

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

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบในการหาค่ากำลังสูญเสียต่อหนึ่งพื้นที่ จึงต้องหาค่าเฉลี่ยกำลัง 1 คาบเวลาด้วยสมการที่ (2.33) จึงเป็น

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

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

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

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

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

$$P_s = \frac{\rho}{\delta} H_0^2 \quad (2.36)$$

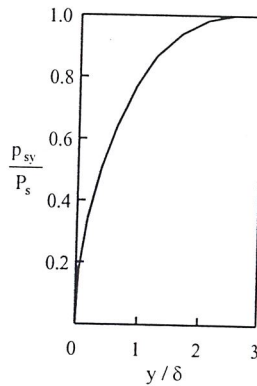
$$\frac{P_{sy}}{P_s} = 1 - \exp(-2 \alpha y) \quad (2.37)$$

โดยที่ H_0 คือค่าอาร์เอ็มเอส ของ H_{om} ถ้าให้ P_{sy} คือกำลังสูญเสียของชิ้นงานจากผิวถึงระดับความลึก y สัดส่วนของ P_{sy} กับ P_s แสดงดังสมการที่ (2.37) และความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ P_{sy} กับ P_s กับสัดส่วนของระยะทางจากผิวและความลึกผิวแสดง ดังรูปที่ 2.9 จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก สามารถหาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมทั้งความยาวและค่าแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้าที่เกิดจากฟลักซ์สนามแม่เหล็กดังกล่าว ได้ดังนี้

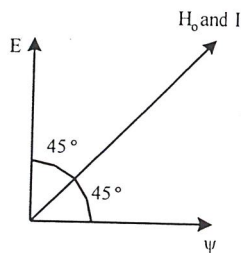
$$\phi = \int B_x(y)dy$$

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

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



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวชิ้นงาน

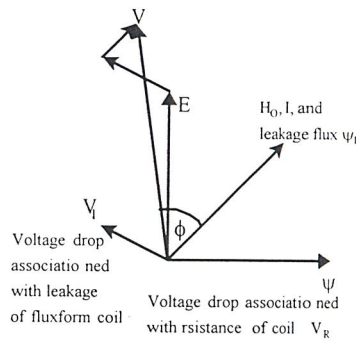


รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน

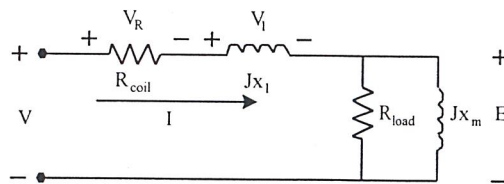
และจาก
$$E = N \frac{d\phi}{dt} \tag{2.40}$$

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

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



รูปที่ 2.11 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนและขึ้นงาน

จากสมการที่ (2.39) และสมการที่ (2.41) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมจะเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_{om} และมุมเฟสจะล่าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\pi/4$ และแรงดันที่เกิดขึ้นจะนำหน้ากระแสผลรวมอยู่ $\pi/4$ จากความสัมพันธ์ที่กล่าวสามารถนำไปเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูป 2.10 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะพบว่า ในกรณีที่ขึ้นงานเป็นลักษณะอุดมคติ วงจรทางไฟฟ้าจะมีตัวประกอบกำลังเป็นแบบล่าหลังที่มีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนจริง และส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลย์มีค่าเท่า

กัน แต่ความเป็นจริงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบเลวลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวอยู่แล้ว ทำให้เฟสเซอร์ไคอะแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 2.11 และสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของระบบได้ ดังรูปที่ 2.12

2.2.2 การเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานทรงกระบอก

การพิจารณาการเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานอุคมคติ จะต่างกับในทางปฏิบัติเพราะชิ้นงานจะมีขอบเขตที่จำกัด ในที่นี้จะพิจารณาชิ้นงานที่มีลักษณะทรงกระบอก เพื่อความสะดวกจะใช้พิกัดทรงกระบอก

$$\text{สมมติให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ} \quad H = H_m \cos \omega t$$

สมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในพิกัดทรงกระบอกคือ

$$\frac{d^2 H}{dt^2} + \frac{ldH}{rdt} - k^2 H = 0 \quad (2.42)$$

$$\text{โดยที่} \quad k = \frac{j\mu\omega}{\rho} = 2\alpha^2 j \quad (2.43)$$

$$H = AI_0(kr) + BI_0(kr) \quad (2.44)$$

ผลลัพธ์ของสมการนี้จะอยู่ในรูป Bessel's Function โดยมีรูปแบบดังสมการที่ (2.44) โดยที่ I_0 และ K_0 คือ Bessel's Function อันดับศูนย์ A และ B คือค่าคงที่ จากผลลัพธ์ในสมการ (2.44) จะต้องหาค่าคงที่ทั้งสอง โดยแทนเงื่อนไขขอบเขตของชิ้นงานในพิกัดทรงกระบอก ซึ่งจะได้ดังนี้

$$\frac{H_r}{H_R} = \frac{\text{ber} \sqrt{2}\alpha r + j\text{bei} \sqrt{2}\alpha r}{\text{ber} \sqrt{2}\alpha R + j\text{bei} \sqrt{2}\alpha R} \quad (2.45)$$

โดยที่ H_r คือความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานและ H_R คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะ r จากศูนย์กลางชิ้นงาน และสามารถคำนวณความหนาแน่นกระแสได้ดังนี้

$$J_r = \sqrt{2}\alpha H_R \frac{\text{ber}' \sqrt{2}\alpha r + j\text{bei}' \sqrt{2}\alpha r}{\text{ber} \sqrt{2}\alpha R + j\text{bei} \sqrt{2}\alpha R} \quad (2.46)$$

$$\frac{J_r}{J_R} = \frac{\text{ber}' \sqrt{2\alpha r} + j\text{bei}' \sqrt{2\alpha r}}{\text{ber}' \sqrt{2\alpha R} + j\text{bei}' \sqrt{2\alpha R}} \quad (2.47)$$

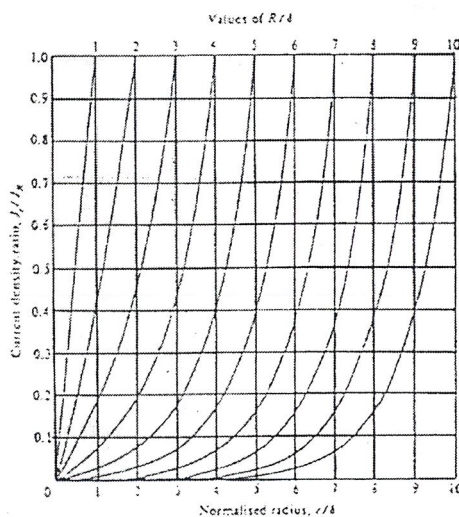
$$\left| \frac{J_r}{J_R} \right| = \sqrt{\frac{(\text{ber}' \sqrt{2\alpha r} + j\text{bei}' \sqrt{2\alpha r})^2}{(\text{ber}' \sqrt{2\alpha R} + j\text{bei}' \sqrt{2\alpha R})^2}} \quad (2.48)$$

จากสมการข้างต้นสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ $\left| \frac{J_r}{J_R} \right|$ กับ $\frac{r}{\delta}$ โดยมี $\frac{R}{\delta}$ เป็นตัวพารามิเตอร์ ดังรูปที่ 2.13 และสามารถหาฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวม ได้ดังสมการ (2.50)

$$\phi_r = \frac{2\pi\mu H_{Rm} r}{\sqrt{2\alpha}} \left[\frac{\text{ber}' \sqrt{2\alpha r} + j\text{bei}' \sqrt{2\alpha r}}{\text{ber}' \sqrt{2\alpha R} + j\text{bei}' \sqrt{2\alpha R}} \right] \quad (2.49)$$

$$\phi_R = \frac{2\pi\mu H_{Rm} R}{\alpha} \left[\frac{\text{ber}' \sqrt{2\alpha r} + j\text{bei}' \sqrt{2\alpha r}}{\text{ber}' \sqrt{2\alpha R} + j\text{bei}' \sqrt{2\alpha R}} \right] \quad (2.50)$$

จากสมการ ϕ_R คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กทั้งหมดที่คล้อยผ่านชิ้นงาน ถ้าจัดรูปสมการ (2.50) ใหม่จะได้



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสที่ระยะใด ๆ $\left(\frac{J_r}{J_R} \right)$

กับระยะจากผิวชิ้นงาน $\left(\frac{r}{\delta} \right)$ โดยมี $\left(\frac{R}{\delta} \right)$ เป็นตัวพารามิเตอร์

$$\phi_R = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) = \phi_q - \phi_p \quad (2.51)$$

โดยที่

$$q = \frac{\sqrt{2}}{\alpha R} \frac{\text{bei}' \sqrt{2\alpha R} \text{ber} \sqrt{2\alpha R} - \text{ber}' \sqrt{2\alpha R} \text{bei} \sqrt{2\alpha R}}{\text{ber}' \sqrt{2\alpha R} + \text{bei}' \sqrt{2\alpha R}} \quad (2.52)$$

$$p = \frac{\sqrt{2}}{\alpha R} \frac{\text{bei}' \sqrt{2\alpha R} \text{ber} \sqrt{2\alpha R} - \text{ber}' \sqrt{2\alpha R} \text{bei} \sqrt{2\alpha R}}{\text{ber}' \sqrt{2\alpha R} + \text{bei}' \sqrt{2\alpha R}} \quad (2.53)$$

และ

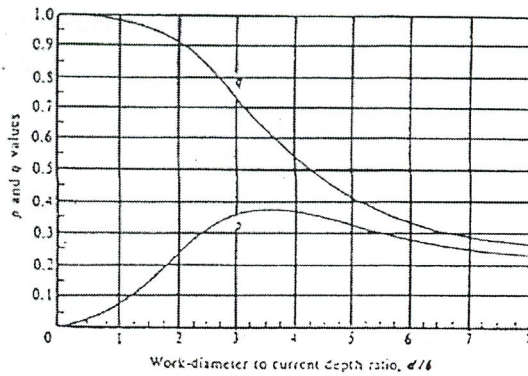
$$A_w = \pi R^2$$

ตัวแปร p และ q เป็นตัวแปรที่สำคัญในการกำหนดค่าฟังก์ชันนามแม่เหล็กและค่ากำลังที่
 ขึ้นงาน โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ $\frac{d}{\delta}$ ได้ดังรูปที่ 2.14 โดยที่ $d = 2R$
 คือเส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงานจากการคำนวณพบว่าถ้า $\frac{d}{\delta}$ มากกว่า 8 แล้ว q จะมีค่า
 $2/(d/\delta)$ และ p มีค่า $2/(1.23 + d/\delta)$ และค่าความหนาแน่นกระแสสามารถหาค่ากำลังสูญเสีย
 ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ดังนี้

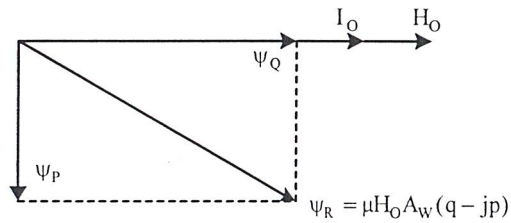
$$\frac{P_w}{l_w} = \frac{1}{2} \int_0^R \rho |J_m|^2 2\pi r dr (xl) \quad (2.54)$$

$$\frac{P_w}{l_w} = 2\pi\rho\alpha^2 H_{Rm}^2 \int_0^R \frac{(\text{ber}'^2 \sqrt{2\alpha r} + \text{bei}'^2 \sqrt{2\alpha r}) dr}{\text{ber}^2 \sqrt{2\alpha R} + \text{bei}^2 \sqrt{2\alpha R}} \quad (2.55)$$

$$\frac{P_w}{l_w} = \sqrt{2}\pi\rho\alpha H_{Rm}^2 R \left[\frac{\text{ber} \sqrt{2\alpha R} \text{ber}' \sqrt{2\alpha R} + \text{bei} \sqrt{2\alpha R} \text{bei}' \sqrt{2\alpha R}}{\text{ber}^2 \sqrt{2\alpha R} + \text{bei}^2 \sqrt{2\alpha R}} \right] \quad (2.56)$$



รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d/δ



รูปที่ 2.15 เฟสเซอร์ไคอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ

หรือสามารถเขียนสมการ (2.56) ใหม่ได้ว่ากำลังสูญเสียของชิ้นงานเท่ากับ

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 l_m A_w P \tag{2.57}$$

หรือกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวชิ้นงาน

$$P_s = \mu \pi f H_{Rm}^2 \frac{R}{2} P \tag{2.58}$$

จากสมการผลลัพธ์รวมของสนามแม่เหล็กในชิ้นงานจะล้าหลัง กระแสผลรวมในชิ้นงานด้วยมุมเฟสค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของเฟสเซอร์ไคอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 2.15

2.2.3 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน

$$\text{จาก } \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi f}} \quad (2.59)$$

โดยที่ δ คือค่าความลึกผิว
 ρ คือค่าความต้านทานจำเพาะ
 μ คือค่าความซึมซาบของชิ้นงาน
 f คือค่าความถี่ที่ใช้งาน

สำหรับชิ้นงานที่เป็นแท่งโลหะทรงกระบอกรัศมี R ให้

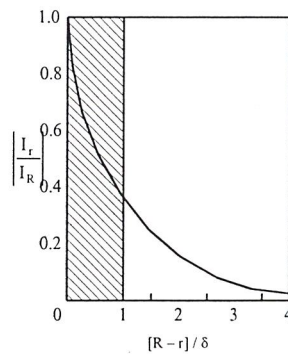
I_R คือค่ากระแสที่ผิวชิ้นงาน

I_r คือค่ากระแสที่ระยะรัศมีใด ๆ จากจุดศูนย์กลาง

ในกรณีที่สมมติว่า R ใหญ่กว่า δ มาก ๆ แล้ว ความสัมพันธ์ระหว่าง I_r กับ I_R จะเป็นดังนี้

$$I_r = I_R \exp\left[\frac{-(R-r)}{\delta}\right] \quad (2.60)$$

ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว

กระแสที่ไหลในชิ้นงานได้จากการอินทิเกรต กระแสที่รัศมีใด ๆ กับความลึก กระแสที่ได้จะมีค่าเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟดังรูปที่ 2.16 แต่อย่างไรก็ตามพื้นที่ใต้กราฟดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับพื้นที่ที่เรเงากล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าถึงแม้ว่ากระแสที่ไหลในชิ้นงานมีความสัมพันธ์กับระยะทางเป็นเอกซ์โพ

แนวนเขียนแต่เหมือนกับว่ามีกระแสคงที่ขนาด I_R ไหลอยู่ที่ผิวชั้นงานในระดับความลึก ถ้าชั้นงานมีความยาว l_w แล้วมีความต้านทานสมมูลย์ที่กระแสคงที่ขนาด I_R ไหลผ่านจะมีค่า

$$R_w = \frac{2\pi R\rho}{\delta l_w} \quad (2.61)$$

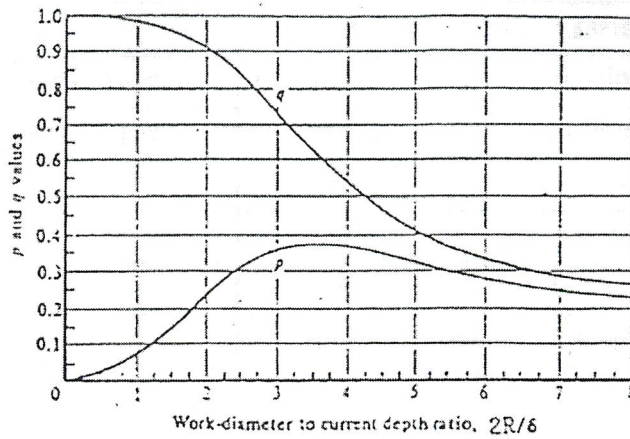
ถ้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีจำนวนรอบเท่ากับ N_C และมีกระแสไหลผ่านขดลวดเป็น I_C และมีกระแสไหลผ่านชั้นงาน $N_C I_C$ กำลังปรากฏที่ชั้นงานจะมีค่า

$$P_w = \frac{2\pi R\rho}{\delta l_w} N_C^2 I_C^2 \quad (2.62)$$

ในกรณีที่ R ไม่ได้มากกว่า δ มาก ๆ แล้ว จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu\pi f H_{Rm}^2 l_m A_w P \quad (2.63)$$

ซึ่ง P เป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับ $\frac{(2R)}{\delta}$ โดยมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.17 ในการคำนวณกำลังความร้อนที่เกิดขึ้นที่ชั้นงานกำลังที่ได้จะขึ้นอยู่กับ ค่าความถี่ที่ใช้งาน ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติของชั้นงาน ซึ่งหมายถึงขนาดและรูปร่าง รวมทั้งค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบของชั้นงาน เนื่องจากค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบมีผลต่อกำลังไฟฟ้าที่ชั้นงาน จึงควรศึกษาว่าค่าเหล่านี้เปลี่ยนแปลงอย่างไร ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ หรือมีการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก แต่โดยทั่วไปความถี่จะไม่มีผลต่อค่าทั้งสองเท่าใดนัก



รูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ $\frac{(2R)}{\delta}$

2.2.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ

ค่าความต้านทานจำเพาะโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับสารที่เป็นชิ้นงาน โดยปกติสารมีเป็นพวก โลหะเมื่อมีอุณหภูมิสูงขึ้น ค่าความต้านจำเพาะจะเพิ่มขึ้นลักษณะเชิงเส้น ความสัมพันธ์ในลักษณะทั่วไปจะเป็นดังสมการที่ (2.64) โดย ρ_0 คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิใด ๆ และ ρ_1 คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิ θ_1 ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ α ของ สารชนิดต่าง ๆ ในทางปฏิบัติจะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะเปลี่ยนแปลงไป

$$\rho_0 = \rho_1 + \left[\frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} \right] (\rho_2 - \rho_1) \quad (2.64)$$

จะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ ในการคำนวณจึงอาจต้องหาค่าความต้านจำเพาะที่เป็นค่าความสมมูลย์ที่สามารถใช้แทนตลอดช่วงอุณหภูมิ โดยในการคำนวณค่าความต้านจำเพาะสมมูลย์ จะพิจารณาจากกำลังที่ชิ้นงาน เนื่องจากกำลังที่ชิ้นงานจะแปรตาม $\sqrt{\rho}$ ถ้าให้ตัวแปรคงที่จะพิจารณาว่าค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงานจะแปรกับ อุณหภูมิอย่างเชิงเส้น จะได้ว่า

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

ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ a และความต้านทานจำเพาะ ρ ที่ 20°C

$$\rho_\theta = \rho_1 + \left[\frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} \right] (\rho_2 - \rho_1) \quad (2.65)$$

และ
$$\frac{d\theta}{dt} = c\sqrt{\rho} \quad (2.66)$$

แทนสมการที่ (2.65) ลงในสมการที่ (2.66) จะได้

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{d\theta}{\sqrt{\rho + \frac{(\theta - \theta_1)(\rho_2 - \rho_1)}{(\theta_2 - \theta_1)}}} = \int_0^t c dt \quad (2.67)$$

$$t = \frac{2(\theta_2 - \theta_1)(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})}{c(\rho_2 - \rho_1)} \quad (2.68)$$

ถ้าสมมติให้ค่าความต้านจำเพาะมีค่าคงที่ มีค่าเป็น ρ_m ตลอดช่วงอุณหภูมิการใช้งานเมื่อแทนในสมการ (2.66) จะได้

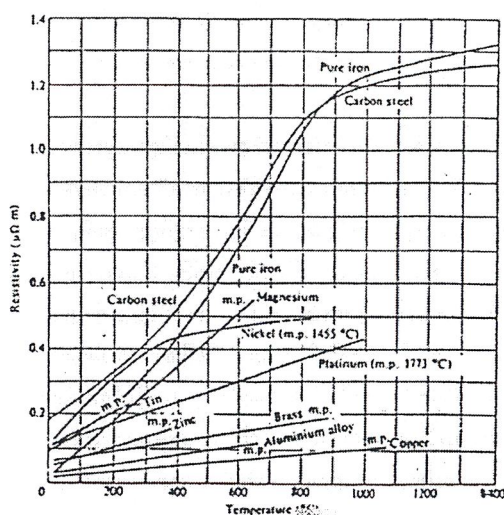
$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta = \int_0^t c\sqrt{\rho} dt \quad (2.69)$$

$$t = \frac{\theta_2 - \theta_1}{c\sqrt{\rho_m}} \quad (2.70)$$

จากสมการที่ (2.68) และสมการที่ (2.70) ได้ว่า

$$\rho_m = \frac{(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})^2}{4} \quad (2.71)$$

จากสมการที่ (2.71) ค่าความต้านทานสมมูลย์ที่ได้อาจจะใช้ได้กับโลหะบางประเภทที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิเป็นแบบเชิงเส้น แต่กับเหล็กและสารเฟอร์โรแมกเนติก อาจจะใช้ความต้านทานสมมูลย์ค่าดังกล่าว เพราะว่าค่าความต้านจำเพาะจะมีค่าความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ ดังรูปที่ 2.18 แสดงความสัมพันธ์ของค่าความต้านจำเพาะของสารต่างๆกับอุณหภูมิ



รูปที่ 2.18 ค่าความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ

2.2.3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มข้นกับอุณหภูมิ และความเข้มสนามแม่เหล็ก

ความเข้มข้นโลหะนั้นปกติจะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่สำหรับสารที่เป็นประเภทเฟอร์โรแมกเนติกความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นสนามแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นเชิงเส้น แต่จะเป็นไปตามกราฟกระแสมาแม่เหล็ก จะพบว่าความเข้มข้นของสารเฟอร์โรแมกเนติกจะขึ้นอยู่กับความเข้มสนามแม่เหล็ก และระดับความอิ่มตัวของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กด้วยได้มีการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มข้นของสารกับความเข้มสนามแม่เหล็ก ได้ผลเป็นที่ยอมรับตามสมการที่ (2.72) นอกจากค่าความเข้มข้นของสารเฟอร์โรแมกเนติก ยังมีความสัมพันธ์

กับอุณหภูมิด้วยกล่าวคือ ปกติค่าความซึมซาบของสารประเภทนี้จะค่อนข้างมีค่าคงที่กับอุณหภูมิ แต่ถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุดอิ่มตัวค่าความซึมซาบของสารจะลดลงเป็นค่าความซึมซาบของสูญญากาศทันที มีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก สำหรับเหล็กผสมคาร์บอน 0.50% จะมีอุณหภูมิอิ่มตัวอยู่ที่ประมาณ 760°C

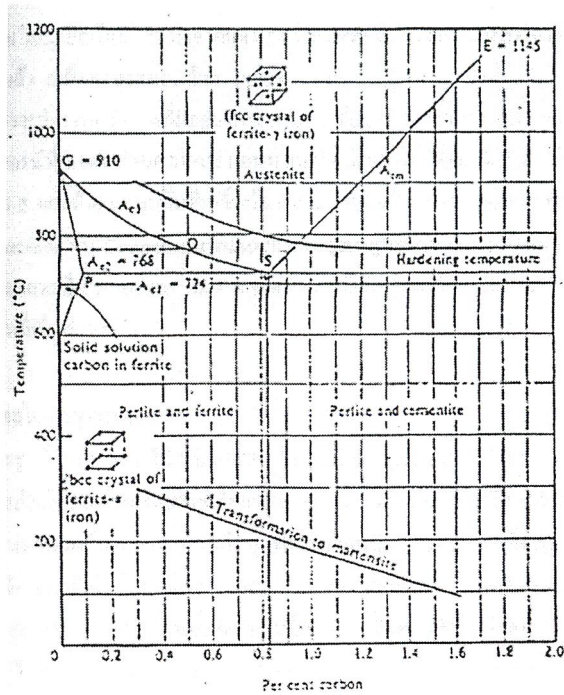
$$\mu = \left(1.43 * 10^6 \frac{B_s}{B_{om}} + 1 \right) \mu_0 \quad (2.72)$$

B_s ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัว
 H_{om} ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด
 μ_0 ค่าความซึมซาบของสูญญากาศ

2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับโครงสร้างทางโลหะของเหล็กผสมคาร์บอน

อุณหภูมิมิมีผลต่อคุณสมบัติทั้งทางไฟฟ้าและทางแม่เหล็ก คือความต้านทานจำเพาะและความซึมซาบของสาร เมื่ออุณหภูมิของสารจำพวกเฟอร์โรแมกเนติกสูงถึงจุดอิ่มตัว คุณสมบัติของสารเฟอร์โรแมกเนติกจะกลายเป็นสารที่ไม่เป็นแม่เหล็ก ความซึมซาบของสารประเภทนี้จะมีความเท่ากับความซึมซาบของสูญญากาศ ในขบวนการชุบแข็งจะพบว่าทั้งความต้านทานจำเพาะและความซึมซาบจะมีผลต่อทั้งความลึกผิว และกำลังที่ชิ้นงานได้รับ นอกจากนี้อัตราการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจะมีผลต่อกลไกในการชุบแข็งและโครงสร้างทางโลหะวิทยา

รูปที่ 2.19 แสดงแผนภาพสมดุลเหล็กคาร์บอน กับอุณหภูมิในสถานะต่าง ๆ จากรูปจะพบว่าอุณหภูมิต่ำกว่า 721 องศาเซลเซียส เหล็กที่มีส่วนผสมคาร์บอนต่ำจาก 0.3 ถึง 0.83 เปอร์เซ็นต์ในสถานะปกติประกอบด้วย Pure Iron และ Pearlite คือสารผสมระหว่าง Pure Iron (Ferrite) กับ Cementite และ Cementite คือ Ferrite และชั้นของคาร์บอนที่เรียงตัวกัน จากแผนภาพถ้าเพิ่มอุณหภูมิจนสูงกว่า 724 องศาเซลเซียส คือเส้น AC_1 ในแผนภาพ ส่วนที่เป็น Cementite จะเริ่มเปลี่ยนเป็นสารละลายจนกระทั่งเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงเส้น AC_3 สารทั้งหมดจะเปลี่ยนเป็น Austenite โดยสมบูรณ์ ซึ่ง Austenite ที่มีการเปลี่ยนโครงสร้างจากเดิม ที่มีโครงสร้างเป็นแบบ Body Center Cubic (BCC) ที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็กกลายเป็นโครงสร้างที่มีคุณสมบัติไม่เป็นแม่เหล็กที่เรียกว่า Face Center Cubic (FCC)



รูปที่ 2.19 แผนภาพสมดุลเหล็กผสมคาร์บอน

จากแผนภาพได้เส้น PS หรือเส้น AC เหล็กผสมคาร์บอนจะมีสององค์ประกอบคือ Ferrite กับ Pearlite และมีโครงสร้างทางโลหะเป็นแบบ BCC ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็กในสภาวะนี้ถ้าส่วนผสมของคาร์บอนน้อยกว่า 0.008 เปอร์เซ็นต์แล้วคาร์บอนจะเป็นสารละลายอยู่ใน Ferrite ถ้าส่วนผสมคาร์บอนมากกว่า 0.008 เปอร์เซ็นต์แล้ว คาร์บอนจะไม่สามารถผสมกลมกลืนเข้ากับเหล็กได้หมดจึงเกิดเป็นสาร Cementite

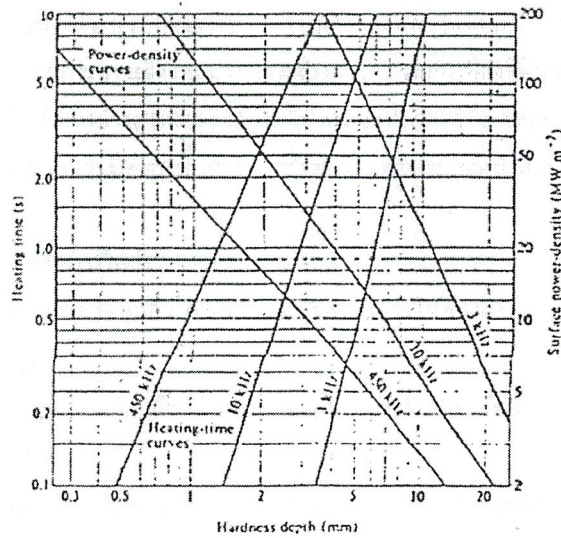
ระหว่างเส้น AC₁ กับเส้น AC₃ เช่นที่เส้น AC₂ Ferrite และ Pearlite จะเริ่มเปลี่ยนเห็น Austenite เห็นเส้น AC₃ การเปลี่ยนแปลงจะสมบูรณ์เหล็กที่ได้จะมีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็กและจากแผนภาพจะพบว่าอุณหภูมิที่เกิดการเปลี่ยนแปลงเป็นสาร Austenite จะขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนที่มีอยู่ ถ้าเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนมีค่า 0.83 แล้วการเปลี่ยนแปลงจาก Pearlite เป็น Austenite จะเกิดขึ้นทันทีเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุด S จะไม่มีสถานะระหว่างกลางเช่นกรณีที่เกิดแบบเส้น AC₂ อีกเงื่อนไขหนึ่งจากแผนภาพ ถ้าเหล็กมีส่วนผสมของสารคาร์บอนมากกว่า 0.83 เปอร์เซ็นต์แล้ว เหล็กจะประกอบด้วย Pearlite และ Cementite โดยจะไม่มี Ferrite เป็นส่วนประกอบ เพราะว่าสารคาร์บอนที่มีอยู่มากจะรวมกับ Ferrite กลายเป็น Cementite หมด

ในกรณีที่เหล็กมีส่วนผสมคาร์บอนมากกว่า 0.83 เปอร์เซ็นต์แล้ว เมื่ออุณหภูมิขึ้นไปถึงเส้นที่ระดับ S และถ้าอุณหภูมิขึ้นอีกเล็กน้อย สาร Perlite กับ Cementite จะกลายเป็นสารผสมระหว่าง Austenite กับ Cementite แทนและถ้าเพิ่มอุณหภูมิสูงขึ้นจนกระทั่งถึงเส้น AC_m โครงสร้างของเหล็กจะกลายเป็น Austenite หหมด และอุณหภูมิที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจะขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนที่เป็นส่วนผสม

2.3.1 กลไกการชุบแข็ง

จากรูปที่ 2.19 ถ้าทำให้เหล็กผสมคาร์บอนมีอุณหภูมิสูงขึ้นจนถึงเส้น AC_3 เหล็กที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างเป็นสารที่เรียกว่า Austenite มีคุณสมบัติไม่เป็นแม่เหล็กถ้าทำให้เหล็กนี้ค่อย ๆ เย็นลงโครงสร้างเหล็กจะกลับคืนสู่สถานะเดิมเหมือนกับช่วงก่อนที่จะถูกทำให้ร้อน แต่ถ้าทำให้เหล็กมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึงเส้น AC_3 แล้วทำให้เย็นลงโดยฉับพลันโดยทำให้อุณหภูมิของเหล็กประมาณ 200-300 องศาเซลเซียส เหล็กที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างใหม่ที่เรียกว่า Martensite โดยจะไม่มี Ferrite กับ Perlite ในขณะที่เกิดการเย็นตัวอย่างรวดเร็ว คาร์บอนที่เป็นส่วนผสมจะแยกตัวออกมาอย่างรวดเร็ว และเกิดเป็นโครงสร้างใหม่ที่ เรียกว่า Martensite โครงสร้างดังกล่าวจะมีความแข็งเป็นพิเศษ ทำให้เหล็กที่ได้มีความแข็งแรงเพิ่มขึ้น ถ้าส่วนผสมของคาร์บอนมีมากขึ้น 0.8 ถึง 1.7 เปอร์เซ็นต์ แล้วเหล็กที่ได้จะมีความแข็งแรงเพิ่มขึ้น จากที่กล่าวมาทำให้เหล็กมีอุณหภูมิสูงถึงเส้น AC_3 หรือจุดอิมิตัว แล้วทำให้เหล็กเย็น

ในทางปฏิบัติในการชุบแข็งเหล็กจะทำให้อุณหภูมิของเหล็กผสมคาร์บอนสูงขึ้น ไปถึง Hardening Temperature ถ้าเหล็กที่ใช้มีส่วนผสมคาร์บอนที่น้อยกว่า 0.83% อุณหภูมิที่ใช้จะสูงกว่าอุณหภูมิอิมิตัวประมาณ 10-60 องศา แต่ถ้าเหล็กที่ใช้มีส่วนผสมของคาร์บอนมากกว่า 0.83% แล้วอุณหภูมิจะต่ำกว่าจุดอิมิตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง ความลึกผิว ความหนาแน่นกำลังต่อพื้นผิว และระยะเวลาในการให้ความร้อน โดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์

ในการชุบแข็ง ถ้าเราไม่สามารถทำให้ชิ้นงานเย็นลงได้อย่างฉับพลันชิ้นงานที่ได้จะเหมือนกับไม่ผ่านขบวนการชุบแข็ง โดยทั่วไปอัตราในการทำงานเย็นตัวลงจะค่อนข้างสำคัญ ถ้าส่วนผสมที่เป็นคาร์บอนมีปริมาณมากชิ้นจะรวดเร็วในการทำให้เย็นตัวลงจะมีค่าลดลง นอกจากนี้สารมีส่วนประกอบเป็นโลหะอื่น เช่น โมลิบดีนัม โครเมียม แมงกานีส และนิเกิล อัตราในการทำให้สารนั้นเย็นตัวลงจะมีค่าลดลงจากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า อัตราการให้ความร้อนควรจะรวดเร็วเพื่อที่จะสามารถทำให้ชิ้นงานถึงอุณหภูมิในการชุบแข็งอย่างรวดเร็ว ผิวของชิ้นงานเย็นตัวลงควรจะรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ

2.4 การเลือกความถี่ในการชุบแข็ง

$$\text{จาก} \quad \delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$$

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

จากสมการข้างต้นทั้งสองจะพบว่าความถี่มีผลต่อความลึกผิวในการชุบแข็งและกำลังที่ปรากฏต่อชิ้นงาน ในการชุบแข็งโดยปกติจะต้องการความถี่ที่ผิวเท่านั้นถ้าเป็นไปได้ควรจะเลือกความถี่ที่ใช้ให้ค่อนข้างสูงเพื่อจะได้เป็นไปตามจุดประสงค์ที่ต้องการ ถ้าความถี่ที่ใช้มีค่าสูง

แล้ว กำลังของชิ้นงานจะมีค่าสูงขึ้นด้วย ซึ่งจะเป็นการประหยัดกำลังงานกว่าถ้าเลือกใช้งานที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 2.20 สามารถสรุปได้ว่า

1. สำหรับความถี่ใด ๆ แล้ว ถ้าเพิ่มระยะเวลาในการให้ความร้อน ความลึกผิวที่แข็งจะสูงขึ้น
2. สำหรับความถี่ใดๆแล้วถ้าเพิ่มความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวที่ชิ้นงานแล้ว ความลึกผิวจะมีค่าลดลง
3. สำหรับระยะเวลาให้ความร้อนและความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวคงที่แล้ว การเพิ่มความถี่ จะทำให้ความลึกผิวที่แข็งลดลง

จากกราฟในรูปที่ 2.20 สามารถแสดงความสัมพันธ์ของเวลาที่ใช้ และความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวกับขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงาน โดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์ได้ดังนี้

$$\text{time} = 0.56 d^{2.34} \quad \text{ที่ความถี่ 450 กิโลเฮิรทซ์} \quad (2.73a)$$

$$= \frac{4.25}{10^4} d^{4.36} \quad \text{ที่ความถี่ 3 กิโลเฮิรทซ์} \quad (2.73b)$$

$$\text{Power Density} = 31.3 d^{-1.08} \quad \text{ที่ความถี่ 450 กิโลเฮิรทซ์} \quad (2.74a)$$

$$= 2604 d^{-2.06} \quad \text{ที่ความถี่ 3 กิโลเฮิรทซ์} \quad (2.74b)$$

Hardened Depth (mm.)	Diameter Of Bar (mm.)	Frequency Used In Practice (Hz)
0.4 - 1.25	5 - 25	450000
1.25 - 2.5	10 - 16	450000(10000)
	16 - 25	10000;450000
	25 - 50	10000(3000;450000)
	Over 50	10000(3000)
2.5 - 5	20 - 50	10000;3000
	50 - 100	3000(1000;3000)
	Over 100	1000(3000)

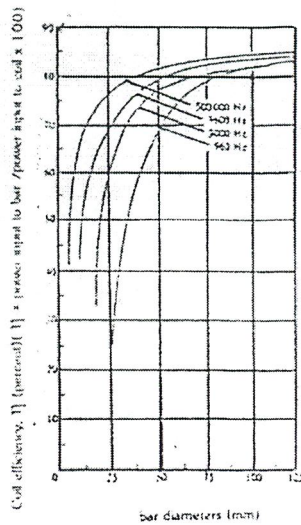
ตารางที่ 2.2 ระดับความลึกผิวและช่วงความถี่ในการชุบแข็งชิ้นงานที่เหมาะสม

จากความสัมพันธ์ข้างต้นจะเห็นว่าเวลาที่ใช้ และความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวนอกจากขึ้นกับความถี่แล้วยังขึ้นกับรัศมีของชิ้นงาน ในทางปฏิบัติเวลาที่ใช้จะเป็นตัวกำหนดที่ค่อนข้างสำคัญเพราะเวลาจะเป็นตัวกำหนดอัตราการผลิต

ตารางที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความลึกผิว เส้นผ่านศูนย์กลางชิ้นงานและความถี่ที่เหมาะสมในการปฏิบัติที่เลือกใช้ จะพบว่าเส้นผ่านศูนย์กลางมีผลต่อการเลือกความถี่ในการชุบแข็ง ถ้าชิ้นงานมีขนาดเล็กเส้นผ่านศูนย์กลาง 5 มิลลิเมตร ถึง 25 มิลลิเมตร ความลึกผิวในการชุบแข็งที่ต้องการจะค่อนข้างต่ำ แต่ความถี่ที่ใช้ค่อนข้างสูงอยู่ในย่าน 450 กิโลเฮิรทซ์ และถ้าชิ้นงานต้องการความลึกผิวมากขึ้นจะยังคงสามารถใช้ความถี่เดิมเพียงแต่ เพิ่มระยะเวลาในการให้ความร้อน ถ้าชิ้นงานมีขนาดใหญ่มา ก ๆ แล้ว เช่นมีเส้นผ่านศูนย์กลางมากกว่า 50 มิลลิเมตร ความลึกผิวที่ต้องการชุบแข็งจะมีขนาดมากขึ้น ความถี่ที่ใช้งานจะลดลงอยู่ในย่าน 3 กิโลเฮิรทซ์ ถึง 10 กิโลเฮิรทซ์ แต่ความหนาแน่นต่อพื้นที่ผิวคงจะมากขึ้นเพื่อให้ระยะเวลาในการให้ความร้อนไม่นานเกินไป

จากรูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพระหว่างประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนกับเส้นผ่านศูนย์กลางโดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์ จะพบว่าที่ความถี่ใด ๆ ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนซึ่งหมายถึงอัตราส่วนของกำลังที่ที่ชิ้นงานต่อกำลังที่ขดลวด จะมีค่ามากขึ้นเมื่อเส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงานใหญ่ขึ้น โดยเมื่อชิ้นงานมีขนาดใหญ่มา ก ๆ ค่าสัมประสิทธิ์ของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่าค่อนข้างคงที่

จากรูปที่ 2.21 ถ้าพิจารณาที่เส้นผ่านศูนย์กลางใด ๆ แล้ว ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่ามากขึ้นเมื่อความถี่ที่มีค่ามากขึ้นและจะพบว่าประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีความแตกต่างกันอย่างมากในช่วงที่เส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดมีขนาดค่อนข้างต่ำแต่ถ้าเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเพิ่มขึ้นมา ก ๆ เช่น 100 มิลลิเมตร ถึง 125 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะแตกต่างกัน ไม่มากนัก เช่นที่ความถี่ 450 กิโลเฮิรทซ์ ถ้าขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 100 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่าสูงถึง 84 เปอร์เซ็นต์ และถ้าขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 125 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนสูงถึง 85 เปอร์เซ็นต์



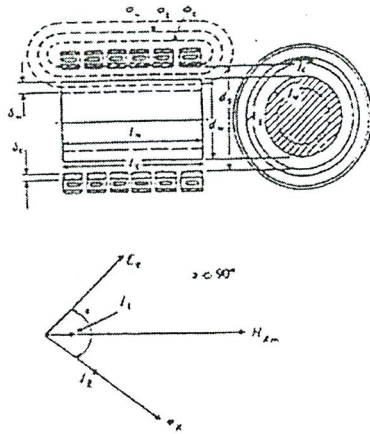
รูปที่ 2.21 ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนกับขนาดชิ้นงาน

2.5 การคำนวณจรรยาสมมูลของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

เนื่องจากขดลวดให้ความร้อนมีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกับหม้อแปลง โดยมีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเปรียบเสมือนขดปฐมภูมิ และชิ้นงานเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิ ที่มีจำนวนรอบเป็น 1 รอบ โดยที่จรรยาสมมูลของขดลวดให้ความร้อน สามารถที่จะพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำในทางปฏิบัติสามารถที่จะวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้โดยใช้เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์นี้จะสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ได้ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ ในที่นี้จะกล่าวถึงจรรยาสมมูลของขดลวดและชิ้นงาน

จากรูปที่ 2.22 ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน คือ H_{Rm} และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านระบบประกอบด้วย

- ϕ_w ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงาน
- ϕ_g ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านอากาศ
- ϕ_c ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 2.22 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แสดงในหัวข้อ 2.2 สามารถสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu\pi f H_{Rm}^2 (l_m A_w) P \quad (2.75)$$

$$\phi_w = \mu H_{Rm} A_w (q - jP) = \mu_o \mu_r H_{Rm} A_w (q - jp) \quad (2.76)$$

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

ϕ_{wm} ค่ายอดฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงาน (Wb)

l_m ความยาวชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)

A_w พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน (m^2)

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

$$p = \frac{2}{\left(1.23 + \frac{d}{\delta}\right)} \quad (2.77)$$

$$q = \frac{2}{d/\delta} \quad (2.78)$$

คือ ค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ซึ่งปกติฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีชิ้นงานในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีงานอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์ต้องผ่านจะลดลง นอกจากนี้ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ยังผล ให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเลวลง โดยปกติ

$$\phi_{gm} = \mu_o H_{Rm} A_g \quad (2.79)$$

โดยที่ A_g คือพื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กต้องผ่านอากาศ

ϕ_c คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่ชิ้นงาน ตามปกติขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะสร้างจากทองแดงที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$\phi_{cm} = k_r \mu_o \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \quad (2.80)$$

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

$$\text{จาก} \quad \phi_{om} = \phi_{wm} \phi_{gm} \phi_{cm} \quad (2.81)$$

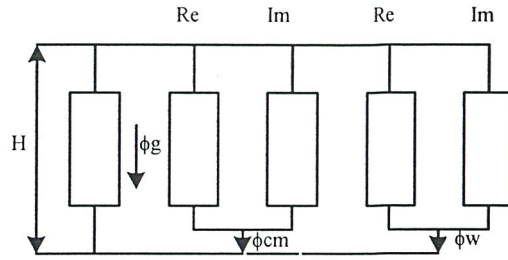
$$\text{จาก} \quad H_{om} = \frac{\sqrt{2} I_c N_c}{I_c} \quad (2.83)$$

ให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด

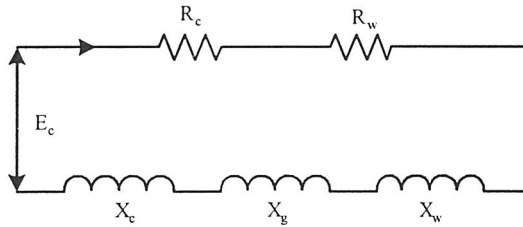
$$E_c = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_{om} \quad (2.84)$$

ได้ว่า

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_o}{I_o} N_c^2 I_c \left[\left(\mu_r p A_w + k_r d_r \delta_c \frac{\pi}{2} \right) + j \left(A_g + \mu_r q A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (2.85)$$



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลทางแม่เหล็ก



รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

จากสมการฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถที่จะเขียนเป็นเส้นทางเดินของสนามแม่เหล็กได้ ดังรูปที่ 2.23 ส่วนรูปที่ 2.24 เป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ส่วนที่เป็นความต้านทานมาจากชิ้นงาน และขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนที่เป็นความเหนี่ยวนำจากชิ้นงาน ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และส่วนที่เป็นอากาศ ซึ่งอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์ได้

$$z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (2.86)$$

ความต้านทานจากชิ้นงาน $R_w = K(\mu_r p A_w) \quad (2.87)$

ความต้านทานจากขดลวด $R_c = \frac{K}{2} (k_r \pi d_c \delta_w) \quad (2.88)$

รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ $X_g = K A_g \quad (2.89)$

รีแอกแตนซ์จากชิ้นงาน $X_w = K(\mu_r q A_w) \quad (2.90)$

รีแอกแตนซ์จากขดลวด $X_c = \frac{K}{2} (k_r \pi d_c \delta_c) \quad (2.91)$

โดยที่ $K = 2\pi f \mu_0 \left(\frac{N_c^2}{I_c} \right) \quad (2.92)$

ค่าเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่สำคัญได้ดังนี้

ประสิทธิภาพขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\eta = \left[\frac{R_w}{(R_c + R_w)} \right]$ (2.93)

ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\cos\theta = \frac{R_w + R_c}{|Z|}$ (2.94)

โดยที่ $Z^2 = (R_w + R_c)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2$ (2.95)

กำลังงานที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $P_c = \frac{P_w}{\eta}$ (2.96)

กำลังที่ปรากฏที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก Coil VA = $\frac{P}{\cos\theta}$ (2.97)

Coil VA = $I_c^2 |Z|$ (2.98)

แรงดันต่อรอบที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $\frac{E_c}{N_c} = \frac{\text{Coil VA}}{\text{Total Ampere Turn}}$ (2.99)

จากที่กล่าวมาข้างต้นถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะได้ว่า

$$R_c = \pi \sqrt{\pi} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\rho_c \mu_o f} \quad (2.100)$$

โดยประมาณ $R_w = 4 \sqrt{\pi} A_w \left[\frac{N_c^2}{d_c I_c} \right] \sqrt{\rho_w \mu_w f}$ (2.101)

$$L_c = \frac{\sqrt{\pi}}{2} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\frac{\rho_c \mu_o}{f}} \quad (2.102)$$

โดยประมาณ $L_w = \frac{2 A_w}{\sqrt{\pi} d_w} \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\frac{\rho_w \mu_w}{f}}$ (2.103)

$$L_g = \mu_o \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] A_w \quad (2.104)$$

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและชิ้นงานจะขึ้นกับลักษณะและขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและถ้าพิจารณาให้ขดลวดและชิ้นงานคงที่ สำหรับความต้านทานเนื่องจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และความถี่

ในกรณีของความเหนี่ยวนำเนื่องจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากแกนอากาศ พบว่าจะขึ้นกับลักษณะของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก พื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็กค้ำผ่าน โดยจะไม่มีความสัมพันธ์กับความถี่

ถ้าพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะพบว่าเป็นการยากที่จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของชิ้นงานด้วย และจากที่กล่าวมาจากการคำนวณจะคิดว่าเป็นกรณีอุดมคติคือขดลวดมีความยาวมากๆ และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่ค้ำผ่านช่องอากาศจะมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ซึ่งในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ค่าที่ได้อาจผิดไปจากความจริง เช่น ในกรณีฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ค้ำผ่านอากาศ จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสูตรที่ใช้ในการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดยจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่ค้ำผ่านอากาศรูปที่ 2.25 แสดงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวนรอบเป็น N_c รอบ ซึ่งสูตรที่ใช้ในการคำนวณจะเป็นสูตรที่มีการปรับปรุงให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

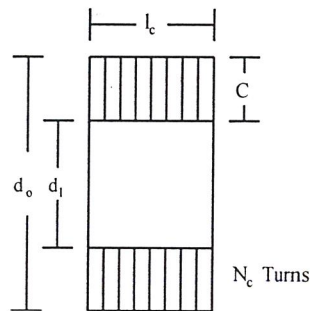
$$L_g = \lambda d N_c^2 (\mu H) \quad (2.105)$$

$$\lambda = \frac{0.1 \pi^2}{\left\{ 0.45 + \gamma + \beta + \frac{2\gamma\beta(\gamma + l_c)}{3(\gamma + 2)} \right\}} \quad (2.106)$$

$$\gamma = \frac{l_c}{d} \quad (2.107)$$

$$\beta = \frac{C}{d} \quad (2.108)$$

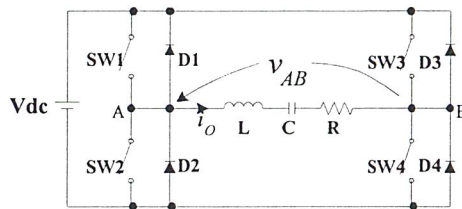
$$d = \frac{(d_o + d_i)}{2} \quad (2.109)$$



รูปที่ 2.25 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำที่คำนวณได้นี้จะมีค่าความเหนี่ยวนำของช่องอากาศทั้งหมด ในกรณีที่มิ
 ใช้งานอาจต้องคูณด้วยตัวประกอบ เพื่อให้เป็นเพียงพื้นที่ส่วนที่เป็นฟลักซ์สนามแม่เหล็กค้ำผ่าน
 เท่านั้น

2.6 ซีรีส์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ (Series-Resonant Inverter)



รูปที่ 2.26 วงจรฟลูบริดจ์ซีรีส์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

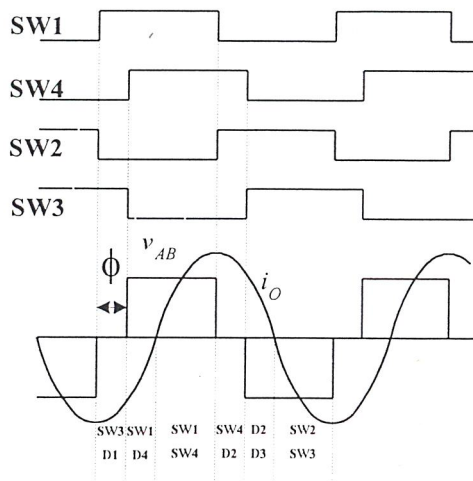
วงจรฟลูบริดจ์ซีรีส์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Series-Resonant Inverter) ดัง
 รูปที่ 2.26 การทำงานที่สภาวะเรโซแนนซ์นั้นคือสภาวะที่ค่า $X_L = X_C$ ซึ่งจะทำให้พิจารณาเสมือน
 โหลดความต้านทานโดยส่วนของคาปาซิแตนซ์และอินดักแตนซ์จะไม่ถูกนำมาพิจารณา ทำให้ได้
 กำลังไฟฟ้าที่ค่าสูงสุดโดยส่วนของ L-C จะทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ (filter) ให้ผ่านเฉพาะความถี่มูลฐาน
 (Fundamental Frequency) โดยความถี่ในการสวิตช์จะถูกกำหนดโดยความถี่เรโซแนนซ์ (f_0) แต่ใน
 ทางปฏิบัติ อุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์นั้นคือเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าคาปาซิแตนซ์อยู่ภายในดัง
 นั้นการกำหนดความถี่ในการสวิตช์ควรกำหนดให้สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์เล็กน้อย

2.7 หลักการควบคุมเฟส-ชิฟ PWM และ โหลดอะแดปทีฟ PFM

(Phase-Shift PWM and Load-Adaptive PFM Control Strategy)

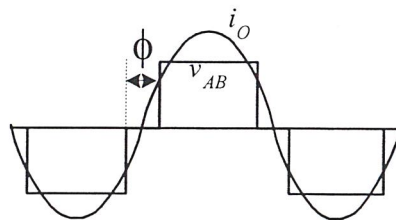
เป็นเทคนิคการควบคุมที่สามารถปรับเฟส-ชิฟ และปรับความถี่ได้ซึ่งกำลังทางด้านเอาต์พุต
 ของอินเวอร์เตอร์สามารถปรับเปลี่ยนได้โดยการเลื่อนมุมเฟส-ชิฟ (Phase-Shift angle; ϕ) ของ สวิตช์
 ตัวที่หนึ่ง (SW1) และสวิตช์ตัวที่สอง (SW2) หรือสวิตช์ตัวที่สาม (SW3) และสวิตช์ตัวที่สี่ (SW4)
 คู่ใดคู่หนึ่ง ซึ่งสามารถปรับได้ตั้งแต่มุม 0° ถึง 180° โดยที่มุม 0° จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูงสุด และ
 ที่มุม 180° จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าน้อยที่สุด

การทำงานเหนือสภาวะรีโซแนนซ์ ($f_s > f_o$) กระแสไหลลงจะล่าหลังแรงดันคั้งรูปไดโอดจะนำกระแสหลังจากที่คาปาซิเตอร์เอาท์พุทของเพาเวอร์มอสเฟตคายประจุแล้วซึ่งในระหว่างช่วงเวลาการนำกระแสของไดโอด มอสเฟตสามารถทำงานที่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์ (Zero-Voltage Switching) ได้

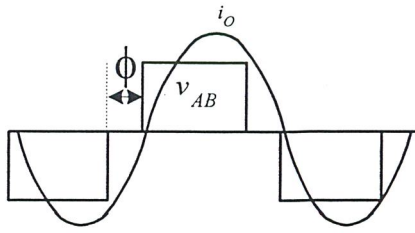


รูปที่ 2.27 การทำงานเหนือสภาวะรีโซแนนซ์

ถ้าความถี่ในการสวิตช์คั้งที่ที่สภาวะรีโซแนนซ์ ในการเลื่อนมุมเฟส-ชิฟ จะทำให้สวิตช์ไม่ทำงานที่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์เพราะกระแสจะเป็นบวกก่อนที่ SW4 จะเทิร์น-ออน(turn on) ดังรูปที่ 2.27 ซึ่งวิธีที่จะทำให้สวิตช์ทำงานที่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์นั้นจะต้องเพิ่มความถี่ในการสวิตช์เพื่อที่จะให้แน่ใจว่าคาปาซิเตอร์เอาท์พุทของมอสเฟตคายประจุหมดแล้วโดยกระแสไหลลงอยู่ที่จุดที่เข้าใกล้ศูนย์ในตำแหน่งที่มีแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ (v_{AB}) ซึ่งเป็นตำแหน่งการทำงานที่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์ดังรูปที่ 2.28

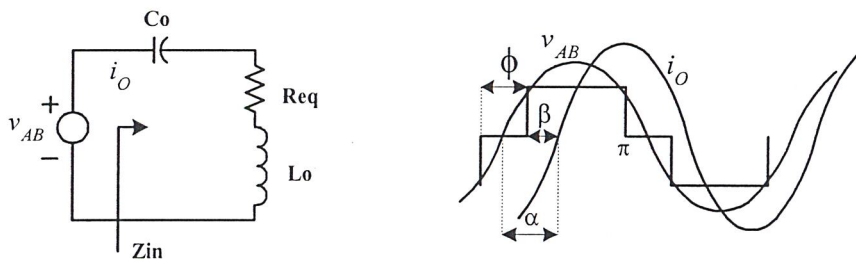


รูปที่ 2.28 การทำงานที่ไม่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์



รูปที่ 2.29 การทำงานที่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์

2.7.1 การวิเคราะห์เฟส-ชิฟ ซีรียูรีโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.30 วงจรสมมูลและการประมาณค่าพินดามেন্টอล (Fundamental) ของ V_{AB}

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_o L_o}} \quad (2.110)$$

$$Q = \frac{Z_o}{R_{eq}} \quad (2.111)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \quad (2.112)$$

$$\omega_o = \frac{\omega_s}{\omega_o} \quad (2.113)$$

การวิเคราะห์จะสมมติให้แรงดันด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ V_{AB} เป็นควอซีสแควร์ (Quasi-Square) และกระแสโหลด i_o ประมาณว่าเป็นกระแสรูปไซน์ ซีโรโวลต์เตจสวิทช์จะเกิดขึ้นในช่วงเหนือสภาวะรีโซแนนซ์ซึ่งจะทำให้กระแสโหลดล่าหลังแรงดัน โดยเฟสล่าหลัง (Phase lag, α) ถูกแสดงโดย

$$\alpha = \arg(Z_{in}) = \arctan \frac{(\omega_n^2 - 1)Q}{\omega_n} \quad (2.114)$$

เมื่อ Z_{in} คือ อินพุทอิมพีแดนซ์ (input impedance)

ω_n คือ ความถี่ในการสวิตช์ซึ่งมาตรฐาน (normalized switching frequency)

Q คือ โหลดแฟคเตอร์ (load factor)

ค่า β เป็นเฟสชิฟระหว่างแรงดัน V_{AB} กับกระแสโหลด i_o ซึ่งเป็นค่ามุมที่ใช้ในการหาการทำงานที่ซีโรโวลต์เดจสวิตช์โดยจะถูกแสดงเป็นค่า β ต่ำสุด

$$\beta = \arccos \left[1 - \frac{2\omega_s q_{\text{coss}}}{I_p} \right] \quad (2.115)$$

q_{coss} คือ ประจุสะสมใน Coss

I_p คือ กระแสโหลดสูงสุด

ω_s คือ ความถี่ในการสวิตช์ซึ่ง

ดังนั้นเฟส-ชิฟสูงสุดที่ยอมให้เกิดการทำงานที่ซีโรโวลต์เดจสวิตช์ คือ

$$\phi_{\text{max}} = 2(\alpha - \beta_{\text{min}}) \quad (2.116)$$

ค่ากำลังด้านเอาต์พุตที่รับที่ความต้านทาน คือ

$$P_{\text{out}} = \frac{|V_{AB}|^2}{(\sqrt{2}|Z_{in}|)^2} \text{Req} \quad (2.117)$$

ค่ากำลังเอาต์พุตเป็นรูปแบบมาตรฐาน (Normaized output power) คือ

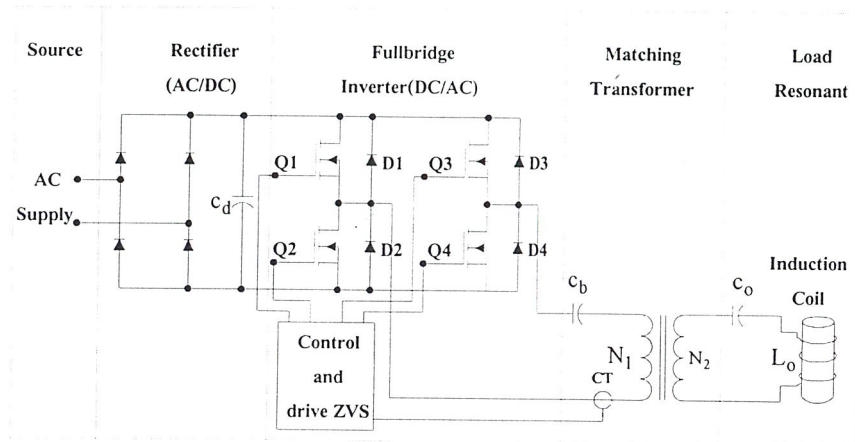
$$P_n = \frac{8}{\pi^2} Q \text{COS}^2(\alpha) \text{COS}^2(\phi/2) \quad (2.118)$$

เนื่องจากการทำงานที่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์นั้นจะเกิดขึ้นในช่วงการทำงานเหนือสภาวะรีโซแนนซ์คือความถี่สวิทช์ (f_s) มากกว่าความถี่รีโซแนนซ์ (f_0) กระแสจะล้าหลังแรงดันเราสามารถหามุมที่กระแสล้าหลังแรงดันได้จากสมการที่ 2.115 และการหาจุดทำงานที่ซีโรโวลต์เตจสวิทช์ ถูกกำหนดโดยมุมเฟส-ชิฟ (ϕ_{max}) ในสมการที่ 2.116 แต่การปรับเฟส-ชิฟอย่างเดียวไม่เพียงพอต่อการควบคุมในย่านโหลด กว้างๆ ดังนั้นเราจะใช้การปรับเฟส-ชิฟและการปรับความถี่รวมกัน

บทที่ 3

โครงสร้างของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

โครงสร้างพื้นฐานของวงจรให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแสดงดังรูป



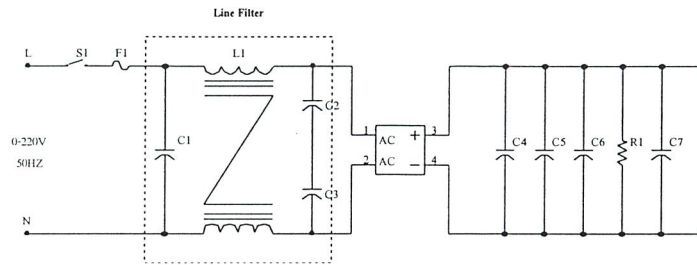
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างพื้นฐานของวงจรให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

จากรูปของวงจรประกอบด้วยส่วนประกอบ 5 ส่วนคือ

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

3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุทจะใช้ตัวเก็บประจุกรองกระแสไฟตรงให้เรียบ



รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน

3.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

1. ค่ากระแสกระชาก I_{fsm} (Maximun Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่คั้งนั้นการเลือกบริดจ์ไดโอดจะต้องให้มีค่าอัตราการทนกระแสกระชากประมาณ 20-30 เท่าของพิกัดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง

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

ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจร เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

3. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด V_{rm}

อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุด (V_{peak}) ของแรงดันไฟสลับทางด้านอินพุท และต้องมีการเผื่อค่าไว้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับด้วยเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟฟ้าจากบริดจ์ให้เรียบร้อมมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอดตามที่อินเวอร์เตอร์ต้องการ โดยลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยการชาร์จและการคายประจุ คั้งนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้คั้งนี้

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

โดย I_o คือกระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส(แอมแปร์)

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

V_r คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเพื่อกที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (V_{p-p})

จากสมการ (3.1) เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระแสเพื่อกมีค่าน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลกับการกระแสเพื่อก (Ripple Voltage) ของแรงดันไฟตรงได้โดยปกติการออกแบบสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระแสเพื่อกไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

3.1.3 ไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter)

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

3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์

3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

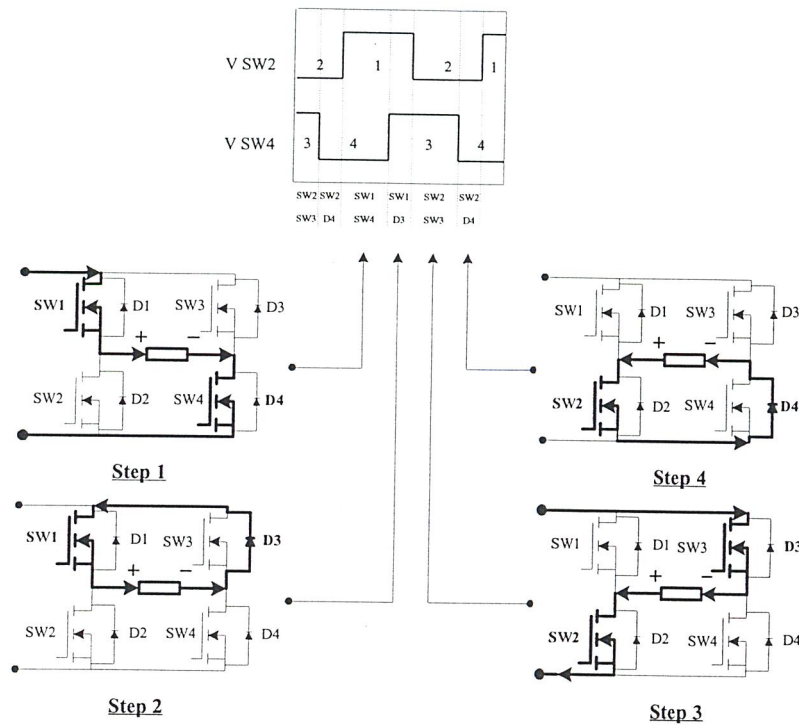
วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฟลูบริดจ์(full bridge)ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นไฟสลับความถี่สูงโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟต(Power Mosfet) โดยการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานสลับกันเป็นคู่ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา คือ Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งเวลาคาบเวลาแรกและเมื่อหยุดนำกระแส Q2 และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ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

ส่วนไดโอดที่คร่อมเพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่ฟรีวีลลิ่ง(Free Wheeling) คือขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต Q1 และ Q4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดปฐมภูมิจะมีการกลับขั้วแรงดันทำให้ไดโอด D1 และ D4 อยู่ในลักษณะไบอัสตรงและมีกระแสส่วนหนึ่งไหลออกจากขดปฐมภูมิซึ่งเป็นคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสส่วนนี้ไหลเข้ามอสเฟตโดยกระแสส่วนนี้จะไหลย้อนกลับเข้ามอสเฟตอาจทำให้มอสเฟตเสียหาย จึงต้องมีไดโอดเป็นทางผ่านของกระแสซึ่งมอสเฟตเบอร์IRFP 460 ที่ใช้สร้างชุดอินเวอร์เตอร์มีไดโอด อยู่ภายในแล้ว

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_b สำหรับฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เมื่อพิจารณาจากวงจรจะพบว่า Q1 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุทและมอสเฟต อาจพังเสียหายได้ดังนั้นการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_b จึงมีความจำเป็น โดยปกติมักจะกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_b ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

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

การทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 การทำงานของอินเวอร์เตอร์

3.3 ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์

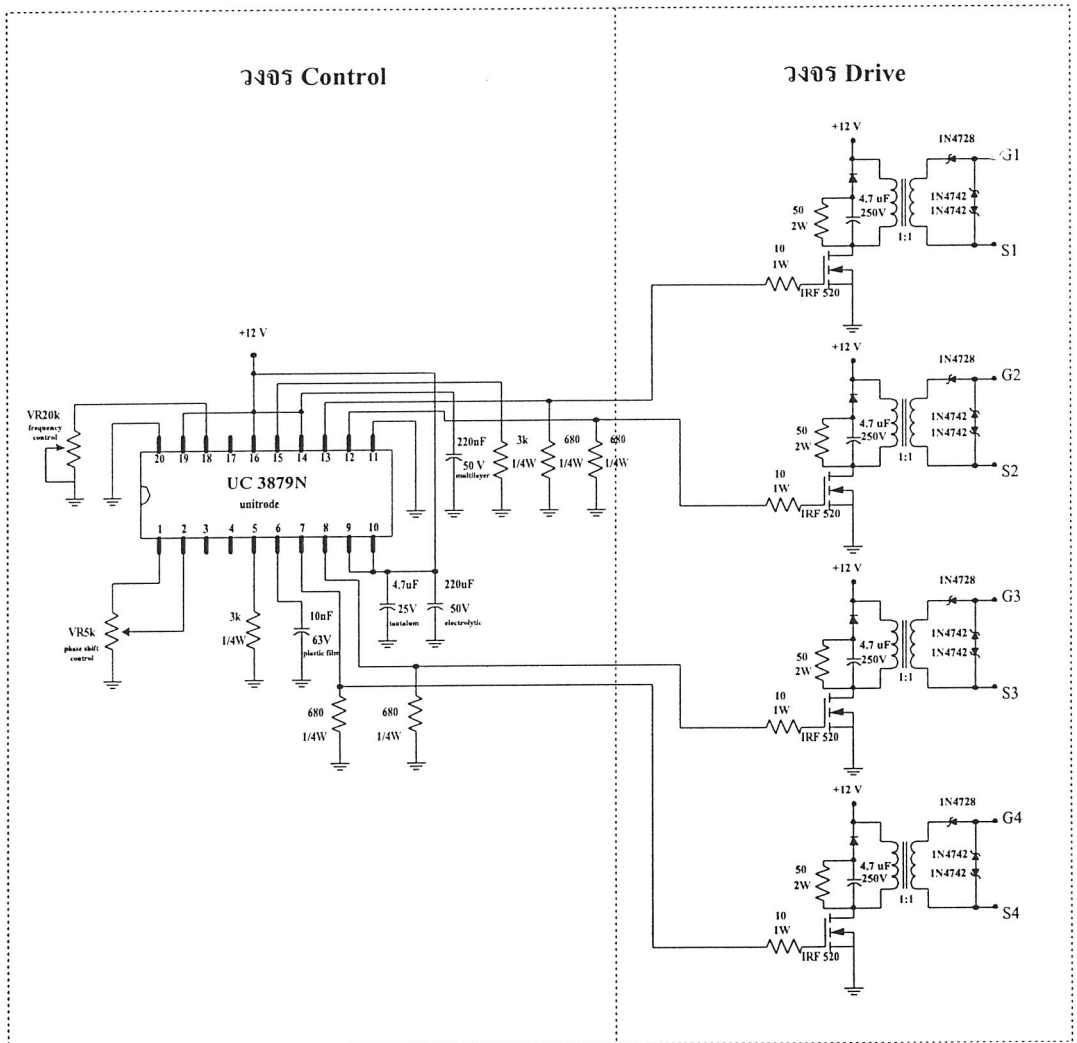
3.3.1 วงจรควบคุม (Control Circuit)

วงจรควบคุมจะทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม(Square Wave)ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปใช้ในการขับขาเกตของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยเราใช้ ไอซีเบอร์ UC 3879N เป็นไอซี 20 ขา ในการสร้างสัญญาณ ซึ่งไอซีเบอร์นี้สามารถควบคุมได้ทั้งความถี่และเฟส-ชิฟ การควบคุมความถี่สามารถปรับได้โดยปรับค่าความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 18 และการปรับเฟส-ชิฟสามารถทำได้โดยการปรับค่า ความต้านทานปรับค่าได้ที่ ขา 2 โดยปรับได้ตั้งแต่มุม 0-180°

3.3.2 วงจรขับเกต (Drive Circuit)

สัญญาณพัลส์ที่ได้จากชุดควบคุมจะนำมาต่อเข้ากับวงจรชุดขับเกต โดยวงจรชุดขับเกตนี้เราจะใช้หม้อแปลงแยกกราวน์ เพื่อแยกกราวน์ของสัญญาณทั้งสี่สัญญาณจากชุดควบคุมให้เป็นอิสระต่อกัน และมีชุดสแน็บเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันสไปร์ของแรงดัน

วงจรชุดควบคุมและวงจรชุดขับเกตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 รูปวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

3.4 หม้อแปลงความถี่สูง

3.4.1 ลักษณะแกนที่ใช้

หม้อแปลงความถี่สูงใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะมีจุดอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กสูงและเกิดการสูญเสียค่าที่ความถี่สูงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานจากชุดอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลด ซึ่งในการเลือกต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน ซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดไพรมารีและขนาดของแกนดังแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\Delta B = \frac{V * t}{N_p * A_c} * 10^8 \quad (3.4)$$

โดย ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (เกาส์)

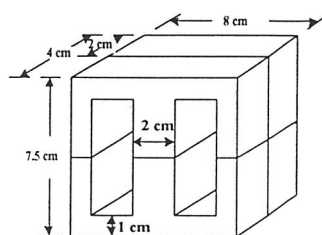
V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี (V)

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี (รอบ)

A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น (วินาที)

จากสมการ (3.4) พบว่าถ้าจำนวนรอบของขดไพรมารีมีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารี จะทำให้ลวดทองแดงมีขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูง การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าขนาดแกนเฟอร์ไรต์มีขนาดเล็กเกินไปขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน ซึ่งในการทดลองไม่สามารถหาซื้อแกนที่มีกำลังวัตต์ที่ต้องการได้ในท้องตลาด ดังนั้นจึงใช้ขนาดแกนที่หาซื้อได้ คือ แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 80 สองคู่แล้วนำมาประกบกันเพื่อเพิ่มกำลังวัตต์ให้สูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะแกนเฟอร์ไรต์ EE 80 สองคู่แล้วนำมาประกบกัน

3.4.2 ขดลวดทองแดง

ส่วนขดลวดที่ใช้พันเนื่องจากทำงานที่ความถี่สูงกระแสจะไหลเฉพาะที่บริเวณผิวซึ่งเป็นผลของปรากฏการณ์ผิว(Skin Effect) ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มความหนาแน่นของกระแสไหลวน

- ด้านไพรมารีจึงมีการใช้สายตีเกลียวรวมกันซึ่งในการทดลองนี้เราใช้สายไฟหุ้มฉนวนขนาด 1.5 มม.² จำนวนรอบที่พันคือ 36 รอบ

- ทางด้านเซคันดารีจะใช้ท่อทองแดงเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 มม.จำนวนรอบที่พันคือ 3 รอบ

3.4.3 ตัวเก็บประจุลึอกถึง C_b

ตัวเก็บประจุลึอกถึง C_b ทำหน้าที่ป้องกันการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงานการกำหนดค่า C_b สามารถทำได้ดังนี้

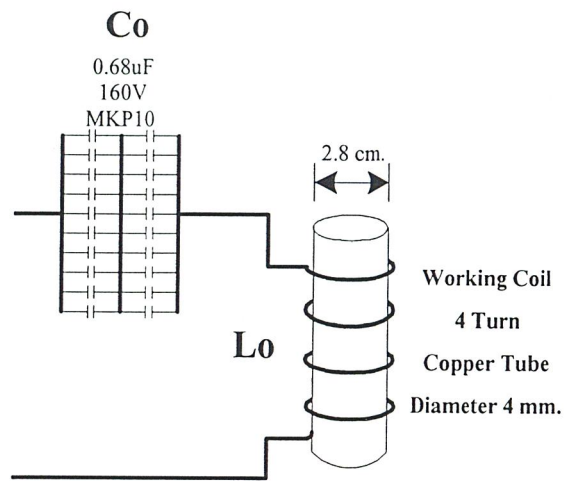
$$C_b = \frac{I_{p(pk)} (0.4 T)}{\Delta V} \quad (3.5)$$

เมื่อ	$I_{p(pk)}$	คือค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี
	ΔV	คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_{in}/2$)
	T	คือค่าคาบเวลาของการทำงานของอินเวอร์เตอร์

3.5 โหลดรีโซแนนซ์

โหลดรีโซแนนซ์จะประกอบด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง C_o ขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ในโครงงานนี้จะใช้ท่อทองแดงนำมาขดเป็นวงกลมเนื่องจากสามารถหาซื้อได้ง่าย โดยจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำนั้นในโครงงานนี้เราจะทำการทดสอบที่จำนวนรอบต่างๆเพื่อหาจำนวนรอบที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดกำลังสูงสุด

ตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง C_o จะต้องเลือกใช้งานได้ที่ความถี่สูง ทนแรงดันได้สูง และจะต้องมีความต้านทานอนุกรมสมมูลย์ต่ำด้วย โดยในการต่อตัวเก็บประจุเราจะต่ออนุกรมกับขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีข้อดีคือ วงจรที่ขั้วออกของแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นวงจร RLC อนุกรมซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์วงจรและกระแสต้านออกของแหล่งจ่ายกำลังมีค่าสูงกว่าการต่อ RLC แบบขนานทำให้กำลังที่วัดได้มีค่าสูงแต่มีข้อเสียคือ กรณีที่ไม่มีโหลด (ไม่มีชิ้นงาน) อิมพีแดนซ์ของวงจร RLC อนุกรมจะมีค่าต่ำ



รูปที่ 3.6 แสดงโหลด RLC อนุกรม

บทที่ 4

การทดลอง

4.1 ผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิต่อเวลาที่ใช้ในการชุบแข็งผิวเหล็ก วัตถุประสงค์

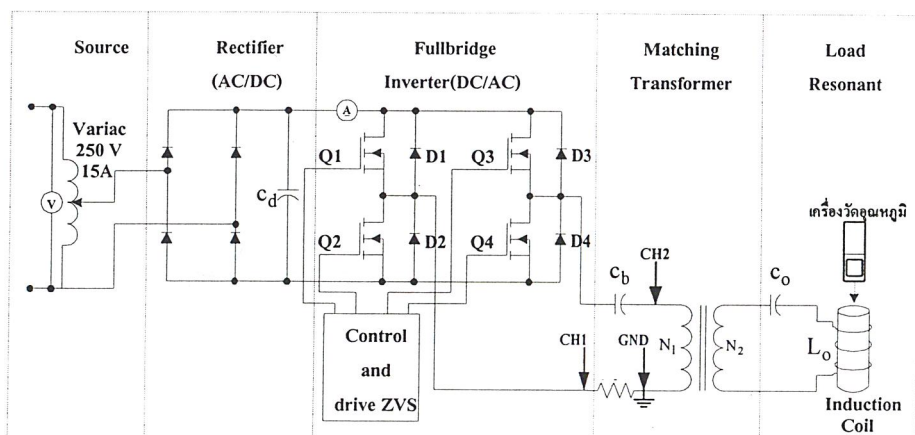
- เพื่อศึกษาการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิที่มีต่อชิ้นงาน ณ ช่วงเวลาต่างๆ เมื่อขนาดชิ้นงานแตกต่างกัน

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้จำนวนคอยล์เหนี่ยวนำ 3 รอบ ชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 26 มม.
2. ปรับแรงดันเพื่อให้กระแสที่ตลอดการทดลอง
3. ทำการวัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงทุกๆ 20 วินาที โดยใช้เครื่องวัดอุณหภูมิ แล้วบันทึกผลการทดลอง
4. เปลี่ยนขนาดชิ้นงานใหม่ เป็นขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 28 มม. ทำการทดลองเหมือนข้อ 2 และ 3
5. ทำการ Plot กราฟ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. Storage-Scope
2. เครื่องวัดอุณหภูมิ



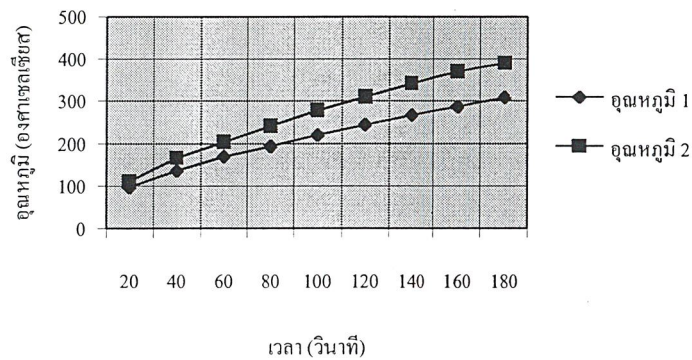
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการการทดลองที่ 4.1

โดย CH1 วัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์
CH2 วัดแรงดันที่ขดไฟรมาธิของหม้อแปลงแมตซิ่ง

ผลการทดลอง

เวลา (วินาที)	อุณหภูมิ ($^{\circ}\text{C}$)	
	อุณหภูมิ 1	อุณหภูมิ 2
20	97	111
40	136	166
60	170	204
80	194	242
100	220	279
120	244	311
140	267	342
160	287	370
180	308	390

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเมื่อใช้ชิ้นงานขนาด เส้นผ่านศูนย์กลาง 26 มม. และ 28 มม.



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของชิ้นงานต่อเวลาที่ใช้ในการชุบแข็งผิวเหล็ก

หมายเหตุ

- อุณหภูมิ 1 หมายถึง อุณหภูมิของชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 26 มม.
- อุณหภูมิ 2 หมายถึง อุณหภูมิของชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 28 มม.

สรุปผลการทดลอง

การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิกับเวลาที่ใช้ชุบแข็งผิวของชิ้นงานเมื่อเวลามากขึ้นอุณหภูมิสูงขึ้น ที่ชิ้นงานขนาดแตกต่างกัน การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิของชิ้นงานขนาดใหญ่จะสูงกว่าชิ้นงานขนาดเล็ก ณ ที่เวลาเดียวกัน

4.2 ผลของควมถี่ที่จตุริโซแนนซ์ต่างๆต่อกระแสในวงจร

วัตถุประสงค์

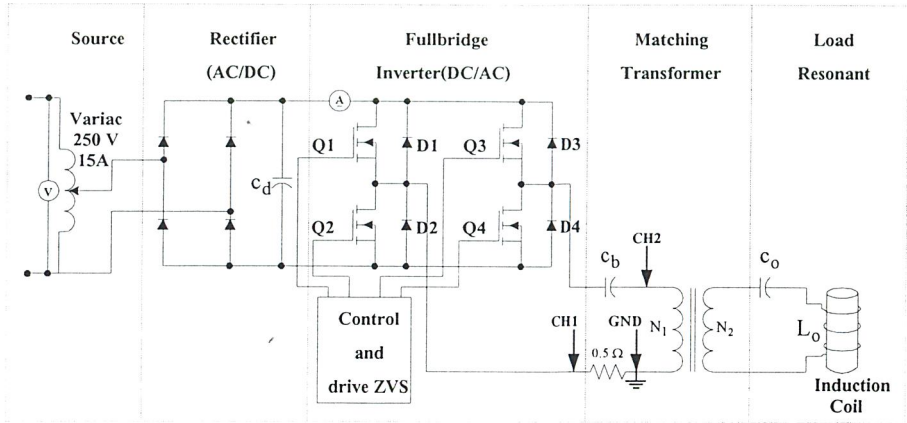
- เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ของควมถี่ที่ค่าต่างๆซึ่งมีผลต่อ Skin Effect กับค่ากระแสที่ไหลในวงจร

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้จำนวนคอยล์ 4 รอบ ขนาดชิ้นงานเส้นผ่านศูนย์กลาง 26 มม.
2. ป้อนแรงดันและรักษาให้คงที่ที่ 100 Vdc
3. ปรับควมถี่ให้อยู่ที่จตุริโซแนนซ์ โดยต่อค่าคาปาซิเตอร์ $6.6\mu\text{F}$ บันทึกค่าควมถี่กับกระแส
4. ทำเหมือนข้อ 1 และ 2 โดยเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์ เป็น $3.02\mu\text{F}$, $2.31\mu\text{F}$ และ $2.07\mu\text{F}$ ตามลำดับ
5. ทำการทดลองเหมือนข้อ 1 และ 4 โดยเปลี่ยนชิ้นงานเป็น 28 มม.

อุปกรณ์การทดลอง

1. Storage-Scope



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.2

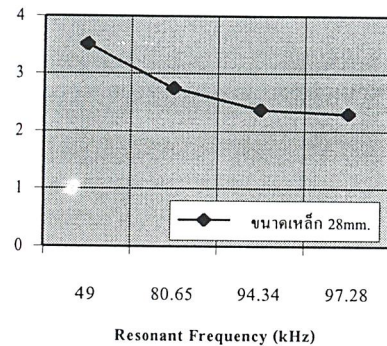
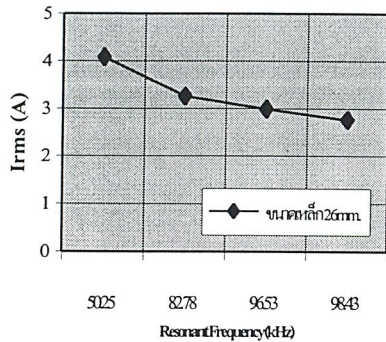
โดย CH1 วัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์

CH2 วัดแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงแมตซ์ซิง

ผลการทดลอง

C (μF)	ชิ้นงาน (26 mm.)		ชิ้นงาน (28 mm.)	
	f (kHz)	I _{rms} (A)	f (kHz)	I _{rms} (A)
6.6	50.25	4.08	49	3.51
3.02	82.78	3.26	80.65	2.75
2.31	96.53	2.99	94.34	2.37
2.07	98.43	2.76	97.28	2.30

ตารางที่ 4.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ความถี่โซแนนซ์ต่างๆ



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและความถี่ โชนแนนซ์ ณ จุดต่างๆ
ใช้ในการชุบแข็งผิวเหล็กที่จำนวนรอบคอยล์ต่างๆ

สรุปผลการทดลอง

ที่ค่าความถี่ โชนแนนซ์ต่างๆจะทำให้ค่ากระแสที่ไหลต่างกัน เมื่อป้อนแรงดันคงที่ นั่นคือค่าความถี่สูงมีผลเกี่ยวข้องกับ Skin Effect ซึ่งทำให้ความต้านทานสมมูลและความเหนี่ยวนำของคอยล์และชิ้นงานเพิ่มขึ้นทำให้กระแสที่ไหลจะมีค่าน้อยลง

4.3 การทดลองที่จำนวนรอบของคอยล์ ต่างๆ

วัตถุประสงค์

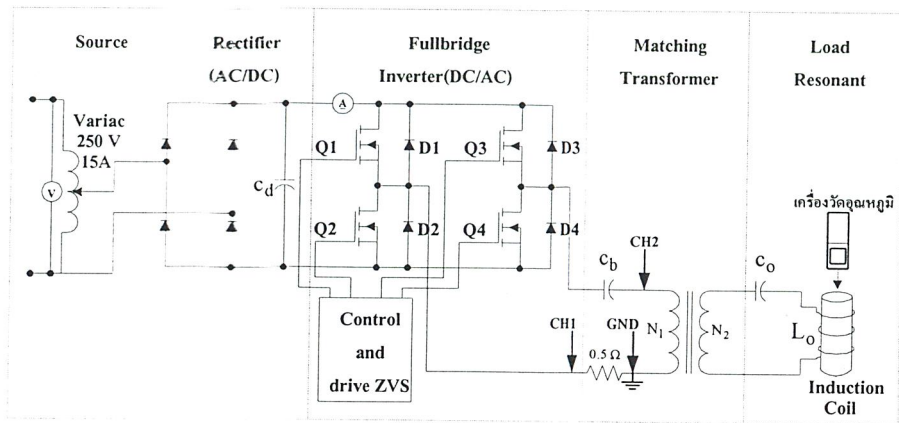
- เพื่อทดสอบการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่ไหลเทียบกับเวลา

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้ชิ้นงานขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 28 มม.
2. จ่ายกระแสให้คงที่ตลอดการทดลอง 6A โดยการเพิ่มแรงดันที่ Variac
3. รักษาการทำงานให้อยู่ที่จุดรี โชนแนนซ์ตลอดการทดลอง
4. บันทึกผลการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิกับเวลาโดยใช้จำนวนรอบคอยล์ 1,2,3 และ 4 รอบตามลำดับ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. Storage-Scope
2. เครื่องวัดอุณหภูมิ



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.3

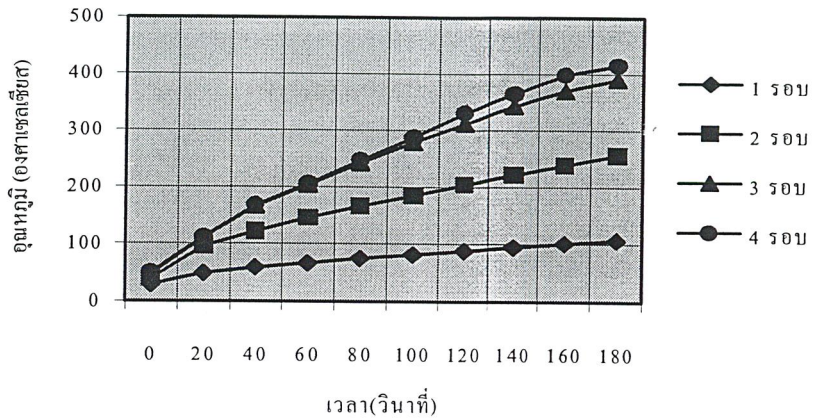
โดย CH1 วัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์

CH2 วัดแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงแมตซิ่ง

ผลการทดลอง

เวลา(วินาที)	อุณหภูมิ (°C)			
	1 รอบ	2 รอบ	3 รอบ	4 รอบ
0	29	39	47	50
20	49	96	111	112
40	59	122	166	168
60	67	145	204	205
80	75	166	242	247
100	82	185	279	287
120	88	204	311	330
140	95	221	342	364
160	101	238	370	398
180	107	256	390	415

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองที่จำนวนคอยล์ที่จำนวนรอบต่างๆ



รูปที่ 4.6 กราฟแสดงการเปรียบเทียบอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น
ของคอยล์ที่จำนวนรอบต่างๆ

สรุปผลการทดลอง

ที่ค่ากระแสจ่ายโหลดเท่ากันปริมาณรอบของคอยล์มากจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสไหลวนไปยังชิ้นงานมากส่งผลทำให้อุณหภูมิเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ยังมีผลของ Skin Effect เนื่องจากที่จำนวนรอบของคอยล์มาก ความถี่รีโซแนนซ์จะลดลงทำให้ความลึกผิวของกระแสไหลวนมากขึ้นดังนั้นกระแสจะไหลที่ชิ้นงานได้มากขึ้น

4.4 การทดลองที่มุ่มเฟส-ชิฟต่างๆ

วัตถุประสงค์

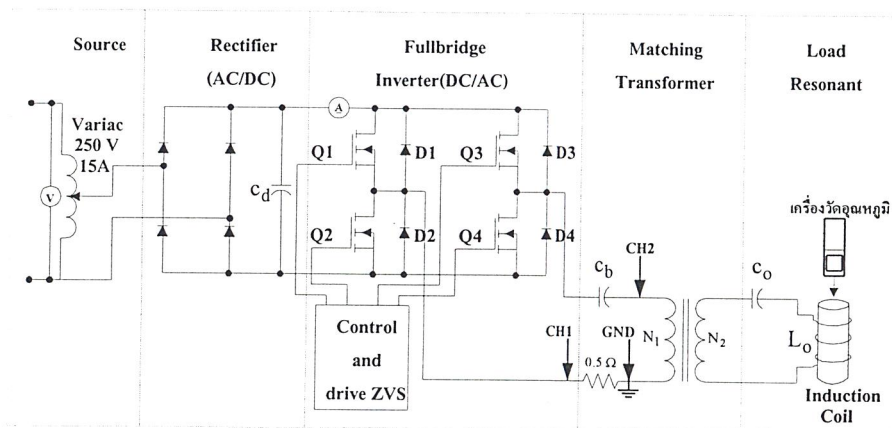
- เพื่อดูความสัมพันธ์ของการปรับมุ่มเฟส-ชิฟ ต่อพารามิเตอร์ต่างๆในระบบ
ขั้นตอนการทดลอง

1. ป้อนแรงดัน 120 V ใช้จำนวนคอยล์ให้ความร้อน 2 รอบ
2. ทำการบันทึกรูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ โดยใช้ Storage Scope ที่มุ่มเฟส-ชิฟ ต่างๆ และที่ค่าอุณหภูมิ 200°C, 300°C และ 350°C
3. ทำตามข้อ 1 และข้อ 2 ซ้ำแต่เปลี่ยนจำนวนคอยล์ให้ความร้อนเป็น 3 รอบ

4. นำสัญญาณที่ทำการบันทึกจาก Storage Scope ไปใช้โปรแกรม Matlab วิเคราะห์เพื่อนำมาคำนวณหาค่า พารามิเตอร์ต่างๆในระบบ
5. นำค่าพารามิเตอร์ต่างๆมาพล็อตกราฟ

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. Storage-Scope
2. เครื่องวัดอุณหภูมิ
3. AC Volt-meter



รูปที่ 4.7 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.4

ผลการทดลอง

ผลการทดลองสามารถแสดงดังในตารางที่ 4.3 และ 4.4 คือ

- ตารางที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้จากการคำนวณโดยทดสอบที่จำนวนคอยล์ให้ความร้อน 2 รอบ
- ตารางที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ชิฟกับค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้จากการคำนวณโดยทดสอบที่จำนวนคอยล์ให้ความร้อน 3 รอบ

หมายเหตุ

- Req 200, Leq 200, f 200, Irms 200, Vrms 200, Pac 200 และ PF 200 หมายถึงทดสอบที่อุณหภูมิ 200°C

จำนวนCoil 2 รอบ ที่อุณหภูมิ 200 °C												
มุมเฟส-ซีฟ (°)	f (kHz)	V _{rms} (V)	I _{rms} (A)	V1 (V)	I1 (A)	θ1 (°)	Req (Ω)	Leq (μH)	Pac (W)	PF	DF	FPF
0	102	113.71	6.657	108.71	6.655	8.938	15.127	161.81	670.75	0.9875	0.9996	0.9879
30	104	111.05	5.762	105.54	5.761	21.632	15.723	162.41	529.76	0.9292	0.9997	0.9295
60	105.9	102.57	4.399	97.81	4.398	38.655	16.324	167.54	337.95	0.7806	0.9997	0.7809
90	108.2	89.51	2.924	78.18	2.922	52.753	16.881	171.82	143.83	0.6047	0.9992	0.6052
120	112.8	68.08	1.471	52.95	1.463	64.168	17.376	175.24	30.31	0.4335	0.9946	0.4357
จำนวนCoil 2 รอบ ที่อุณหภูมิ 300 °C												
0	101.6	116.78	6.709	106.68	6.707	9.313	15.402	163.3	693.85	0.9923	0.9997	0.9926
30	103.7	110.55	5.771	105.39	5.769	22.531	15.753	164.81	584.69	0.9234	0.9998	0.9236
60	104.2	101.52	5.229	96.99	5.228	40.655	16.691	168.22	294.69	0.7583	0.9997	0.7586
90	108.2	92.24	3.029	84.57	3.027	54.245	17.255	173.84	153.51	0.5815	0.9993	0.5843
120	111.6	65.57	1.393	49.91	1.384	66.547	17.575	179.25	26.35	0.3952	0.9933	0.3979
จำนวนCoil 2 รอบ ที่อุณหภูมิ 350 °C												
0	100.8	114.01	6.503	102.33	6.500	7.253	15.591	165.02	661.67	0.9915	0.9996	0.9919
30	102.7	109.89	5.357	100.65	5.356	18.573	15.912	165.85	570.28	0.9092	0.9998	0.9094
60	103.7	103.66	5.131	99.26	5.127	40.551	16.494	172.27	285.48	0.6999	0.9996	0.7002
90	107.6	90.86	2.834	82.71	2.831	52.934	17.492	176.54	142.98	0.6022	0.9992	0.8027
120	110.6	64.41	1.369	48.53	1.359	65.702	17.724	181.29	24.41	0.4084	0.9928	0.4114

ตารางที่ 4.4 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ซีฟกับ

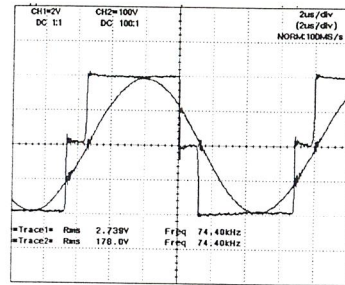
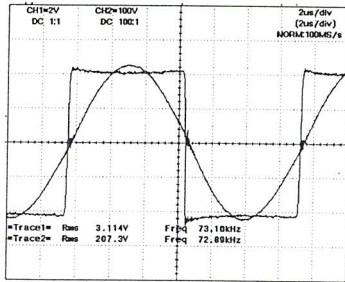
ค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่สอดคล้องกับจำนวนคอยล์ 2 รอบ

จำนวน Coil 3 รอบ ที่อุณหภูมิ 200 °C												
มุมเฟส-ซีฟ (°)	f (kHz)	Vrms (V)	Irms (A)	V1 (V)	I1 (A)	$\theta 1$ (°)	Req (Ω)	Leq (H)	Pac (W)	PF	DF	FPF
0	93.6	122.67	4.641	110.60	4.638	6.839	23.677	192.45	510.22	0.9924	0.9995	0.9929
30	96.4	113.76	4.384	109.06	4.381	26.854	25.093	195.56	367.92	0.8791	0.9997	0.8794
60	98.8	102.87	3.386	98.38	3.385	42.812	26.618	200.21	196.38	0.7333	0.9996	0.7336
90	103.7	92.71	1.941	84.69	1.939	52.007	27.721	205.78	98.92	0.6147	0.9987	0.6256
120	109.2	59.33	0.791	43.83	0.780	64.168	28.642	211.62	15.89	0.4295	0.9859	0.4357
จำนวนCoil 3 รอบ ที่อุณหภูมิ 300 °C												
0	92.6	122.71	4.501	110.70	4.497	6.399	24.461	196.58	495.75	0.9933	0.9995	0.9938
30	95.5	111.93	3.396	107.64	3.395	34.247	26.206	197.21	303.36	0.8263	0.9997	0.8266
60	98.6	104.97	3.094	100.77	3.093	40.338	27.748	203.15	181.74	0.7025	0.9995	0.7029
90	103.4	91.91	1.968	84.13	1.965	52.840	28.942	206.34	90.14	0.6030	0.9985	0.6040
120	108.2	58.44	0.801	42.9	0.788	64.736	29.7821	212.95	13.68	0.4195	0.9830	0.4268
จำนวนCoil 3 รอบ ที่อุณหภูมิ 350 °C												
0	91.5	119.88	4.298	108.28	4.295	6.099	25.041	200.17	463.81	0.9933	0.9995	0.9943
30	95.5	111.33	3.681	104.07	3.679	28.212	26.611	204.45	302.68	0.8363	0.9997	0.8366
60	96.6	105.79	2.445	101.42	2.443	39.964	27.761	205.43	218.34	0.766	0.9996	0.7664
90	101.81	92.88	1.845	85.69	1.843	49.786	29.431	208.94	104.63	0.6447	0.9987	0.6456
120	105.9	64.21	0.776	49.38	0.767	64.021	30.541	213.12	17.73	0.4328	0.9883	0.4380

ตารางที่ 4.5 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส-ซีฟกับ
ค่าพารามิเตอร์ต่างๆทดสอบที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ

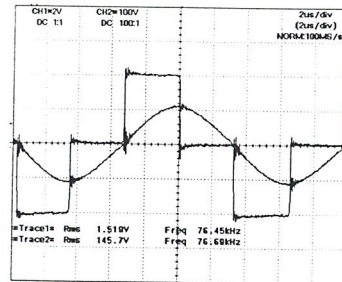
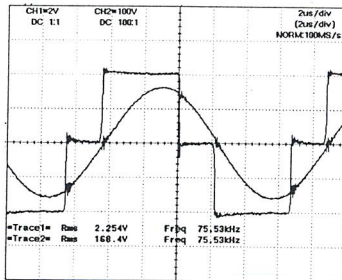
- Req 300,Leq 300,f 300,Irms 300,Vrms 300,Pac 300 และ PF 300 หมายถึงทดสอบที่อุณหภูมิ 300°C
- Req 350,Leq 350,f 350,Irms 350,Vrms 350,Pac 350 และ PF 350 หมายถึงทดสอบที่อุณหภูมิ 350°C

รูปแสดงเฟส-ชิฟที่มุมต่างๆ



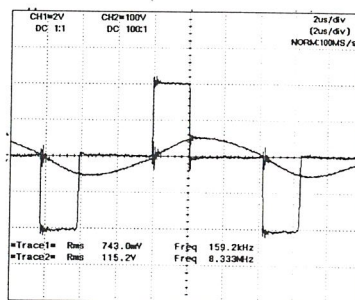
รูปที่ 4.8 รูปแสดงมุมเฟส-ชิฟที่ 0°

รูปที่ 4.9 รูปแสดงมุมเฟส-ชิฟที่ 30°

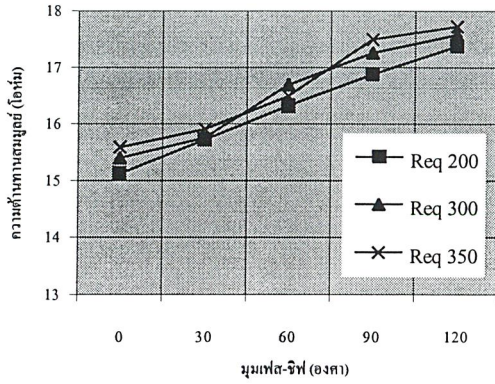


รูปที่ 4.10 รูปแสดงมุมเฟส-ชิฟที่ 60°

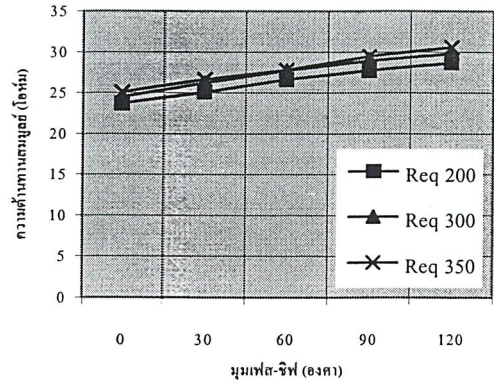
รูปที่ 4.11 รูปแสดงมุมเฟส-ชิฟที่ 90°



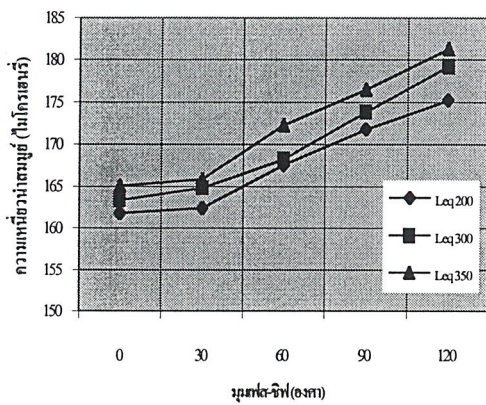
รูปที่ 4.12 รูปแสดงมุมเฟส-ชิฟที่ 120°



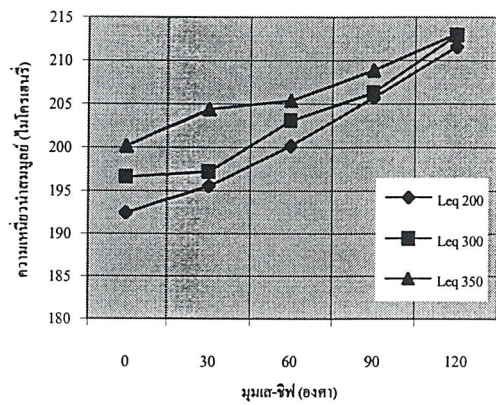
รูปที่ 4.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง เฟส-ชิฟกับความต้านทานสมมูล ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ



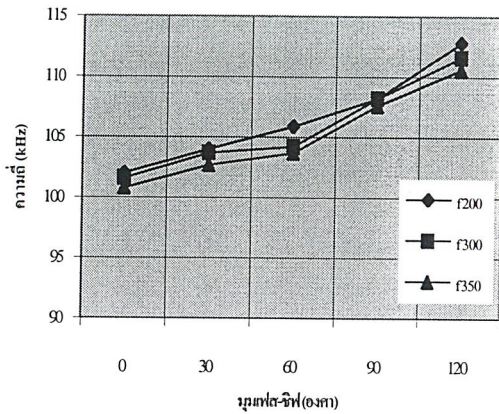
รูปที่ 4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง เฟส-ชิฟกับความต้านทานสมมูล ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ



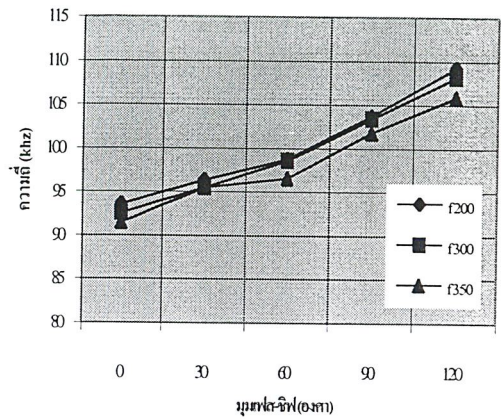
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ชิฟกับความเหนี่ยวนำสมมูล ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ



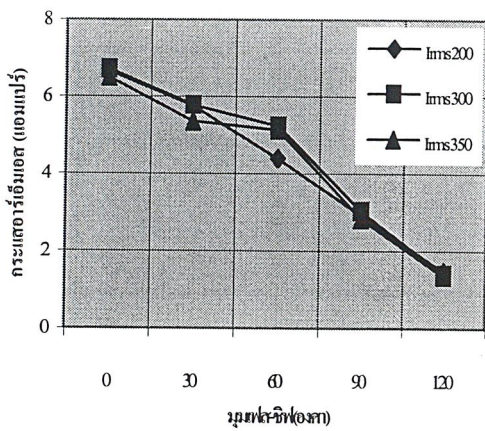
รูปที่ 4.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ชิฟกับความเหนี่ยวนำสมมูล ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ



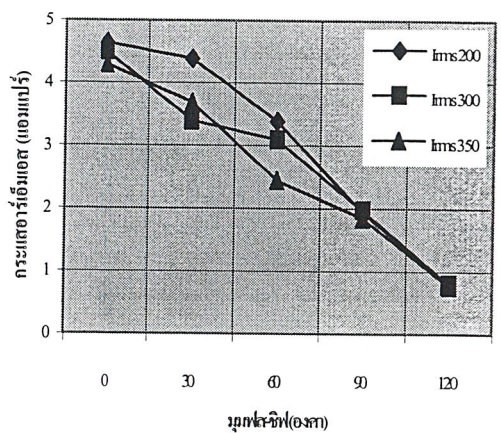
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ซิฟกับความถี่ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ



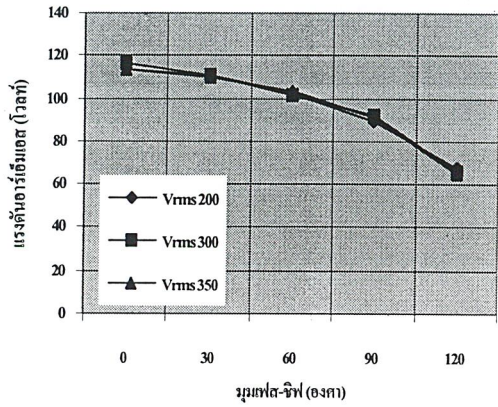
รูปที่ 4.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ซิฟกับความถี่ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ



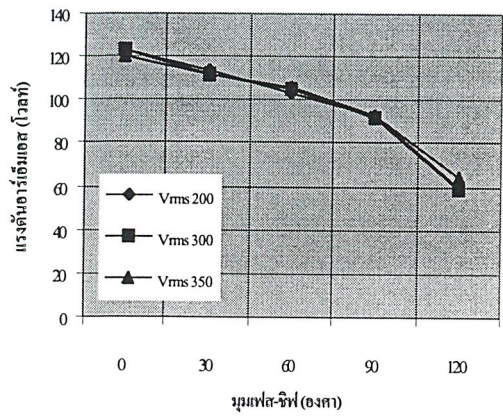
รูปที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ซิฟกับกระแสอาร์เอ็มเอส ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ



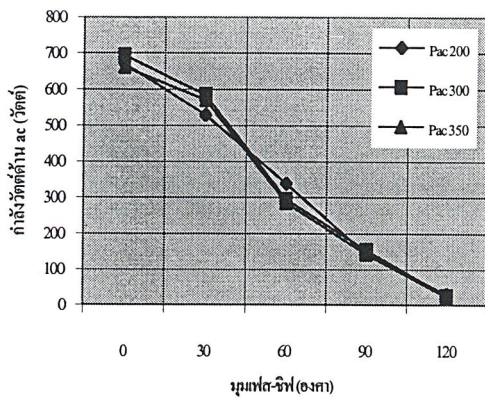
รูปที่ 4.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ซิฟกับกระแสอาร์เอ็มเอส ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ



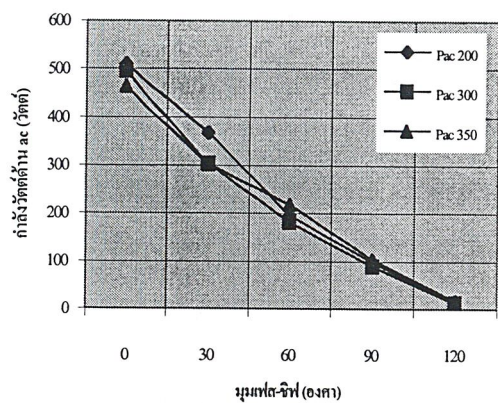
รูปที่ 4.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ชิฟกับแรงดันอาร์เอ็มเอส ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ



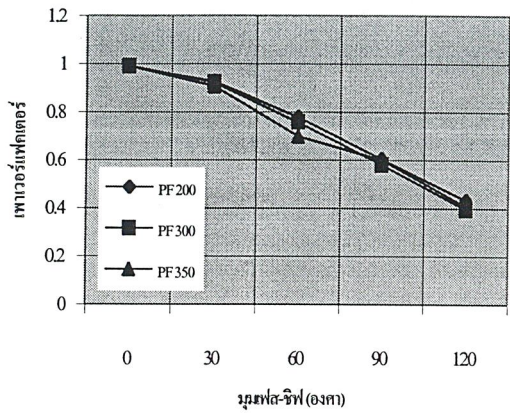
รูปที่ 4.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ชิฟกับแรงดันอาร์เอ็มเอส ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ



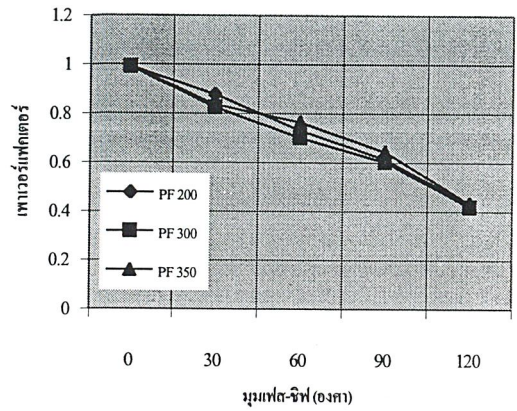
รูปที่ 4.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ชิฟกับกำลังวัตต์ด้าน ac ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ



รูปที่ 4.24 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ชิฟกับกำลังวัตต์ด้าน ac ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ



รูปที่ 4.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ชิฟกับเพาเวอร์แฟคเตอร์ ที่จำนวนคอยล์ 2 รอบ



รูปที่ 4.26 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง มุมเฟส-ชิฟกับเพาเวอร์แฟคเตอร์ ที่จำนวนคอยล์ 3 รอบ

4.5 การทดสอบ Protection ของระบบ

วัตถุประสงค์

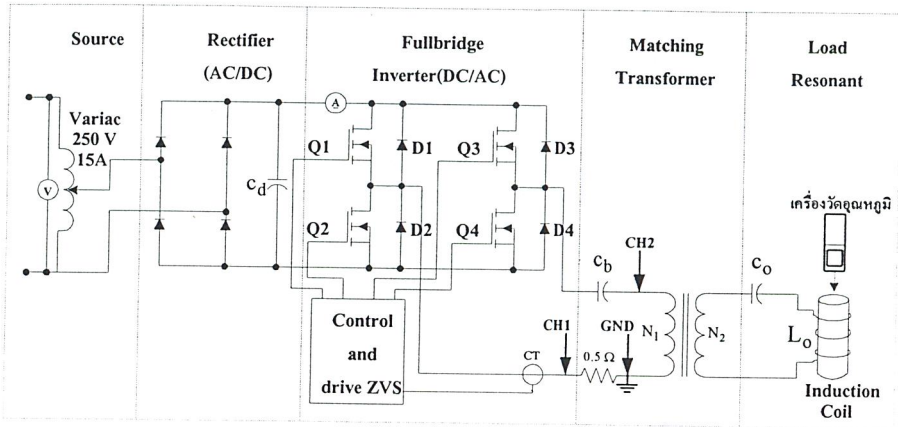
- เพื่อศึกษาพฤติกรรมของโหลดตั้งแต่โหลดเริ่มร้อนจนถึงจุดคูรีหรือจุดที่ความชื้นซาบทางแม่เหล็กลดลง
- เพื่อป้องกันการเสียหายของอุปกรณ์สวิตช์หรือเพาเวอร์มอสเฟต

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการเซตค่าป้องกันกระแสเกินที่ 5A
2. ป้อนแรงดันเพื่อจ่ายให้โหลดต่ำกว่า 5A เล็กน้อย
3. บันทึกค่ากระแสตั้งแต่เหล็กเริ่มร้อนแดงจนถึงจุดคูรีที่ทำให้กระแสพุ่งสูงเกิน 5 A

อุปกรณ์การทดลอง

1. Storage-Scope
2. เครื่องวัดอุณหภูมิ
3. AC Volt-meter



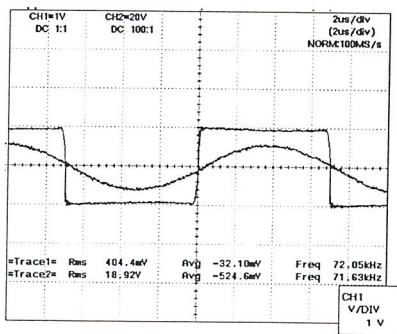
รูปที่ 4.27 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลองที่ 4.5

โดย CH1 วัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์

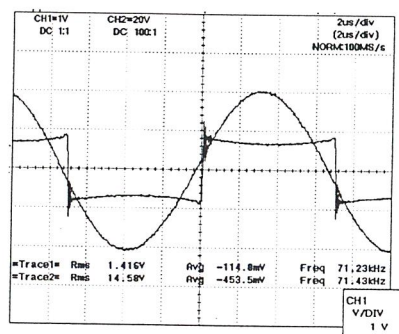
CH2 วัดแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงแมตซิง

ผลการทดลอง

การเปลี่ยนแปลงของโหลดเมื่อเหล็กโรนแดงจนถึงจุดคูร์หรือค่าความซึมซาบทางสนามแม่เหล็กเป็นสภาวะจะเปรียบเสมือนเมื่อสภาวะไม่มีโหลด(ไม่มีแท่งเหล็ก)สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.26 จะเห็นว่ากระแสขณะไม่มีโหลดจะเพิ่มขึ้นหลายเท่าเมื่อเทียบกับขณะไม่มีโหลด



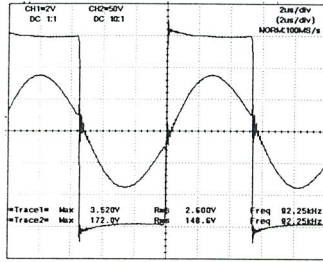
กระแสขณะมีโหลด



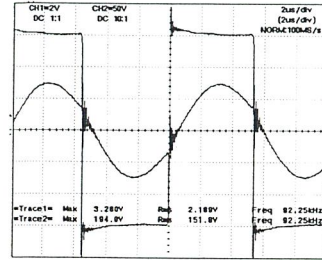
กระแสขณะไม่มีโหลด

รูปที่ 4.28 รูปเปรียบเทียบกระแสขณะมีโหลดกับไม่มีโหลด

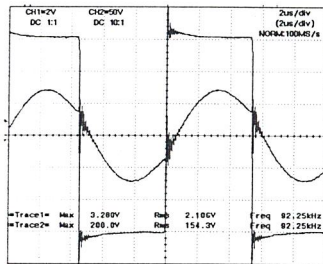
รูปแสดงพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงของโหลดเมื่อเซตค่าป้องกันกระแสเกินไว้ที่ 5A ตั้งแต่เริ่มต้นการทำงานจนถึงวงจรตัดการทำงาน Stepละ 1 นาทีแสดงดังรูปที่ 4.29



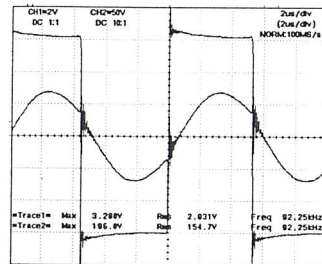
Step 1 Irms = 4.72 A



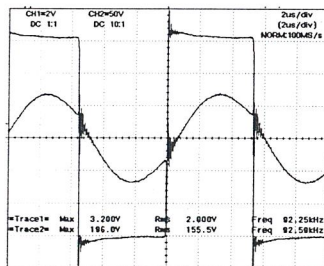
Step 2 Irms = 4.34 A



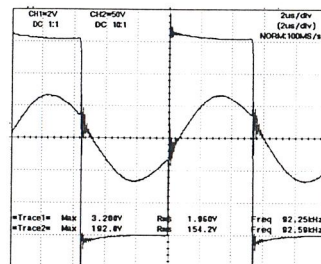
Step 3 Irms = 3.98 A



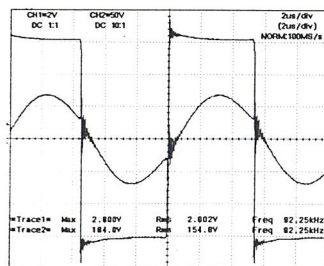
Step 4 Irms = 3.82 A



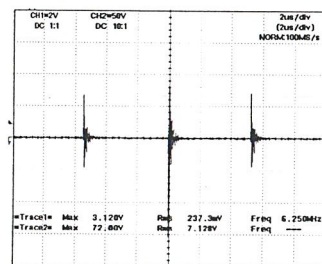
Step 5 Irms = 3.69 A



Step 6 Irms = 3.56 A



Step 7 Irms = 3.64 A



Step 8 Irms = 431.45 mA

รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณการเปลี่ยนแปลงที่เอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ ตั้งแต่เริ่มต้นจนถึงวงจรตัดการทำงาน

สรุปผลการทดลอง

เริ่มต้นจ่ายแรงดันให้เครื่องทำงานที่กระแส 4.72 A และพบว่าเมื่อเวลาผ่านไปชิ้นงานก็จะเริ่มร้อนและค่าของกระแสจะค่อยๆลดลงแต่เมื่อเวลาผ่านไปนานๆจนเหล็กร้อนแดงถึงจุดคูรี การเปลี่ยนแปลงของกระแสจะคล้ายกับสถานะไม่มีไหลคือกระแสจะพุ่งสูงขึ้นมากกว่า 5A ส่วนตรวจจับกระแสเกิน จะไปสั่งวงจรควบคุมให้การทำงานของสวิตช์เลื่อนเฟสเพื่อลดค่ากระแสให้เป็นศูนย์ ทำให้วงจรหยุดการทำงาน

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนียวนำที่สร้างขึ้นเป็นเพียงเครื่องต้นแบบที่จะต้องได้รับการพัฒนาต่ออีกระดับหนึ่ง เครื่องให้ความร้อนนี้ต่างจากเครื่องให้ความร้อนทั่วไปตรงที่ใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภทมอสเฟตกำลังสามารถควบคุมลักษณะการให้ความร้อนได้เฉพาะตามต้องการ และไม่เกิดมลภาวะ โดยในการออกแบบอินเวอร์เตอร์ เราจะมุ่งเน้นให้ทำงานที่ความถี่สูง เพื่อให้ความร้อนเฉพาะที่บริเวณผิว เพื่อประโยชน์ในการชุบแข็งผิวเหล็ก นอกจากนี้ยังต้องพิจารณาถึงพิชิตกระแสและแรงดัน ของอุปกรณ์สวิตซ์ที่อินเวอร์เตอร์ด้วย

เครื่องให้ความร้อนที่สร้างขึ้นนี้เมื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้แก่โหลด ในการทดลองใช้เหล็กผสมคาร์บอนมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 26 มม. และ 28 มม. มีพิชิตกำลังทางด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ 3 กิโลวัตต์ และจากพิชิตของอุปกรณ์ต่างๆ ในระบบ ความถี่ที่ใช้งานจะอยู่ในช่วง 60 ถึง 100 กิโลเฮิรท์

ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ใช้วิธีการเลื่อนเฟสที่มอสเฟตทั้งสี่ตัว และปรับความถี่ได้ ซึ่งจะทำให้สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ได้ และสามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้ โดยแนวทางในการควบคุมอินเวอร์เตอร์จะให้ทำงานที่ซีโรโวลท์เดจสวิตซ์ เพื่อลดการสูญเสียในการสวิตซ์ซึ่ง ขณะเทอนอนของมอสเฟตทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานของมอสเฟตดีขึ้น

จากการทดลองต่างๆพอสรุปได้ว่าที่สภาวะไร้โหลด(ไม่มีแท่งเหล็ก) กระแสจะเพิ่มขึ้นหลายเท่า อุณหภูมิของชิ้นงานมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าและแท่งแม่เหล็ก คือเมื่อชิ้นงานได้รับความร้อน ค่าความต้านทานสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนและชิ้นงานมีขนาดสูงขึ้น และมุมประกอบกำลังระหว่างแรงดันและกระแสมากขึ้น ผลที่ได้จากการปฏิบัติคือค่ากระแสลดลงจนเมื่อชิ้นงานได้รับความร้อนถึงจุดคูรี ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กของชิ้นงานจะลดลง เป็นค่าความซึมซาบของสุญญากาศ มีผลทำให้ความต้านทานสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนและชิ้นงานมีค่าลดลง ทำให้กระแสเพิ่มขึ้นหลายเท่าคล้ายกับสภาวะไร้โหลด

จากข้อสรุปที่ผ่านมา กระแสที่เพิ่มขึ้นเมื่อชิ้นงานร้อนถึงจุดคูรี จะเป็นอันตรายต่อมอสเฟต ดังนั้นจึงต้องมีส่วนป้องกันกระแสเกิน จากการทดลองเราใช้หลักการปรับเลื่อนเฟส เพื่อลดกระแสเมื่อกระแสเกินพิชิตที่ตั้งไว้ โดยใช้หม้อแปลงกระแส(CT)จับสัญญาณกระแสที่ขาออกของอินเวอร์เตอร์ คือเมื่อกระแสเกินก็จะควบคุมการเลื่อนเฟสของมอสเฟตทั้ง 4 ตัวเพื่อลดกระแสให้เป็นศูนย์

ข้อเสนอในการปรับปรุง

1. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้มีพิกัดกำลังขาออกของอินเวอร์เตอร์ 3 กิโลวัตต์ โดยใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ มอสเฟตที่ใช้เบอร์ IRFP 460 ที่มีพิกัดกระแสและแรงดัน 20 แอมป์ 500 โวลท์ ที่ 25°C ซึ่งกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนอยู่ในรูปของความร้อนที่ชิ้นงานได้รับจาก กำลังขาออกของอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีการสูญเสียที่เกิดขึ้น ดังนั้นกำลังที่ชิ้นงานได้รับจะน้อยกว่า 3 กิโลวัตต์ ซึ่งทำให้เวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนนานดังนั้นการเพิ่มพิกัดกำลังขาออก ของอินเวอร์เตอร์ไปสู่โพลด โดยมีแนวทางในการเพิ่มพิกัดกำลังขาออกอินเวอร์เตอร์ดังนี้

- ศึกษาการนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดอื่นเช่น ทรานซิสเตอร์กำลังมาใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์โดยอาจสร้างเครื่องที่สามารถทำงานในช่วงความถี่ต่ำลงแต่เพิ่มขนาดกำลังให้สูงขึ้น หรือการใช้ IGBT แทนเพราะอุปกรณ์ประเภทนี้จะมีพิกัดความสามารถในการทนแรงดันและกระแสที่สูงกว่ามอสเฟตกำลังแต่ขีดความสามารถในการใช้งานที่ความถี่สูงจะต่ำกว่าเล็กน้อย

- ทำการขนานมอสเฟตเพื่อเพิ่มพิกัดกำลังของมอสเฟต หรือขนานอินเวอร์เตอร์ 2 ชุด เพื่อช่วยจ่ายกระแสให้สูงขึ้น

2. จากการทดลองเมื่อชิ้นงานเริ่มร้อนกระแสจะเริ่มลดลง มุมระหว่างแรงดันและกระแสเพิ่มมากขึ้นทำให้กำลังไฟฟ้าลดลง เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้ การทำงานเป็นแบบ Open Loop คือการควบคุมกำลังไฟฟ้าเป็นการควบคุมแรงดันและกระแสโดยการควบคุมการเลื่อนเฟสที่สวิตช์ โดยใช้การปรับค่าความต้านทานที่ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์ และการควบคุมความถี่ก็ใช้การปรับค่าความต้านทานเช่นเดียวกัน ทำให้ขาดเสถียรภาพและอันตรายในกรณีที่ทำงานที่กำลังไฟฟ้าสูงๆและอาจทำให้การควบคุมกำลังเกิดการผิดพลาด ดังนั้นจึงมีการควบคุมแบบ Closed Loop โดยมีแนวทางดังนี้

- ทำการตรวจจับปริมาณแรงดันและกระแสที่กำลังขาออกของอินเวอร์เตอร์นำไปควบคุมการเลื่อนเฟสเพื่อรักษากำลังไฟฟ้าให้คงที่

- ทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของมุมเฟสเพื่อไปควบคุมความถี่ให้อยู่จุดที่ต้องการ

ประโยชน์ที่ได้รับ

- เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นนี้ สามารถนำไปชุบแข็งผิวชิ้นงานที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางไม่เกิน 30 มม. ได้

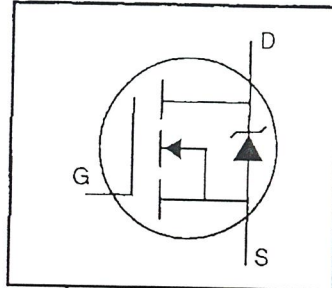
- ข้อมูลที่ได้จากการทดลองมีประโยชน์ในการวิจัยและพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น

- หลักการที่ได้สามารถนำไป ประยุกต์ใช้งานกับงานให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
ลักษณะ อื่นๆ เช่น เตาหลอมโลหะแบบเหนี่ยวนำ , เตาต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ หรือเครื่อง
เชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงความถี่สูง เป็นต้น

ภาคผนวก

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

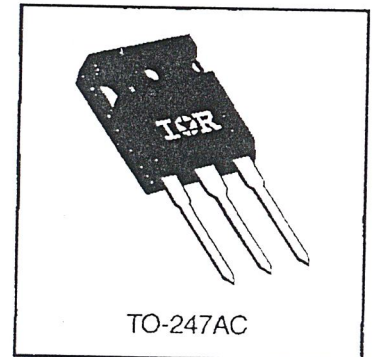
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

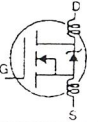
	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source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

Thermal Resistance

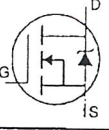
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

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

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



Source-Drain Ratings and Characteristics

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

Notes:

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

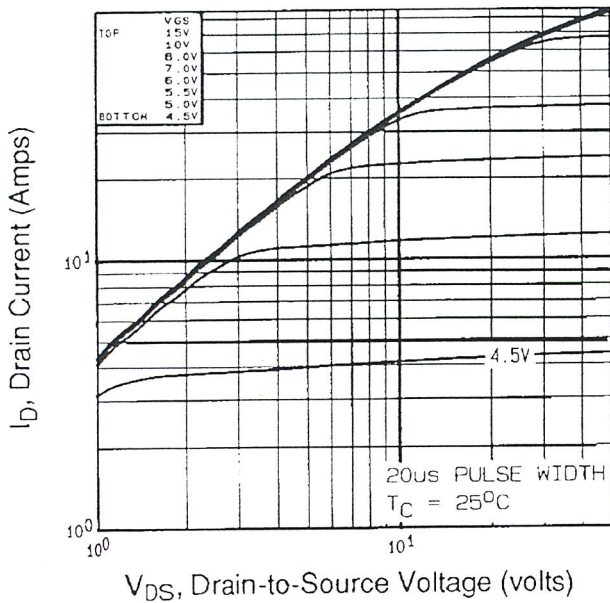


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

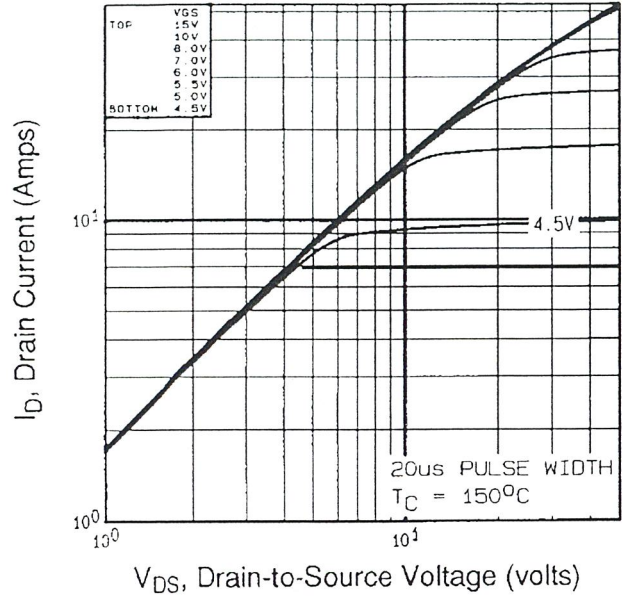


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

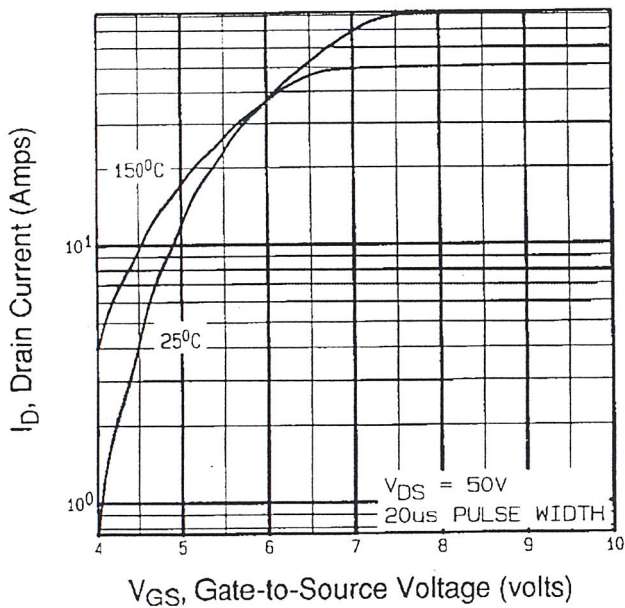


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

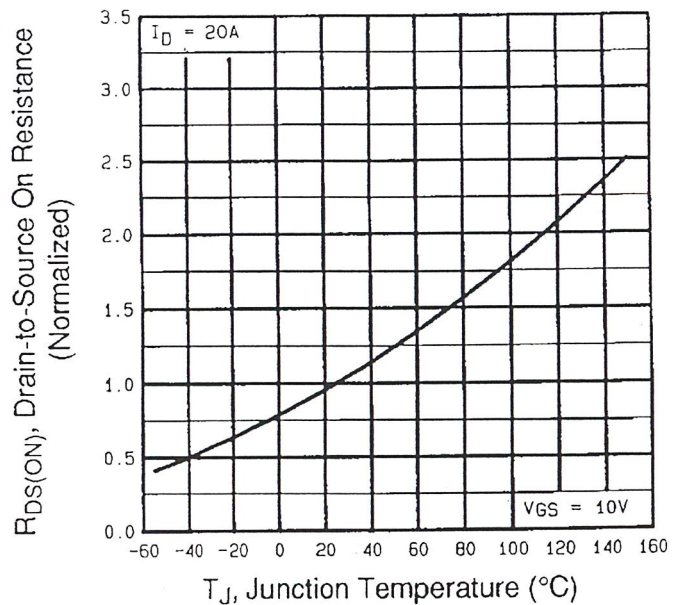


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

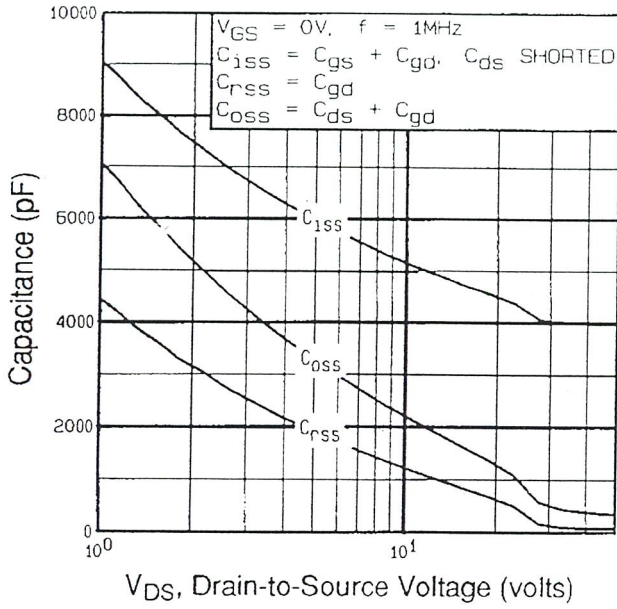


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

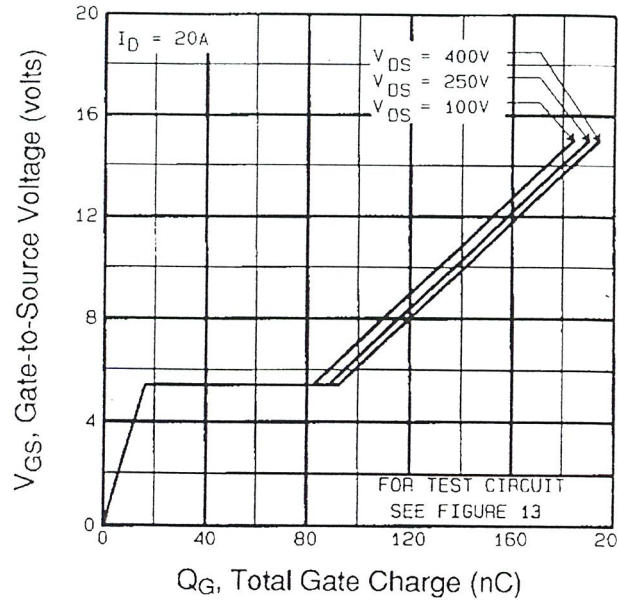


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

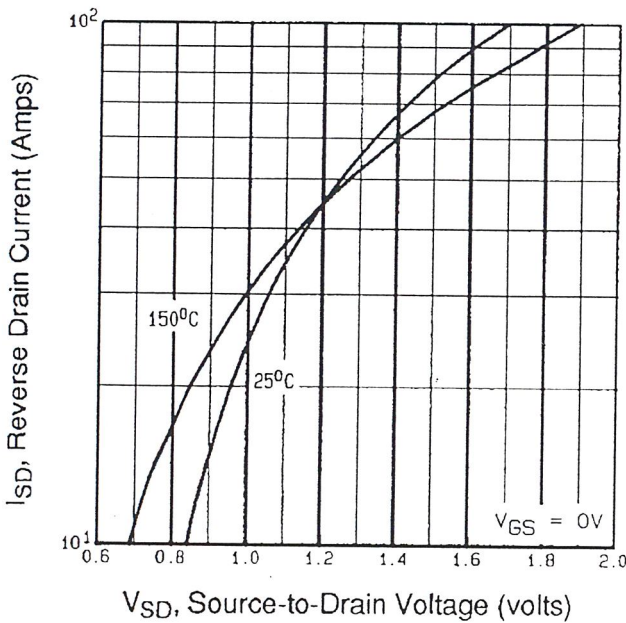


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

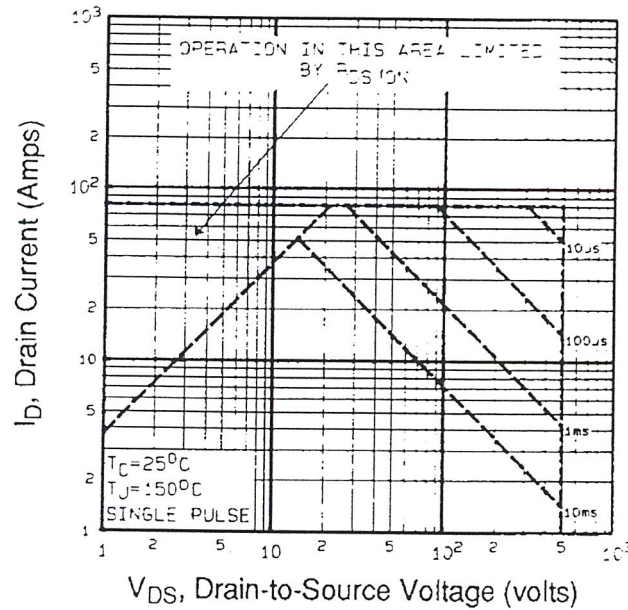


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

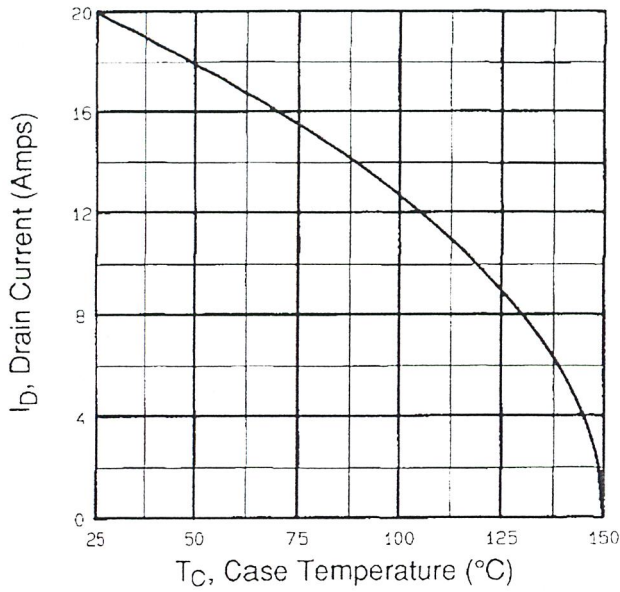


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

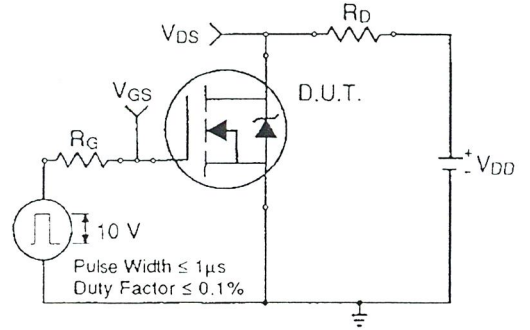


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

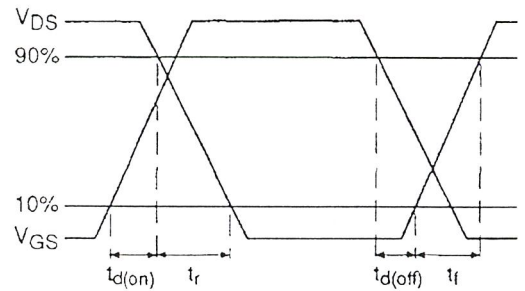


Fig 10b. Switching Time Waveforms

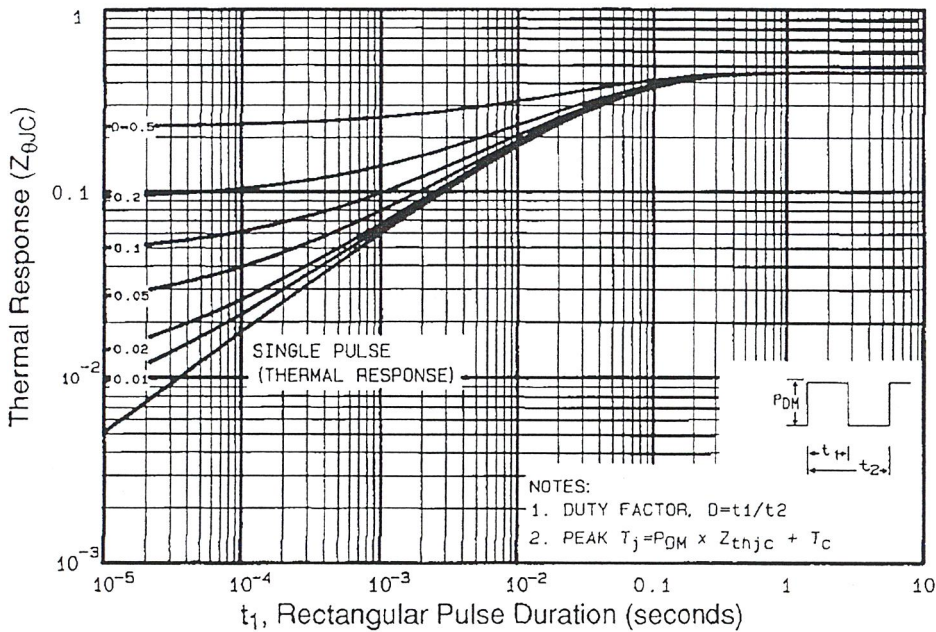


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

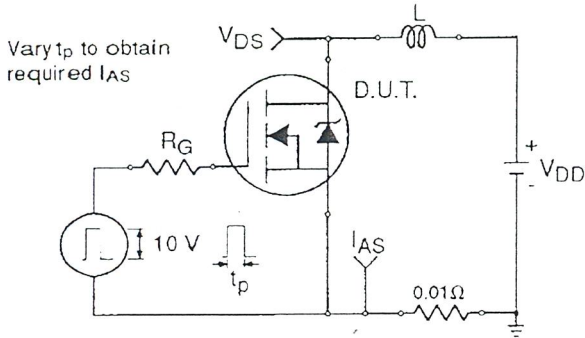


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

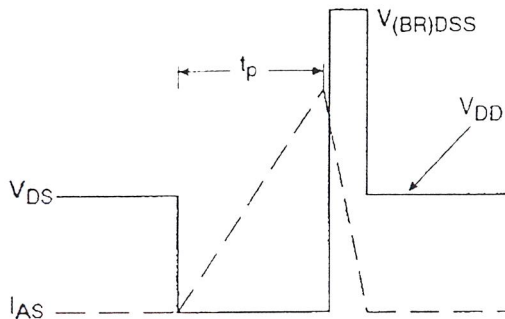


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

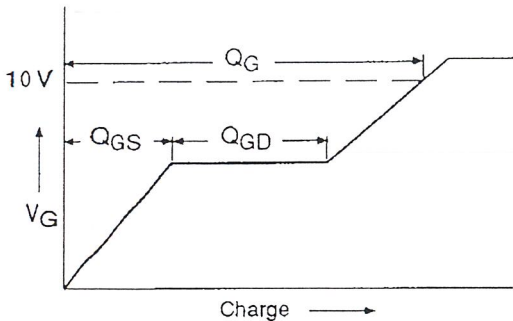


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

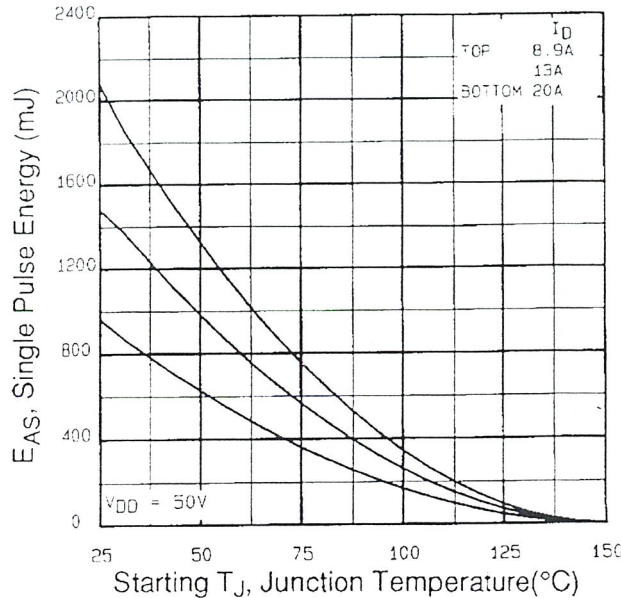


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

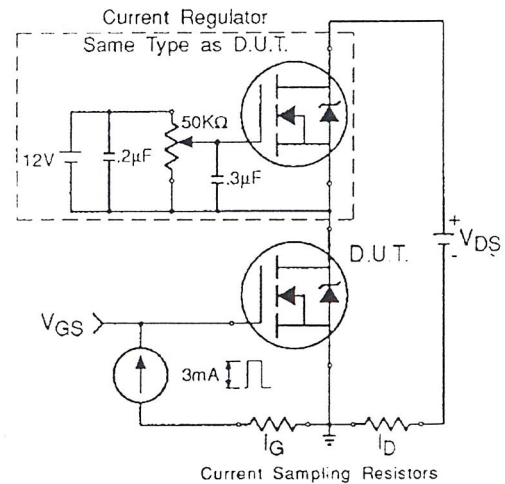


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

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

by Laszlo Balogh

INTRODUCTION

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

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

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

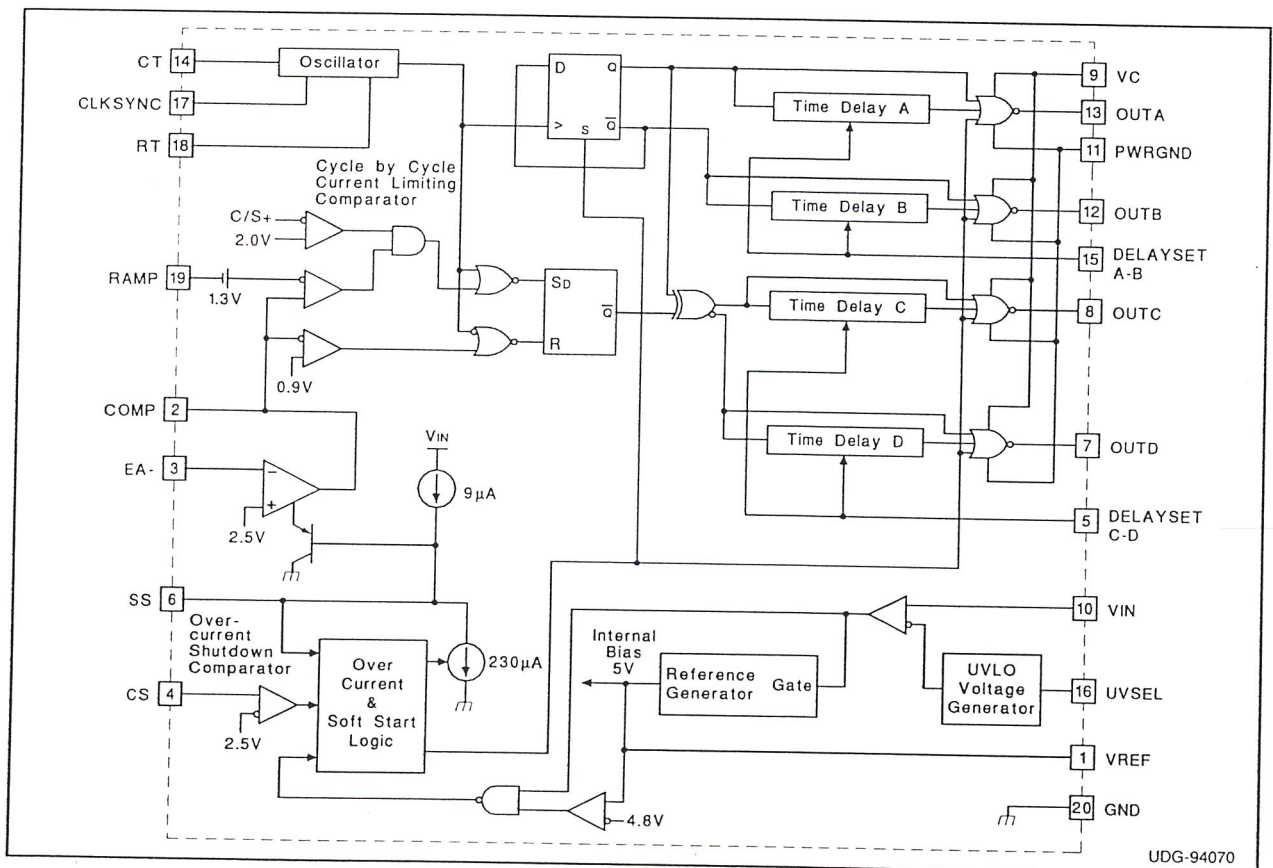


Figure 1. UC3879 Block Diagram

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

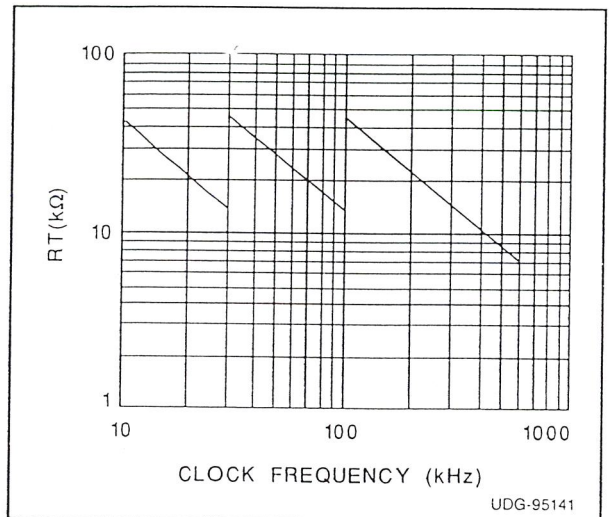


Figure 2. Timing Resistor (RT) vs. Oscillator Frequency

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

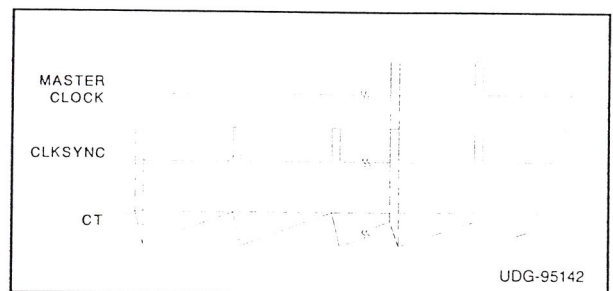


Figure 3. Oscillator Waveforms
a) Free-running; b) Synchronized Operation

Synchronization can be attained by driving the CLKSYNC pin from another UC3879 or by external circuitry as shown in Figure 4.

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

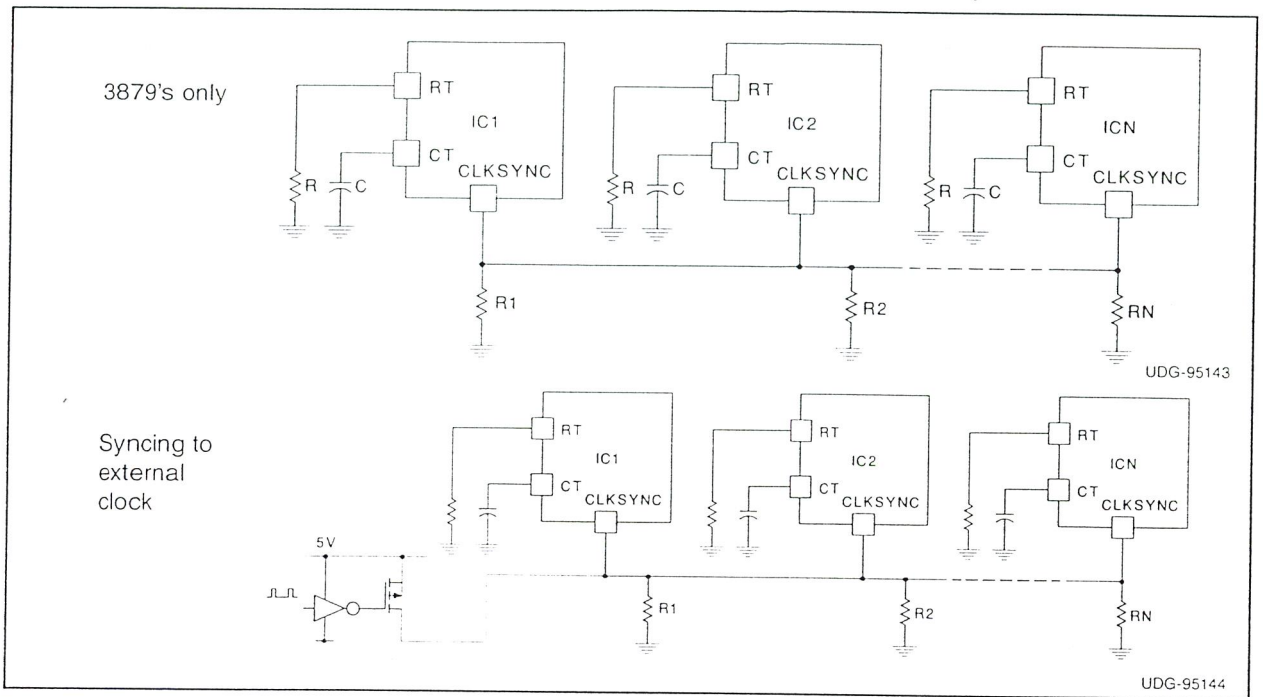


Figure 4. Typical Synchronization Schemes

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

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

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

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

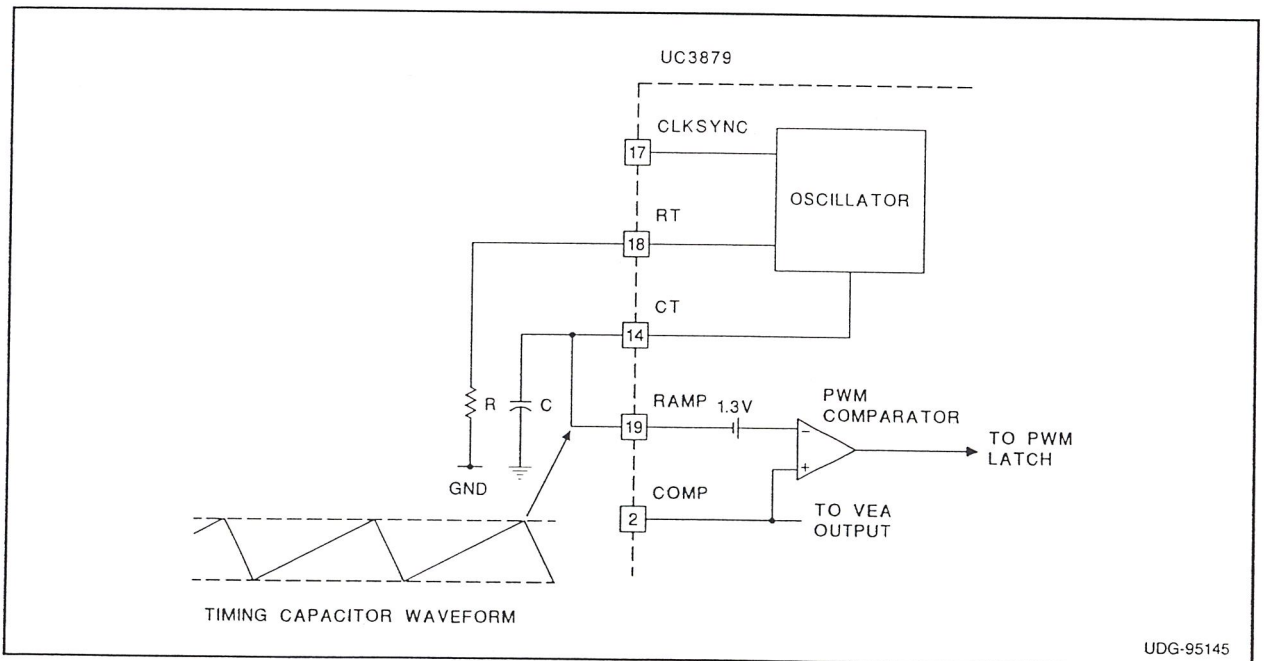


Figure 5. UC3879 with Voltage Mode Control

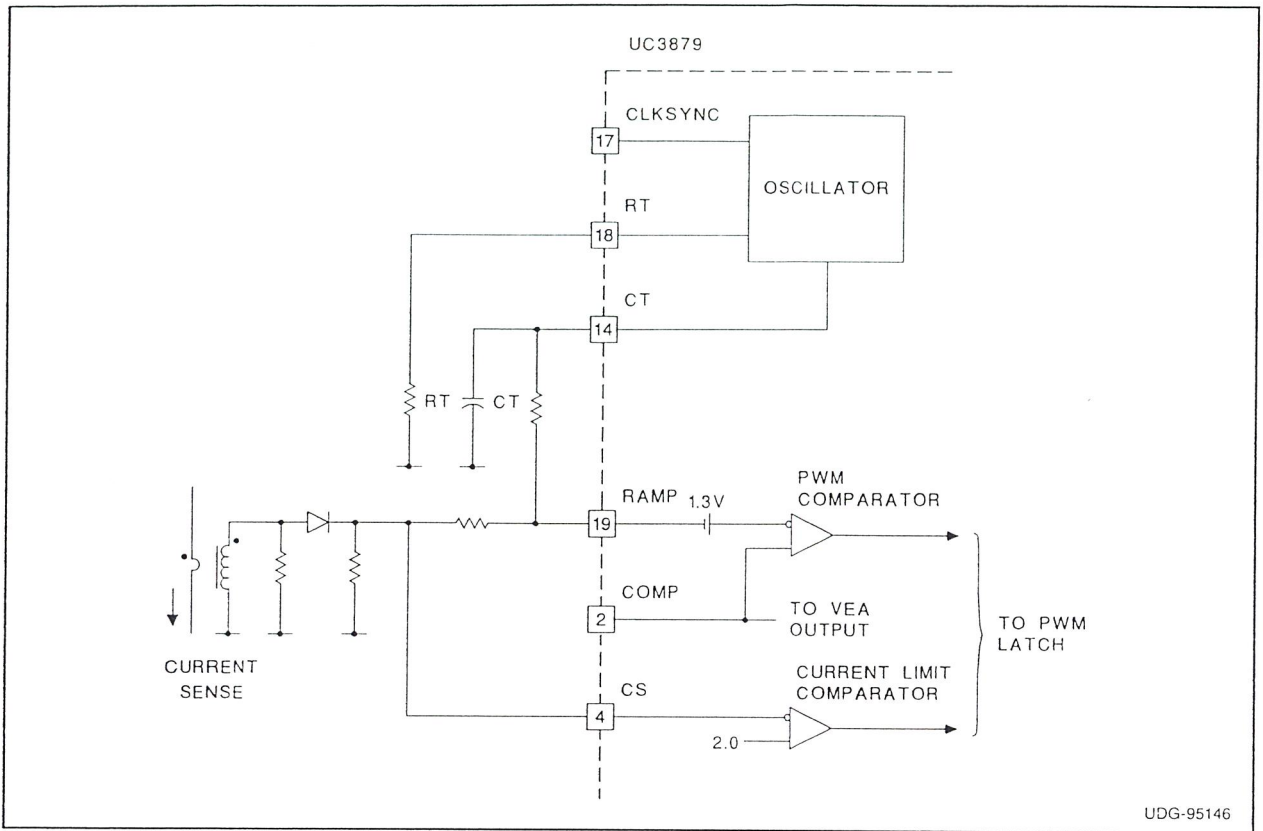


Figure 6. UC3879 with Peak Current Mode Control

depending on the exact implementation.

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

In current mode operation, the RAMP signal is the

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

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

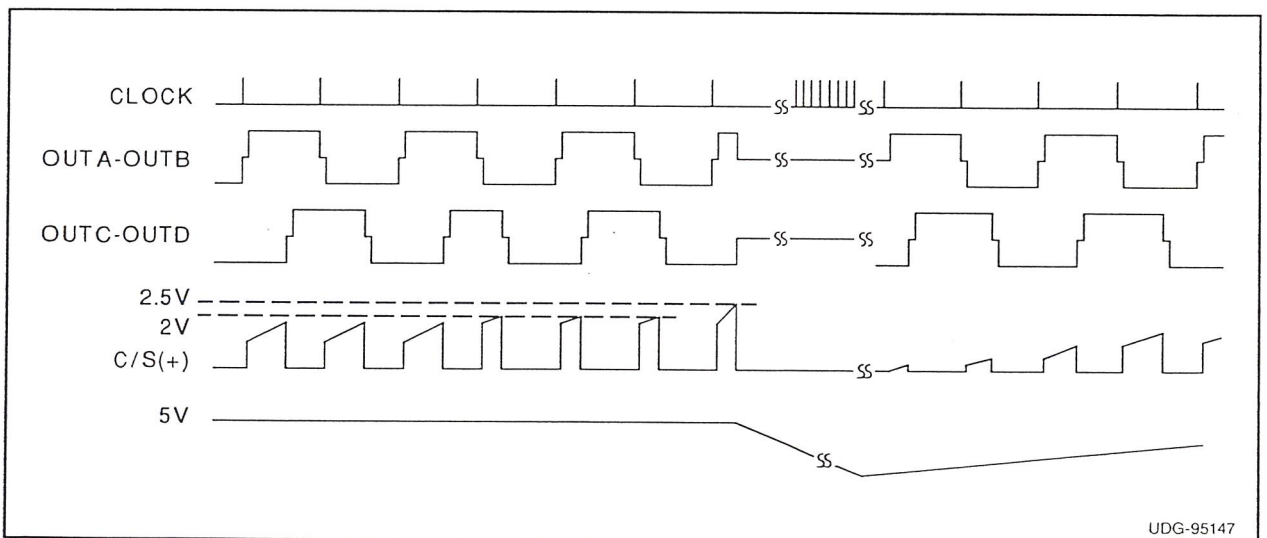


Figure 7. Operation of the Current Limiting Circuits (typical waveforms)

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

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

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

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

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

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

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

where

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

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

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

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

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

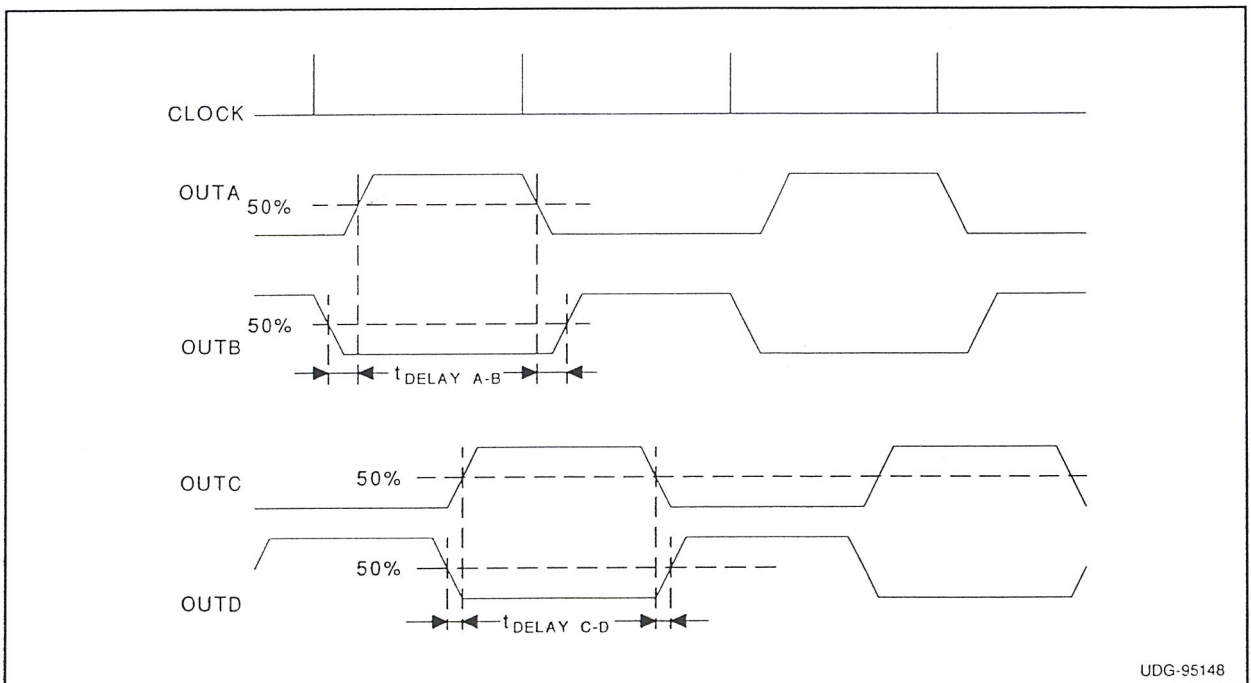


Figure 8. Output Timing Diagram for Steady State Operation

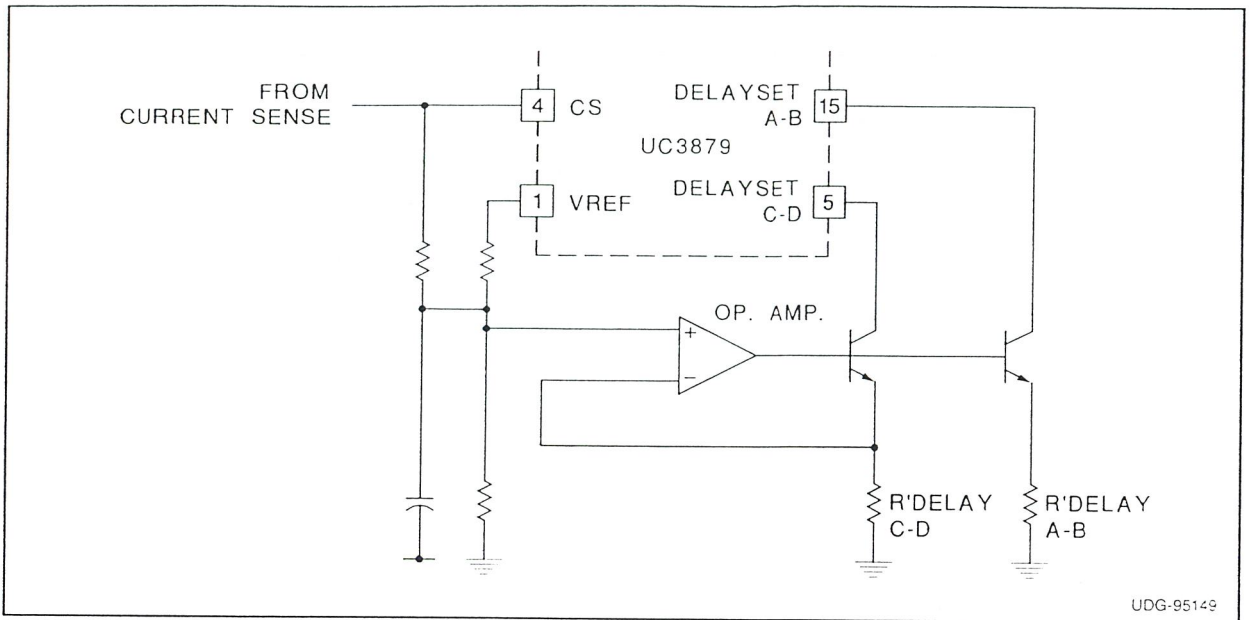


Figure 9. Adaptive Control of Delay Times

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

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

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

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

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

UC3879 VS. UC3875/6/7/8

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

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

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

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

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

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

SUPPLY CURRENT

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

OSCILLATOR SECTION

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

ERROR AMPLIFIER

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

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

CYCLE-BY-CYCLE CURRENT LIMITING

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

DELAY CIRCUITS

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

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

OUTPUT DRIVERS

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

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

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

UC3879 DESIGN FLEXIBILITY

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

SUMMARY

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

REFERENCES

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

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีตามวัตถุประสงค์ทั้งนี้เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจากบุคคลดังต่อไปนี้

1. รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ
2. ดร.วิจิตร กิณเรศ
3. อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย
4. คุณโรมัส ธรรมาธิฐาน
5. ร้านโชคชัยอิเล็กทรอนิกส์พหลาย

และโดยเฉพาะเพื่อนๆและพี่ทุกคนที่ได้มีส่วนร่วมในความสำเร็จและความล้มเหลวบ้างในบางครั้ง
สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทุกท่านที่ได้อบรมสั่งสอนให้ความรู้อันเป็นประโยชน์
แก่ข้าพเจ้าซึ่งจะได้นำความรู้ที่มีค่านี้ไปพัฒนาสังคมและประเทศชาติต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] ชนากร ศุภจินตกุล, “เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ใช้อินเวอร์เตอร์แบบสามสถานะ,” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2535.
- [2] L.Gragalics, J.A.Sabate, K.R.Wang, W.A.Tabisz, and F.C.Lee, “Design of a 10 kW, 500kHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating,” IEEE, PP 843-849, 1993.
- [3] J.M.HO, F.C.Juang, “A Practical PWM Inverter Control Circuitry for Induction Heating and Studying of the Performances under Load Variations,” IEEE, PP 294-299, 1998.
- [4] Satoshi Nagai, Eiji Hiraki, Yasuhiro Arai and Matsuo Nakaoka, “New Phase-Shift Soft-Switching PWM Series Resonant Inverter Topologies and Their Practical Evaluations,” IEEE, 1997.