



ปีการศึกษา 2540

แหล่งกำเนิดกำลังไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับการเหนี่ยวนำความร้อน
HIGH FREQUENCY POWER SOURCES FOR INDUCTION HEATING

โดย

นายเกรียงไกร แสงเทียน

นายธีรวิทย์ พวงผลา

นายนพคุณ ศรีเทพทิพย์

นายอนนต์ พงศ์วัฒนาเกียรติ

วัน เดือน ปี.....-5.ต.ค.2541
เลขทะเบียน.....038598
เลขเรียกหนังสือ.....T.40032 กษ๒๕๔๑

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐาภิรักษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

038598

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540


ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งกำเนิดกำลังไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับการเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ

1. นายเกรียงไกร แสงเทียน
2. นายธีรวิทย์ พวงผกา
3. นายนพคุณ ศรีเทพพิชญ์
4. นายอนนต์ พงศ์วัฒนาเกียรติ


อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งกำเนิดกำลังไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับการเหนี่ยวนำความร้อน

นายเกรียงไกร แสงเทียน

นายธีรวิทย์ พวงผกา

นายณพคุณ ศรีเทพทิพย์

นายอนนต์ พงศ์วัฒนาเกียรติ

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงสำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ อินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่นซึ่งใช้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ถูกใช้สร้างแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงที่จะจ่ายให้กับโหลดเหนี่ยวนำ วงจรภาระแบบอนุกรมรีโซแนนซ์ได้ถูกนำมาใช้งาน อินเวอร์เตอร์นี้จะทำงาน ณ จุดที่ตัวประกอบกำลังใกล้เคียงหนึ่ง โดยใช้เฟสล็อกในการควบคุม โดยไม่คำนึงถึงการเปลี่ยนแปลงของโหลด ทำให้เกิดกำลังสูงสุด ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบสูงสุด และทำให้ไม่เกิดแรงดันกระชากชั่วขณะที่มีมอสเฟตกำลังขณะหยุดนำกระแส เพราะว่าอินเวอร์เตอร์ทำงานในรูปแบบของจุดตัดกระแสศูนย์ การทำงานของเครื่องคือช่วง 50 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 200 กิโลเฮิรตซ์ ที่พิกัดภาระ 1.4 กิโลวัตต์แอมป์

HIGH FREQUENCY POWER SOURCES FOR INDUCTION HEATING

Kriengkrai Sangthien

Teeravit Pongpagar

Noppakun Srithethip

Anon Phongwatanakiat

Assc.Prof.Dr.Viriya Pichetjamroen Advisor

1997

ABSTRACT

This thesis presents a high frequency power sources for induction heating. The full bridge power mosfet inverter is used to produce the high frequency voltage to supply the heating load. The series resonance type is adopted at the load circuit . The inverter is operated at nearly unity power factor by phase-lock loop control irrespective of load variation. It produces the maximum power, maximum overall system efficiency and practically no voltage spikes on the mosfet at turn off because it operates at zero-crossing current in a switching mode. The operation is on 50 kHz - 200 kHz at the rated load of 1.4 kVA.

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	18
2.2.3 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน	22
2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับโครงสร้างทางโลหะ ของเหล็กผสมคาร์บอน	28
2.3.1 กลไกการชุบแข็ง	30
2.4 การเลือกความถี่ในการชุบแข็ง	31
2.5 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	34
2.6 หลักการรีโซแนนซ์	42
2.6.1 อนุกรมรีโซแนนซ์	42
2.6.2 รีโซแนนซ์ขนาน	47
บทที่ 3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงและการควบคุม	51
3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต	51
3.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส	52
3.1.2 ฟิลต์	53
3.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุต	53
3.1.4 ไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter)	53
3.1.5 เซอร์กิตเบรกเกอร์ (Circuit Breaker)	53
3.2 อินเวอร์เตอร์	54
3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร	54

3.2.2	การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์	55
3.2.3	ตัวเก็บประจุลีดคิง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตร	
	ฟลักซ์แม่เหล็ก	56
3.3	หม้อแปลงความถี่สูง	58
3.3.1	ลักษณะแกนที่ใช้	58
3.3.2	ขดลวดทองแดง	60
3.4	วงจรรระบบควบคุม	60
3.4.1	Voltage Control Oscillator	61
3.4.2	Phase Comparator	62
3.4.3	Low Pass Filter	63
3.4.4	Dead Time	63
3.4.5	Phase Detector	64
3.4.6	วงจรถูก Drive	65
บทที่ 4	การทดลอง	68
4.1	ผลของการต่อตัวเก็บประจุอนุกรมและขนานต่อการให้ความร้อน	68
4.2	ผลของความถี่และขนาดของชิ้นงานที่มีผลต่อการให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน	71
4.3	ผลของการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลดเหนี่ยวนำ	75
4.4	ผลกระทบของอุณหภูมิที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดเหนี่ยวนำ	78
4.5	ผลของการเปลี่ยนแปลงกระแสเมื่อความถี่คงที่	80
4.6	การควบคุมแบบติดตามความถี่โดยใช้ Phase Lock Loop	82
4.7	การหาประสิทธิภาพเครื่อง	86
4.8	ภาพสัญญาณต่าง ๆ	90
บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุป	95
	ภาคผนวก	
	กิตติกรรมประกาศ	
	เอกสารอ้างอิง	

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย	3
รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป	4
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน	4
รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่ชิ้นงาน	5
รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิว ของชิ้นงาน	6
รูปที่ 2.6 ประเภทการใช้งานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ในย่านความถี่ต่าง ๆ	7
รูปที่ 2.7 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานในอุดมคติ	8
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวชิ้นงาน	11
รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวชิ้นงาน	16
รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์โคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้ม สนามแม่เหล็กกับแรงดัน	16
รูปที่ 2.11 เฟสเซอร์โคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้ม สนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีตัวขดลวดไม่อุดมคติ	17
รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน	17
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสที่ระยะใด ๆ (J_r / J_R) กับระยะจากผิวชิ้นงาน (r / δ) โดยมี (R / δ) เป็นตัวพารามิเตอร์	20
รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ (d / δ)	21
รูปที่ 2.15 เฟสเซอร์โคอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ	22
รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว	23
รูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ ($2R / \delta$)	25
รูปที่ 2.18 ค่าความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ	27
รูปที่ 2.19 แผนภาพสมมูลย์เหล็กผสมคาร์บอน	29
รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความลึกผิวความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิว และระยะเวลาในการให้ความร้อนโดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์	31
รูปที่ 2.21 ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนกับขนาดชิ้นงาน	34
รูปที่ 2.22 พลิกซ์สนามแม่เหล็กที่คลี่ผ่านชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	35

รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก	37
รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า	38
รูปที่ 2.25 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_C รอบ	41
รูปที่ 2.26 การพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม LCR รีโซแนนซ์	42
รูปที่ 2.27 แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแสและมุมเฟสกับความถี่	43
รูปที่ 2.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R , V_C และ V_L กับความถี่	45
รูปที่ 2.29 รูปเฟสเซอร์ไออะแกรมของแรงดันในวงจร LCR รีโซแนนซ์	46
รูปที่ 2.30 แสดงเฟสเซอร์ไออะแกรมรูปคลื่นของกระแสที่จุดรีโซแนนซ์ของ วงจร LCR ขนาน	47
รูปที่ 2.31 แสดงวงจรปกติของการต่อแบบ LCR ขนาน	48
รูปที่ 2.32 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่	49
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบเครื่องโคจรวม	51
รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน	52
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	54
รูปที่ 3.4 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลา นำกระแสมากกว่า Q_2	56
รูปที่ 3.4 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลึอกกึ่ง C_0 เข้ามาในวงจร เพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์	57
รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ ตกคร่อมไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุลึอกกึ่ง C_0 คั่นเข้ามาในวงจร	57
รูปที่ 3.6 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของหม้อแปลง	59
รูปที่ 3.7 บล็อกไออะแกรมแสดงการควบคุมของเครื่องโดยใช้ Phase Lock Loop	61
รูปที่ 3.8 การเปรียบเทียบเฟส	62
รูปที่ 3.9 วงจรกรองสัญญาณ	63
รูปที่ 3.10 วงจรขจัดเนื้อพัลส์	63
รูปที่ 3.11 วงจรของระบบการควบคุม	64
รูปที่ 3.12 วงจรขับเคลื่อน	65
รูปที่ 3.13 ส่วนประกอบวงจรกำลัง	66
รูปที่ 3.14 วงจรระบบการควบคุม	67

รูปที่ 4.1 กราฟแสดงการเพิ่มของอุณหภูมิกับเวลาเมื่อชิ้นงานขนาด 21.10 มม. และ ตัวเก็บประจุ 7.7 μF ต่ออนุกรมและขนาน	69
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงการเพิ่มของอุณหภูมิกับเวลาเมื่อชิ้นงานขนาด 23.15 มม. และ ตัวเก็บประจุ 7.7 μF ต่ออนุกรมและขนาน	70
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาการให้ความร้อนของชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. ที่ทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ต่างกัน เมื่อแรงดันเท่ากัน	72
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาการให้ความร้อนของชิ้นงาน ขนาด 23.15 มม. ที่ทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ต่างกัน เมื่อแรงดันเท่ากัน	73
รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาการให้ความร้อนของชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. ที่ทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ต่างกัน แต่ค่ากระแสเท่ากัน	74
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของโหลดเมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง และมีจูลรีโซแนนซ์ต่างกัน	77
รูปที่ 4.7 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนียวนำเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นของชิ้นงาน ที่มีขนาดต่างกัน	79
รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของการลดลงของกระแสกับการเพิ่มของอุณหภูมิ ของชิ้นงานที่มีขนาดแตกต่างกัน	81
รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของเวลาในการให้ความร้อนกับอุณหภูมิเมื่อมีการ ควบคุมแบบต่าง ๆ	84
รูปที่ 4.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสโหลดเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นเมื่อมีการ ควบคุมแบบต่าง ๆ	85
รูปที่ 4.11 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเครื่องเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น	88
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณขั้วเกิดของอินเวอร์เตอร์	90
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานที่ ความถี่รีโซแนนซ์	91
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณแรงดันคกคร่อมมอสเฟต (V_{DS}) ขณะทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์	91
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงาน ที่ความถี่สูงกว่ารีโซแนนซ์กระแสล้าหลังแรงดัน	92
รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณแรงดันคกคร่อมมอสเฟต (V_{DS}) ขณะทำงานที่ความถี่สูงกว่า รีโซแนนซ์	92

รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานที่ ความถี่ต่ำกว่ารีโซแนนซ์กระแสหน้าแรงดัน	93
รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอสเฟต (V_{DS}) ขณะทำงานที่ความถี่ต่ำกว่า รีโซแนนซ์	93
รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขดลวดและตัวเก็บประจุ	94
รูปที่ 4.20 แสดงชิ้นงานขณะได้รับความร้อนโดยอาศัยวิธีการเหนี่ยวนำ	94



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าสัมประสิทธิ์ α และความต้านทานจำเพาะ ρ ที่ 20°C	26
ตารางที่ 2.2 ระดับความถี่ผิวและช่วงความถี่ในการชุบแข็งชิ้นงานที่เหมาะสม	33
ตารางที่ 4.1 การเพิ่มของอุณหภูมิเมื่อใช้ชิ้นงาน 21.10 มม. กับตัวเก็บประจุ $7.7\ \mu\text{F}$ และมีการต่อโหลดแตกต่างกัน	69
ตารางที่ 4.2 การเพิ่มของอุณหภูมิเมื่อใช้ชิ้นงาน 23.15 มม. กับตัวเก็บประจุ $7.7\ \mu\text{F}$ และมีการต่อโหลดแตกต่างกัน	70
ตารางที่ 4.3 การเพิ่มของอุณหภูมิเมื่อใช้ชิ้นงานขนาด 21.10 มม. เมื่อความถี่ใช้งานต่างกัน แรงดันอินพุตเท่ากัน	72
ตารางที่ 4.4 การเพิ่มของอุณหภูมิเมื่อใช้ชิ้นงานขนาด 23.15 มม. เมื่อความถี่ใช้งานต่างกัน แรงดันอินพุตเท่ากัน	73
ตารางที่ 4.5 การเพิ่มของอุณหภูมิเมื่อใช้ชิ้นงานขนาด 21.10 มม. เมื่อความถี่ใช้งานต่างกัน กระแสเท่ากัน	74
ตารางที่ 4.6 การดึงกระแสของโหลดเมื่อชิ้นงานขนาด 21.10 มม. และมีการปรับความถี่ เมื่อจุกรีโชนแชนซ์ต่างกัน	76
ตารางที่ 4.7 การเปลี่ยนแปลงของโหลดเมื่ออุณหภูมิสูง	78
ตารางที่ 4.8 การเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนียวนำเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น เมื่อชิ้นงานขนาด ต่างกัน	79
ตารางที่ 4.9 การลดลงของกระแส โหลด เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นขณะที่ความถี่คงที่ของชิ้นงาน ที่มีขนาดแตกต่างกัน	81
ตารางที่ 4.10 ผลของการลดลงของกระแสเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นเมื่อมีการควบคุม แบบต่าง ๆ	83
ตารางที่ 4.11 เวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนของการควบคุมแบบต่าง ๆ	83
ตารางที่ 4.12 การลดลงของกระแสเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบต่าง ๆ	84
ตารางที่ 4.13 แสดงประสิทธิภาพของเครื่องขณะที่มีการควบคุมความถี่ตาม การเปลี่ยนแปลงของโหลด	87
ตารางที่ 4.14 แสดงประสิทธิภาพของเครื่องขณะที่ความถี่คงที่	87
ตารางที่ 4.15 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพเมื่อมีการควบคุมความถี่และความถี่คงที่	88

VIII

ตารางที่ 4.16 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิกับเวลาเมื่อมีการควบคุมความดี และ ไม่ควบคุม
ความดี

89

ตารางที่ 4.17 แสดงประสิทธิภาพของเครื่องโดยเฉลี่ย

90



บทที่ 1

บทนำ

เมื่อไม่กี่ปีมานี้ ได้มีการใช้กระแสและแรงดันความถี่สูงเพิ่มขึ้นอย่างมาก สำหรับวิธีการให้ความร้อนกับโลหะ เช่น ในกระบวนการชุบแข็ง, การเชื่อม และการหลอมโลหะ ดังนั้น จึงเป็นประเด็นที่สำคัญที่จะมุ่งพัฒนาอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ที่จะสามารถจ่ายกำลังความถี่สูงสำหรับการเหนี่ยวนำที่โหลด โดยอินเวอร์เตอร์จะถูกใช้สร้างกระแสความถี่สูง ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนบนชิ้นงานโดยตรง ทำให้มีประสิทธิภาพของการให้ความร้อนสูงโดยสามารถควบคุมตำแหน่งและลักษณะการให้ความร้อนได้ง่าย และที่สำคัญที่สุดคือลดปัญหาภาวะที่เกิดจากการเผาเชื้อเพลิงซึ่งเป็นปัญหาหลักของโลกเราในทุกวันนี้ที่ทุก ๆ คนควรมีส่วนรับผิดชอบ โดยเฉพาะอย่างยิ่งวิศวกรซึ่งเป็นผู้ใช้เทคโนโลยี

หลังจากที่ฟาราเดย์ได้ค้นพบทฤษฎีการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า และได้นำมาใช้ทำเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ เช่น เครื่องกำเนิดไฟฟ้า มอเตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้า เราพบว่า เราสามารถส่งผ่านพลังงานโดยใช้สนามแม่เหล็กเป็นตัวเชื่อมโยงได้ ถ้าเราศึกษาถึงเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหล่านี้ เราก็จะพบว่าในการใช้สนามแม่เหล็กส่งถ่ายพลังงานจะมีการสูญเสียชนิดหนึ่งในรูปของสนามแม่เหล็กนั่นก็คือ การสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (Eddy Current loss) และ การสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส (hysteresis loss) ซึ่งจะเกิดขึ้นในเนื้อสารที่ใช้สร้างทางเดินแม่เหล็กของเครื่องจักรกลไฟฟ้า การสูญเสียนี้จะอยู่ในรูปของความร้อน ซึ่งการสูญเสียเหล่านี้เราไม่ต้องการและพยายามหลีกเลี่ยงด้วยวิธีการออกแบบและเลือกวัสดุที่ใช้สร้างเครื่องกลไฟฟ้า แต่ถ้าเรามองจุดนี้ให้เป็นประโยชน์ก็จะสามารถนำมาใช้ในการให้ความร้อนกับชิ้นงาน โดยใช้การเหนี่ยวนำแม่เหล็กได้เป็นอย่างดี ถ้ามองหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นหลักจะพบว่า มีขดลวดที่ใช้สร้างสนามแม่เหล็กและเปรียบแกนเหล็กของหม้อแปลงเป็นชิ้นงาน เราจะต้องคิดว่าจะทำอย่างไรจึงจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นบนแกนเหล็กให้มากที่สุด หรือให้มีการสูญเสียในแกนเหล็ก (Core loss) สูงสุดจากสมการการสูญเสียในแกนเหล็ก ที่ประกอบด้วยการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน กับ การสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส คือ

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

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

จากสมการจะเห็นตัวประกอบ 2 ตัวที่เป็นตัวกำหนดความสูญเสียในแกนเหล็ก คือ ค่าของความถี่ (f) และค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B_{max}) ถ้าทั้ง 2 ตัวนี้มีค่ามากก็จะทำให้เกิดความร้อนมากยิ่งขึ้นแต่อย่างไรก็ตามในการจะออกแบบยังต้องคำนึงวัตถุประสงค์ของการทำงานเป็นสำคัญเพราะที่ความถี่ และความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูง ๆ ต้องคำนึงถึงปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และฟลักซ์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นำมาใช้งานเป็นสวิทช์ ประกอบกัน

สำหรับตัวเครื่องนี้มีวัตถุประสงค์สำหรับการให้ความร้อนในการชุบแข็งบริเวณผิวเหล็กจึงออกแบบให้สามารถจ่ายความถี่สูง เพื่อจะได้ไม่ต้องใช้กระแสมากในการสร้างความร้อนเป็นการลดฟลักกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

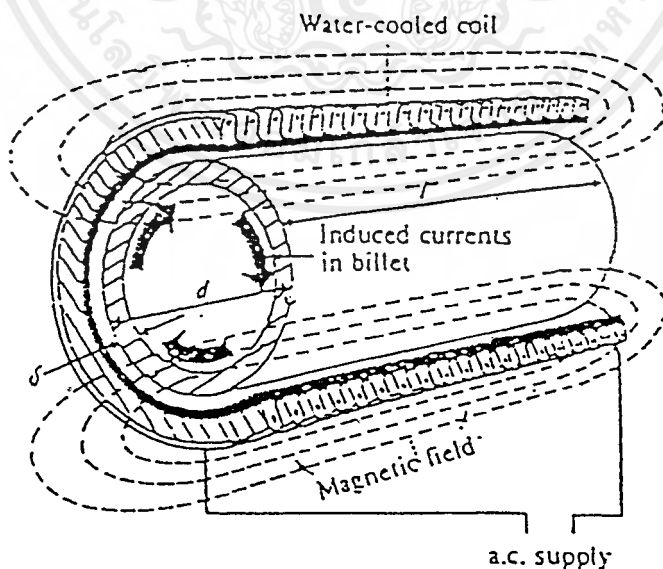
เราพบว่า โดยคุณลักษณะของโหลดที่เป็นขดลวด (Inductor) จะทำให้กระแสล้าหลังแรงดันเกือบ 90° ซึ่งจะทำให้ตัวประกอบกำลัง (power factor) มีค่าต่ำ ดังนั้น ในการออกแบบชุดโหลด จึงต้องใช้ตัวเก็บประจุ (Capacitor) ต่อร่วมด้วย เพื่อแก้ค่าตัวประกอบกำลังเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพ แต่อย่างไรก็ตามในขณะที่ให้ความร้อนกับชิ้นงานคุณลักษณะของโหลดเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น แต่เราไม่สามารถเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุได้ แต่เราสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ให้เป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้ โดยในโครงงานนี้จะให้ Phase Lock Loop (PLL) ในการติดตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่ที่ตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงหนึ่งมากที่สุด

บทที่ 2

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

2.1 บทนำ

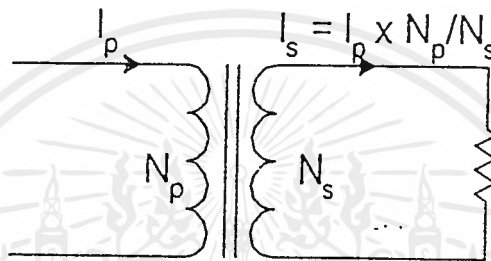
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating) เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์ทั้งทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกัน โดยมีสาเหตุมาจากการเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect) และ การถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer) จากสาเหตุมูลฐานทั้งสาม สามารถอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเข้าสู่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน กระแสไฟฟ้าสลับจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กคดโค้งผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ถ้าชิ้นงานเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่คดโค้งผ่านชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหล โดยกระแสส่วนมากจะไหลผ่านชิ้นงานในระดับความลึกผิว (Skin Depth) กระแสที่ไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิด จะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปบริเวณอื่น โดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพาความร้อนและการนำความร้อน



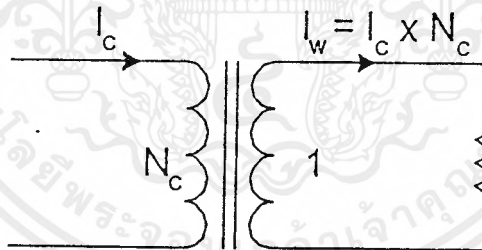
รูปที่ 2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.1 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย ถ้าวางชิ้นงานไว้ในขดลวดหรือใกล้กับขดลวด ชิ้นงานนั้นจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น พิจารณาทั้งระบบเป็นหม้อแปลงหนึ่งชุด ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนชิ้นงานจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลงที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบ และมีโหลดค้อยู่ในลักษณะเกือบลัดวงจร เพราะความต้านทานสมมูลย์ของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน

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

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

โดยที่ N_c คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังสูญเสียเป็นความร้อนในชิ้นงานมีค่าเท่ากับ

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

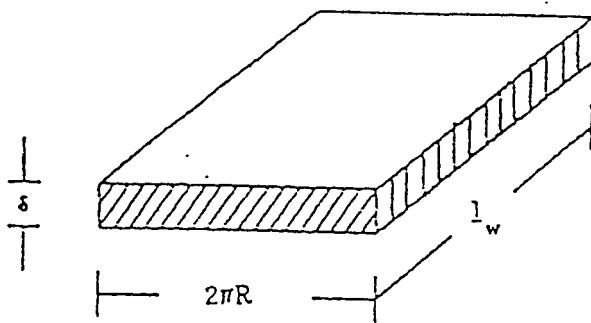
โดยที่ R_w คือความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน

รูปที่ 2.1 แสดงทิศทางการไหลของกระแสชิ้นงาน จากปรากฏการณ์ผิว ถ้าพิจารณาว่า กระแสโดยส่วนมากไหลอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน ได้ดังรูปที่ 2.4 เมื่อทำการคลี่ชิ้นงานออกความต้านทานของชิ้นงานจะมีค่า

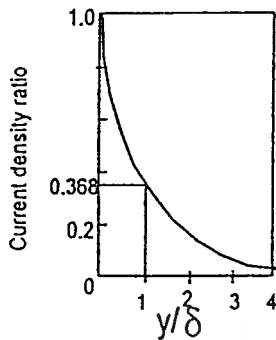
$$R_w = \frac{2\pi R \rho}{\delta l_w} \tag{2.3}$$

- โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน
- δ คือ ความลึกผิว $= \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$
- μ คือ ค่าความขบขี้มของชิ้นงาน และ f, ω คือ ค่าความถี่
- R คือ รัศมีของชิ้นงาน
- l_w คือ ความยาวของชิ้นงานซึ่งเท่ากับความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.3) ความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับ สภาพความต้านทาน ความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของชิ้นงานด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลี่ชิ้นงาน



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน

รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน เนื่องจากปรากฏการณ์ผิว จึงทำให้ความหนาแน่นมีความสัมพันธ์กับระยะทางจากผิวเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล ที่ระดับความลึกผิว ความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่นของกระแสที่ผิวชิ้นงาน จึงประมาณว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้

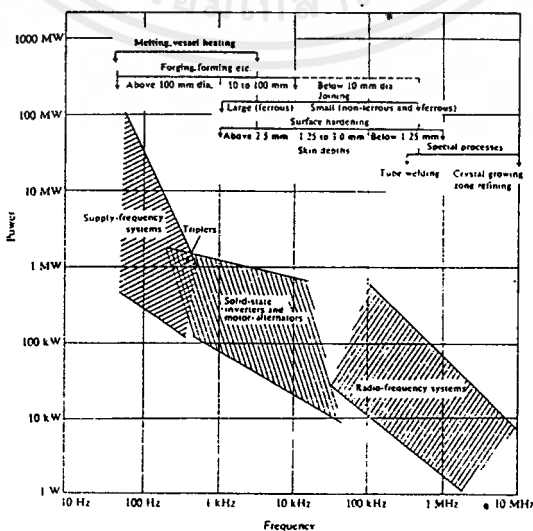
ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะพบว่า ไม่มีการใช้แหล่งความร้อนจากภายนอกแต่ใช้ชิ้นงานเป็นแหล่งความร้อนของตนเอง อีกทั้งชิ้นงานก็ไม่จำเป็นที่จะสัมผัสกับขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก การให้ความร้อนในลักษณะนี้จึงสามารถทำได้สะดวก นอกจากนี้ยังสามารถทำให้เกิดความร้อนในเฉพาะบริเวณที่ต้องการทั้งสามารถควบคุมระยะเวลาในการให้ความร้อนได้ ถ้าเป็นงานลักษณะชุบแข็งที่ผิวยังสามารถเลือกระดับความลึกผิวที่ต้องการชุบแข็งได้ โดยเลือกความถี่ที่ใช้งานให้เหมาะสมกับความต้องการ ระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่มีใช้ปัจจุบันสามารถจำแนกได้ตามลักษณะการกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ และช่วงความถี่ในการใช้งานได้ดังนี้

1. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ไฟจากโรงไฟฟ้าโดยตรง แรงดันไฟฟ้าจากโรงไฟฟ้ามีความถี่ค่อนข้างต่ำ จึงทำให้ระดับความลึกผิวในการให้ความร้อนมีค่ามาก ในบางกรณีอาจใช้หม้อแปลงที่ไม่อิ่มตัว ทวีคูณความถี่ เพื่อนำฮาร์มอนิกที่ 3 หรือ ฮาร์มอนิกที่ 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. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบสติก เนื่องจากเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้มอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเป็นพลวัต มีขีดจำกัดทางกลศาสตร์ ทำให้ไม่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงมากได้ เครื่องให้ความร้อนแบบสติก จะใช้สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำจำพวกทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง หรือพวกริซิสเตอร์ เพื่อแปลงผันพลังงานให้เป็นไฟสลับอีกครั้งที่มีความถี่สูงขึ้น โดยใช้วงจรรีโวลเวอร์เตอร์ เครื่องให้ความร้อนแบบสติกนี้ สามารถสร้างความถี่ที่ใช้ในการชุบแข็ง ได้ตั้งแต่ความถี่ค่อนข้างต่ำจนกระทั่งความถี่สูงๆระดับร้อยกิโลเฮิรตซ์ การใช้งานเครื่องให้ความร้อนแบบนี้จะมีลักษณะเดียวกับเครื่องให้ความร้อนที่ใช้มอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

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



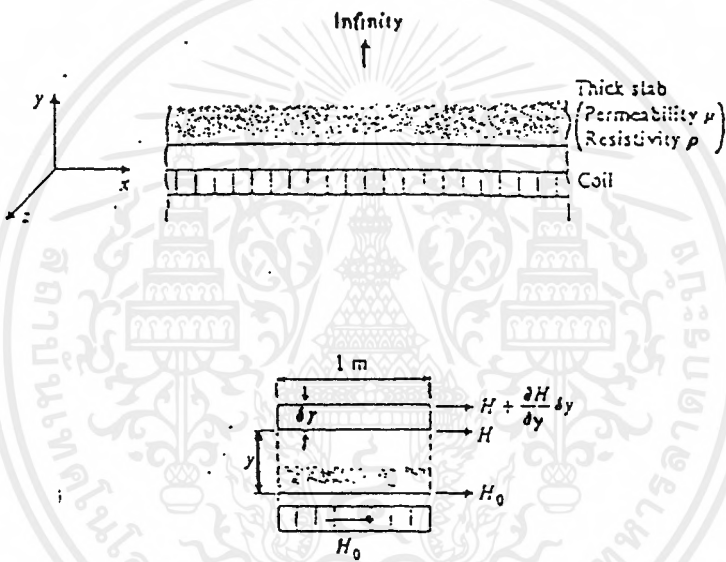
รูปที่ 2.6 ประเภทการใช้งานของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในย่านความถี่ต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 เทียบได้กับโหนดทรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ ในที่นี้สมมติว่าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ที่ผิว ชิ้นงานมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น H_0 เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับชิ้นงาน มาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน โดยความ เข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และสร้างกระแสเหนี่ยวนำขึ้น ที่ผิวชิ้นงานตามแกน Z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวกเตอร์ ในที่นี้จะสมมติเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานดังนี้

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

$$H_Y = 0 \quad (2.4)$$

$$H_Z = 0$$

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

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

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

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

เขียนสมการใหม่ได้

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

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

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

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

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

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

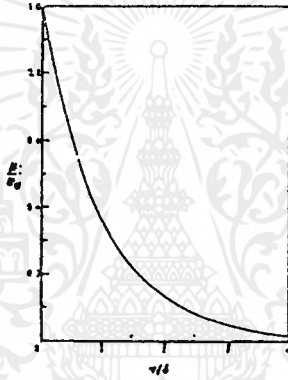
แต่ $\sqrt{2j} = \pm(1+j)$ ดังนั้น

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

ใช้ค่าตอบเฉพาะส่วนจริง

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

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



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.16) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง สัดส่วนของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะใด ๆ กับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.8 ถ้ากำหนดให้ความลึกผิวแทนด้วยสัญลักษณ์ ความลึกผิวนี้จะมีค่า $\sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}}$ จะเห็นว่าที่ระดับความลึกผิว ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเพียง 0.368 ของค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ส่วนค่าความหนาแน่นกระแส ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก และฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถคำนวณได้ตามความสัมพันธ์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.17)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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 $\frac{\pi}{4}$ เมื่อ $y = 0$

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

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

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

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

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้า จากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังนี้

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

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

จากผลเฉลยจากข้างต้นจะพบว่าปริมาณ \vec{H} ; \vec{B} ; \vec{j} และ \vec{E} จะมีลักษณะที่เหมือนกันคือเป็นไปตามปรากฏการณ์ผิว และจากความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่ากระแสรวมความยาวได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ใช้เฉพาะส่วนจริง

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

จากสมการที่ (2.31) จะเห็นว่ากระแสต่อหนึ่งความยาวมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ซึ่งสอดคล้องกับกฎฟาราเดย์ที่ว่า

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

$$H(xl) = I$$

หรือ
$$I = H_{om} \cos \omega t$$

จากที่กล่าวมาเมื่อมีกระแสไหลในชิ้นงานย่อมเกิดความร้อนขึ้น กำลังสูญเสียต่อ 1 ตารางเมตรที่ผิวชิ้นงานจะมีค่า

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

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบในการหาค่ากำลังสูญเสีย ต่อหนึ่งพื้นที่ จึงต้องหาค่าเฉลี่ยกำลัง 1 คาบเวลาด้วยสมการที่ (2.33) จึงเป็น

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

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

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

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

แต่จาก

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

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

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

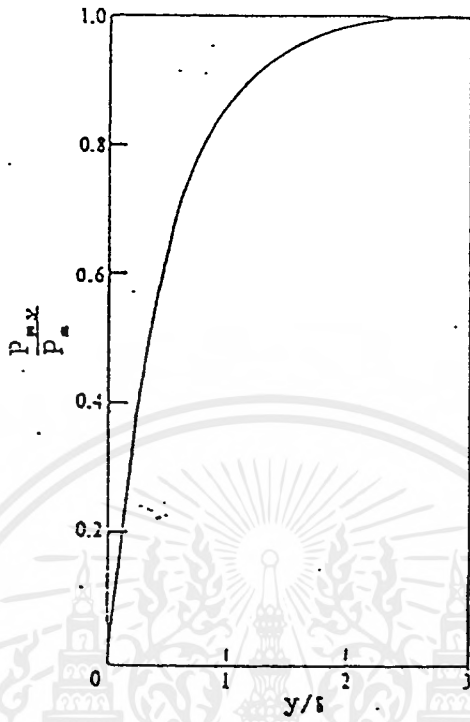
โดยที่ H_0 คือค่าอาร์เอ็มเอส ของ H_{om} ถ้าให้ P_{sy} คือกำลังสูญเสียของชิ้นงานจากผิวถึงระดับความลึก y สัดส่วนของ P_{sy} กับ P_s แสดงดังสมการที่ (2.37) และความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ P_{sy} และ P_s กับสัดส่วนของระยะทางจากผิวและความลึกผิวแสดง ดังรูปที่ 2.9 จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก สามารถหาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมต่อหนึ่งความยาวและค่าแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้าที่เ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

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

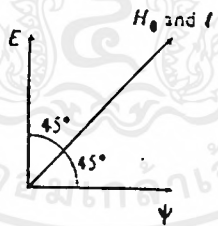
$$\phi = \text{Re al} \left[\mu H_{om} \int_0^\infty \exp(j\omega t - (1+j)y) dy \right] \quad (2.38)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวชิ้นงาน



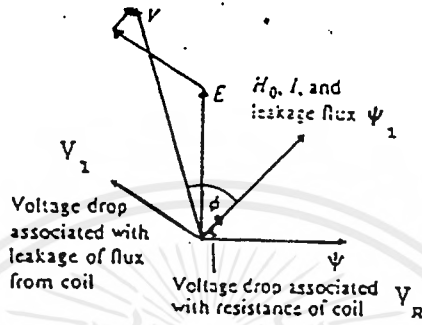
รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน

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

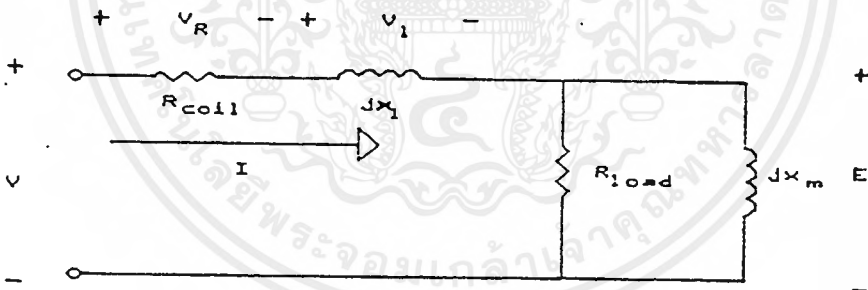
$$E = -\frac{\mu N}{\alpha\sqrt{2}} H_{om} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



รูปที่ 2.11 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.39) และสมการที่ (2.41) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมจะเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_{om} และมุมเฟสจะล้าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\frac{\pi}{4}$ และแรงดันที่เกิดขึ้นจะนำหน้ากระแสผลรวมอยู่ $\frac{\pi}{4}$ จากความสัมพันธ์ที่กล่าวสามารถนำไปเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูป 2.10 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะพบว่าในกรณีที่ชิ้นงานเป็นลักษณะอุดมคติ วงจรทางไฟฟ้าจะมีตัวประกอบกำลังเป็นแบบล้าหลังที่มีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนของจริง และส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลย์มีค่าเท่ากัน แต่ความเป็นจริงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งทำให้ตัว

เอเคส... การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบกำลังของระบบเลวลง และตัวคลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวเองอยู่แล้ว ทำให้เฟสเซอร์โอดีแแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 2.11 และสามารถเขียนวงจรมมูลย์ทางไฟฟ้าของระบบได้ ดังรูปที่ 2.12

2.2.2 การเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานทรงกระบอก

การพิจารณาการเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานอุดมคติ จะต่างกับในทางปฏิบัติเพราะชิ้นงานมีขอบเขตที่จำกัด ในที่นี้จะพิจารณาชิ้นงานที่มีลักษณะทรงกระบอก เพื่อความสะดวกจะใช้พิกัดทรงกระบอก

สมมติให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ $H = H_m \cos \omega t$

สมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในพิกัดทรงกระบอกคือ

$$\frac{d^2 H}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dH}{dr} - k^2 H = 0 \quad (2.42)$$

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

$$H = A I_0(kr) + B K_0(kr) \quad (2.44)$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



โดยที่ H_R คือความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานและ H_r คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะ r จากศูนย์กลางชิ้นงาน และสามารถคำนวณความหนาแน่นกระแสได้ดังนี้

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

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

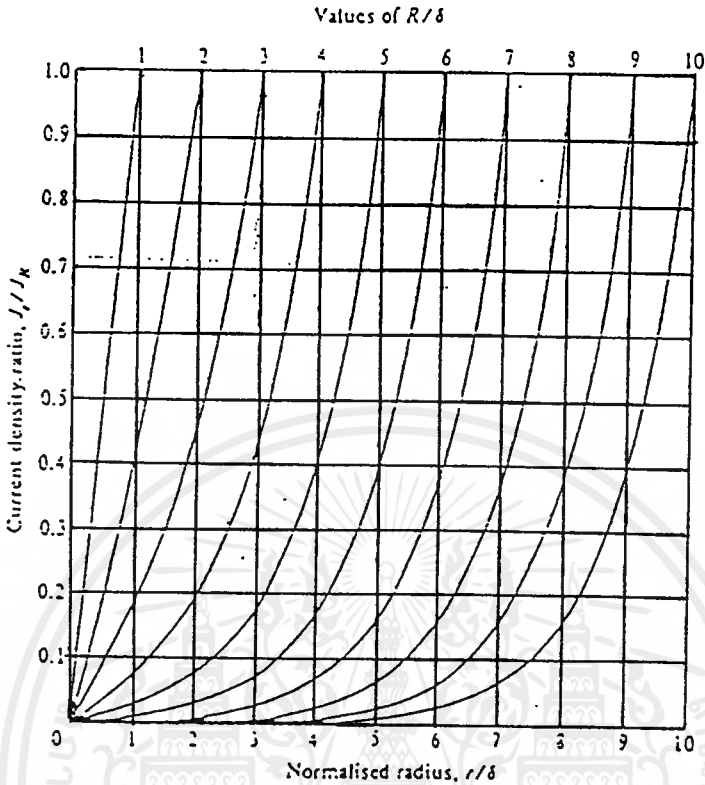
$$\left| \frac{J_r}{J_R} \right| = \sqrt{\frac{(\text{ber}'\sqrt{2\alpha r} + j\text{bei}'\sqrt{2\alpha r})^2}{(\text{ber}'\sqrt{2\alpha R} + j\text{bei}'\sqrt{2\alpha R})^2}} \quad (2.48)$$

จากสมการข้างต้นสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ $\left| \frac{J_r}{J_R} \right|$ กับ $\frac{r}{\delta}$ โดยมี $\frac{R}{\delta}$ เป็นตัวพารามิเตอร์ ดังรูปที่ 2.13 และสามารถหาฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมได้ดังสมการ (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 ถ้าจัดรูปสมการใหม่จะได้



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสที่ระยะใด ๆ $\left(\frac{J_r}{J_R}\right)$ กับระยะจากผิวชั้นงาน $\left(\frac{r}{\delta}\right)$ โดยมี $\left(\frac{R}{\delta}\right)$ เป็นตัวพารามิเตอร์

$$\phi_R = \mu H_{R_{un}} A_w (q - jp) = \phi_q - \phi_p \tag{2.51}$$

โดยที่

$$q = \frac{\sqrt{2} \operatorname{ber}' \sqrt{2\alpha R} \operatorname{ber} \sqrt{2\alpha R} - \operatorname{ber} \sqrt{2\alpha R} \operatorname{ber}' \sqrt{2\alpha R}}{\alpha R \operatorname{ber}^2 \sqrt{2\alpha R} + \operatorname{bei}^2 \sqrt{2\alpha R}} \tag{2.52}$$

$$p = \frac{\sqrt{2} \operatorname{bei}' \sqrt{2\alpha R} \operatorname{ber} \sqrt{2\alpha R} - \operatorname{ber}' \sqrt{2\alpha R} \operatorname{ber} \sqrt{2\alpha R}}{\alpha R \operatorname{ber}^2 \sqrt{2\alpha R} + \operatorname{bei}^2 \sqrt{2\alpha R}} \tag{2.53}$$

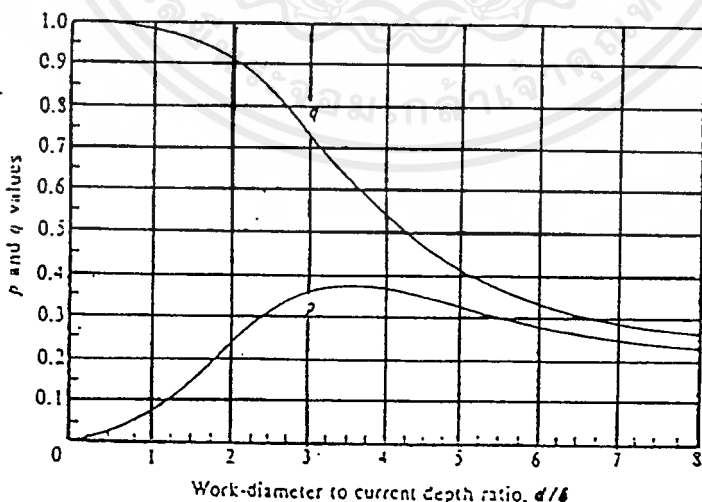
และ $A_w = \pi R^2$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

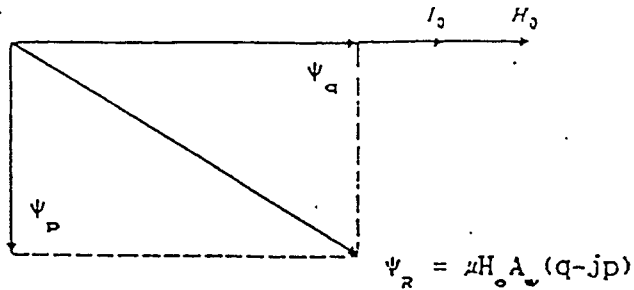
$$\frac{P_w}{l_w} = 2\pi \rho \alpha^2 H_{Rm}^2 \int_0^R \frac{(\text{ber}'^2 \sqrt{2\alpha r} + \text{bei}'^2 \sqrt{2\alpha r}) dr}{\text{ber}^2 \sqrt{2\alpha R} + \text{bei}^2 \sqrt{2\alpha R}} \quad (2.55)$$

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



รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ $\frac{d}{\delta}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 เฟสเซอร์ไคอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ

หรือสามารถเขียนสมการ (2.56) ใหม่ได้ว่ากำลังสูญเสียของชิ้นงานเท่ากับ

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

หรือกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวชิ้นงาน

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

จากสมการพลักซ์ผลรวมของสนามแม่เหล็กในชิ้นงานจะล้าหลัง 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f คือค่าความถี่ที่ใช้งาน

สำหรับชิ้นงานที่เป็นแท่งโลหะทรงกระบอกรัศมี R ให้

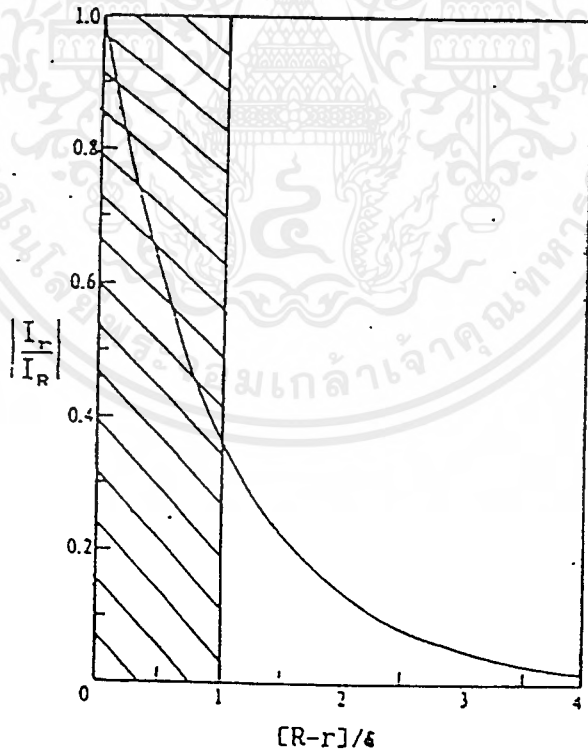
I_R คือค่ากระแสที่ผิวชิ้นงาน

I_r คือค่ากระแสที่ระยะใด ๆ จากจุดศูนย์กลาง

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

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

ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว

กระแสที่ไหลในชิ้นงานได้จากการอินทิเกรต กระแสที่รัศมีใด ๆ กับความลึกกระแสที่ได้จะมีค่าเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟดังรูปที่ 2.16 แต่อย่างไรก็ตามพื้นที่ใต้กราฟดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับพื้นที่ที่แรเงากล่าวอีกนัยหนึ่ง ได้ว่าถึงแม้ว่ากระแสที่ไหลในชิ้นงานมีความสัมพันธ์กับระยะทางเป็นเอกซ์โพเนนเชียล แต่เหมือนกับว่ามีกระแสคงที่ขนาด I_R ไหลอยู่ที่ผิวชิ้นงานในระดับความลึก δ ถ้าชิ้นงานมีความยาว l_w แล้วมีความต้านทานสมมูลที่กระแสคงที่ขนาด I_R ไหลผ่านจะมีค่า

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

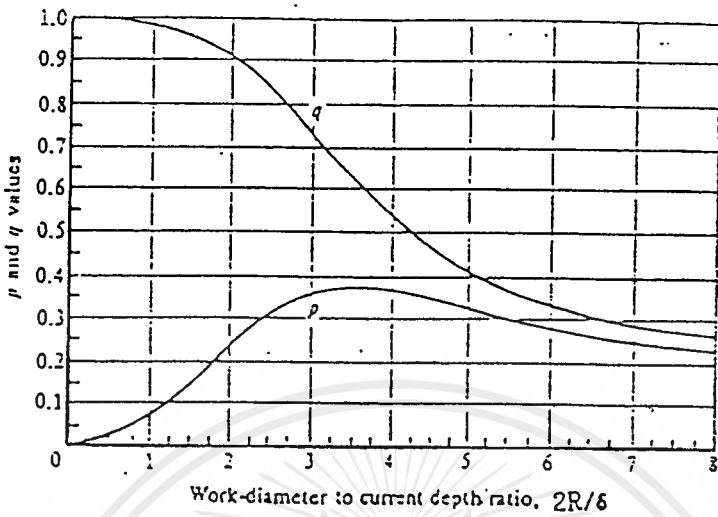
ถ้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีจำนวนรอบเท่ากับ N_C และมีกระแสไหลผ่านขดลวดเป็น I_C และมีกระแสไหลผ่านชิ้นงาน $N_C I_C$ กำลังปรากฏที่ชิ้นงานจะมีค่า

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

ในกรณีที่ R ไม่ได้มากกว่า δ มาก ๆ แล้ว จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 l A_{WP} \quad (2.63)$$

ซึ่ง P เป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กับ $\frac{(2R)}{\delta}$ โดยมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.17 ในการคำนวณกำลังความร้อนที่เกิดขึ้นที่ชิ้นงาน กำลังที่ได้จะขึ้นอยู่กับ ค่าความถี่ที่ใช้งาน ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติของชิ้นงาน ซึ่งหมายถึงขนาดและรูปร่าง รวมทั้งค่าความต้านทานจำเพาะ และค่าความซึมซาบของชิ้นงาน เนื่องจากค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบมีผลต่อกำลังไฟฟ้าที่ชิ้นงาน จึงควรศึกษาว่าค่าเหล่านี้เปลี่ยนแปลงอย่างไร ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ หรือมีการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก แต่โดยทั่วไปความถี่จะ ไม่มีผลต่อค่าทั้งสองเท่าใดนัก



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

2.2.3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิ

ค่าความต้านทานจำเพาะโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับสารที่เป็นชิ้นงาน โดยปกติสารมีเป็นพวกโลหะเมื่อมีอุณหภูมิสูงขึ้น ค่าความต้านทานจำเพาะจะเพิ่มขึ้นลักษณะเชิงเส้น ความสัมพันธ์ในลักษณะทั่วไปจะเป็นดังสมการที่ (2.64) โดย ρ_{θ} คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิใด ๆ และ ρ_1 คือค่าความต้านทานจำเพาะที่อุณหภูมิ θ_1 ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ a ของสารชนิดต่าง ๆ ในทางปฏิบัติจะพบว่าค่าความต้านทานจำเพาะเปลี่ยนแปลงไป

$$\rho_{\theta} = \rho_1 [1 + a(\theta_1 - \theta_2)] \quad (2.64)$$

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

Material	a	ρ 20°C (Ωm)
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

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

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

ถ้าสมมติให้ค่าความต้านทานจำเพาะมีค่าคงที่ มีค่าเป็น ρ_m ตลอดช่วงอุณหภูมิการใช้งาน เมื่อแทนในสมการ (2.66) จะได้

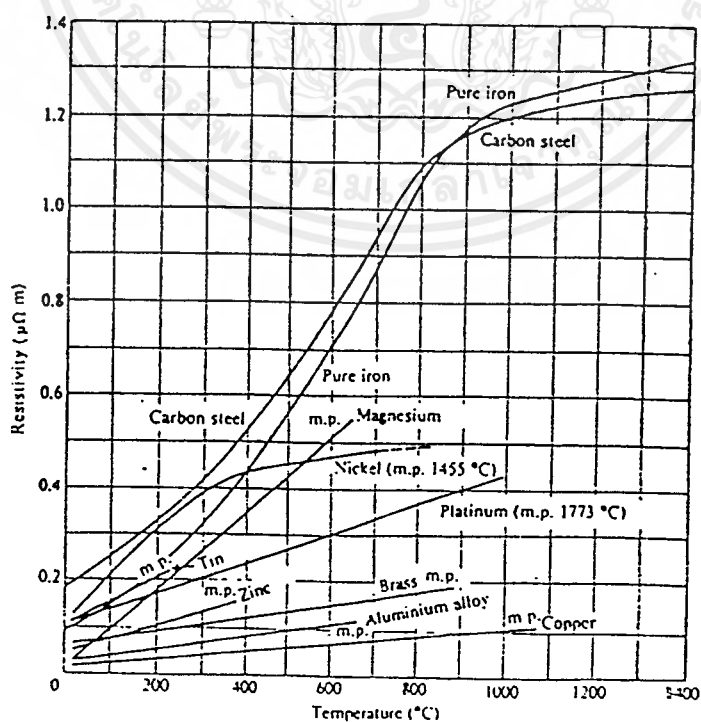
$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} d\theta = \int_0^t c\sqrt{\rho_m} dt \quad (2.69)$$

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

จากสมการที่ (2.68) และสมการที่ (2.70) ได้ว่า

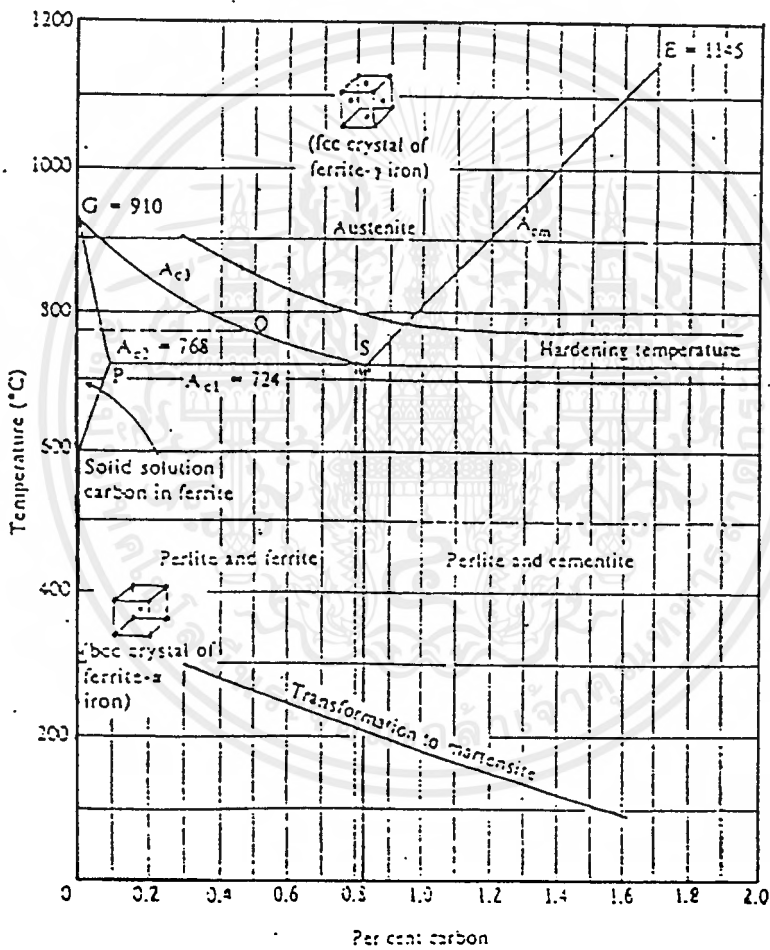
$$\rho_m = \frac{(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})^2}{4} \quad (2.71)$$

จากสมการที่ (2.71) ค่าความต้านทานสมมูลที่ได้อาจจะใช้ได้กับโลหะบางประเภทที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิเป็นแบบเชิงเส้น แต่กับเหล็กและสารเฟอร์โรแมกเนติก อาจจะใช้ความต้านทานสมมูลค่าดังกล่าว เพราะว่าค่าความต้านทานจำเพาะจะมีค่าความสัมพันธ์ไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ ดังรูปที่ 2.18 แสดงความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานจำเพาะของสารต่าง ๆ กับอุณหภูมิ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.18 ค่าความต้านทานจำเพาะกับอุณหภูมิให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุณหภูมิสูงกว่า 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 ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นแม่เหล็กในสภาวะนี้ถ้า ส่วนผสมของคาร์บอนน้อยกว่า 0.008 เปอร์เซ็นต์แล้วคาร์บอนจะเป็นสารละลายอยู่ใน Ferrite ถ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นว่าเป็นประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนผสมคาร์บอนมากกว่า 0.008 เปอร์เซ็นต์แล้ว คาร์บอนจะไม่สามารถผสมกลมกลืนเข้ากับเหล็กได้หมดจึงเกิดเป็นสาร Cementite

ระหว่างเส้น AC_1 กับเส้น AC_3 เช่นที่เส้น AC_2 Ferrite และ Pearlite จะเริ่มเปลี่ยนเป็น Austenite เหนือเส้น AC_3 การเปลี่ยนแปลงจะสมบูรณ์เหล็กที่ได้จะมีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก และจากแผนภาพจะพบว่าอุณหภูมิที่เกิดการเปลี่ยนแปลงเป็นสาร Austenite จะขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนที่มีอยู่ ถ้าเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนมีค่า 0.83 แล้วการเปลี่ยนแปลงจาก Perite เป็น Austenite จะเกิดขึ้นทันทีเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุด S จะไม่มีสถานะระหว่างกลางเช่นกรณีที่เกิดแบบเส้น AC_2 อีกเงื่อนไขหนึ่งจากแผนภาพ ถ้าเหล็กมีส่วนผสมของสารคาร์บอนมากกว่า 0.83 เปอร์เซ็นต์แล้ว เหล็กจะประกอบด้วย Pearlite และ Cementite โดยจะไม่มี Ferrite เป็นส่วนประกอบเพราะว่าสารคาร์บอนที่มีอยู่มากจะรวมกับ Ferrite กลายเป็น Cementite หมด

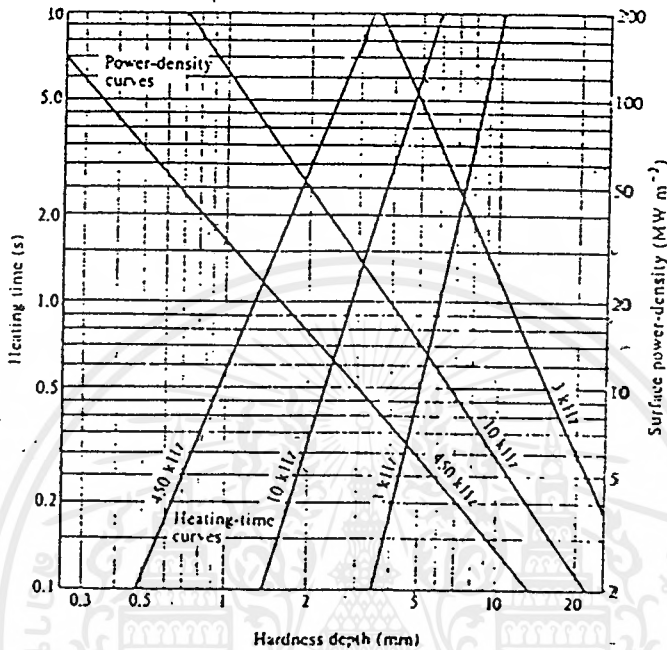
ในกรณีที่เหล็กมีส่วนผสมคาร์บอนมากกว่า 0.83 เปอร์เซ็นต์แล้ว เมื่ออุณหภูมิขึ้นไปถึงเส้นที่ระดับ S และถ้าอุณหภูมิขึ้นอีกเล็กน้อย สาร Pearlite กับ Cementite จะกลายเป็นสารผสมระหว่าง Austenite กับ Cementite แทนและถ้าเพิ่มอุณหภูมิสูงขึ้นจะกระทั่งถึงเส้น AC_m โครงสร้างของเหล็กจะกลายเป็น Austenite หมด และอุณหภูมิที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจะขึ้นกับเปอร์เซ็นต์ของสารคาร์บอนที่เป็นส่วนผสม

2.3.1 กลไกการชุบแข็ง

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

ในทางปฏิบัติในการชุบแข็งเหล็กจะทำให้อุณหภูมิของเหล็กผสมคาร์บอนสูงขึ้น ไปถึง Hardening Temperature ถ้าเหล็กที่ใช้มีส่วนผสมคาร์บอนที่น้อยกว่า 0.83% อุณหภูมิที่ใช้จะสูงกว่า

อุณหภูมิอิมิตัวประมาณ 10 – 60 องศา แต่ถ้าเหล็กที่ใช้มีส่วนผสมของคาร์บอนมากกว่า 0.83% แล้วอุณหภูมิจะต่ำกว่าจุดอิมิตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่าง ความลึกผิว ความหนาแน่นกำลังต่อพื้นผิว และระยะเวลาในการให้ความร้อน โดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์

ในการชุบแข็ง ถ้าเราไม่สามารถทำให้ชิ้นงานเย็นลงได้อย่างฉับพลันชิ้นงานที่ได้จะเหมือนกับไม่ผ่านขบวนการชุบแข็ง โดยทั่วไปอัตราในการทำงานเย็นตัวลงจะค่อนข้างสำคัญ ถ้าส่วนผสมที่เป็นคาร์บอนมีปริมาณมากขึ้นรวดเร็วในการทำให้เย็นตัวจะมีค่าลดลง นอกจากนี้สารมีส่วนประกอบเป็นโลหะอื่น เช่น โมลิบดีนัม โครเมียม แมงกานีส และนิเกิล อัตราในการทำให้สารนั้นเย็นตัวลงจะมีค่าลดลงจากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปได้ว่า อัตราการให้ความร้อนควรจะรวดเร็ว เพื่อที่จะสามารถทำให้ชิ้นงานถึงอุณหภูมิในการชุบแข็งอย่างรวดเร็ว ผิวของชิ้นงานเย็นตัวลงควรจะรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ

2.4 การเลือกความถี่ในการชุบแข็ง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{และ } P = \mu \pi f H_{Rm} (I_w A_w) P$$

จากสมการข้างต้นทั้งสองจะพบว่าความถี่มีผลต่อความลึกผิวในการชุบแข็งและกำลังที่ปรากฏต่อชิ้นงาน ในการชุบแข็งโดยปกติจะต้องการความแข็งเพียงที่ผิวเท่านั้นถ้าเป็นไปได้ควรเลือกความถี่ที่ใช้ให้ค่อนข้างสูงเพื่อจะได้เป็นไปตามจุดประสงค์ที่ต้องการ ถ้าความถี่ที่ใช้มีค่าสูงแล้ว กำลังของชิ้นงานจะมีค่าสูงขึ้นด้วย ซึ่งจะเป็นการประหยัดกำลังงานกว่าถ้าเลือกใช้งานที่ความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 2.20 สามารถสรุปได้ว่า

1. สำหรับความถี่ใดๆแล้ว ถ้าเพิ่มระยะเวลาในการให้ความร้อน ความลึกผิวที่แข็งจะสูงขึ้น
2. สำหรับความถี่ใด ๆ แล้ว ถ้าเพิ่มความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวที่ชิ้นงานแล้วความลึกผิวจะมีค่าลดลง
3. สำหรับระยะเวลาให้ความร้อน และความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวคงที่แล้ว การเพิ่มความถี่ จะทำให้ความลึกผิวที่แข็งลดลง

จากกราฟในรูปที่ 2.20 สามารถแสดงความสัมพันธ์ของเวลาที่ใช้ และความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวกับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของชิ้นงาน [d] โดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์ได้ดังนี้

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

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

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

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

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)

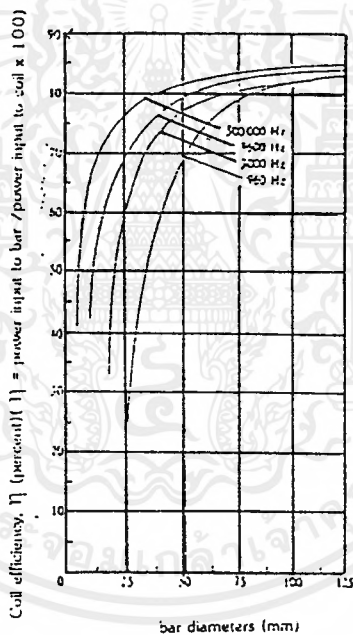
ตารางที่ 2.2 ระดับความลึกผิวและช่วงความถี่ในการชุบแข็งชิ้นงานที่เหมาะสม

จากความสัมพันธ์ข้างต้นจะเห็นว่าเวลาที่ใช้ และความหนาแน่นกำลังต่อพื้นที่ผิวนอกจากขึ้นกับความถี่แล้วยังขึ้นกับรัศมีของชิ้นงาน ในทางปฏิบัติเวลาที่ใช้จะเป็นตัวกำหนดที่ค่อนข้างสำคัญเพราะเวลาจะเป็นตัวกำหนดอัตราการผลิต

ตารางที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความลึกผิว เส้นผ่านศูนย์กลางชิ้นงานและความถี่ที่เหมาะสมในการปฏิบัติที่เลือกใช้ จะพบว่าเส้นผ่านศูนย์กลางมีผลต่อการเลือกความถี่ในการชุบแข็ง ถ้าชิ้นงานมีขนาดเล็กเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 5 มิลลิเมตร ถึง 25 มิลลิเมตร ความลึกผิวในการชุบแข็งที่ต้องการจะค่อนข้างต่ำ แต่ความถี่ที่ใช้ค่อนข้างสูงอยู่ในย่าน 450 กิโลเฮิรตซ์ และถ้าชิ้นงานต้องการความลึกผิวมากขึ้นจะยังคงสามารถใช้ความถี่เดิมเพียงแต่ เพิ่มระยะเวลาในการให้ความร้อน ถ้าชิ้นงานมีขนาดใหญ่มาก ๆ แล้ว เช่นมีเส้นผ่านศูนย์กลางมากกว่า 50 มิลลิเมตร ความลึกผิวที่ต้องการชุบแข็งจะมีขนาดมากขึ้น ความถี่ที่ใช้งานจะลดลงอยู่ในย่าน 3 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 10 กิโลเฮิรตซ์ แต่ความหนาแน่นต่อพื้นที่ผิวคงจะมากขึ้นเพื่อให้ระยะเวลาในการให้ความร้อนไม่นานเกินไป

จากรูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนกับเส้นผ่านศูนย์กลางโดยมีความถี่เป็นตัวพารามิเตอร์ จะพบว่าที่ความถี่ใด ๆ ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนซึ่งหมายถึงอัตราส่วนของกำลังที่ที่ชิ้นงานต่อกำลังที่ขดลวด จะมีค่ามากขึ้นเมื่อเส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงานใหญ่ขึ้นโดยเมื่อชิ้นงานมีขนาดใหญ่มาก ๆ ค่าสัมประสิทธิ์ของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่าค่อนข้างคงที่

จากรูปที่ 2.21 ถ้าพิจารณาที่เส้นผ่านศูนย์กลางใด ๆ แล้ว ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่ามากขึ้นเมื่อความถี่มีค่ามากขึ้นและจะพบว่าประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีความแตกต่างกันอย่างมากในช่วงที่เส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดมีขนาดค่อนข้างต่ำ แต่ถ้าเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเพิ่มขึ้นมาก ๆ เช่น 100 มิลลิเมตร ถึง 125 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะแตกต่างกันไม่มากนัก เช่นที่ความถี่ 450 กิโลเฮิรตซ์ ถ้าขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 100 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนจะมีค่าสูงถึง 84 เปอร์เซ็นต์ และถ้าขดลวดให้ความร้อนมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 125 มิลลิเมตร ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนสูงถึง 85 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 2.21 ประสิทธิภาพของขดลวดให้ความร้อนกับขนาดชิ้นงาน

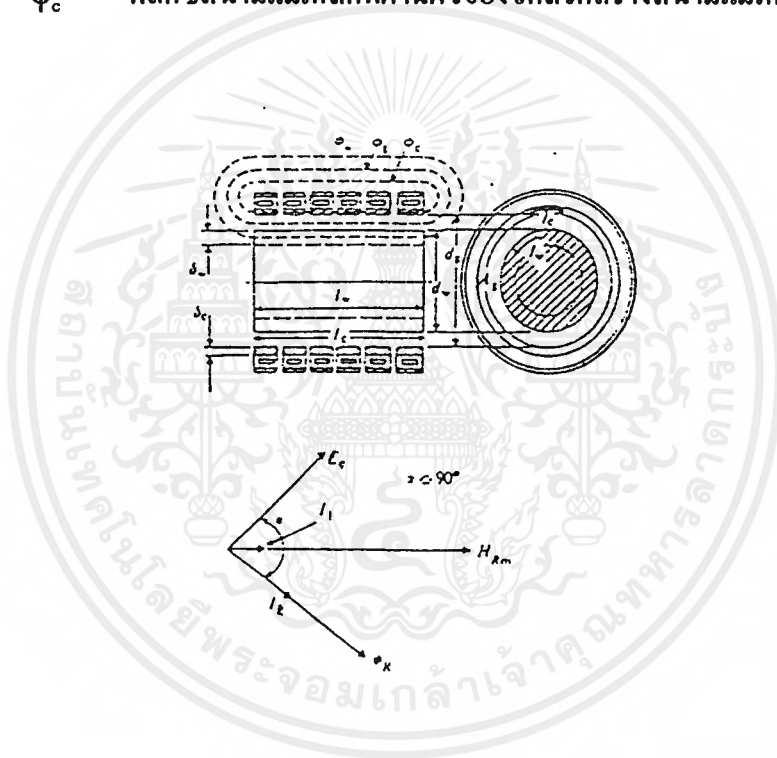
2.5 การคำนวณจรรยาสมมูลของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

เนื่องจากขดลวดให้ความร้อนมีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกับหม้อแปลง โดยมีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเปรียบเสมือนขดปฐมภูมิ และชิ้นงานเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิ ที่มีจำนวนรอบเป็น 1 รอบ โดยที่จรรยาสมมูลของขดลวดให้ความร้อน สามารถที่จะพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนในทางปฏิบัติสามารถที่จะวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้โดยใช้เครื่องเอกซเรย์เป็นเอกสารที่ส่งงานไปสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์อิมพีแดนซ์ เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์นี้จะสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ได้ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลของขดลวดและชิ้นงาน

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

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

$$\phi_w = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) = \mu_0 \mu_r H_{Rm} A_w (q - jp) \quad (2.76)$$

H_{Rm}	ค่ายอดของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน (A_m^{-1})
ϕ_{wm}	ค่ายอดฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงาน (Wb)
L_w	ความยาวชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)
A_w	พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน (m^2)

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

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

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

ϕ_g คือ ค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ซึ่งปกติฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีชิ้นงานในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีงานอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์คล่องผ่านจะลดลง นอกจากนี้ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ยังผล ให้อั้วประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเลวลง โดยปกติ

$$\phi_{gm} = \mu_0 H_{Rm} A_g \quad (2.79)$$

โดยที่ A_g คือพื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กคล่องผ่านอากาศ

ϕ_c คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่ชิ้นงาน ตามปกติขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะสร้างจากทองแดงที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$\phi_{cm} = k_r \mu_0 \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \quad (2.80)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

$$\phi_{om} = \mu_0 H_{om} \left[\left(A_g + \mu_r + qA_w + k_r d_r \delta_c \frac{\pi}{2} \right) - j \left(\mu_r p A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (2.82)$$

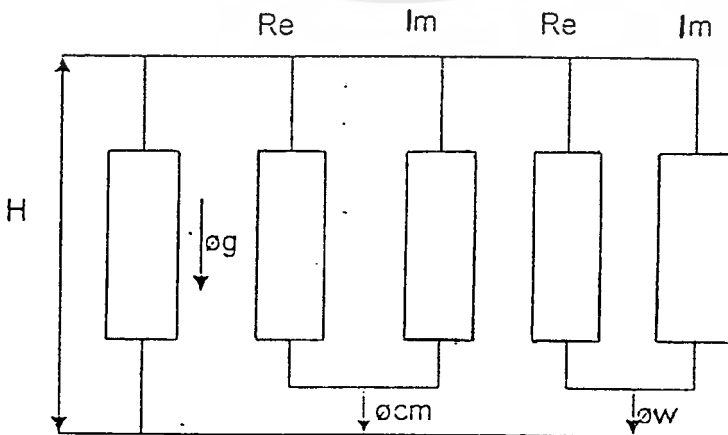
จาก $H_{om} = \frac{\sqrt{2} I_c N_c}{I_c}$ (2.83)

ให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด

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

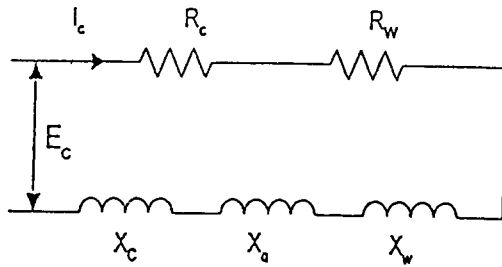
ได้ว่า

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_0}{I_0} N_c^2 I_c \left[\left(\mu_r p A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) + j \left(A_g + \mu_r q A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (2.85)$$



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลทางแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

จากสมการฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถที่จะเขียนเป็นเส้นทางเดินของสนามแม่เหล็กได้ ดังรูปที่ 2.23 ส่วนรูปที่ 2.24 เป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า ส่วนที่เป็นความต้านทานมาจากขั้วงาน และขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนที่เป็นความเหนี่ยวนำจากขั้วงาน ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และส่วนที่เป็นอากาศ ซึ่งอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์ได้

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

ความต้านทานจากขั้วงาน $R_w = K(\mu_r p A_w)$ (2.87)

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

รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ $X_g = K A_g$ (2.89)

รีแอกแตนซ์จากขั้วงาน $X_w = K(\mu_r q A_w)$ (2.90)

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่สำคัญได้ดังนี้

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

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

$$\text{โดยที่ } Z^2 = (R_w + R_c)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2 \quad (2.95)$$

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

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

$$\text{Coil VA} = I_c^2 |Z| \quad (2.98)$$

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

จากที่กล่าวมาข้างต้นถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะได้ว่า

$$R_c = \pi \sqrt{\pi} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\rho_c \mu_0 f} \quad (2.100)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_c = \frac{\sqrt{\pi}}{2} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\frac{\rho_c \mu_0}{f}} \quad (2.102)$$

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

$$L_g = \mu_0 \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] A_w \quad (2.104)$$

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและชิ้นงาน จะขึ้นกับลักษณะและขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและถ้าพิจารณาให้ขดลวดและชิ้นงานคงที่ สำหรับความต้านทานเนื่องจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากแกนอากาศ พบว่าจะขึ้นกับลักษณะของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก พื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็กคล่องผ่าน โดยจะไม่มีความสัมพันธ์กับความถี่

ถ้าพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะพบว่าเป็นการยากที่จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของชิ้นงานด้วย และจากที่กล่าวมาจากการคำนวณจะคิดว่าเป็นกรณีอุดมคติคือขดลวดมีความยาวมาก ๆ และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านช่องอากาศจะมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ซึ่งในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ค่าที่ได้อาจผิดไปจากความจริง เช่น ในกรณีฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านอากาศ จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสูตรที่ใช้ในการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดยจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่คล่องผ่านอากาศ รูปที่ 2.25 แสดงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวนรอบเป็น N_c รอบ ซึ่งสูตรที่ใช้ในการคำนวณจะเป็นสูตรที่มีการปรับปรุงให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

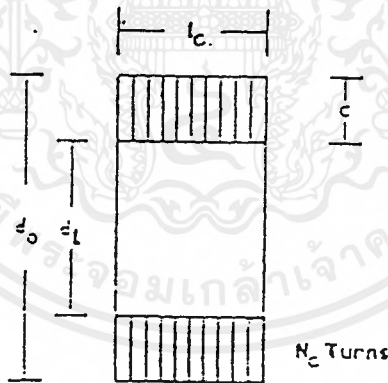
$$L_g = \lambda d N_c^2 (\mu H) \quad (2.105)$$

$$\lambda = \frac{0.1\pi^2}{\left\{ 0.45 + \gamma + \beta + \frac{2\gamma\beta(\gamma + 1_c)}{3(\gamma + 2)} \right\}} \quad (2.106)$$

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

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

$$d = \frac{(d_0 + d_1)}{2} \quad (2.109)$$



รูปที่ 2.25 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำที่คำนวณได้นี้จะมีค่าความเหนี่ยวนำของช่องอากาศทั้งหมด ในกรณีที่มีชิ้นงานอาจต้องคูณด้วยตัวประกอบ เพื่อให้เป็นเพียงพื้นที่ส่วนที่เป็นฟลักซ์สนามแม่เหล็กคล้อยผ่านเท่านั้น

2.6 หลักการรีโซแนนซ์

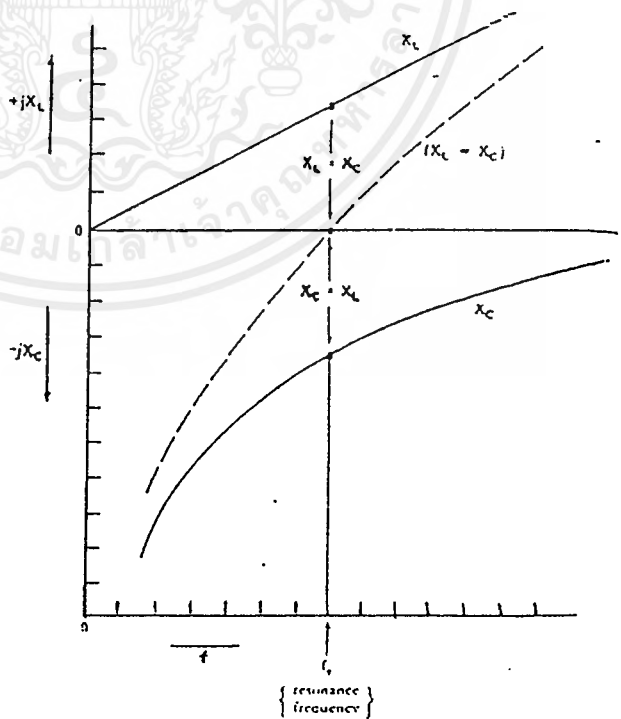
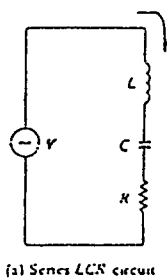
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุด นั่นคือ $Z = R$ ในสถานะเช่นนี้เราเรียกว่าอยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุด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

วงจรขนาน LC ก็สามารรถทำให้อยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์ได้เช่นกัน และ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุด และส่งผลให้ค่ากระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนในลูป (LOOP) ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้น วงจรสามารถปรับให้รีโซแนนซ์ได้โดยการปรับค่า L และ C

2.6.1 อนุกรมรีโซแนนซ์

ผลของความถี่ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรอนุกรม RLC แสดงดังรูปที่ 2.26 ซึ่งมีค่าดังนี้

$$Z = R + j(X_L - X_C) \tag{2.110}$$



ก) วงจรอนุกรม LCR

ข) X_L, X_C เมื่อพล็อตกับความถี่

รูปที่ 2.26 การพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับวงจรอนุกรม LCR รีโซแนนซ์

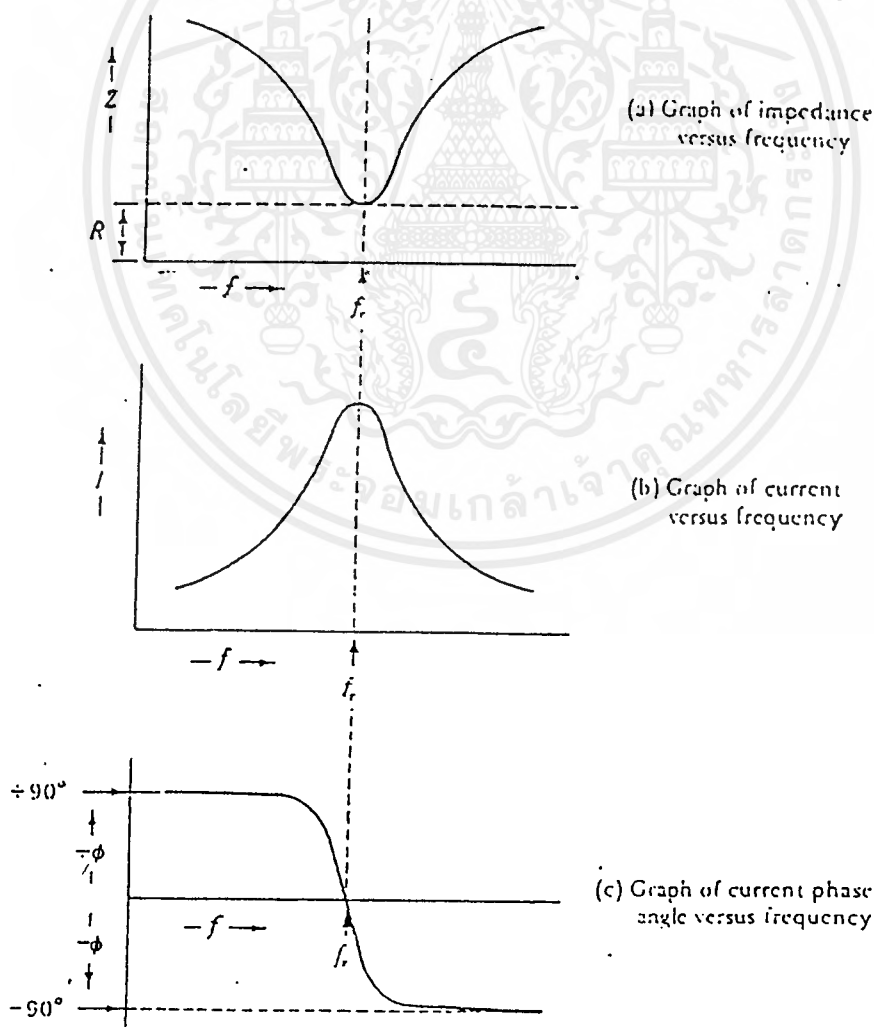
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และ $X_C = 1/(2\pi fC)$ ดังนั้นค่าของอิมพีแดนซ์จึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ ดังรูป 2.26 ข) จะพบว่า เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า X_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น(Linear) ในทางกลับกัน X_C จะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น แต่ค่า X_C จะไม่มีทางเท่ากับศูนย์ ผลรวมของรีแอกแตนซ์คือ $X_L - X_C$ ดังแสดงไว้เป็นเส้นประในกราฟของรูปที่ 2.26 ข) ที่ความถี่ค่า X_L จะมีค่าน้อยกว่าค่า X_C ดังนั้นผลรวมของรีแอกแตนซ์จะเป็นค่าของ X_C ที่ความถี่สูง $X_L = X_C$ คือ ค่าที่ความถี่รีโซแนนซ์

$$Z = R + j(0) \tag{2.111}$$

$$Z = R$$

เมื่อ $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ นำมาเขียนเป็นกราฟที่แปรผันตามความถี่จะได้ดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 แสดงกราฟ อิมพีแดนซ์ กระแส และ มุมเฟสกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยหน่วยงานราชการ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{กระแสในวงจรอนุกรม } I = \frac{V}{R + j(X_L - X_C)}$$

กระแสที่ไหลเมื่อรีโซแนนซ์ ($X_L = X_C$)

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.112)$$

จากรูปจะพบว่ากราฟจะมีค่าต่ำเมื่อความถี่ในวงจร ไม่อยู่ที่จุดรีโซแนนซ์

2.6.1.1 ความถี่รีโซแนนซ์

$$X_L = 2\pi fL \quad (2.113)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.114)$$

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.115)$$

ดังนั้น

เมื่อ L มีหน่วยเป็น เฮนรี่ (henrys)

C มีหน่วยเป็น ฟาร์ด (farads)

f มีหน่วยเป็น เฮิร์ตซ์ (Hertz)

2.6.1.2 แรงดันที่จุดรีโซแนนซ์

แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานในวงจร LCR (รูปที่ 2.26 ก) จะมีค่าเท่ากับ $I \times R$ และที่จุดรีโซแนนซ์แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังนี้

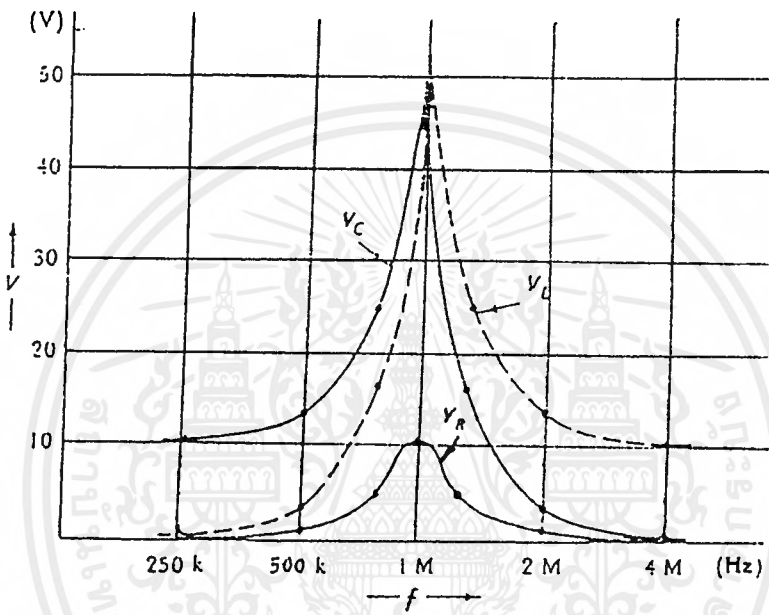
$$V_C = I X_C \quad (2.116)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_L = I X_L$$

(2.117)

เมื่อนำค่า V_R V_C และ V_L มาพล็อตกราฟกับค่าความถี่จะพบว่า มีลักษณะคล้ายกับกราฟของ กระแส กับความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.28

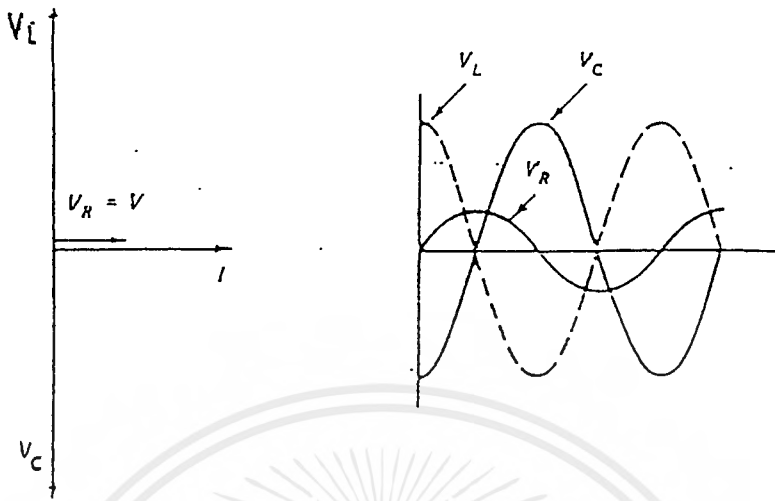


รูปที่ 2.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R V_C และ V_L กับความถี่

ซึ่งจะพบว่า V_C และ V_L ที่จุดรีโซแนนซ์จะมีค่ามากกว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายอยู่หลายเท่า

2.6.1.3 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L และ C

เมื่อเรานำรูปคลื่นของ V_R V_C และ V_L ที่จุดรีโซแนนซ์มาพล็อตดังรูปที่ 10 ก) จะพบว่า V_L จะกลับเฟสกัน 180 องศา ส่วน V_R จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ V_C และ V_L มีค่าเท่ากับศูนย์ จากที่กล่าวมานี้แสดงให้เห็นว่าจะมีการส่งผ่านพลังงานระหว่าง L กับ C กลับไปมา เมื่ออยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์



- ก) รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรม
ของวงจร LCR รีโซแนนซ์
- ข) รูปคลื่นแรงดัน V_R , V_C และ V_L
ที่จุกรีโซแนนซ์
- รูปที่ 2.29 รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร LCR รีโซแนนซ์

อย่างไรก็ตามที่จุกรีโซแนนซ์นี้จะไม่มีการสะสมพลังงาน

2.6.1.4 Q แฟกเตอร์ของวงจรอนุกรม LC

พิจารณาสมการ I , V_C , V_L ที่จุกรีโซแนนซ์

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.118)$$

$$V_L = I X_C \quad (2.119)$$

$$V_L = \frac{V * X_L}{R} \quad (2.120)$$

ดังนั้น

$$\frac{V_L}{V} = \frac{X_L}{R} \quad (2.121)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

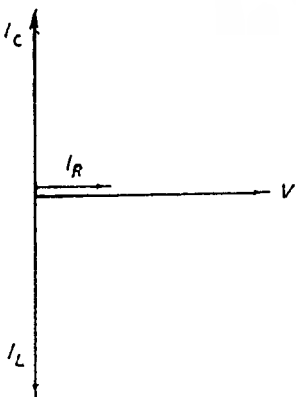
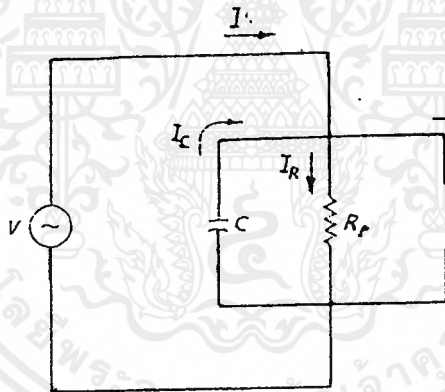
อัตราส่วน $\frac{V_L}{V}$ และ $\frac{V_C}{V}$ คือ ค่าควอลิตี้ (Quality) ของวงจรรีโซแนนซ์หรือ ค่า Q แฟกเตอร์นั่นเอง

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.122)$$

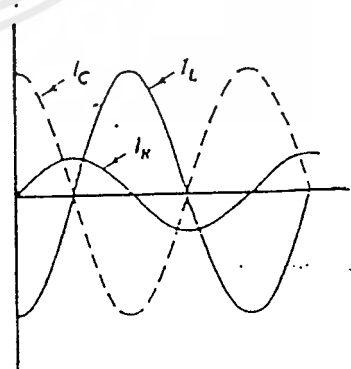
จากสมการพบว่าค่า Q แฟกเตอร์ของวงจรรอนุกรมรีโซแนนซ์สามารถเพิ่มได้เมื่อลดความต้านทานหรือโดยการเพิ่มอัตราส่วนของ $\frac{L}{C}$

2.6.2. รีโซแนนซ์ขนาน

วงจรรีโซแนนซ์ขนานแสดงไว้ดังรูป 2.30 ค่าแอดมิทแตนซ์ (admittance) ของวงจรมีค่า



Phase diagram for parallel



Waveforms of I_C , I_R and I_L

รูปที่ 2.30 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรม รูปคลื่น ของกระแสที่จุดรีโซแนนซ์ของวงจร LCR ขนาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y = \frac{1}{R} - j\frac{1}{X_L} + j\frac{1}{X_C} \quad (2.123)$$

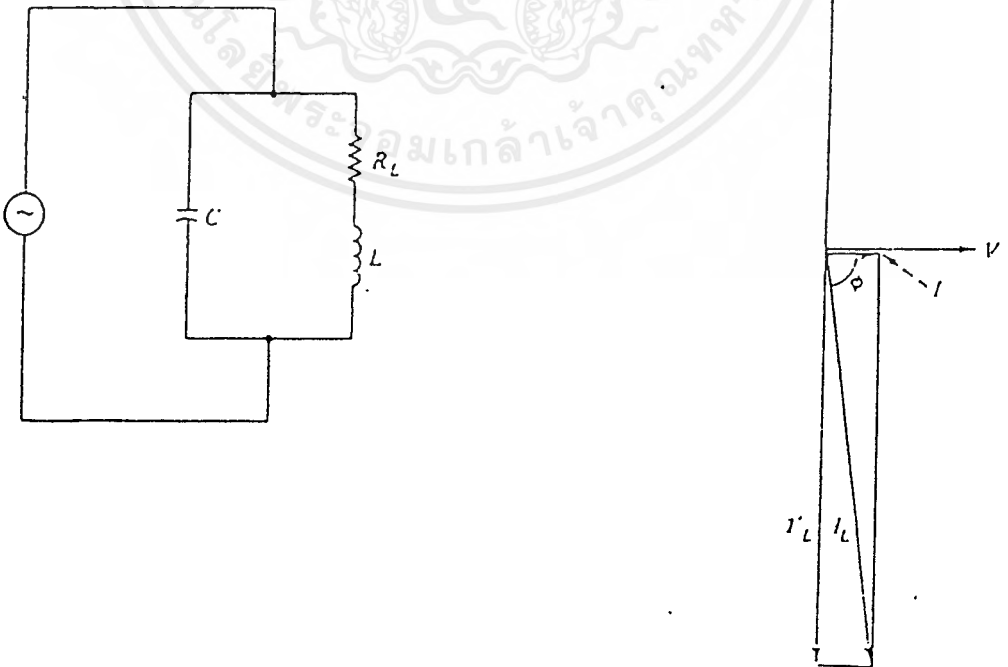
ถ้าปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไปจนกระทั่ง X_L และ X_C มีค่าเท่ากันค่าแอดมิตแตนซ์จะมีค่า

$$Y = \frac{1}{R_p} \quad (2.124)$$

และค่าอิมพีแดนซ์มีค่า $Z = R_p$ (2.125)

กระแสจากแหล่งจ่ายมีค่า

$$I = \frac{V}{R_t} \quad (2.126)$$



รูปที่ 2.31 แสดงวงจรปกติของการต่อแบบ LCR ขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็เท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลผ่าน R จะมีมุมอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย กระแสที่ไหลผ่าน L จะล่าหลังแรงดันไป 90 องศา ส่วนกระแสที่ไหลผ่าน C จะนำหน้าแรงดันอยู่ 90 องศา ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.31 นั่นคือมีการส่งผ่านพลังงานกลับไปมาระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

เนื่องจากในความเป็นจริงในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าความต้านทานรวมอยู่ด้วยโดยทั่วไปที่ตัวเก็บประจุมีความต้านทานอยู่น้อยมากจึงเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ได้ดังรูป 2.31

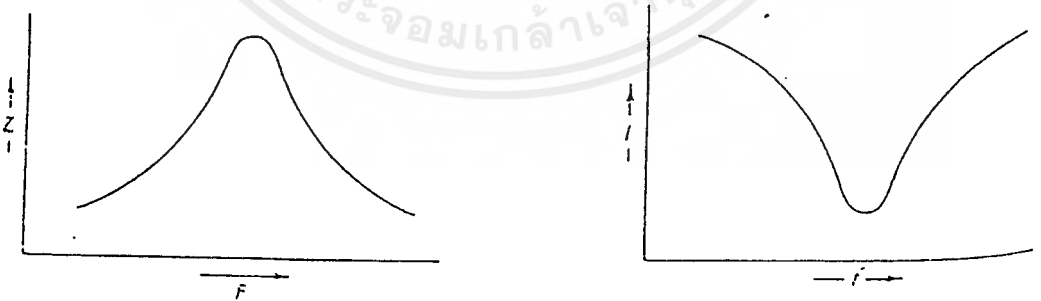
ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรสมมูลย์มีค่า

$$Y = \frac{1}{R_L + jX_L} + \frac{1}{jX_C} \quad (2.127)$$

∴ ที่จุดรีโซแนนซ์

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \quad (2.128)$$

$$Z = \frac{L}{CR_L} \quad (2.129)$$



ก) ค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่

ข) ค่ากระแสกับความถี่

รูปที่ 2.32 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่

จากกราฟจะพบว่าวงจรขนาน LC จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่รีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2.1 Q แฟกเตอร์ของวงจรขนาน LC

จากรูปที่ 2.31 จะพบว่าผลรวมของกระแสที่ไหลในวงจร (I) จากแหล่งจ่ายที่มีความถี่รีโซแนนซ์นั้น จะอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย (V) I จะมีค่าน้อยกว่า I_C และ I_L หลายเท่าคังนั้นในวงจรขนานรีโซแนนซ์ LC จะมีค่าการขยายกระแส ค่า Q แฟกเตอร์คือค่าอัตราส่วนของ I_L หรือ I_C ต่อค่ากระแสจากแหล่งจ่าย (I)

2.6.2.2 ความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์

จากค่า

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

คังนั้น

$$X_C \approx X_L$$

ซึ่งค่าความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์สำหรับวงจรขนาน LC เมื่อ $Q > 10$ คือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.130)$$

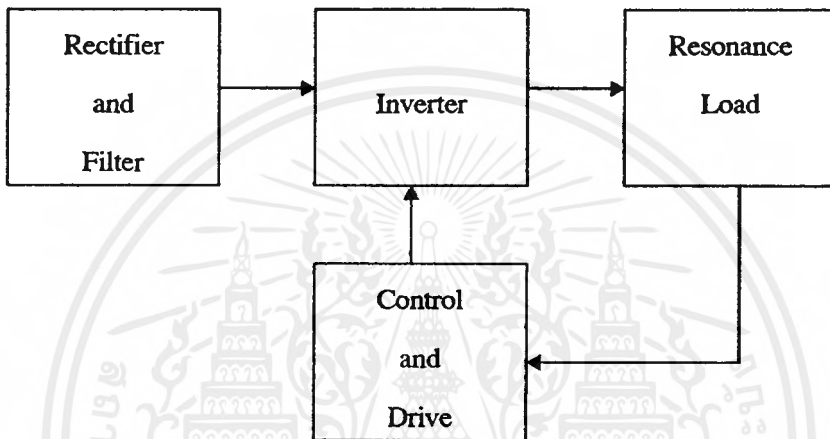
ในกรณีที $Q < 10$ ความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์จะมีค่า

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR_L^2}{L}} \quad (2.131)$$

บทที่ 3

โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงและการควบคุม

ในบทนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของระบบของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูง สำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำโดยจะอธิบายแยกเป็นส่วน ๆ ดัง รูปที่ 3.1

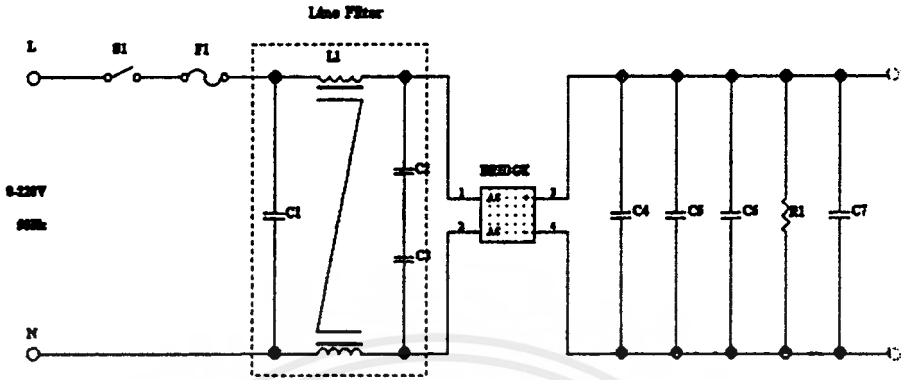


รูปที่ 3.1 โครงสร้างของระบบเครื่องโคจรวม

ในการออกแบบเครื่องเราได้เลือกระบบโพลครีโซแนนซ์ (Load Resonance System) เป็นระบบซึ่งมีการติดตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด เพื่อที่จะรักษาจุดทำงานของอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ให้ทำงานที่จุดรีโซแนนซ์ตลอดช่วงเวลากการให้ความร้อน เพื่อที่จะให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดในด้านของกำลังอีกทั้งเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่จุดรีโซแนนซ์การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะทำงานในตำแหน่ง Zero Crossing เป็นจุดที่มีการสูญเสียขณะสวิตช์ (Switching Loss) ต่ำสุด ซึ่งเป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากเมื่ออินเวอร์เตอร์ต้องทำงานที่ความถี่สูง

3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุตจะใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้าตรงให้เรียบ เพื่อส่งแรงดันไปให้กับอินเวอร์เตอร์ต่อไป นอกจากนี้ยังมีฟิวส์ป้องกันอุปกรณ์เสียหายอีกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน

8.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

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

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ดังนั้นการเลือกบริดจ์ไดโอดจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสกระชากประมาณ 20-30 เท่าของพิกัดกระแสเฉลี่ยขณะถูก โบนแอสตรง

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

ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจร เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

3. อัตราทนแรงดันโบนแอสกลับสูงสุด V_{rrm}

อัตราทนแรงดัน โบนแอสกลับสูงสุดของ ไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุด (V_{peak}) ของแรงดันไฟสลับทางค่านินพุท และต้องมีการเผื่อค่าให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับด้วยเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

3.1.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจารณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

3.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิลาเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงจากบริดจ์ให้เรียบร้อมมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอดตามที่อินเวอร์เตอร์ต้องการโดยลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยการชาร์จและการคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

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

โดย I_o คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส (แอมแปร์)
 $t_{\text{on(max)}}$ คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ (วินาที)
 V_r คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (V_p-p)

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

3.1.4 ไลน์ฟิลาเตอร์ (Line Filter)

ไลน์ฟิลาเตอร์ใช้ในการป้องกัน การรบกวนของคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Interference - RFI) และการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference - EMI) เพื่อเสถียรภาพในการใช้งาน

3.1.5 เซอร์กิตเบรกเกอร์ (Circuit Breaker)

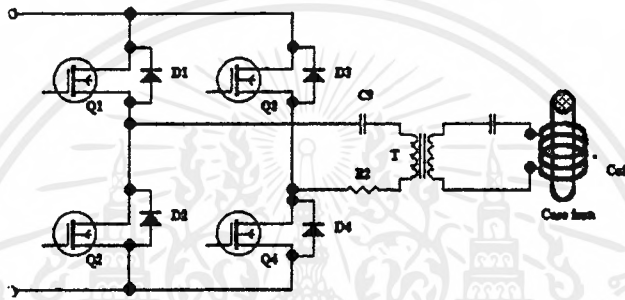
เซอร์กิตเบรกเกอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เปิดปิดให้กับวงจร และป้องกันการเสียหายของวงจรเนื่องจากโหลดเกินและการลัดวงจรอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 อินเวอร์เตอร์

3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงการใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยอาศัยการสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

จากรูปที่ 3.3 พบว่าการทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้คือ เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส จะได้ Q2 และ Q3 นำกระแสพร้อมกัน ในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะทำงานสลับกันอย่างนี้เรื่อยไป โดยได้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q2 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอดทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจรโดย

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายทอดออก

ไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเต็งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต Q1 และ Q4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไพรมารี N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเต็งไดโอด Q2 และ Q3 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q1 และ Q4 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า V_{in} ในกรณีนี้ ไดโอดจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงจากแรงดันของขดไพรมารีและลดค่าแรงดันนี้ลงไปเพื่อป้องกันเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.2 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารณาจากวงจรพบว่า Q1 กับ Q2 และ Q3 กับ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตและมอสเฟตอาจพังเสียหายได้ เนื่องจาก

1. ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแส เมื่อโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์มอสเฟตมีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็ว ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้

2. ถึงแม้ว่าจะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์มอสเฟตที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอ เพราะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตอาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในมอสเฟตขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์มอสเฟตที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่เดียวกันกับเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไบแอสที่เวลา $t = T/2$ เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวนำกระแสพร้อมกันและเกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว

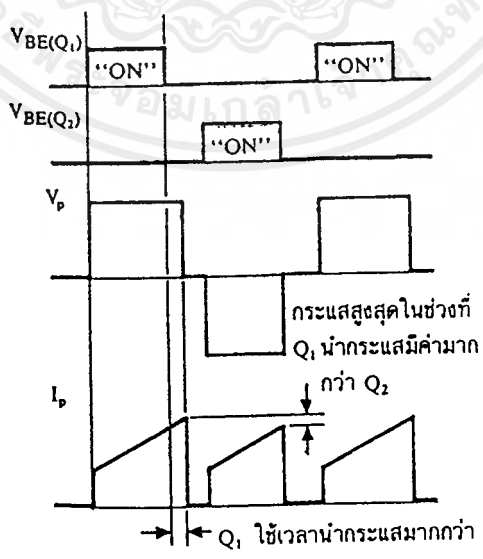
ดังนั้น การกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D จึงมีความจำเป็น โดยปกติมักกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

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

3.2.3 ตัวเก็บประจุลีดคกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

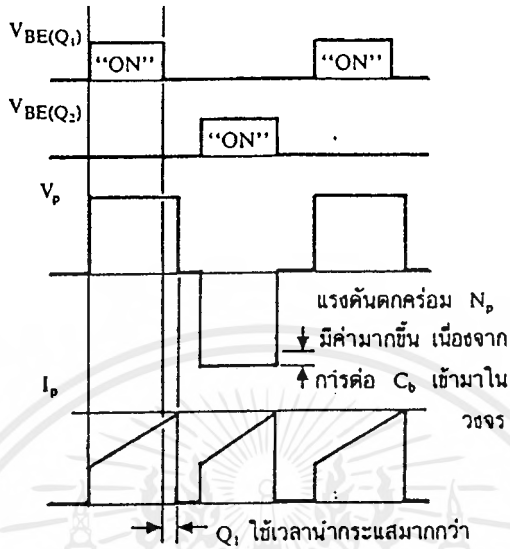
ตัวเก็บประจุลีดคกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติ การต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้นทำได้ยาก รวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุลีดคกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในเขตโพรมารี N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b นั้นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดโพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และ ไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น รูปที่ 3.4 ประกอบ ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน

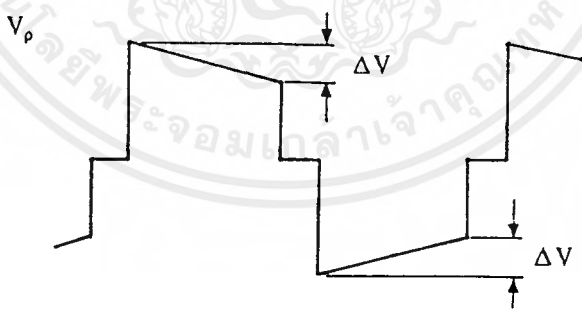


รูปที่ 3.4 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกาใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลือกถึง C_L เข้ามาในวงจร เพื่อลดการไม่สมมาตรหลักซ์



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี เมื่อต่อตัวเก็บประจุลือกถึง C_L คั่นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลือกถึง C_L คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_L นั้นเอง ดูรูปที่ 3.5 และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

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

เมื่อ	$I_{p(pk)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี
	ΔV	คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_{in}/2$)
	T	คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

3.3 หม้อแปลงความถี่สูง

3.3.1 ลักษณะแกนที่ใช้

โดยปกติในหม้อแปลงสวิตชิ่งนิยมใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะมีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงและเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูง ซึ่งในการเลือกจะต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้เกิดขึ้นได้ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน ซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน ดังแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

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

โดย	ΔB	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (เกาส์)
	V	คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี (V)
	N_p	คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี (รอบ)
	A_c	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)
	t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น (วินาที)

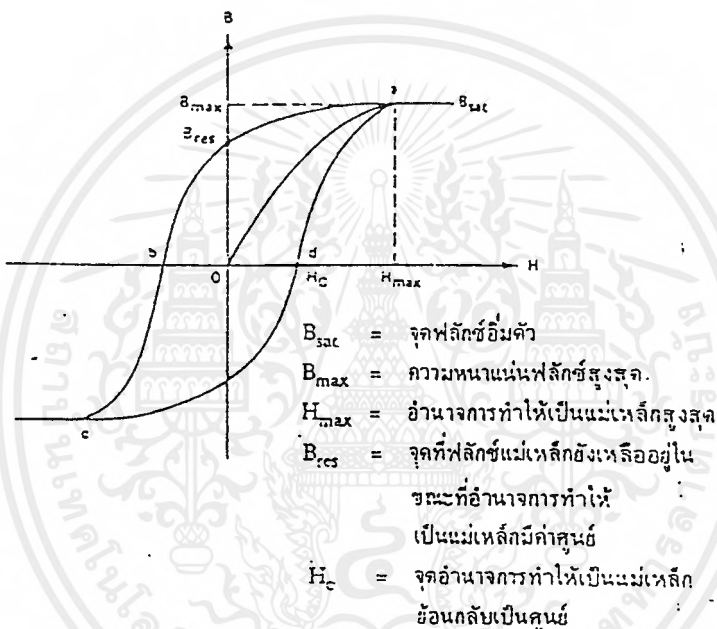
จากสมการ (3.4) พบว่าถ้าจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดของขดไพรมารี จะทำให้ใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

เมื่อความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขด

ไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะ ไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟตขณะที่กำลังนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสสูง ๆ แทน ทำให้พาเวอร์มอสเฟตพังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้น การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์จะต้องคำนึงถึง

3.3.1.1 การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 3.6 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของหม้อแปลง

จากลักษณะของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสดังรูปที่ 3.6 พบว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H เพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จากจุดดังกล่าวแสดงว่า แกนเฟอร์ไรต์เริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation) ดังนั้นในการใช้งานจะต้องระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัวโดย

1. การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปไซ่ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

3. การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าแกนมีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน

3.3.1.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งทำให้แกนร้อน มีสาเหตุมาจากการสูญเสียที่เกิดจากลักษณะของฮิสเทอรีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเดินกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ซึ่งความสูญเสียจะมีค่าขึ้นกับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน และอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

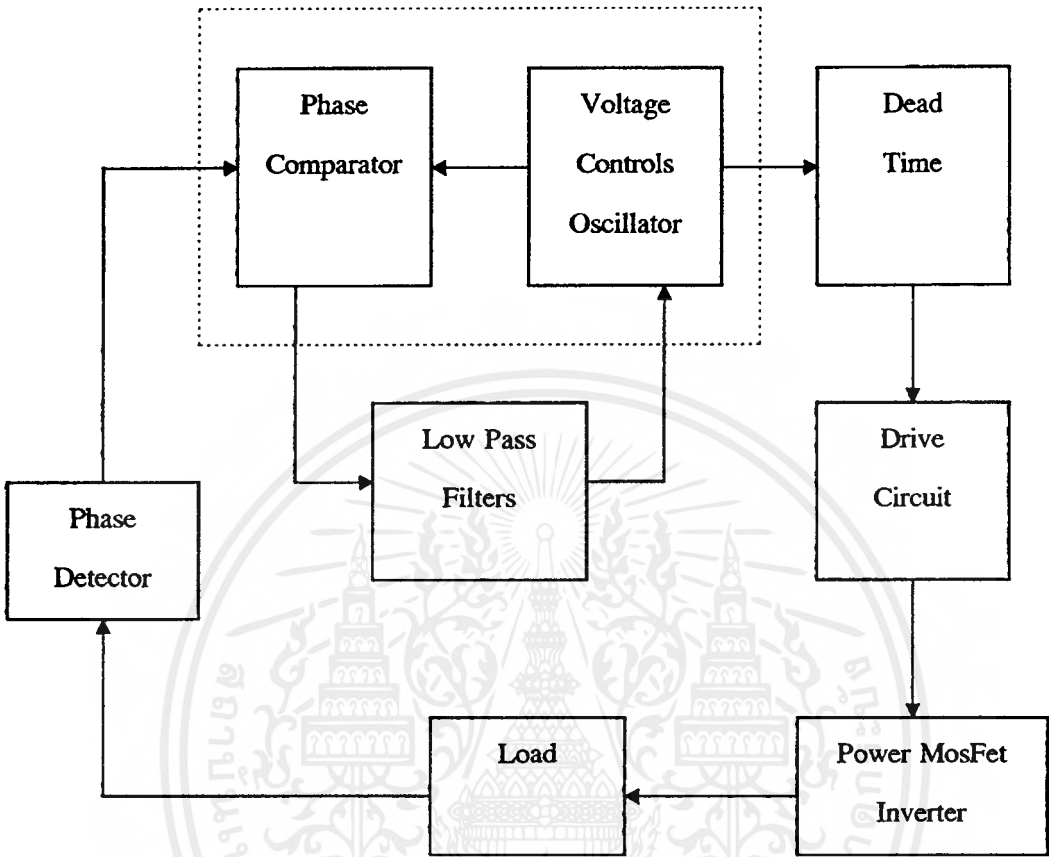
3.3.2 ขดลวดทองแดง

ในการใช้งานความถี่สูง ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เฉพาะบริเวณผิวของขดลวด เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ผิว ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง เป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนรอบผิวมีค่าลดลงและเกิดการสูญเสียมากขึ้น ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มความหนาแน่นของกระแสไหลวน จึงต้องมีการใช้สายหลายเส้นตีเกลียวรวมกันให้มีค่าเท่ากับพื้นที่หน้าตัดของขดลวดเดิม

3.4 วงจรระบบควบคุม

จากการศึกษาเรื่องการเหนี่ยวนำความร้อนโดยใช้สนามแม่เหล็กพบว่า ผลของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นที่ชั้นงานจะเป็นผลให้ค่าความเหนี่ยวนำของโพลคเหนี่ยวนำมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งในการออกแบบโพลค เราได้นำตัวเก็บประจุมาต่อรวมเพื่อแก้ค่าตัวประกอบกำลังให้มีค่าเข้าใกล้หนึ่ง (Unity power factor) และได้ความถี่รีโซแนนซ์มาค่าหนึ่ง แต่เมื่อโพลคเหนี่ยวนำมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ทำให้ความถี่รีโซแนนซ์นี้เปลี่ยนแปลงไปด้วย แต่เราไม่สามารถเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุตามไปได้ จึงมีหนทางเดียวเท่านั้นคือ เปลี่ยนแปลงค่าความถี่ในการสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์ให้เป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงค่าของความเหนี่ยวนำของโพลคเหนี่ยวนำ ซึ่งในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้ได้นำหลักการของ Phase Lock Loop มาใช้ ซึ่งมีหลักการดังรูปที่ 3.7

Phase Lock Loop



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมแสดงการควบคุมของเครื่องโดยใช้ Phase Lock Loop

จากไดอะแกรมส่วนประกอบหลัก ๆ ของระบบควบคุมมีดังนี้

3.4.1 Voltage Control Oscillator

เป็นส่วนประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญมีหน้าที่ในการกำเนิดความถี่ของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งจะนำไปใช้ขับอินเวอร์เตอร์ (Drive Inverter) การควบคุมการกำเนิดความถี่สามารถควบคุมโดยใช้สัญญาณของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยในส่วนนี้เราจะนำมาจากไอซี Phase Lock Loop ซึ่งเป็น ไอซี Analog ความถี่ในการกำเนิดถูกกำหนดโดยตัวความต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) ที่นำมาต่อภายนอก โดยเราสามารถคำนวณเพื่อกำหนดค่าของความถี่ใช้งานได้ดังนี้

$$f_{\min} = \frac{1}{R_2 (C_1 + 32\text{pF})} \quad (\text{เมื่อ VCO input} = 0) \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{\max} = \frac{1}{R_1 (C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{\min} \quad (\text{เมื่อ VCO input} = V_{cc}) \quad (3.6)$$

โดยที่

$$10 \text{ k} < R_1 < 1 \text{ M}$$

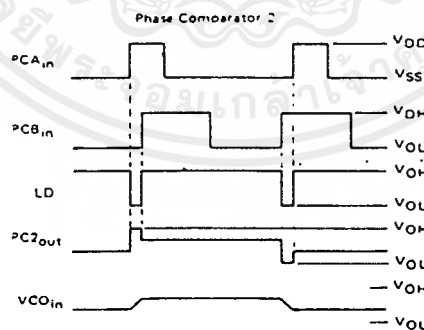
$$10 \text{ k} < R_2 < 1 \text{ M}$$

$$100 \text{ pF} < C_1 < 0.01 \text{ } \mu\text{F}$$

สัญญาณเอาต์พุตของ Voltage Control Oscillator (VCO) ที่ได้จะถูกนำเข้าไปในวงจร Dead Time เพื่อนำไปขับอินเวอร์เตอร์ และนอกจากนี้ยังใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

3.4.2 Phase Comparator

เป็นส่วนประกอบที่มีหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณ 2 สัญญาณ แล้วนำสัญญาณผลต่างเพื่อไปเป็นอินพุตควบคุมการกำเนิดของ VCO สำหรับการเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) ในไอซี Phase Lock Loop มีอยู่ 2 ตัวให้เลือกใช้คือ Phase Comparator 1 และ 2 ซึ่งในที่นี้เราใช้ Phase Comparator 2 ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบความแตกต่างของสัญญาณขาขึ้น (Positive rising edges) ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 การเปรียบเทียบเฟส

ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตจากการเปรียบเทียบเฟส จะต้องนำไปผ่านวงจร Low Pass Filter เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ก่อนนำไปป้อนเข้าให้กับอินพุตของ VCO

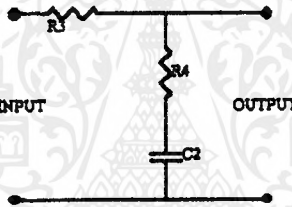
3.4.3 Low Pass Filter

ทำหน้าที่กรองสัญญาณเอาที่พุดจากการเปรียบเทียบเฟส เพื่อให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงป้อนให้กับ VCO เพื่อควบคุมการกำเนิดความถี่ที่จะป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์

$$R_4 C_2 = \frac{6N}{f_{\max}} - \frac{N}{2\pi\Delta f} \quad (3.7)$$

$$(R_3 + 3000\Omega)C_2 = \frac{100N\Delta f}{f_{\max}2} - R_4 C_2 \quad (3.8)$$

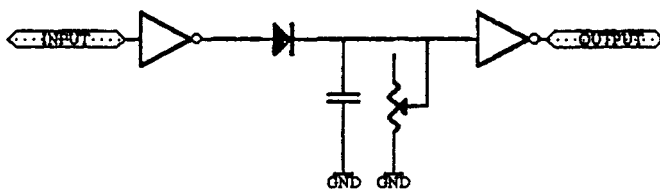
$$\Delta f = f_{\max} - f_{\min} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.9 วงจรกรองสัญญาณ

3.4.4 Dead Time

มีหน้าที่สร้างช่วงเวลาเพื่อที่จะไปขับมอสเฟตแบบเต็มคลื่น (Drive full bridge MosFet) โดยปกติการขับแบบเต็มคลื่นจะทำงานสลับกันทีละคู่ และในจังหวะสลับการทำงาน จะต้องมียุ่ช่วงเวลาเพื่อที่จะรอให้มอสเฟตคู่หนึ่งหยุดทำงานก่อนที่จะให้อีกคู่หนึ่งทำงาน เพื่อป้องกันการช้อตกิ่ง (Short branch) โดยวงจร Dead Time จะทำการขจัดเนื้อพัลส์ ในครึ่งบวกลบออกไปบางส่วน เพื่อป้องกันมิให้สัญญาณขับในแต่ละคู่มาพร้อมกัน โดยมีวงจรดังรูป

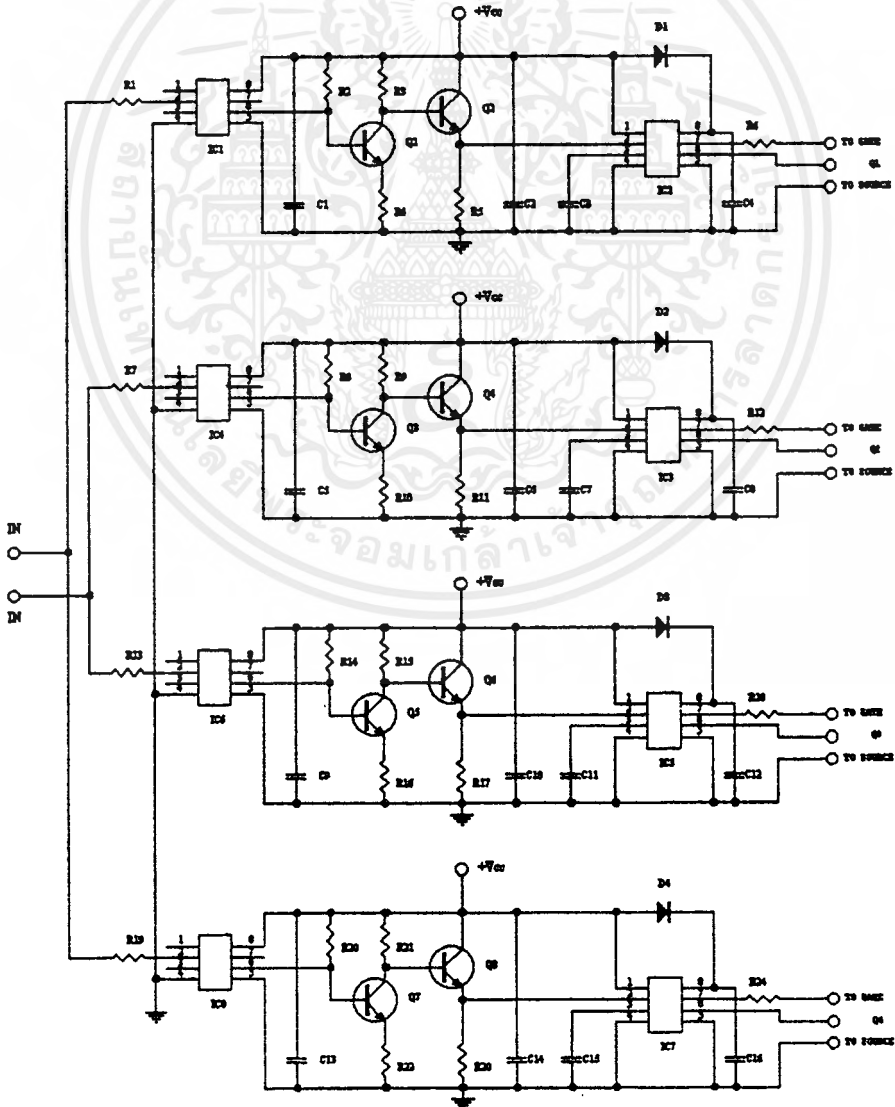


รูปที่ 3.10 วงจรขจัดเนื้อพัลส์

ของอินเวอร์เตอร์ และกระแสอาทิตย์พหุมีเฟสตรงกัน และจะทำงานอยู่ที่ความถี่นี้ เรียกว่า สภาวะ ล็อค ในขณะที่เดียวกัน ถ้าโหลดเหนี่ยวนำมีการเปลี่ยนแปลง Phase Lock Loop ก็จะช่วยรักษา สภาพของเฟสของกระแสและแรงดันที่อินเฟสกันได้

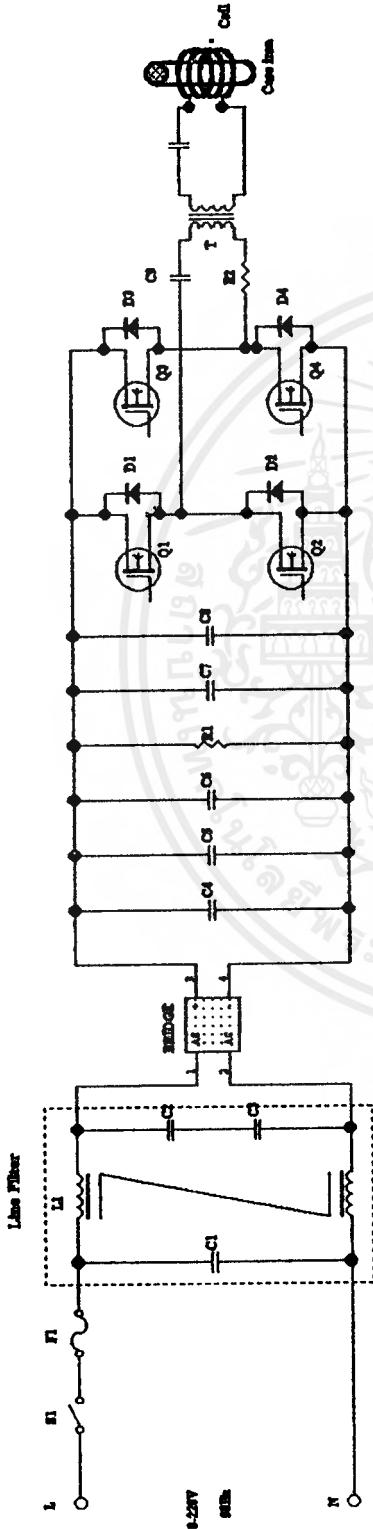
3.4.6 วงจร Drive

จะนำสัญญาณ Logic จากวงจร Dead Time มาผ่านอุปกรณ์ออปโตได้อ์ (Opto) เพื่อแยก กราวด์ของสัญญาณอิสระจากกัน นำไปผ่านไอซีขับเกต เบอร์ IR2125 ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถหยุด สัญญาณเกต(Gate) ได้ โดยป้องกันสัญญาณป้องกันเข้าไป โดยไอซีเบอร์นี้มีการป้องกันสองฝั่งคือ ทางด้านต่ำ (Low Side) ที่ขา ERR และด้านสูง (High Side) คือ ขา CS ข้อดีอีกข้อคือไอซีตัวนี้ ใช้ที่สัญญาณที่มีความถี่ย่านกว้าง ๆ ได้



รูปที่ 3.12 วงจรขับเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



F1 : 15 A, 250 V.

F1 : 5 A.

C1 : 0.2 µF, 250 V.

C2, C3 : 2.2 µF, 400 V.

C4 - C6 : 1000 µF, 400 V.

C7, C8 : 2.2 µF, 100 V.

C9 : 2.2 µF, 100 V, *7 Polypin package MKP4

C10 : (0.2 µF, 100 V, +2.2 µF, 100 V) * 10 Polypin package MKP4

R1 : 1.1 ohm.

T1 : TDK H7C1 Core 502

รูปที่ 3.13 ส่วนประกอบวงจรกำลัง

บทที่ 4

การทดลอง

4.1 ผลของการต่อตัวเก็บประจุอนุกรมและขนานต่อการให้ความร้อน

วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาถึงพฤติกรรมความแตกต่างระหว่างโพลคอนดิวทีฟรีไซเคิลกับโพลคอนดิวทีฟรีไซเคิล
- เพื่อเปรียบเทียบผลของการให้ความร้อนระหว่างโพลคอนดิวทีฟรีไซเคิลกับโพลคอนดิวทีฟรีไซเคิล

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้ชิ้นงานเหล็กขนาด 21.10 มม.
2. ต่อโพลคอนดิวทีฟตัวเก็บประจุ ขนาด 7.7 μF ปรับความถี่ที่จูดรีไซเคิลและแรงดัน 100 V บันทึกผลการให้ความร้อน
3. เปลี่ยนโพลเป็นแบบขนานทำเช่นเดียวกับแบบโพลคอนดิวทีฟ
4. เปรียบเทียบผลการให้ความร้อนของการต่อทั้ง 2 แบบ
5. เปลี่ยนชิ้นงานเป็น 23.15 มม. ทำตามการทดลองข้อ 2-4

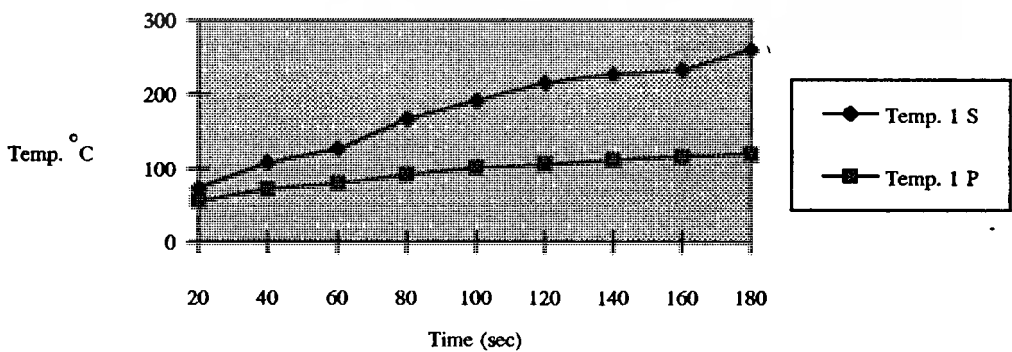
ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.1 การเพิ่มของอุณหภูมิ เมื่อใช้ชิ้นงาน 21.10 มม. กับตัวเก็บประจุ 7.7 μF และมีการค่อโหลดแตกต่างกัน

Time (sec)	Temp. 1 S ($^{\circ}\text{C}$)	Temp. 1 P ($^{\circ}\text{C}$)
20	74	56
40	108	72
60	126	80
80	167	91
100	191	101
120	215	105
140	226	111
160	232	116
180	260	119

หมายเหตุ

- Temp. 1 S หมายถึง อุณหภูมิเมื่อค่อโหลดอนุกรมรีโซแนนซ์ โดยใช้ชิ้นงานเส้นผ่าศูนย์กลาง 21.10 มม. และตัวเก็บประจุ 7.7 μF
- Temp. 1 P หมายถึง อุณหภูมิเมื่อค่อโหลดขนานรีโซแนนซ์ โดยใช้ชิ้นงานเส้นผ่าศูนย์กลาง 21.10 มม. และตัวเก็บประจุ 7.7 μF



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงการเพิ่มของอุณหภูมิตัวเก็บประจุกับเวลา เมื่อใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. และตัวเก็บประจุ 7.7 μF ต่ออนุกรมและขนาน

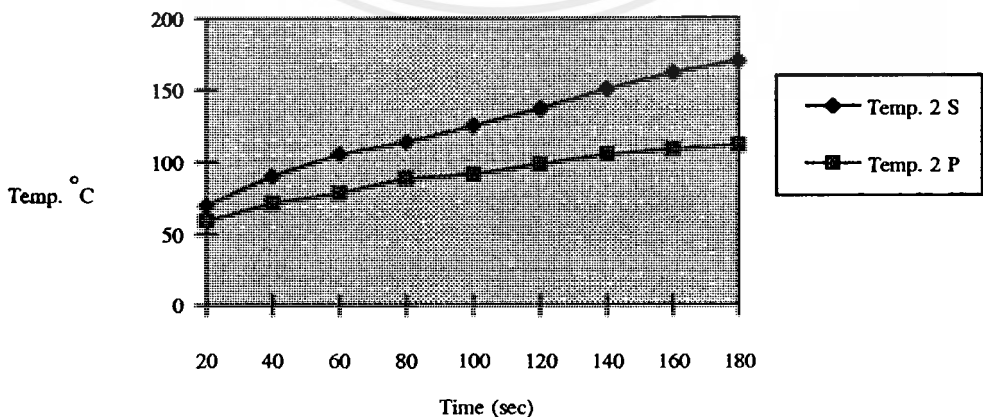
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 การเพิ่มของอุณหภูมิ เมื่อใช้ชิ้นงานเหล็ก 23.15 มม. กับตัวเก็บประจุ 7.7 μF และมีการต่อโหลดแตกต่างกัน

Time (sec)	Temp. 2 S	Temp. 2 P
20	70	59
40	90	71
60	105	78
80	114	88
100	125	91
120	137	98
140	150	105
160	162	109
180	170	112

หมายเหตุ

- Temp. 2 S หมายถึง อุณหภูมิเมื่อต่อโหลดอนุกรมรีโซแนนซ์ โดยใช้ชิ้นงานเส้นผ่าศูนย์กลาง 23.15 มม. และตัวเก็บประจุ 7.7 μF
- Temp. 2 P หมายถึง อุณหภูมิเมื่อต่อโหลดขนานรีโซแนนซ์ โดยใช้ชิ้นงานเส้นผ่าศูนย์กลาง 23.15 มม. และตัวเก็บประจุ 7.7 μF



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงการเพิ่มของอุณหภูมิกับเวลา เมื่อชิ้นงาน ขนาด 23.15 มม. และตัวเก็บประจุ 7.7 μF ต่ออนุกรมและขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

การทดลองนี้เป็นการทดลองเพื่อเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างการต่อโหลดแบบอนุกรมรีโซแนนซ์กับแบบขนานรีโซแนนซ์พบว่า ผลของการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่ชิ้นงานนั้นแบบอนุกรมรีโซแนนซ์ดีกว่า เนื่องมาจากกระแสที่ไหลผ่าน L-C มีค่าเดียวคือ ที่ไหลมาจากแหล่งจ่ายและจะมีค่าสูงสุดที่จุดรีโซแนนซ์ ในขณะที่ L-C ขนานที่จุดรีโซแนนซ์ กระแสจะมี 2 ส่วนคือ กระแสที่ไหลจากหม้อแปลง และกระแสที่ไหลในรูปของ L-C ซึ่งกระแสจากหม้อแปลงจะมีค่าต่ำ ส่วนกระแสในรูป L-C จะมีค่าสูง แต่การทำงานขณะรีโซแนนซ์นั้นไม่สามารถทำได้เนื่องมาจากกระแสที่ไหลสูงมาก ทำให้ตัวเก็บประจุร้อนอย่างรวดเร็ว จนกระทั่งจุดต่อเริ่มละลายทำให้ต้องหยุดการทดลอง และเปลี่ยนมาทดลองที่จุดที่ใกล้เคียงรีโซแนนซ์ ทำให้ผลการเพิ่มของอุณหภูมิของแบบขนานไม่ดีเท่าแบบอนุกรม เนื่องจากที่จุดใกล้เคียงรีโซแนนซ์นั้นแบบอนุกรมจะมีกระแสไหลผ่านขดลวด (Work Coil) สูงกว่า ส่วนแบบขนานกระแสจะไหลผ่านขดลวดสูงที่จุดรีโซแนนซ์เท่านั้น

ดังนั้น เราจึงได้ข้อสรุปว่าในโครงการนี้จึงเลือกใช้การต่อโหลดแบบอนุกรมรีโซแนนซ์ และเนื่องจากสาเหตุที่อินเวอร์เตอร์ที่เราออกแบบเป็น Voltage Source Inverter โหลดแบบอนุกรมรีโซแนนซ์จึงเหมาะสมมากที่สุด

4.2 ผลของควมดีและขนาดของชิ้นงานที่มีผลต่อการให้ความร้อนแก่ชิ้นงาน

วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาผลของขนาดชิ้นงานที่ต่างกันว่ามีผลต่อการให้ความร้อนอย่างไร
- เพื่อศึกษาผลของการเปลี่ยนความถี่รีโซแนนซ์ว่ามีผลอย่างไรกับการให้ความร้อน

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อโหลดอนุกรมกับตัวเก็บประจุ ขนาด $7.7 \mu\text{F}$
2. ใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. ปรับความถี่ไว้ที่จุดรีโซแนนซ์ป้อนแรงดันที่ 150 V.
3. วัดค่าอุณหภูมิกับเวลา โดยปรับความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์ตลอด บันทึกผลการให้ความร้อน
4. เปลี่ยนขนาดชิ้นงาน 23.15 มม. ทำการบันทึกผลเทียบกับครั้งแรก
5. เปลี่ยนตัวเก็บประจุ ขนาด $3.4 \mu\text{F}$ ทำตามการทดลองข้อ 2 - 4
6. ทำการทดลองโดยใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. และใช้ตัวเก็บประจุ ขนาด $3.4 \mu\text{F}$

และขนาด $7.7 \mu\text{F}$ แต่ทดลองที่กระแสเท่ากัน

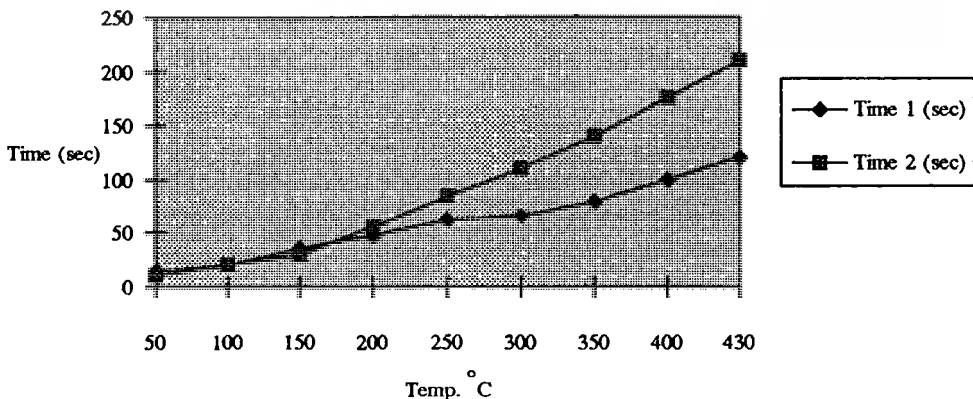
ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.3 การเพิ่มของอุณหภูมิ เมื่อใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม.
เมื่อความถี่ใช้งานต่างกัน แรงดันอินพุตเท่ากัน

Temp. (°C)	Time 1 (sec)	Time 2 (sec)
50	15	10
100	20	20
150	35	30
200	47	55
250	63	85
300	67	110
350	80	140
400	100	175
430	120	210

หมายเหตุ

- Time 1 หมายถึง เวลาให้ความร้อนเมื่อชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. และตัวเก็บประจุขนาด $7.7 \mu\text{F}$ ความถี่รีโซแนนซ์ที่ 96.15 kHz แรงดันอินพุต 150 V
- Time 2 หมายถึง เวลาให้ความร้อนเมื่อชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. และตัวเก็บประจุขนาด $3.4 \mu\text{F}$ ความถี่รีโซแนนซ์ที่ 142.86 kHz แรงดันอินพุต 150 V



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลา การให้ความร้อนของชิ้นงาน

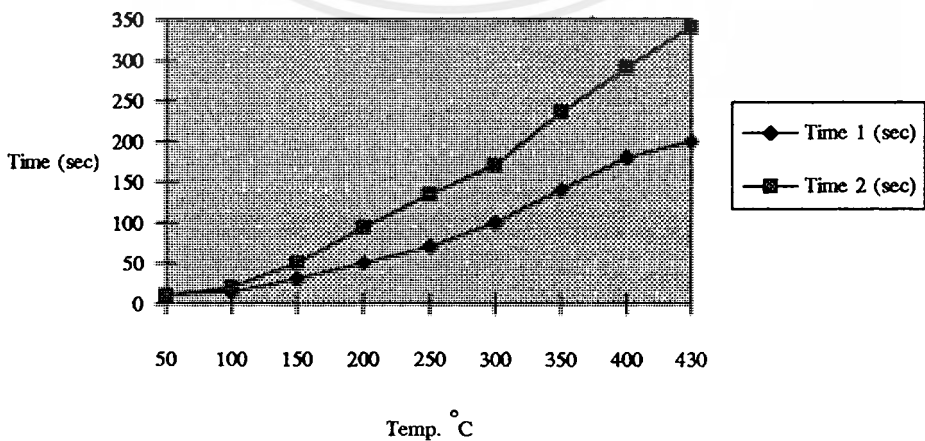
เอกสารนี้เป็นเอกสาร ขนาด 21.10 มม. ที่ทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ต่างกัน เมื่อแรงดันเท่ากัน โยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 การเพิ่มของอุณหภูมิ เมื่อใช้ชิ้นงาน ขนาด 23.15 มม.
เมื่อความถี่ใช้งานต่างกัน แรงดันอินพุตเท่ากัน

Temp. ($^{\circ}\text{C}$)	Time 1 (sec)	Time 2 (sec)
50	10	10
100	15	20
150	30	50
200	50	94
250	70	134
300	100	170
350	140	236
400	180	290
430	200	340

หมายเหตุ

- Time 1 หมายถึง เวลาให้ความร้อนเมื่อชิ้นงาน ขนาด 23.15 มม. และตัวเก็บประจุ ขนาด $7.7\ \mu\text{F}$ ความถี่โซแนนซ์ที่ $95.25\ \text{kHz}$ แรงดันอินพุต $150\ \text{V}$
- Time 2 หมายถึง เวลาให้ความร้อนเมื่อชิ้นงาน ขนาด 23.15 มม. และตัวเก็บประจุ ขนาด $3.4\ \mu\text{F}$ ความถี่โซแนนซ์ที่ $140.79\ \text{kHz}$ แรงดันอินพุต $150\ \text{V}$



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลา การให้ความร้อนของชิ้นงาน
ขนาด 23.15 มม. ที่ทำงานที่ความถี่โซแนนซ์ต่างกัน เมื่อแรงดันเท่ากัน

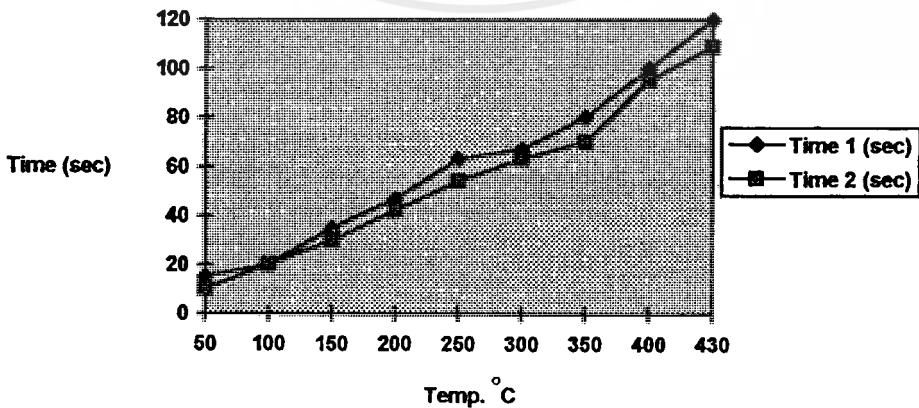
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น โดยผู้จัดทำขอสงวนสิทธิ์ในข้อนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 การเพิ่มของอุณหภูมิ เมื่อใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม.
เมื่อความถี่ใช้งานต่างกัน กระแสเท่ากัน

Temp. (°C)	Time 1 (sec)	Time 2 (sec)
50	15	10
100	20	20
150	35	30
200	47	42
250	63	54
300	67	63
350	80	70
400	100	95
430	120	109

หมายเหตุ

- Time 1 หมายถึง เวลาให้ความร้อนเมื่อชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. และตัวเก็บประจุ ขนาด $7.7 \mu\text{F}$ ความถี่โซแนนซ์ที่ 96.15 kHz กระแสอินพุท 5 A
- Time 2 หมายถึง เวลาให้ความร้อนเมื่อชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. และตัวเก็บประจุ ขนาด $3.4 \mu\text{F}$ ความถี่โซแนนซ์ที่ 142.86 kHz กระแสอินพุท 5 A



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลา การให้ความร้อนของชิ้นงาน
ขนาด 21.10 มม. ที่ทำงานที่ความถี่โซแนนซ์ต่างกันแต่ค่ากระแสเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

การทดลองนี้ทำเพื่อหาผลกระทบของขนาดชิ้นงานต่อการให้ความร้อน จะพบว่าที่ชิ้นงานขนาดเล็กการเพิ่มของอุณหภูมิจะดีกว่าขนาดใหญ่ เนื่องจากการทดลองจะทำให้แรงดันคงที่ ขนาดชิ้นงานที่ต่างกันทำให้อินพีแดนซ์ต่างกันเป็นผลให้กระแสมีค่าแตกต่างกัน ความถี่รีโซแนนซ์ก็คนละจุดกันด้วย ทำให้การเพิ่มของอุณหภูมิทั้งสองไม่เท่ากัน และนอกจากนี้การเกิดของกระแสไหลวนซึ่งเป็นปัจจัยหลักของการเกิดความร้อนบนชิ้นงาน ขึ้นกับความต้านทานของชิ้นงาน และความต้านทานนี้ก็จะเปลี่ยนตามค่าของรัศมี ดังนั้นที่ชิ้นงานใหญ่เส้นรอบวงจะมากขึ้นทำให้ความต้านทานของชิ้นงานสูง นอกจากนี้การสูญเสียความร้อนไปยังภายนอกของชิ้นงานขนาดใหญ่ยังมีมากกว่า

เมื่อทำการลดขนาดตัวเก็บประจุลง เพื่อเพิ่มค่าความถี่รีโซแนนซ์ให้สูงขึ้น พบว่ากระแสที่ไหลลงมีค่าน้อยลง ทำให้การเพิ่มของอุณหภูมิลดลง โดยเฉลี่ยประมาณ 1.326 เท่า เมื่อชิ้นงานขนาด 21.10 มม. และ 1.610 เท่า เมื่อใช้ชิ้นงานขนาด 23.15 มม. ดังนั้นเราบอกได้ว่า ปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นขึ้นอยู่กับค่าการดึงกระแสของโหลดเป็นสิ่งสำคัญ เพื่อให้เห็นผลต่างระหว่างการให้ความร้อนที่ความถี่ต่างกัน เราจึงทำการทดสอบที่กระแสเท่ากัน เราพบว่าที่ความถี่สูง การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิจะสูงกว่า ดังนั้น ในการกำหนดความถี่เพื่อใช้งานจำเป็นต้องคำนึงถึงปริมาณกระแสด้วย ถ้าความถี่สูงมาก ๆ จะทำให้กระแสน้อยลง เวลาในการให้ความร้อนเพิ่มขึ้น ความลึกผิว (Skin depth) ที่ต้องการจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากการนำความร้อนในตัวชิ้นงาน จุดที่น่าสังเกตอีกประการหนึ่งคือ แม้ว่าอินเวอร์เตอร์จะทำงานที่รีโซแนนซ์แล้วก็ตาม แต่การดึงกระแสของโหลดก็มีค่าลดลงเรื่อย ๆ เนื่องจากผลของความร้อนมีผลกับค่าความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน

4.3 ผลของการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลดเหนี่ยวนำ

วัตถุประสงค์

- เพื่อพิสูจน์ว่าที่จุดรีโซแนนซ์จะสามารถดึงพลังงานได้สูงสุด
- เพื่อศึกษาผลของการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ ที่ไม่ใช่จุดรีโซแนนซ์

ขั้นตอนการทดลอง

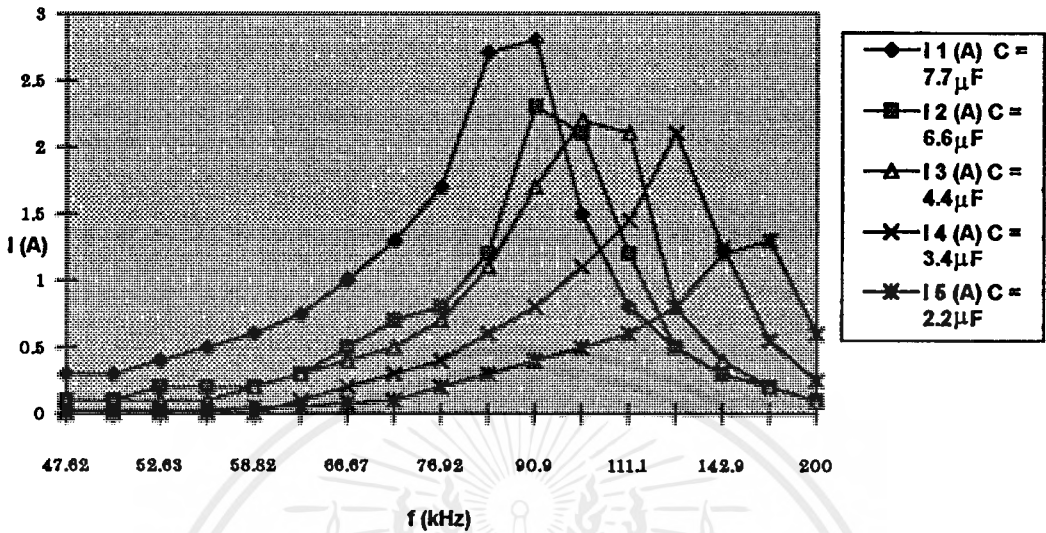
1. ใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. ตัวเก็บประจุอนุกรม 7.7 μF
2. ปรับแรงดันคงที่ 100 V. เปลี่ยนความถี่จากต่ำสุดสู่สูงสุด บันทึกผลการดึงกระแสของโหลด ระหว่างการทดลองพยายามปรับแรงดันให้คงที่

3. สังเกตผลที่เกิดขึ้นกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์สัญญาณแรงดัน และกระแสของเอาต์พุตพร้อมกับแรงดันคร่อมมอเตอร์
4. เปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุอนุกรมเป็นขนาด 6.6, 4.4, 3.4 และ 2.2 μF ตามลำดับ ทำตามการทดลองข้อ 2 - 3

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.6 การดึงกระแสของโหลด เมื่อขึ้นงาน ขนาด 21.10 มม. และมีการปรับความถี่เมื่อจุดรีโซแนนซ์แตกต่างกัน

f (kHz)	I 1 (A) C = 7.7 μF	I 2 (A) C = 6.6 μF	I 3 (A) C = 4.4 μF	I 4 (A) C = 3.4 μF	I 5 (A) C = 2.2 μF
47.62	0.30	0.10	0.10	0.00	0.02
50.00	0.30	0.10	0.10	0.00	0.02
52.63	0.40	0.20	0.10	0.00	0.02
55.56	0.50	0.20	0.10	0.00	0.02
58.82	0.60	0.20	0.20	0.00	0.05
62.50	0.75	0.30	0.30	0.10	0.05
66.67	1.00	0.50	0.40	0.20	0.08
71.43	1.30	0.70	0.50	0.30	0.10
76.92	1.70	0.80	0.70	0.40	0.20
83.33	2.70	1.20	1.10	0.60	0.30
90.90	2.80	2.30	1.70	0.80	0.40
100.00	1.50	2.10	2.20	1.10	0.50
111.11	0.80	1.20	2.10	1.45	0.60
125.00	0.50	0.50	0.80	2.10	0.80
142.86	0.30	0.30	0.40	1.25	1.20
166.67	0.20	0.20	0.20	0.55	1.30
200.00	0.10	0.10	0.10	0.25	0.60



รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของโหลด
เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง และมีจูลรีโซแนนซ์ต่างกัน

สรุปผลการทดลอง

การทดลองนี้เป็นการหาข้อพิสูจน์ว่าที่จูลรีโซแนนซ์เป็นจุดที่มีความเหมาะสมกับการให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ จากการทดลองที่ 2 บอกได้ว่า การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิจะมีค่าสูงตามปริมาณกระแสที่ไหลลัด คังนั้น ถ้าไหลลัดกระแสมากเท่าไร พลังงานที่ถ่ายไปยังชิ้นงานก็จะมากขึ้นเท่านั้น เมื่อทดลองปรับความถี่ใช้งานของเครื่องจากต่ำสุดสู่สูงสุด เราจะได้ช่วงแบนวิท (Bandwidth) ของความถี่อยู่ช่วงหนึ่งที่กระแสจะมีค่าสูง ซึ่งความกว้างของช่วงนี้ขึ้นกับค่า Quality Factor (Q) ของโหลด และเราสามารถเลือกตำแหน่งของช่วงความถี่ที่ได้โดยกำหนดจากค่าตัวเก็บประจุต่ออนุกรม โดยถ้าตัวเก็บประจุน้อย ๆ ความถี่จะสูง

แต่ในการทดลองพบว่าในช่วงที่กระแสสูงนั้นอินเวอร์เตอร์จะทำงานในช่วงนำหน้า (Lead) ล้าหลัง (Lag) และ เป็นหนึ่ง (Unity) ซึ่งเป็นหน้าที่ของเรว่าจะเลือกความถี่ของอินเวอร์เตอร์ให้ทำงาน ณ ตำแหน่งใด เราพบว่าที่ค่าตัวประกอบกำลังเป็นหนึ่งใน ค่ากระแสจะมีค่าสูงสุดแต่พบว่าขาดเสถียรภาพ เนื่องจากอยู่ในช่วงของการเปลี่ยนแปลงเป็น ได้ทั้งนำหน้าและล้าหลังจึงไม่เหมาะสม ส่วนในกรณีนำหน้าและล้าหลัง เพื่อพิจารณารูปคลื่นของกระแสและแรงดันรวมทั้งผลของการเกิดแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมตัวมอสเฟตพบว่า การทำงานที่ตัวประกอบกำลังล้าหลังเล็กน้อยให้ผลดีที่สุด เราจึงเลือกจุดนี้เป็นจุดทำงาน

การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลกระทบของอุณหภูมิที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของโพลคเหนียวนำ วัตถุประสงค

- เพื่อศึกษาถึงการเปลี่ยนแปลงที่มีต่อค่าความเหนียวนำของโพลคเหนียวนำเมื่ออุณหภูมิของชิ้นงานสูงขึ้น

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. ตัวเก็บประจุอนุกรม 7.7 μF
2. ปรับค่าความถี่ไปที่จตุรีโซแนนซ์ ปรับแหล่งจ่ายที่ 150 V.
3. เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นปรับความถี่ให้อยู่ที่จตุรีโซแนนซ์ตลอดเวลา บันทึกค่าความถี่รีโซแนนซ์ทุก ๆ 50 $^{\circ}\text{C}$
4. เปลี่ยนชิ้นงาน 23.15 มม. ทำการทดลองเหมือนเดิม บันทึกค่าเพื่อเปรียบเทียบ
5. คำนวณค่า L จาก $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.7 การเปลี่ยนแปลงของโพลคเมื่ออุณหภูมิสูง

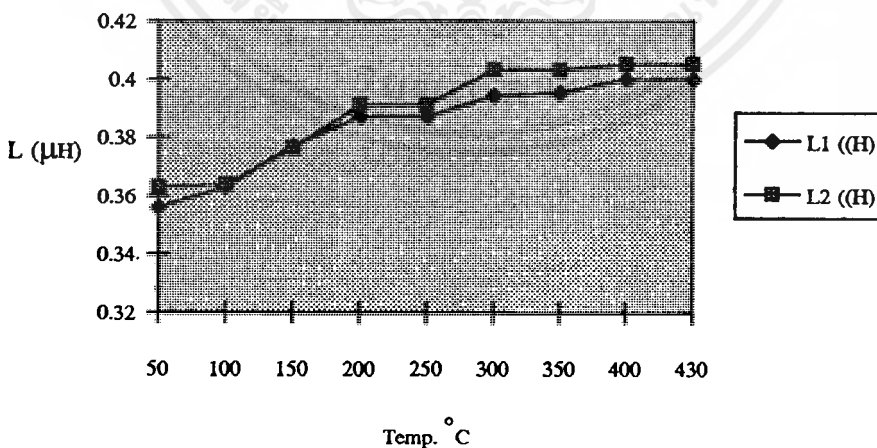
Temp ($^{\circ}\text{C}$)	ชิ้นงาน 21.10 มม.		ชิ้นงาน 23.15 มม.	
	f_1 (kHz)	L_1 (μH)	f_2 (kHz)	L_2 (μH)
50	96.15	0.356	95.25	0.363
100	95.21	0.363	95.11	0.364
150	93.43	0.377	93.51	0.376
200	92.17	0.387	91.75	0.391
250	92.17	0.387	91.75	0.391
300	91.44	0.394	90.32	0.403
350	91.24	0.395	90.32	0.403
400	90.72	0.400	90.15	0.405
430	90.72	0.400	90.15	0.405

ตารางที่ 4.8 การเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น เมื่อขึ้นงานขนาดต่างกัน

Temp. ($^{\circ}\text{C}$)	L_1 (μH)	L_2 (μH)
50	0.356	0.363
100	0.363	0.364
150	0.377	0.376
200	0.387	0.391
250	0.387	0.391
300	0.394	0.403
350	0.395	0.403
400	0.400	0.405
430	0.400	0.405

หมายเหตุ

- L_1 หมายถึง ความเหนี่ยวนำขึ้นงาน ขนาด 21.10 มม.
- L_2 หมายถึง ความเหนี่ยวนำขึ้นงาน ขนาด 23.15 มม.



รูปที่ 4.7 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นของชิ้นงานที่มีขนาดแตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

การทดลองนี้เป็นการทดลองหาผลของการเปลี่ยนแปลงของโพลีเมอร์เหนียวที่เกิดขึ้นเนื่องจากความร้อน โดยการทดลอง จะทำการคำนวณค่าการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนียวอย่างประมาณ โดยรวมเอาค่าของความเหนียวที่เกิดขึ้นจากหม้อแปลงและสายไฟ เราพบว่าเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นค่าของความเหนียวน่าจะมีค่าเพิ่มขึ้นที่เล็กน้อย

ในการทดลองนี้ อาจมีข้อผิดพลาดบ้าง เนื่องจากการอ่านค่าของความถี่เพราะขาดเครื่องมือที่มีคุณภาพ โดยในการทดลองนี้จะให้ความร้อนกับชิ้นงานแล้วค่อยปรับความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์ตลอดเวลาที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นแล้วนำความถี่นี้มาคำนวณหาค่าความเหนียว เมื่อค่าความเหนียวเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิจะทำให้จตุรีโซแนนซ์เปลี่ยนไป เฟสของกระแสจะล่าช้าลงเพิ่มขึ้นทำให้กำลังไฟที่ตกลง ดังนั้นจึงเป็นสาเหตุจำเป็นที่จะต้องควบคุม และ รักษาภาวะรีโซแนนซ์ไว้เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด

4.5 ผลของการเปลี่ยนแปลงกระแสเมื่อความถี่คงที่

วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาผลของกระแสที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงของโพลีเมอร์เหนียว ขณะที่ความถี่คงที่

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. ตัวเก็บประจุอนุกรม 7.7 μF
2. ปรับความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์คงที่ตลอด ปรับแรงดัน 150 V
3. บันทึกค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแส เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโพลีเมอร์เหนียวเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น
4. เปลี่ยนชิ้นงาน ขนาด 23.15 มม. บันทึกผลการเปรียบเทียบ

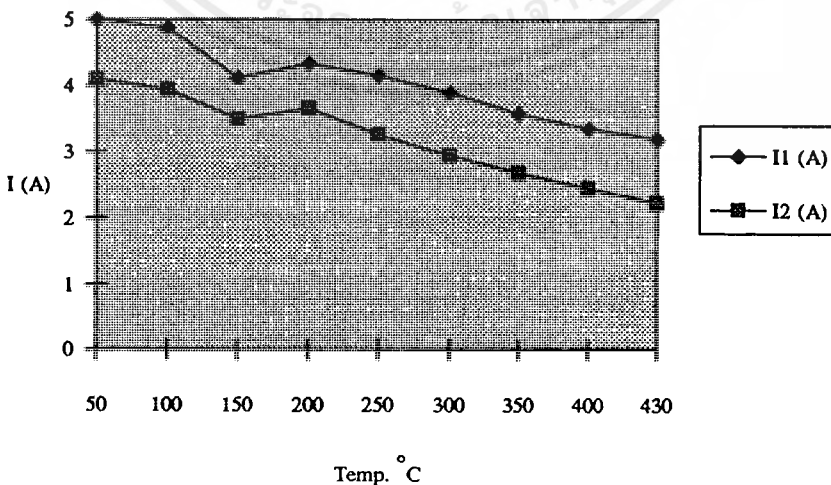
ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.9 การลดลงของกระแสไหลคเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น
ขณะที่ความถี่คงที่ ของชิ้นงานที่มีขนาดแตกต่างกัน

Temp. (°C)	I_1 (A)	I_2 (A)
50	5.00	4.10
100	4.86	3.93
150	4.11	3.48
200	4.32	3.65
250	4.15	3.25
300	3.87	2.94
350	3.57	2.67
400	3.35	2.45
430	3.18	2.23

หมายเหตุ

- I_1 หมายถึง กระแสของชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม.
- I_2 หมายถึง กระแสของชิ้นงาน ขนาด 23.15 มม.



รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของการลดลงของกระแส
กับการเพิ่มของอุณหภูมิของชิ้นงานที่มีขนาดแตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

การทดลองนี้เป็นการทดลองเพื่อดูผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นต่อการคั้งกระแส เมื่อไม่มีการเปลี่ยนความถี่ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด เราจะพบว่าเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นค่ากระแสจะลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับกรณีมีการปรับความถี่ตามโหลด ดังนั้นทำให้การส่งกำลังไปยังโหลดได้น้อยลง

4.6 การควบคุมแบบติดตามความถี่ โดยใช้ Phase Lock Loop

วัตถุประสงค์

- เพื่อทดสอบระบบควบคุมแบบอัตโนมัติ โดยใช้ Phase Lock Loop ในการติดตามความถี่รีโซแนนซ์ตลอดช่วงเวลาการให้ความร้อน
- เพื่อเปรียบเทียบข้อแตกต่างในด้านประสิทธิภาพการให้ความร้อนของระบบที่มีความถี่คงที่ กับระบบที่มีการติดตามความถี่

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. ตัวเก็บประจุอนุกรม $7.7 \mu\text{F}$
2. ตั้งสถานะความถี่เริ่มต้นให้กับอินเวอร์เตอร์ที่จุดรีโซแนนซ์ของโหลด
3. ปรับสวิตช์ไปที่อัตโนมัติเพิ่มแรงดันขึ้นถึง 150 V. วัดค่าเวลา อุณหภูมิ และค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแส บันทึกผล
4. ทำเหมือนกับข้อ 1 แต่ให้ความถี่คงที่ โดยใช้สวิตช์อยู่ที่ Manual ที่แรงดัน 150 V. วัดค่าของเวลา อุณหภูมิ และการเปลี่ยนแปลงของกระแส บันทึกผล
5. ทำการทดลองเหมือนเดิม แต่ใช้วิธีปรับความถี่ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดด้วยมือ บันทึกค่าเช่นเดิม เพื่อเปรียบเทียบกัน
6. เขียนกราฟเปรียบเทียบระหว่างเวลากับอุณหภูมิ และอุณหภูมิกับการเปลี่ยนแปลงของกระแส

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.10 ผลของการลดลงของกระแสเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น เมื่อมีการควบคุมแบบต่าง ๆ

Temp (°C)	PLL		Manual		ความถี่คงที่	
	Time ₁ (s)	I ₁ (A)	Time ₂ (s)	I ₂ (A)	Time ₃ (s)	I ₃ (A)
50	15	5.00	15	5.00	15	5.00
100	20	4.73	21	4.95	20	4.86
150	40	4.51	40	4.85	50	4.41
200	47	4.47	46	4.65	56	4.32
250	63	4.46	60	4.60	80	4.15
300	67	4.44	65	4.52	107	3.87
350	80	4.35	75	4.50	131	3.57
400	100	4.35	90	4.50	158	3.34
430	120	4.30	113	4.45	164	3.18

ตารางที่ 4.11 เวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนของการควบคุมแบบต่าง ๆ

Temp.(°C)	Time ₁ (s)	Time ₂ (s)	Time ₃ (s)
50	15	15	15
100	20	21	20
150	40	40	50
200	47	46	56
250	63	60	80
300	67	65	107
350	80	75	131
400	100	90	158
430	120	113	164

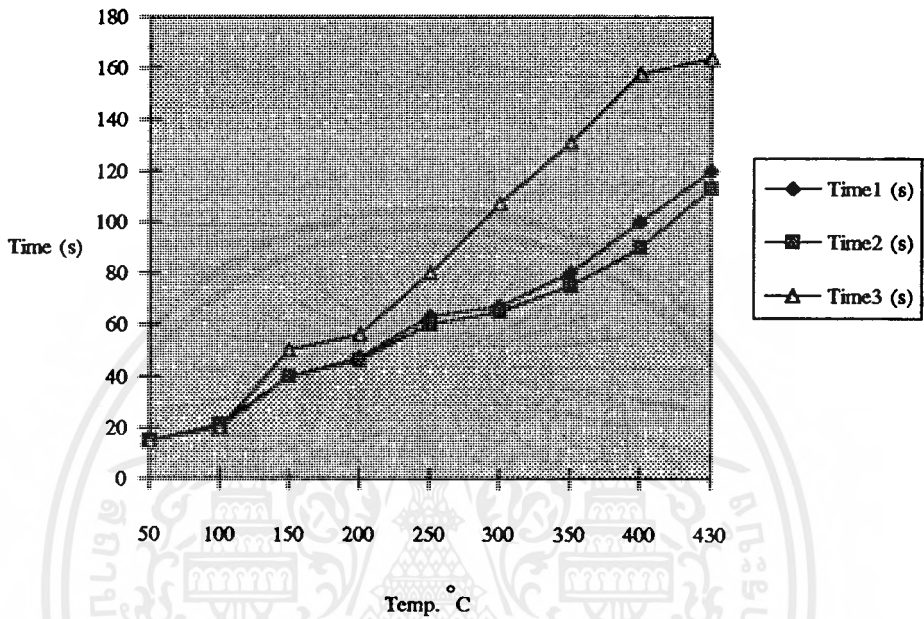
หมายเหตุ

- Time₁ หมายถึง เวลาในการให้ความร้อนเมื่อใช้ Phase Lock Loop ในการควบคุม

ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $Time_2$ หมายถึง เวลาในการให้ความร้อนเมื่อควบคุมความถี่โดยการปรับด้วยมือ
- $Time_3$ หมายถึง เวลาในการให้ความร้อนไม่มีการปรับความถี่ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด



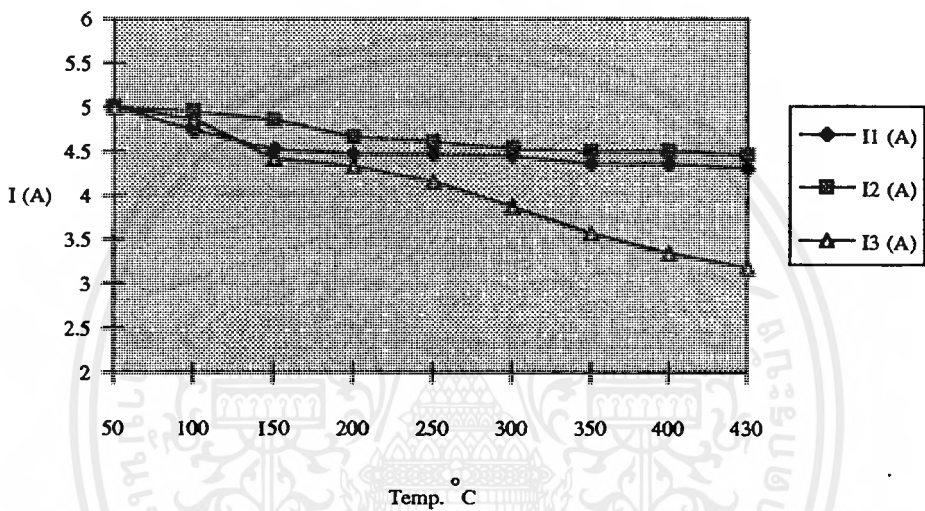
รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของเวลาในการให้ความร้อนกับอุณหภูมิเมื่อมีการควบคุมแบบต่าง ๆ

ตารางที่ 4.12 การลดลงของกระแสเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นของการควบคุมแบบต่าง ๆ

Temp. (°C)	I_1 (A)	I_2 (A)	I_3 (A)
50	5.00	5.00	5.00
100	4.73	4.95	4.86
150	4.51	4.85	4.41
200	4.47	4.65	4.32
250	4.46	4.60	4.15
300	4.44	4.52	3.87
350	4.35	4.50	3.57
400	4.35	4.50	3.34
430	4.30	4.45	3.18

หมายเหตุ

- I_1 หมายถึง กระแสของโหลด เมื่อใช้ Phase Lock Loop ในการควบคุมความถี่
- I_2 หมายถึง กระแสของโหลด เมื่อควบคุมความถี่โดยการปรับด้วยมือ
- I_3 หมายถึง กระแสของโหลด เมื่อไม่มีการปรับความถี่ตามการเปลี่ยนแปลงของ โหลด



รูปที่ 4.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสโหลด เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น
เมื่อมีการควบคุมแบบต่าง ๆ

สรุปผลการทดลอง

การทดลองนี้เป็นการทดลองเพื่อทดสอบระบบการควบคุมป้อนกลับ โดยใช้ Phase Lock Loop ว่าสามารถเปลี่ยนแปลงตามโหลดเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จากการทดลองสรุปได้ว่าระบบควบคุมสามารถปรับความถี่ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้ ใกล้เคียงกับการปรับด้วยมือ โดยดูจากพฤติกรรมการรักษาระดับการลดลงของกระแส แต่จะพบว่าระหว่างที่มีการควบคุมแบบอัตโนมัติ สัญญาณของแรงดันจะมีการสั้นตลอดเวลาไม่นิ่ง ซึ่งมีผลกับการอ่านค่าอย่างมาก และขณะทำการทดสอบบางครั้งระบบควบคุมจะสูญเสียสถานะล็อกความถี่ของกระแสและแรงดันโดยไม่ทราบสาเหตุ ซึ่งนับได้ว่าระบบยังคงขาดเสถียรภาพอยู่อาจเป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น โดยยังไม่สามารถแก้ไขได้ทั้ง ๆ ที่มีการแยกระบบการควบคุมกับระบบกำลังโดยเด็ดขาดแล้วก็ตาม

4.7 การหาประสิทธิภาพเครื่อง

วัตถุประสงค์

- เพื่อหาประสิทธิภาพของเครื่องโดยรวม
- เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องขณะมีการควบคุมความถี่ กับไม่มีการควบคุมความถี่

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้ชิ้นงาน ขนาด 21.10 มม. ตัวเก็บประจุอนุกรม 7.7 μF จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ 150 V , 7.5 A
2. ทำการวัดค่ากระแส แรงดัน และมุมต่างเฟส โดยใช้ Power Factor Meter ทางด้านอินพุทของเครื่องขณะทำการให้ความร้อน
3. วัดสัญญาณกระแสและแรงดันทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ แล้วคำนวณหาประสิทธิภาพของเครื่องขณะให้ความร้อน
4. วัดการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่ชิ้นงานที่เวลาใด ๆ เพื่อหาประสิทธิภาพของการแปรรูปพลังงานความร้อน ใช้สูตร $P_w = \frac{Q}{t} = \frac{mc\Delta T}{\Delta t}$
5. ในขณะที่ทำการทดลองต้องปรับความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์
6. ทำการทดลองตามข้อ 1 - 5 แต่ให้ทำงานที่ความถี่คงที่

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.13 แสดงประสิทธิภาพของเครื่องขณะที่มีการควบคุมความถี่
ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด

Temp (°C)	Input			Output			Pin	Pout	η (%)
	Iac	Vac	Cos θ	Vout	Iout	Cos θ			
50	7.50	150	0.940	162	5.89	0.98	1057.50	935.10	88.43
100	7.45	150	0.940	162	5.84	0.98	1050.45	927.16	88.26
150	7.35	150	0.940	162	5.74	0.98	1035.35	911.29	87.93
200	7.15	150	0.935	162	5.54	0.98	1008.15	879.53	87.24
250	7.10	150	0.940	162	5.49	0.98	1002.79	871.59	86.92
300	7.00	150	0.940	162	5.41	0.98	987.00	858.81	87.02
350	6.98	150	0.940	162	5.37	0.98	984.18	852.54	86.62
400	6.96	150	0.940	162	5.35	0.98	981.36	849.37	86.55
430	6.91	150	0.940	162	5.30	0.98	974.31	841.43	86.36
ค่าเฉลี่ย							1009.12	880.75	87.48 %

ตารางที่ 4.14 แสดงประสิทธิภาพของเครื่องขณะที่ความถี่คงที่

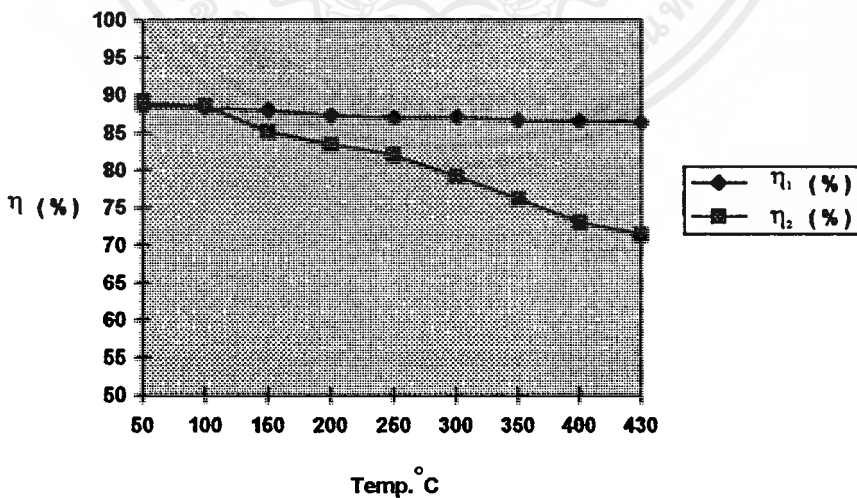
Temp (°C)	Input			Output			Pin	Pout	η (%)
	Iac	Vac	Cos θ	Vout	Iout	Cos θ			
50	7.50	150	0.935	162	5.89	0.98	935.10	1051.88	88.90
100	7.35	150	0.935	162	5.75	0.98	912.87	1030.84	88.56
150	6.91	150	0.935	162	5.30	0.96	824.26	969.13	85.05
200	6.82	150	0.940	162	5.21	0.95	801.82	961.62	83.38
250	6.68	150	0.940	162	5.07	0.94	772.06	941.88	81.97
300	6.40	150	0.940	162	4.79	0.92	713.90	902.40	79.11
350	6.10	150	0.940	162	4.49	0.90	654.64	860.10	76.11
400	5.87	150	0.945	162	4.26	0.88	607.06	832.07	72.96
430	5.71	150	0.945	162	4.10	0.87	577.85	809.39	71.39
ค่าเฉลี่ย							756.28	928.81	80.60 %

ตารางที่ 4.15 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพเมื่อมีการควบคุมความถี่และความถี่คงที่

Temp. (°C)	η_1 (%)	η_2 (%)
50	88.43	88.90
100	88.26	88.56
150	87.93	85.05
200	87.24	83.38
250	86.92	81.97
300	87.02	79.11
350	86.62	76.11
400	86.55	72.96
430	86.36	71.39

หมายเหตุ

- η_1 (%) หมายถึง ประสิทธิภาพขณะที่มีการควบคุมความถี่
- η_2 (%) หมายถึง ประสิทธิภาพขณะความถี่คงที่



รูปที่ 4.11 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพเครื่อง เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

ตารางที่ 4.16 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิกับเวลา เมื่อมีการควบคุมความถี่และไม่ควบคุมความถี่

Temp.(°C)	Time ₁ (sec)	Time ₂ (sec)
50	15	15
100	21	20
150	40	50
200	46	56
250	60	80
300	65	107
350	75	131
400	90	158
430	113	164

การคำนวณกำลังเฉลี่ยที่ใช้งานจาก

$$P_w = \frac{Q}{t} = \frac{mc\Delta T}{\Delta t}$$

$$m = 0.2 \text{ kg}$$

$$c = 0.958 \times 10^3$$

กรณีมีการควบคุมความถี่

$$P_w = (0.2 \times 0.958 \times 10^3 \times (430 - 50)) / (113 - 15)$$

$$= 742.93 \text{ w}$$

กรณีความถี่คงที่

$$P_w = (0.2 \times 0.958 \times 10^3 \times (430 - 50)) / (164 - 15)$$

$$= 488.64 \text{ w}$$

กรณีมีการควบคุมความถี่

$$\eta(\%) = \frac{P_w}{P_{out}} = \frac{742.93}{880.75} \times 100 = 84.35 \%$$

กรณีความถี่คงที่

$$\eta(\%) = \frac{P_w}{P_{out}} = \frac{488.64}{756.28} \times 100 = 64.61 \%$$

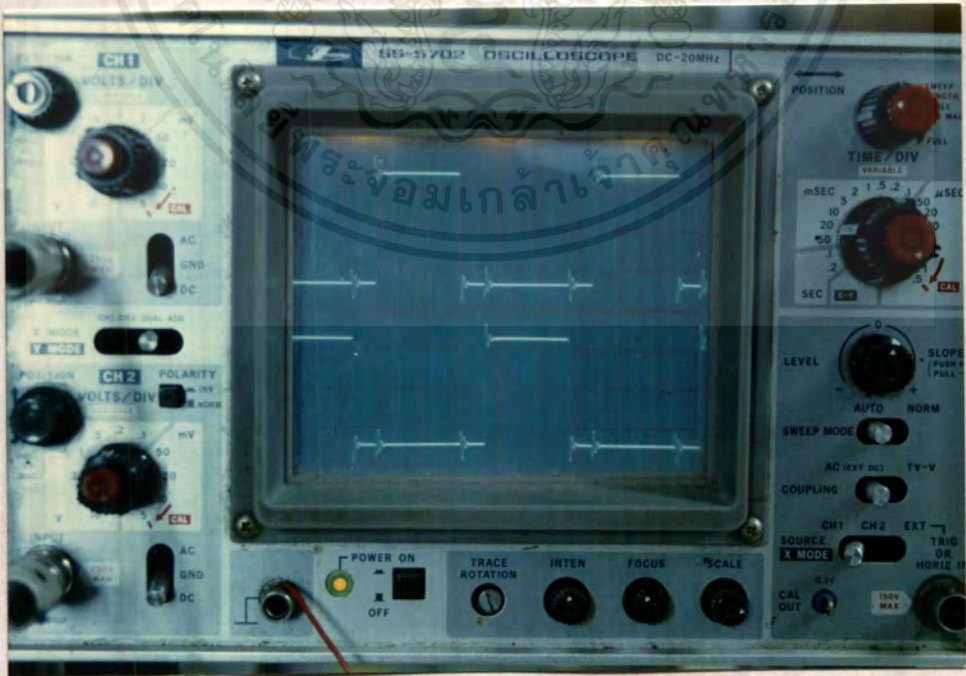
ตารางที่ 4.17 แสดงประสิทธิภาพของเครื่องโดยเฉลี่ย

	ประสิทธิภาพ ของเครื่อง (%)	ประสิทธิภาพ ของขดลวด (%)	ประสิทธิภาพ โดยตรง (%)
ควบคุมความถี่	87.48	84.35	73.780
ความถี่คงที่	80.60	64.61	52.075

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองประสิทธิภาพของเครื่องจากอินพุทของเครื่องถึงเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ระหว่างกรณีที่มีการควบคุมความถี่และแบบความถี่คงที่ มีค่าใกล้เคียงกันคือ อยู่ที่ 87.48% และ 80.60% ตามลำดับ แต่เราจะพบว่า ในกรณีไม่มีการควบคุมความถี่ประสิทธิภาพของขดลวดจะลดลงอย่างมาก เป็นผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมมีค่าน้อย เหลือ 52.075% แต่ในกรณีมีการควบคุมความถี่ประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่องจะอยู่ประมาณ 73.780% จึงเป็นผลให้ในกรณีมีการควบคุมความถี่ทำให้ความร้อนที่ชิ้นงานจะเกิดขึ้นได้เร็วกว่า

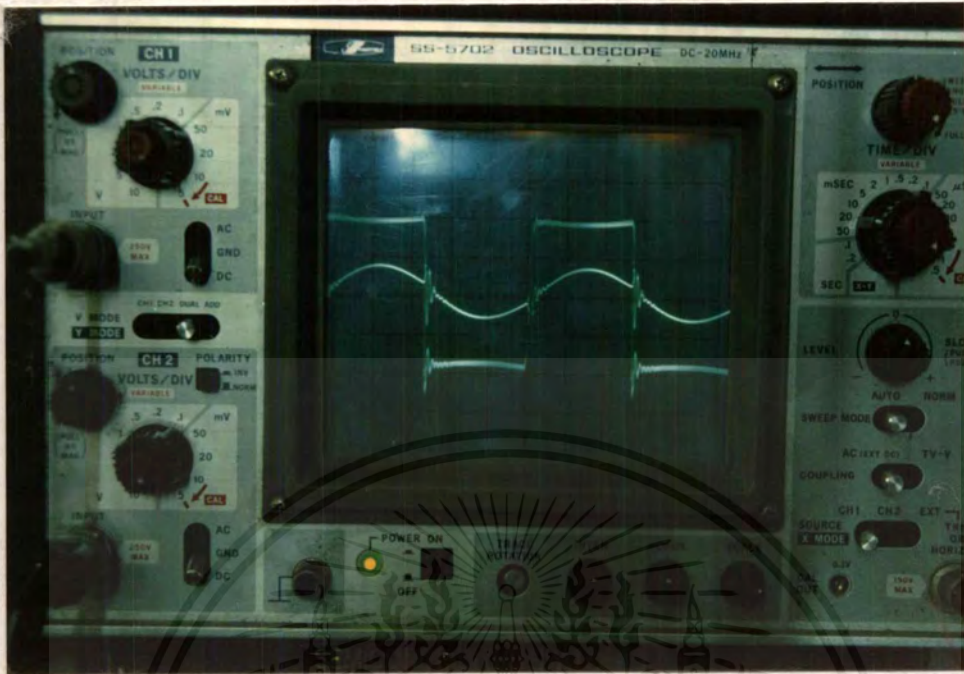
4.8 ภาพสัญญาณต่าง ๆ



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณขั้วเกิดของอินเวอร์เตอร์

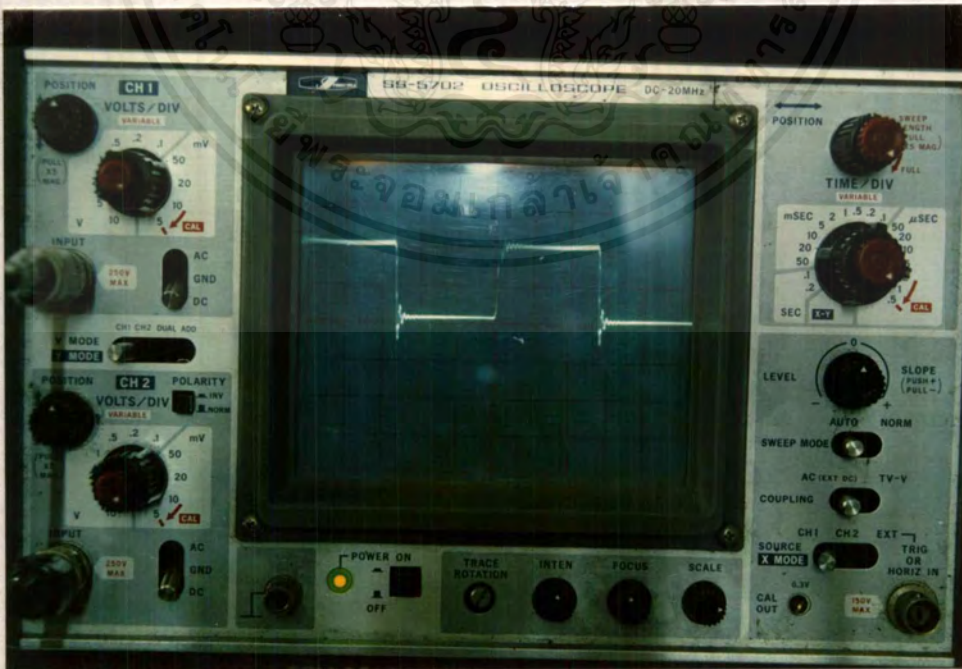
$$\text{VOLT /DIV1} = 5 \text{ V} , \text{VOLT/DIV2} = 5 \text{ V} , \text{TIME/DIV} = 2 \mu\text{SEC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
ขณะทำงานที่ความถี่ 10 kHz

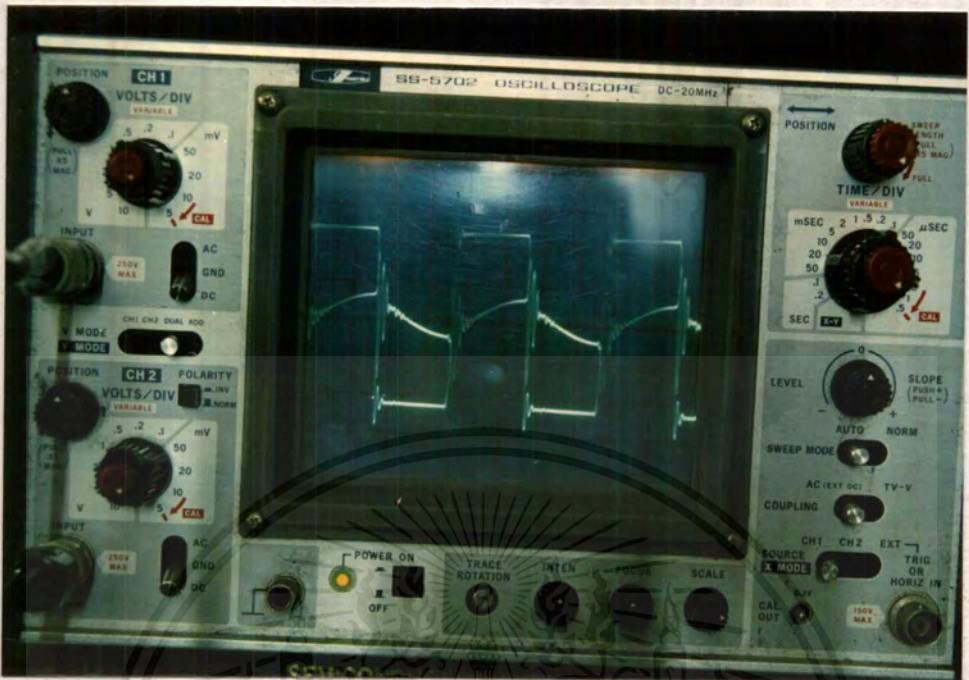
$VOLT / DIV1 = 5 V \times 10$, $VOLT/DIV2 = 5 V$, $TIME/DIV = 2 \mu SEC$



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอสเฟต (V_{DS}) ขณะทำงานที่ความถี่ 10 kHz

$VOLT / DIV1 = 5 V \times 10$, $TIME/DIV = 2 \mu SEC$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



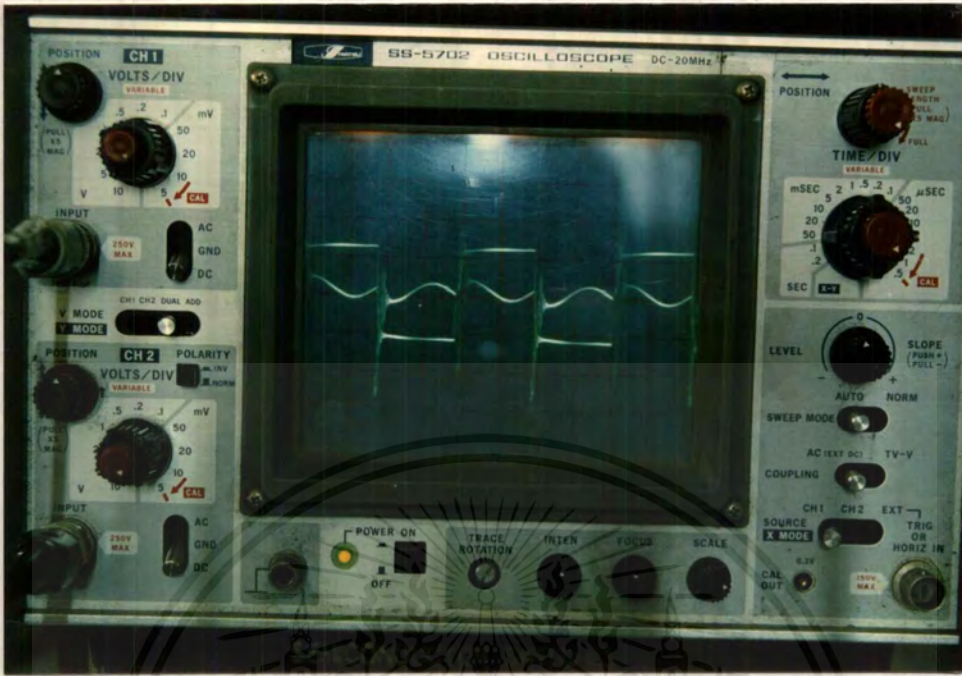
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์
 ขณะทำงานที่ความถี่สูงกว่ารีโซแนนซ์กระแสแล้วถึงแรงดัน
 $VOLT / DIV1 = 5 V \times 10$, $VOLT/DIV2 = 5 V$, $TIME/DIV = 2 \mu SEC$



รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอสเฟต (V_{DS}) ขณะทำงานที่ความถี่สูงกว่ารีโซแนนซ์

$VOLT / DIV1 = 5 V \times 10$, $TIME/DIV = 2 \mu SEC$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



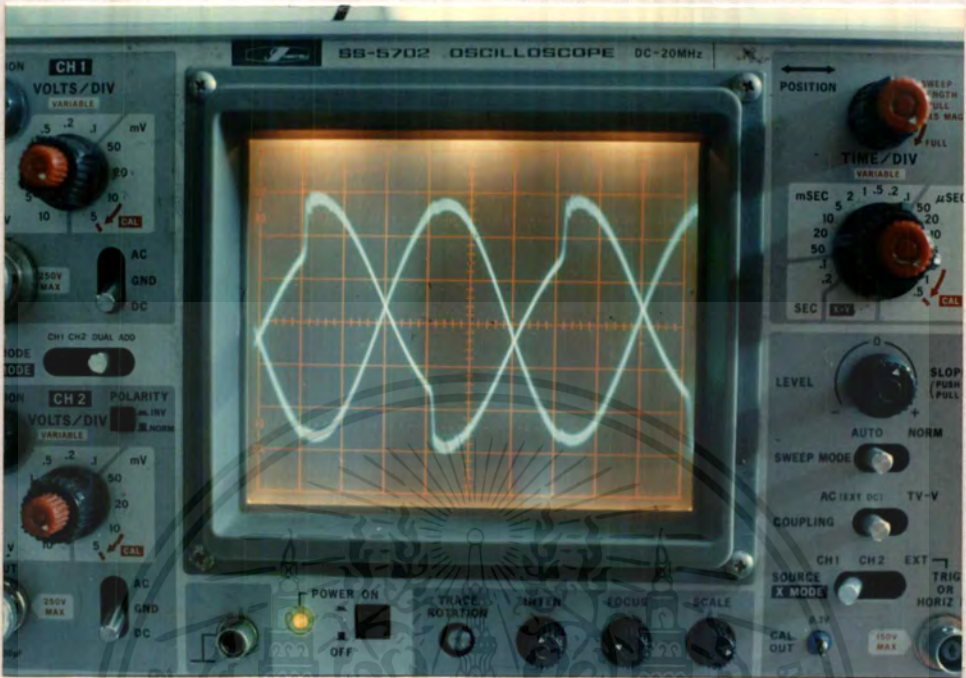
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
 ขณะทำงานที่ความถี่ต่ำกว่ารีโซแนนซ์กระแสหน้าแรงดัน
 $VOLT / DIV1 = 10 V \times 10$, $VOLT / DIV2 = 5 V$, $TIME / DIV = 5 \mu SEC$



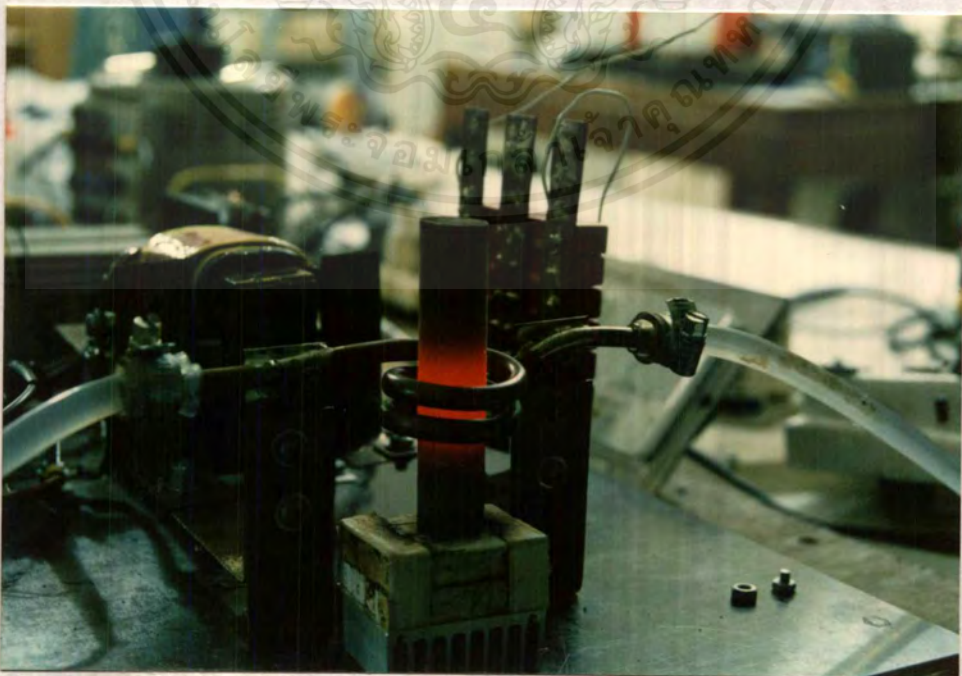
รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมมอสเฟต (V_{DS}) ขณะทำงานที่ความถี่ต่ำกว่ารีโซแนนซ์

$VOLT / DIV1 = 10 V \times 10$, $TIME / DIV = 5 \mu SEC$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขดลวดและตัวเก็บประจุ
 $VOLT / DIV1 = 5 V$, $VOLT/DIV2 = 5 V$, $TIME/DIV = 2 \mu SEC$



รูปที่ 4.20 แสดงชิ้นงานขณะได้รับความร้อนโดยอาศัยวิธีการเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

หลักการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถนำมาใช้ให้เกิดประโยชน์ ด้วยการให้ความร้อน โดยอาศัยการเหนี่ยวนำด้วยวิธีการนี้เราได้สร้างแหล่งจากกำลังความถี่สูง สำหรับการเหนี่ยวนำ ความร้อนขึ้น เพื่อที่จะศึกษาถึงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่มีข้อดีกว่าแบบอื่นตรงที่สามารถควบคุมลักษณะการให้ความร้อนได้ตามต้องการไม่เกิดมลภาวะ โดยในการออกแบบอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้นี้เรามุ่งเน้นไปในด้านการให้ความร้อนเฉพาะบริเวณผิว เพื่อประโยชน์ในการชุบแข็งผิวเหล็ก ดังนั้นอินเวอร์เตอร์จึงถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สูง ซึ่งพิกัดความถี่ของเครื่องจะถูกจำกัดโดย อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาได้อยู่ที่ประมาณ 200 kHz รวมไปถึงพิกัดกระแสและแรงดัน ด้วย ในความเป็นจริงการออกแบบแหล่งจ่ายความถี่สูงนี้ เราจะต้องออกแบบให้เหมาะสมกับโหลด และวัตถุประสงค์ของการใช้งาน ซึ่งสำหรับการชุบผิวนั้นจะต้องทำให้ชิ้นงานร้อนอย่างรวดเร็วที่สุด และใช้ความถี่สูงที่สุดจึงจะดีแต่ด้วยข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์ ทำให้เราต้องเปลี่ยนวิธีการออกแบบโหลดเหนี่ยวนำให้เหมาะสมกับความสามารถไม่ให้เกินพิกัดของอุปกรณ์ จึงทำให้ผลของการใช้งานอาจไม่ได้ตามวัตถุประสงค์ของการชุบแข็งที่ผิวเท่าที่ควรคือ เรายังคงใช้เวลาในการให้ความร้อนนานอยู่ เมื่อเทียบกับเครื่องในโรงงานอุตสาหกรรมที่มีพิกัดกำลังสูง

แต่อย่างไรก็ตามเราก็ได้สร้างเครื่องนี้ขึ้นมาโดยมีพิกัดที่แรงดัน 200 V , กระแส 7 A และความถี่ใช้งานอยู่ในย่าน 50 kHz - 200 kHz สาเหตุที่ต้องทำให้ย่านของความถี่กว้างก็เพื่อว่าสามารถใช้กับการทดสอบโหลดที่หลากหลาย โดยตัวเครื่องนี้จะมีระบบการควบคุมความถี่ตาม การเปลี่ยนแปลงของโหลด โดยใช้ Phase Lock Loop ควบคุม และจากการทดลองการให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ ทำให้เราสามารถหาข้อสรุปต่าง ๆ ได้ดังนี้

การทดลองที่ 1 เป็นการทดสอบความแตกต่างระหว่างการออกแบบโหลด แบบอนุกรม รีโซแนนซ์ และขนานรีโซแนนซ์ เราจะพบว่าในทางทฤษฎีสมควรที่จะใช้การต่อโหลดแบบขนาน ซึ่งจะมีผลดีกว่าในแง่ของการลดพิกัดกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ แต่เราก็ประสบปัญหา คือ กำลังไฟฟ้านิรูป L-C จะสูงมาก ถ้าอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์ก็พบว่า ตัวเก็บประจุที่เราใช้เป็นโหลดไม่สามารถทนต่อการใช้งาน ณ จุดนี้ เราจึงจำเป็นต้องเลือกการต่ออนุกรมรีโซแนนซ์ ที่ความถี่ใกล้จตุรีโซแนนซ์ให้กำลังที่สูงกว่าแบบขนาน

การทดลองที่ 2 เป็นการทดลองผลของขนาดของชิ้นงาน และความถี่ใช้งานที่มีต่อการให้ความร้อนพบว่า ชิ้นงานที่มีขนาดเล็กจะร้อนได้เร็ว และมีความถี่ใช้งานสูงกว่า ในกรณีที่ความถี่สูงถ้าจ่ายกระแสเท่ากันที่ความถี่สูงกว่าการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิจะสูงกว่า

การทดลองที่ 3 เป็นการทดลองผลของการดิ่งกระแสของโหลดพบว่า โหลดจะดิ่งกระแสได้มากที่สุดที่ความถี่รีโซแนนซ์ แต่จะขาดเสถียรภาพ เราจึงให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่ใกล้จุดรีโซแนนซ์ในช่วงบริเวณถ้ำหลังเล็กน้อย ด้วยเหตุผลที่ว่ากำลังไม่ต่ำเกินไป และแรงดันสไปค์ไม่สูงเกินไป

การทดลองที่ 4 เป็นการทดลองเรื่องผลของความร้อนที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดคือที่อุณหภูมิสูงขึ้นค่าความเหนี่ยวนำของโหลดจะสูงขึ้นด้วย

การทดลองที่ 5 เป็นการทดลอง ที่แสดงให้เห็นการลดลงของกำลังไฟฟ้า ขณะไม่มีการเปลี่ยนความถี่ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด พบว่า จะมีการลดลงของกระแสอย่างมากทำให้เวลาในการให้ความร้อนนานมากขึ้น

การทดลองที่ 6 เป็นการทดสอบระบบการควบคุมอัตโนมัติว่าสามารถปรับความถี่ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด เพื่อรักษาสถานะกำลังสูงสุดแม้ว่าจะมีปัญหาในเรื่องเสถียรภาพบ้าง แต่ก็ให้ผลออกมาเป็นที่น่าพอใจพอสมควร คือความถี่ของอินเวอร์เตอร์สามารถแปรตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้

จากการศึกษาการเหนี่ยวนำความร้อนที่ผ่านมา แม้ว่าเราจะได้บทสรุปเกี่ยวกับพารามิเตอร์ของโหลดเหนี่ยวนำมากพอสมควรแต่เราก็ยังไม่สามารถหาวิธีที่จะออกแบบโหลดได้อย่างต้องการตามประสงค์ได้ เนื่องจากเฟดเตอร์ที่มีผลกับการให้ความร้อนเหนี่ยวนำนี้มีมากมาย

อย่างไรก็ตามการใช้วิธีการทดลองเพื่อหาลักษณะโหลด ที่เหมาะสมกับอินเวอร์เตอร์ก็จะถูกนำมาใช้จนสามารถได้ลักษณะของขดลวดที่เหมาะสม โดยมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางวงใน 31 มม. สูง 25 มม. จำนวน 2 รอบ พันโดยใช้ท่อทองแดงขนาด 1/4 นิ้ว สามารถใช้กับชิ้นงานที่มีขนาดไม่เกิน 30 มม. ที่ความถี่รีโซแนนซ์ในช่วง 50 kHz - 200 kHz

จากการพิจารณา ผลงานที่ได้ทำมาสามารถบอกข้อดี และข้อเสียดังนี้

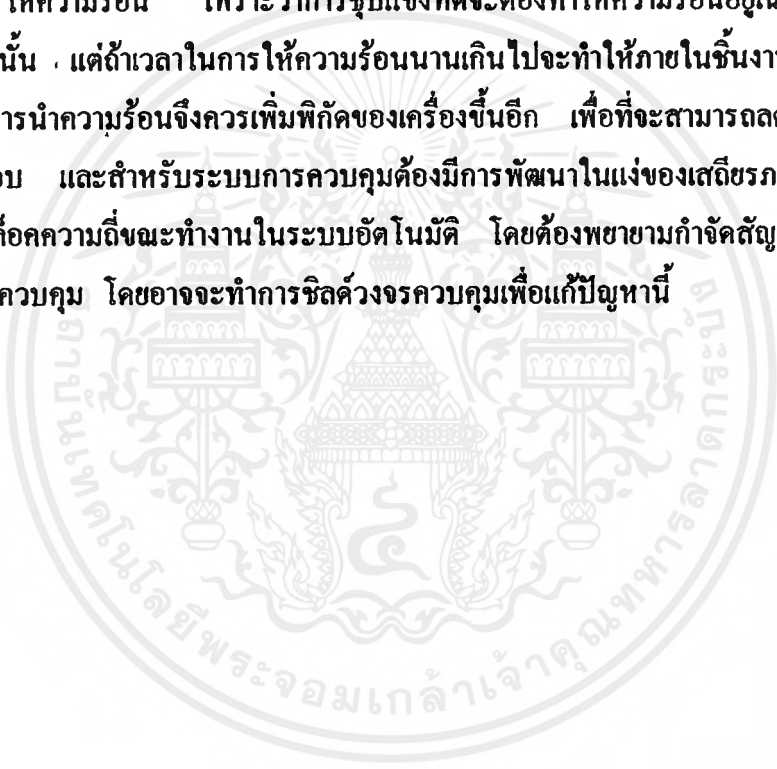
ข้อดี :

- มีระบบควบคุมแบบติดตามความถี่รีโซแนนซ์สามารถทำให้ประสิทธิภาพ ในการให้ความร้อนสูงโดยใช้ Phase Lock Loop ในการควบคุม
- ชุดขับอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูง มีขนาดเล็ก ทำงานในย่านความถี่ได้กว้าง สามารถขับได้ทั้ง IGBT และ มอสเฟตไม่มีปัญหาเกี่ยวกับความร้อนเหมือนใช้หม้อแปลงขับ

ข้อเสีย :

- เมื่อเทียบกับเครื่องที่ใช้อยู่ในงานอุตสาหกรรมแล้ว เวลาในการให้ความร้อนยังมากเกินไป
- เสถียรภาพของระบบควบคุมยังไม่ดีพอมีการสูญเสียสภาวะล๊อคความถี่แล้วความถี่ใช้งานจะหลุดไปอยู่ในช่วงสูงสุดหรือต่ำสุด ทำให้ในขณะที่ทำงานที่แรงดันสูง ๆ มอสเฟตอาจพังได้ เนื่องจากแรงดันกระชากชั่วขณะที่ไม่ได้ทำงานที่จูลรีโซแนนซ์

จากจุดด้อยของเครื่องมีแนวทางแก้ปัญหาดังนี้คือ อย่างแรกควรพัฒนาในด้านของการลดช่วงเวลาในการให้ความร้อน เพราะว่า การชูนั้แข็งที่คี่จะต้องทำให้ความร้อนอยู่เฉพาะบริเวณผิวของชิ้นงานเท่านั้น . แต่ถ้าเวลาในการให้ความร้อนนานเกินไปจะทำให้ภายในชิ้นงานมีอุณหภูมิสูงขึ้น เนื่องจากการนำความร้อนจึงควรเพิ่มพิคคของเครื่องขึ้นอีก เพื่อที่จะสามารถลดขนาดขดลวดให้เหลือ 1 รอบ และสำหรับระบบการควบคุมต้องมีการพัฒนาในแง่ของเสถียรภาพป้องกันการสูญเสียสภาวะล๊อคความถี่ขณะทำงานในระบบอัตโนมัติ โดยต้องพยายามกำจัดสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบควบคุม โดยอาจจะทำการชิลด์วงจรควบคุมเพื่อแก้ปัญหานี้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Designer's™ Data Sheet
TMOS E-FET™
Power Field Effect Transistor
TO-247 with Isolated Mounting Hole
N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate

MTW14N50E

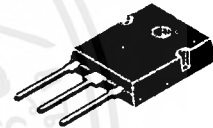
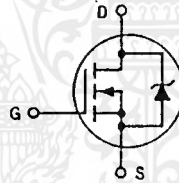
Motorola Preferred Device

TMOS POWER FET
14 AMPERES
500 VOLTS
RDS(on) = 0.40 OHM

This advanced TMOS E-FET is designed to withstand high energy in the avalanche and commutation modes. The new energy efficient design also offers a drain-to-source diode with a fast recovery time. Designed for high voltage, high speed switching applications in power supplies, converters and PWM motor controls, these devices are particularly well suited for bridge circuits where diode speed and commutating safe operating areas are critical and offer additional safety margin against unexpected voltage transients.



- Designed to Replace External Zener Transient Suppressor — Absorbs High Energy in the Avalanche Mode
- Source-to-Drain Diode Recovery Time Comparable to a Discrete Fast Recovery Diode
- Diode is Characterized for Use in Bridge Circuits
- IDSS and VDS(on) Specified at Elevated Temperature



CASE 340F-03, Style 1
TO-247AF

MAXIMUM RATINGS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	Vdc
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 MΩ)	V _{DGR}	500	Vdc
Gate-Source Voltage — Continuous	V _{GS}	±20	Vdc
Drain Current — Continuous	I _D	14	A _{dc}
— Continuous @ 100°C	I _D	9.0	
— Single Pulse (t _p ≤ 10 μs)	I _{DM}	60	A _{pk}
Total Power Dissipation Derate above 25°C	P _D	180 1.44	Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 150	°C
Single Pulse Drain-to-Source Avalanche Energy — STARTING T _J = 25°C (V _{DD} = 50 Vdc, V _{GS} = 10 Vpk, I _L = 14 Apk, L = 8.8 mH, R _G = 25 Ω)	E _{AS}	860	mJ
Thermal Resistance — Junction to Case	R _{θJC}	0.7	°C/W
— Junction to Ambient	R _{θJA}	40	
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 10 seconds	T _L	260	°C

Designer's Data for "Worst Case" Conditions — The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. SOA Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

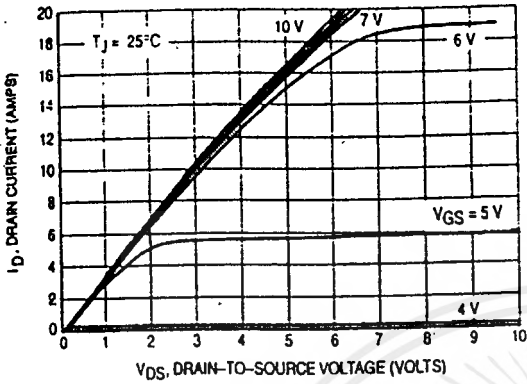


Figure 1. On-Region Characteristics

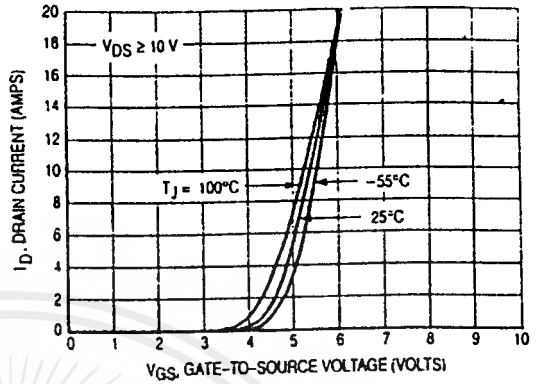


Figure 2. Transfer Characteristics

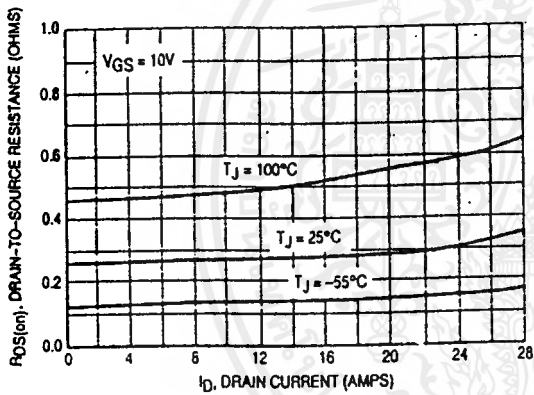


Figure 3. On-Resistance versus Drain Current

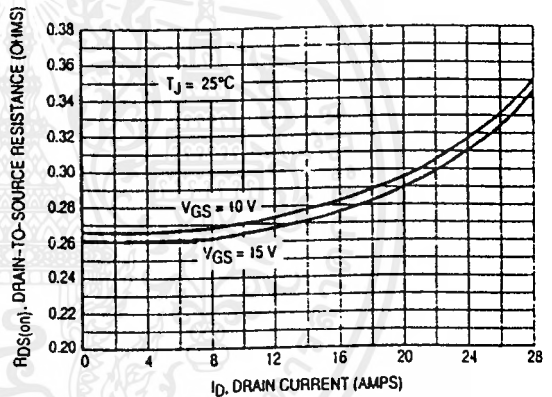


Figure 4. On-Resistance versus Drain Current

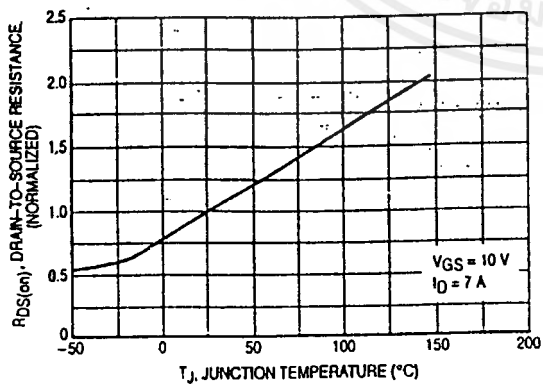


Figure 5. On-Resistance Variation With Temperature

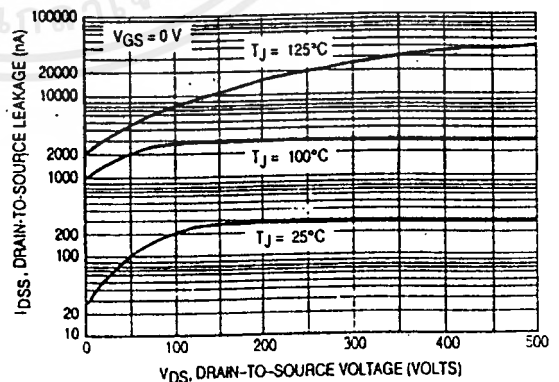


Figure 6. Drain-to-Source Leakage Current versus Voltage

POWER MOSFET SWITCHING

Switching behavior is most easily modeled and predicted by recognizing that the power MOSFET is charge controlled. The lengths of various switching intervals (Δt) are determined by how fast the FET input capacitance can be charged by current from the generator.

The published capacitance data is difficult to use for calculating rise and fall because drain-gate capacitance varies greatly with applied voltage. Accordingly, gate charge data is used. In most cases, a satisfactory estimate of average input current ($I_G(AV)$) can be made from a rudimentary analysis of the drive circuit so that

$$t = Q/I_G(AV)$$

During the rise and fall time interval when switching a resistive load, V_{GS} remains virtually constant at a level known as the plateau voltage, V_{GSP} . Therefore, rise and fall times may be approximated by the following:

$$t_r = Q_2 \times R_G / (V_{GG} - V_{GSP})$$

$$t_f = Q_2 \times R_G / V_{GSP}$$

where

V_{GG} = the gate drive voltage, which varies from zero to V_{GG}

R_G = the gate drive resistance

and Q_2 and V_{GSP} are read from the gate charge curve.

During the turn-on and turn-off delay times, gate current is not constant. The simplest calculation uses appropriate values from the capacitance curves in a standard equation for voltage change in an RC network. The equations are:

$$t_{d(on)} = R_G C_{iss} \ln [V_{GG}/(V_{GG} - V_{GSP})]$$

$$t_{d(off)} = R_G C_{iss} \ln (V_{GG}/V_{GSP})$$

The capacitance (C_{iss}) is read from the capacitance curve at a voltage corresponding to the off-state condition when calculating $t_{d(on)}$ and is read at a voltage corresponding to the on-state when calculating $t_{d(off)}$.

At high switching speeds, parasitic circuit elements complicate the analysis. The inductance of the MOSFET source lead, inside the package and in the circuit wiring which is common to both the drain and gate current paths, produces a voltage at the source which reduces the gate drive current. The voltage is determined by $L di/dt$, but since di/dt is a function of drain current, the mathematical solution is complex. The MOSFET output capacitance also complicates the mathematics. And finally, MOSFETs have finite internal gate resistance which effectively adds to the resistance of the driving source, but the internal resistance is difficult to measure and, consequently, is not specified.

The resistive switching time variation versus gate resistance (Figure 10) shows how typical switching performance is affected by the parasitic circuit elements. If the parasitics were not present, the slope of the curves would maintain a value of unity regardless of the switching speed. The circuit used to obtain the data is constructed to minimize common inductance in the drain and gate circuit loops and is believed readily achievable with board mounted components. Most power electronic loads are inductive; the data in the figure is taken with a resistive load, which approximates an optimally snubbed inductive load. Power MOSFETs may be safely operated into an inductive load; however, snubbing reduces switching losses.

4

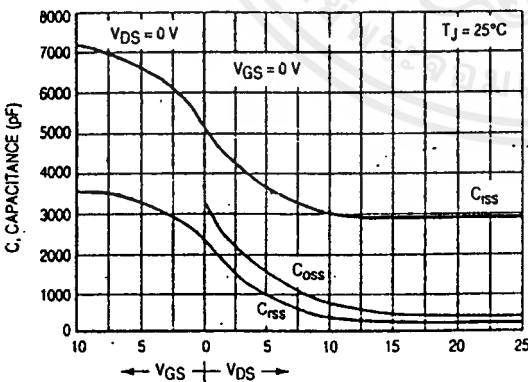


Figure 7a. Low Voltage Capacitance Variation

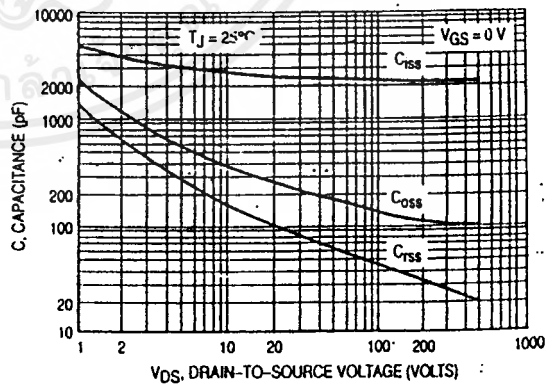


Figure 7b. High Voltage Capacitance Variation

MTW14N50E

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_D = 250\ \mu\text{A}$) Temperature Coefficient (Positive)	$V_{(BR)DSS}$	500	— 520	—	Vdc mV/°C
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = 500\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$) ($V_{DS} = 500\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{DSS}	—	—	250 1000	μA
Gate-Body Leakage Current ($V_{GS} = \pm 20\text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$)	I_{GSS}	—	—	100	nA

ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\ \mu\text{A}$) Temperature Coefficient (Negative)	$V_{GS(th)}$	2.0	3.2 7.0	4.0	Vdc mV/°C
Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS} = 10\text{ Vdc}$, $I_D = 7.0\text{ A}$)	$R_{DS(on)}$	—	0.32	0.40	Ω
Drain-Source On-Voltage ($V_{GS} = 10\text{ Vdc}$) ($I_D = 14\text{ A}$) ($I_D = 7.0\text{ A}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	$V_{DS(on)}$	—	—	6.7 5.6	Vdc
Forward Transconductance ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $I_D = 7.0\text{ A}$)	g_{FS}	5.0	—	—	mhos

DYNAMIC CHARACTERISTICS						
Input Capacitance	$(V_{DS} = 25\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	C_{iss}	—	2510	3510	μF
Output Capacitance		C_{oss}	—	280	392	
Reverse Transfer Capacitance		C_{rss}	—	67	94	

SWITCHING CHARACTERISTICS*†						
Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 250\text{ Vdc}$, $I_D = 14\text{ A}$, $V_{GS} = 10\text{ Vdc}$, $R_G = 4.7\ \Omega$)	$t_{d(on)}$	—	28	60	ns
Rise Time		t_r	—	80	160	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	80	160	
Fall Time		t_f	—	60	120	
Gate Charge	$(V_{DS} = 400\text{ Vdc}$, $I_D = 14\text{ A}$, $V_{GS} = 10\text{ Vdc}$)	Q_T	—	65	85	nC
		Q_1	—	17	—	
		Q_2	—	47	—	
		Q_3	—	34	—	

SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage ($I_S = 14\text{ A}$, $V_{GS} = 0$) ($I_S = 14\text{ A}$, $V_{GS} = 0$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	V_{SD}	—	1.0 0.9	1.6	Vdc
Reverse Recovery Time ($I_S = 14\text{ A}$, $V_{GS} = 0$, $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{GS} = 0$)	t_{rr}	—	390	—	ns
	t_a	—	245	—	
	t_b	—	145	—	
Reverse Recovery Stored Charge	Q_{RR}	—	5.35	—	μC

INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE					
Internal Drain Inductance (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L_D	—	5.0	—	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L_S	—	13	—	nH

*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

†Switching characteristics are independent of operating junction temperature.

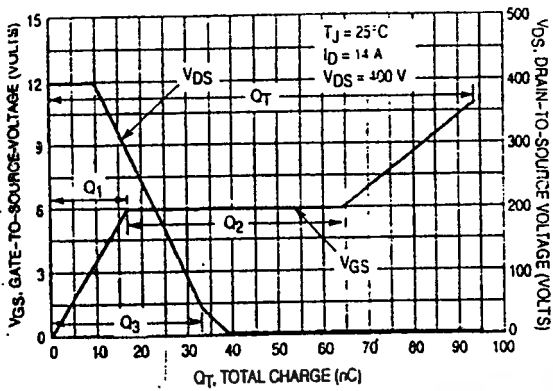


Figure 8. Gate-To-Source and Drain-To-Source Voltage versus Total Charge

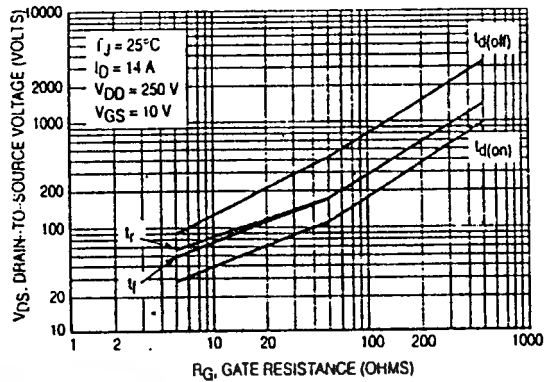


Figure 9. Resistive Switching Time Variation versus Gate Resistance

DRAIN-TO-SOURCE DIODE CHARACTERISTICS

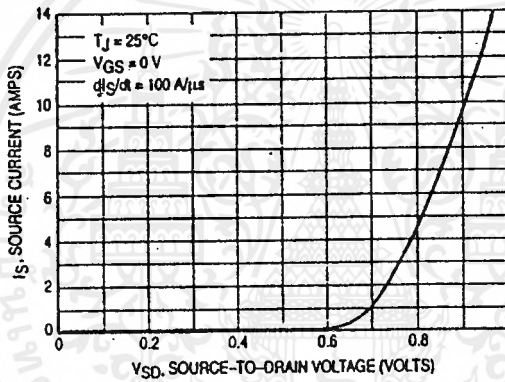


Figure 10. Diode Forward Voltage versus Current

SAFE OPERATING AREA

The Forward Biased Safe Operating Area curves define the maximum simultaneous drain-to-source voltage and drain current that a transistor can handle safely when it is forward biased. Curves are based upon maximum peak junction temperature and a case temperature (T_C) of 25°C. Peak repetitive pulsed power limits are determined by using the thermal response data in conjunction with the procedures discussed in AN569, "Transient Thermal Resistance—General Data and Its Use."

Switching between the off-state and the on-state may traverse any load line provided neither rated peak current (I_{DM}) nor rated voltage (V_{DSS}) is exceeded and the transition time (t_r, t_f) do not exceed 10μs. In addition the total power averaged over a complete switching cycle must not exceed $(T_J(MAX) - T_C)/(R_{\theta JC})$.

A Power MOSFET designated E-FET can be safely used in switching circuits with unclamped inductive loads. For reliable

operation, the stored energy from circuit inductance dissipated in the transistor while in avalanche must be less than the rated limit and adjusted for operating conditions differing from those specified. Although industry practice is to rate in terms of energy, avalanche energy capability is not a constant. The energy rating decreases non-linearly with an increase of peak current in avalanche and peak junction temperature.

Although many E-FETs can withstand the stress of drain-to-source avalanche at currents up to rated pulsed current (I_{DM}), the energy rating is specified at rated continuous current (I_D), in accordance with industry custom. The energy rating must be derated for temperature as shown in the accompanying graph (Figure 12). Maximum energy at currents below rated continuous I_D can safely be assumed to equal the values indicated.

MTW14N50E

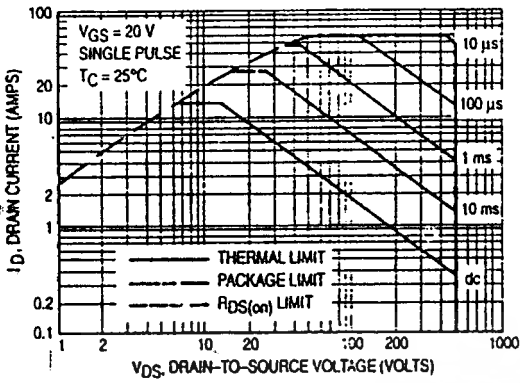


Figure 11. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

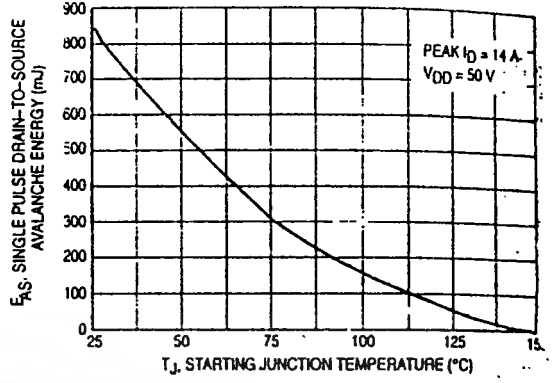


Figure 12. Maximum Avalanche Energy versus Starting Junction Temperature

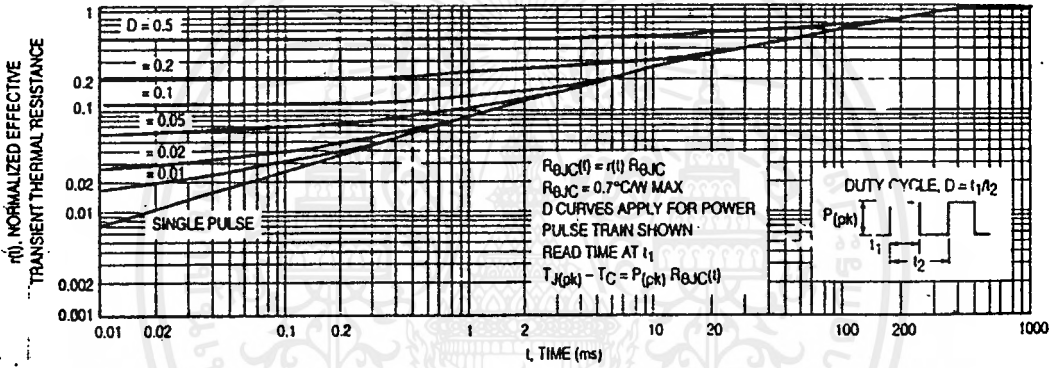


Figure 13. Thermal Response

4



MC14046B

PHASE LOCKED LOOP

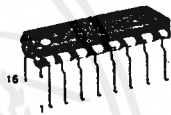
The MC14046B phase locked-loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs, PCA_{in} and PCB_{in} . Input PCA_{in} can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal $PC1_{out}$, and maintains 90° phase shift at the center frequency between PCA_{in} and PCB_{in} signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals, $PC2_{out}$ and LD , and maintains a 0° phase shift between PCA_{in} and PCB_{in} signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{out} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{in} and the capacitor and resistors connected to pins $C1A$, $C1B$, $R1$, and $R2$. The source-follower output SF_{out} with an external resistor is used where the VCO_{in} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

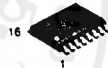
- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



DW SUFFIX
SOIC
CASE 751G

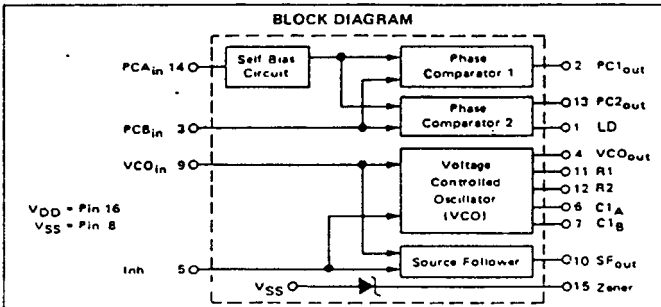
ORDERING INFORMATION

MC14XXBC \square Plastic
MC14XXBC \square Ceramic
MC14XXBC \square V SOIC

$T_A = -55^\circ$ to 125° C for all packages.

6

BLOCK DIAGRAM



PIN ASSIGNMENT

LD	1	16	VDD
PC1 _{out}	2	15	Zener
PCB _{in}	3	14	PCA _{in}
VCO _{out}	4	13	PC2 _{out}
Inh	5	12	R2
C1A	6	11	R1
C1B	7	10	SF _{out}
VSS	8	9	VCO _{in}

MC14046B

MAXIMUM RATINGS* (Voltages referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V _{DD}	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V _{in}	-0.5 to V _{DD} -0.5	Vdc
DC Input Current, per Pin	I _{in}	±10	mAdc
Power Dissipation, per Package†	P _D	500	mW
Operating Temperature Range	T _A	-55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

†Temperature Derating: Plastic "P and D/DW" Packages: -7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

Ceramic "L" Packages: -12 mW/°C From 100°C To 125°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	V _{in} = 0 or V _{DD}	V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage # (V _O = 4.5 or 0.5 Vdc) (V _O = 9.0 or 1.0 Vdc) (V _O = 13.5 or 1.5 Vdc)	V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc	
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0		
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0		
	V _{in} = 0.5 or 4.5 Vdc (V _O = 1.0 or 9.0 Vdc) (V _O = 1.5 or 13.5 Vdc)	V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 8.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc)	Source	5.0	-1.2	—	-1.0	-1.7	—	-0.7	—	mAdc	
		5.0	-0.25	—	-0.2	-0.36	—	-0.14	—		
		10	-0.62	—	-0.5	-0.9	—	-0.35	—		
	Sink	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc	
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—		
Input Current	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc	
Input Capacitance	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package) I _{nh} = PCA _{in} = V _{DD} , Zener = VCO _{in} = 0 V, PCB _{in} = V _{DD} or 0 V, I _{out} = 0 μA	I _{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc	
		10	—	10	—	0.010	10	—	300		
		15	—	20	—	0.015	20	—	600		
Total Supply Current† (I _{nh} = "0", I _O = 10 kHz, C _L = 50 pF, R1 = 1.0 MΩ, R2 = ∞, R _{SF} = ∞, and 50% Duty Cycle)	I _T	5.0	I _T = (1.46 μA/kHz) f + I _{DD}							μAdc	
		10	I _T = (2.91 μA/kHz) f + I _{DD}								
		15	I _T = (4.37 μA/kHz) f + I _{DD}								

#Noise Immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V_{DD} = 5.0 Vdc
2.0 Vdc min @ V_{DD} = 10 Vdc
2.5 Vdc min @ V_{DD} = 15 Vdc

†To Calculate Total Current in General:

$$I_T = 2.2 \times V_{DD} \left(\frac{V_{COin} - 1.65}{R1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R2} \right)^{3/4} + 1.6 \times \left(\frac{V_{COin} - 1.65}{R_{SF}} \right)^{3/4} + 1 \times 10^{-3} (C_L + 9) V_{DD} f - 1 \times 10^{-1} V_{DD}^2 \left(\frac{100\% \text{ Duty Cycle of PCA}_{in}}{100} \right) + I_Q$$

where: I_T in μA, C_L in pF, VCO_{in}, V_{DD} in Vdc, f in kHz, and R1, R2, R_{SF} in MΩ, C_L on VCO_{out}.

MC14046B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	VDD Vdc	Minimum	Typical	Maximum	Units
			Device		Device	
Output Rise Time $t_{rLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{rLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{rLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	t_{rLH}	5.0 10 15	— — —	180 90 65	350 150 110	ns
Output Fall Time $t_{fHL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{fHL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{fHL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	t_{fHL}	5.0 10 15	— — —	100 50 37	175 75 55	ns

PHASE COMPARATORS 1 and 2

Input Resistance — PCA_{in}	R_{in}	5.0	1.0	2.0	—	M Ω
		10	0.2	0.4	—	
		15	0.1	0.2	—	
— PCB_{in}	R_{in}	15	150	1500	—	M Ω
Minimum Input Sensitivity AC Coupled — PCA_{in} C series = 1000 pF, $f = 50 \text{ kHz}$	V_{in}	5.0	—	200	300	mV p-p
		10	—	400	600	
		15	—	700	1050	
DC Coupled — PCA_{in} , PCB_{in}	—	5 to 15	See Noise Immunity			

VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)

Maximum Frequency ($VCO_{in} = V_{DD}$, $C_1 = 50 \text{ pF}$ $R_1 = 5.0 \text{ k}\Omega$, and $R_2 = \infty$)	f_{max}	5.0	0.5	0.7	—	MHz
		10	1.0	1.4	—	
		15	1.4	1.9	—	
Temperature — Frequency Stability ($R_2 = \infty$)	—	5.0	—	0.12	—	% $^\circ\text{C}$
		10	—	0.04	—	
		15	—	0.015	—	
Linearity ($R_2 = \infty$) ($VCO_{in} = 2.5 \text{ V} \pm 0.3 \text{ V}$, $R_1 > 10 \text{ k}\Omega$) ($VCO_{in} = 5.0 \text{ V} \pm 2.5 \text{ V}$, $R_1 > 400 \text{ k}\Omega$) ($VCO_{in} = 7.5 \text{ V} \pm 5.0 \text{ V}$, $R_1 \geq 1000 \text{ k}\Omega$)	—	5.0	—	1.0	—	%
		10	—	1.0	—	
		15	—	1.0	—	
Output Duty Cycle	—	5 to 15	—	50	—	%
Input Resistance — VCO_{in}	R_{in}	15	150	1500	—	M Ω

SOURCE-FOLLOWER

Offset Voltage (VCO_{in} minus SF_{out} , $R_{SF} > 500 \text{ k}\Omega$)	—	5.0	—	1.65	2.2	V
		10	—	1.65	2.2	
		15	—	1.65	2.2	
Linearity ($VCO_{in} = 2.5 \text{ V} \pm 0.3 \text{ V}$, $R_{SF} > 50 \text{ k}\Omega$) ($VCO_{in} = 5.0 \text{ V} \pm 2.5 \text{ V}$, $R_{SF} > 50 \text{ k}\Omega$) ($VCO_{in} = 7.5 \text{ V} \pm 5.0 \text{ V}$, $R_{SF} > 50 \text{ k}\Omega$)	—	5.0	—	0.1	—	%
		10	—	0.6	—	
		15	—	0.8	—	

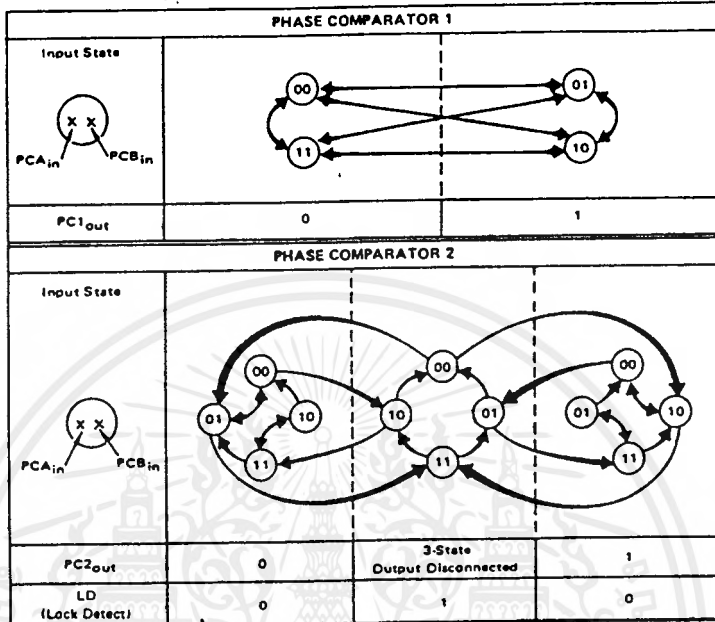
ZENER DIODE

Zener Voltage ($I_Z = 50 \mu\text{A}$)	V_Z	—	6.7	7.0	7.3	V
Dynamic Resistance ($I_Z = 1.0 \text{ mA}$)	R_Z	—	—	100	—	Ω

*The formula given is for the typical characteristics only.

MC14046B

FIGURE 1 - PHASE COMPARATORS STATE DIAGRAMS



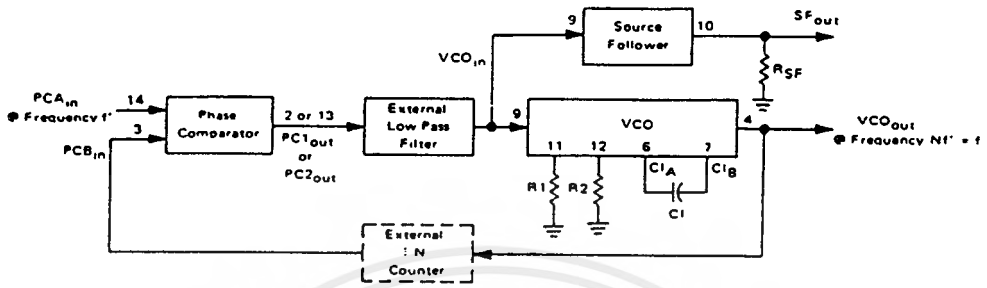
Refer to Waveforms in Figure 3.

FIGURE 2 - DESIGN INFORMATION

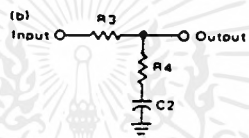
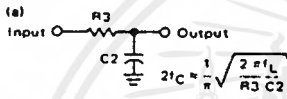
Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA _{in} .	VCO in PLL system adjusts to center frequency (f ₀).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency (f _{min}).
Phase angle between PCA _{in} and PCB _{in} .	90° at center frequency (f ₀), approaching 0° and 180° at ends of lock range (2f _L).	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range (2f _L).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock. 2f _L = full VCO frequency range = f _{max} - f _{min} .	
Capture frequency range (2f _C).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low-pass filter characteristics (see Figure 3). f _C < f _L	f _C = f _L
Center frequency (f ₀).	The frequency of VCO _{out} when VCO _{in} = 1/2 VDD	
VCO output frequency (f).	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32 \text{ pF})} \quad (\text{VCO input} = V_{SS})$ $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{min} \quad (\text{VCO input} = V_{DD})$ <p>Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variation with identical passive components is typically less than ±20%.</p> <p>Where: 10K < R₁ < 1M 10K < R₂ < 1M 100pF < C₁ < .01 μF</p>	

MC14046B

FIGURE 3 - GENERAL PHASE-LOCKED LOOP CONNECTIONS AND WAVEFORMS



Typical Low-Pass Filters



Typically

$$R_4 C_2 = \frac{6N}{f_{max}} - \frac{N}{2\pi \Delta f}$$

$$(R_3 + 3,000\Omega) C_2 = \frac{100N\Delta f}{f_{max}^2} - R_4 C_2$$

$$\Delta f = f_{max} - f_{min}$$

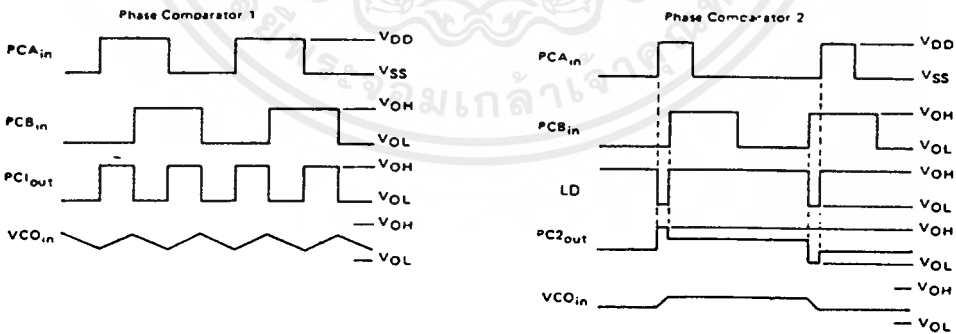
Note. Sometimes R3 is split into two series resistors each R3 ÷ 2. A capacitor C_C is then placed from the midpoint to ground. The value for C_C should be such that the corner frequency of this network does not significantly affect ω_n. In Figure B, the ratio of R3 to R4 sets the damping, R4 ≥ (0.11)(R3) for optimum results.

Definitions: N = Total division ratio in feedback loop
 K_o = V_{DD}/π for Phase Comparator 1
 K_o = V_{DD}/4π for Phase Comparator 2
 K_{VCO} = $\frac{2\pi \Delta f_{VCO}}{V_{DD}-2V}$
 for a typical design ω_n ≥ $\frac{2\pi f_r}{10}$ (at phase detector input)
 ζ ≥ 0.707

LOW-PASS FILTER

Filter A	Filter B
$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_{VCO}}{N R_3 C_2}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_{VCO}}{N C_2 (R_3 + R_4)}}$
$\zeta = \frac{N \omega_n}{2 K_o K_{VCO}}$	$\zeta = 0.5 \omega_n (R_3 C_2 + \frac{N}{K_o K_{VCO}})$
$F(s) = \frac{1}{R_3 C_2 s + 1}$	$F(s) = \frac{R_3 C_2 s + 1}{s(R_3 C_2 + R_4 C_2) + 1}$

Waveforms



Note: for further information, see:

- (1) F. Gardner, "Phase-Lock Techniques", John Wiley and Son, New York, 1966
- (2) G. S. Moschytz, "Miniature RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965
- (3) Garth Nash, "Phase-Lock Loop Design Fundamentals", AN-535, Motorola Inc
- (4) A. B. Przepelski, "Phase-Locked Loop Design Articles", AR254, reprinted by Motorola Inc

switching of the bootstrap circuit and unlimited on-time of the charge pump circuit can be achieved.

Circuit and Test Results

The schematic diagram of the circuit is shown in figure 1. The IR2125 MGD was selected to demonstrate the cooperation of the charge pump and the bootstrap circuits. The IR2125 also has linear current limiting and time-out shut down capability, providing protection for the MOS-gated device. To provide the low operating current requirement of the IR2125, the charge pump employs a 555 CMOS timer.

When the IGBT is off, the bootstrap capacitor is charged through the 10KF6 diode and the load resistor. When the IGBT is on, the 100k resistor connected to ground charges the 100nF capacitor connected between pins 1 and 8 of the 555 timer generating -15V referenced to pin 5 of the IR2125.

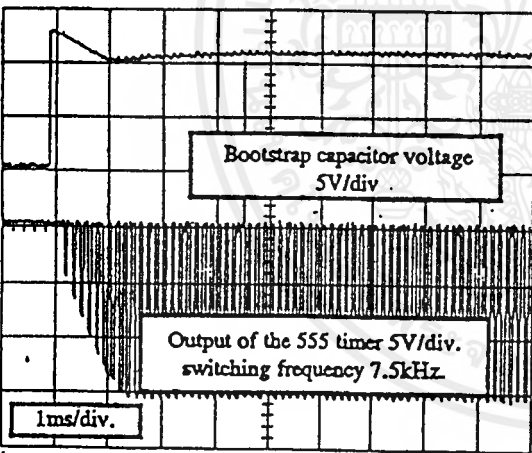


Figure 2
Waveforms at start-up

The charge pump circuit formed by the two 1N4148 diodes and the 10nF capacitor which converts the 7.5kHz square wave at pin 3 of the 555 timer to +15V referenced to VS and charges the bootstrap capacitor.

Figure 2 shows the circuit waveforms at start-up. As the IGBT turns on, the bootstrap diode disconnects pin 8 of the IR2125 from the +12V power supply, and the voltage across the bootstrap capacitor starts dropping. At the same time the 100k resistor located between pin 1 of the 555 timer and ground starts charging the 100nF capacitor connected to it and generates supply voltage for the CMOS (MAXIM ICL71555IPA) timer. The output voltage of the charge pump increases with increasing supply voltage. The charge pump maintains the voltage in the bootstrap capacitor, keeping the voltage above the undervoltage threshold level of the IR2125.

Design Considerations

- The absolute maximum voltage supply voltage for the 555 is 18V, consider this when selecting the zener diode and its tolerance.
- The supply current at the VB pin (I_{OBS}) of the IR2125 increases with increasing temperature.
- The 100k 1kΩ resistor should be sized according the maximum supply current at the high side of the IR2125, the minimum operating power supply voltage and the timing requirements.

Conclusion

This simple, inexpensive charge pump circuit overcomes the maximum on-time limitation of the bootstrap circuit. The circuit presented above utilizes the advantages of the bootstrap and charge pump technique providing excellent switching speed and steady state operation allowing the use of an n-channel MOS-gated power device as a high-side switch. This improves system efficiency, expands voltage range, and reduces the cost of the power device required.

**HIGH VOLTAGE
CURRENT LIMITING
MOS GATE DRIVER**

IR2125

General Description

The IR2125 is a high voltage, fast switching MOS gate driver with a single floating gate drive channel. The device can be used to drive a N-channel power MOSFET or IGBT in the high side or low side configuration with standoff voltage up to 500V.

The logic inputs are compatible with standard CMOS, LSTTL or PWM controller outputs. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum cross-conduction. The protection circuitry detects over-current in the driven power transistor and limits the gate drive voltage. Cycle by cycle shutdown is programmed by an external capacitor which directly controls the time interval between detection of the over-current limiting condition and latched shutdown.

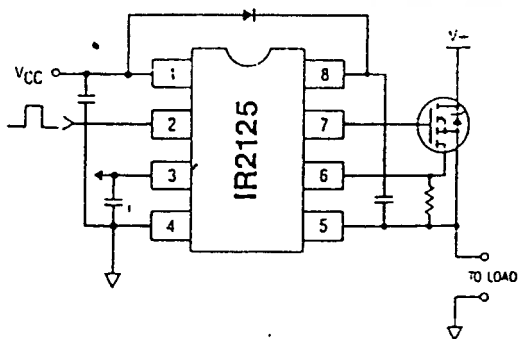
Applications

- AC and DC motor drives
- High frequency switch-mode power supply
- Electronic lamp ballast
- Battery charger
- Induction heating and welding
- Switching amplifier

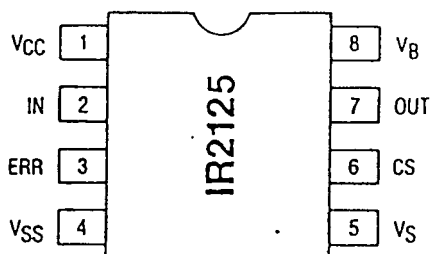
Features

- High voltage (500V) operation.
- Floating supply designed for bootstrap operation
 - Operating offset range from -5 to +500V
 - dv/dt immunity rated at $\pm 50V/ns$
 - Quiescent power dissipation of 7.5 mW at 15V
- Current detection and limiting loop to limit driven power transistor current
 - Trip point at 230 mV with 30 mV hysteresis
 - Leading edge blanking time of 500 ns
- Error pin indicates fault conditions and programs shutdown time
 - Latched shutdown threshold at 1.8V
 - Source current of 100 μA to charge timing capacitor
 - Filter time of 1 μs for noise immunity
- Wide gate drive supply range from 10 to 20V
- Under and over-voltage lockout with hysteresis
- Output driver designed to drive MOS-gated power devices
 - $R(on)$ of pull-up driver typically at 9 ohm
 - $R(on)$ of pull-down driver typically at 3 ohm
 - Switching time of 43/27 ns typical t_r/t_f into 3300 pF load
- Propagation delay time of 140 ns typical

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

IR2125

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to V_{SS} . The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V_B	Floating Supply Absolute Voltage	-0.5	V_S+20	V
V_S	Floating Supply Offset Voltage	-5	500	
V_O	Output Voltage	$V_S-0.5$	$V_B+0.5$	
V_{CC}	Fixed Supply Voltage	-0.5	20	
V_{IN}	Input Voltage	-0.5	$V_{CC}+0.5$	
V_{ERR}	Error Signal Voltage	-0.5	$V_{CC}+0.5$	
V_{CS}	Current Sense Signal Voltage	$V_S-0.5$	$V_B+0.5$	
dV_S/dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient	—	± 50	V/ns
P_D	Package Power Dissipation @ $T_A \leq 25^\circ\text{C}$	—	1	W
R_{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
T_J	Junction Temperature	-40	150	$^\circ\text{C}$
T_S	Storage Temperature	-55	150	
T_L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output Logic Timing Function is shown in Fig. 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions.

The V_S offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V_B	Floating Supply Absolute Voltage	V_S+12	V_S+18	V
V_S	Floating Supply Offset Voltage	-5	500	
V_O	Output Voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Fixed Supply Voltage	12	18	
V_{IN}	Input Voltage	V_{SS}	V_{CC}	
V_{ERR}	Error Signal Voltage	V_{SS}	V_{CC}	
V_{CS}	Current Sense Signal Voltage	V_S	V_S+5V	

Dynamic Electrical Characteristics

$V_{CC}, V_{SS} = 15V$ unless otherwise specified.

The dynamic electrical characteristics are defined in Switching Time Diagrams, page 6.

Symbol	Parameter	$T_J = 25^\circ\text{C}$			$T_J = -40$ to 150°C		Units	Test Conditions
		Min	Typ	Max	Min	Max		
t_{on}	Turn-On Propagation Delay	—	130	170	—	270	ns	$C_L = 3300 \text{ pF}$ $V_S = 0V$ to $500V$
t_r	Turn-On Rise Time	—	43	60	—	80		
t_{off}	Turn-Off Propagation Delay	—	150	190	—	270		
t_f	Turn-Off Fall Time	—	26	35	—	50		
t_{sd}	ERR to Output Shutdown Propagation Delay	—	1.5	1.8	—	2.1	μs	
t_{cs}	CS to Output Shutdown Propagation Delay	—	550	800	—	1000	ns	
t_{err}	CS to ERR Pull-up Propagation Time	—	8	10	—	11	μs	$V_S = 0V$ to $500V$, $C_{err} = 270 \text{ pF}$

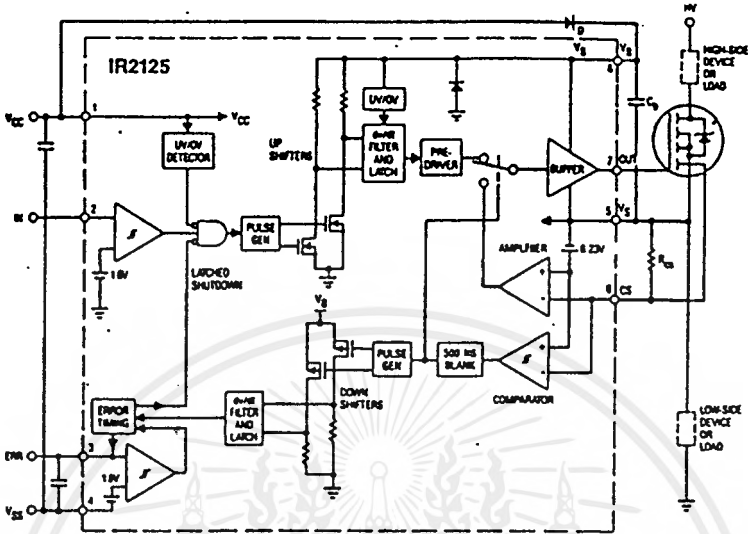
Static Electrical Characteristics

V_{CC} , $V_{BS} = 15V$ unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} , and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} . V_O and I_O parameters are referenced to V_S .

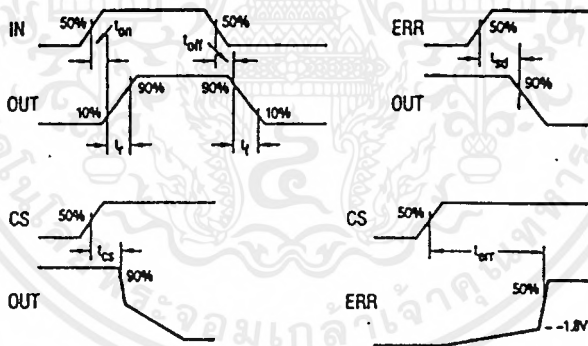
Symbol	Parameter	$T_J = 25^\circ C$			$T_J = -40 \text{ to } 150^\circ C$		Units	Test Conditions	
		Min	Typ	Max	Min	Max			
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	—	250	μA	$V_B = V_S = 500V$	
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	—	350	700	—	800		$I_N = CS = 0V$	
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	—	500	1000	—	1300		$I_N = CS = 5V$	
		—	650	1000	—	1200		$I_N = CS = 0V$	
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	—	4	25	—	30		$I_N = CS = 5V$	
		—	—	1	—	1		$I_N = 0V$	
I_{CS+}	"High" CS Bias Current	—	6	15	—	30		$CS = 3V$	
I_{CS-}	"Low" CS Bias Current	—	—	1	—	1		$CS = 0V$	
V_{IH}	Logic "1" Input Voltage	—	—	—	2.2	—		V	$V_{CC} = 10 \text{ to } 20V$
V_{IL}	Logic "0" Input Voltage	—	—	—	—	0.8			
V_{ERR+}	Logic "1" ERR Input Voltage	—	—	—	2.2	—			
V_{ERR-}	Logic "0" ERR Input Voltage	—	—	—	—	0.8			
V_{CSTH+}	CS Input Positive Going Threshold	155	230	320	—	—	mV	$V_{BS} = 10 \text{ to } 20V$	
V_{CSTH-}	CS Input Negative Going Threshold	135	200	260	—	—			
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	8.6	9.3	9.9	—	—	V		
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.9	8.5	9	—	—			
V_{BSOV+}	V_{BS} Supply Overvoltage Positive Going Threshold	20	21.5	22.8	—	—			
V_{BSOV-}	V_{BS} Supply Overvoltage Negative Going Threshold	19.3	20.8	22.4	—	—			
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	8.4	8.8	9.4	—	—			
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.7	8.1	8.5	—	—			
V_{CCOV+}	V_{CC} Supply Overvoltage Positive Going Threshold	20	21.2	22.4	—	—			
V_{CCOV-}	V_{CC} Supply Overvoltage Negative Going Threshold	19.6	20.7	21.7	—	—			
I_{ERR}	ERR Timing Charge Current	80	100	120	—	—	μA	$I_N = 5V, CS = 3V, ERR < V_{ERR+}$	
I_{ERR+}	ERR Pull-Up Current	—	15	—	—	—	mA	$I_N = 5V, CS = 3V, ERR > V_{ERR+}$	
I_{ERR-}	ERR Pull-Down Current	—	30	—	—	—		$I_N = 0V$	
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_B - 0.1$	—	—	$V_B - 0.1$	—	V	$I_N = 5V, I_O = 0A$	
V_{OL}	Low Level Output Voltage	—	—	$V_S + 0.1$	—	$V_S + 0.1$		$I_N = 0V, I_O = 0A$	
$R_{on, ON}$	Output High on Resistance	—	9	—	—	—	Ω		
$R_{on, OFF}$	Output Low on Resistance	—	3	—	—	—			

IR2125

Functional Block Diagram



Switching Time Diagrams



Application Information

The IR2125 is a monolithic high voltage and high speed single channel power MOSFET and IGBT driver. Refer to the section on Functional Block Diagram for the internal partitioning of the various circuit blocks. The driver translates logic input signal into In phase low impedance output. The floating output (V_{OUT}) is referenced to a floating rail (V_S) with offset capability up to 500V.

Input/Output Logic

The logic circuit provides the control pulses for the output channel corresponding to the logic Inputs as indicated by the Input/Output Logic Timing Function diagram (Fig. 1). The output will turn off when the ERR pin is above its threshold (1.8V) and the output will

remain off even after the ERR pin returns to low until the next rising edge of the IN signal. The output will also turn off when the floating CS input is above its threshold (230 mV) but turn back on if the CS input goes low. The CS and ERR logic functions are coupled through a timing scheme explained in the following section on Protection Logic. In the case when V_{CC} is below the under-voltage or above the over-voltage trip point the UV/OV detect block will send a shutdown signal to disable the output channel. Also a separate UV/OV detect block is used to disable the floating channel when V_{BS} is beyond its own trip point limits. The logic Input uses comparator with hysteresis to provide high noise immunity and can accept inputs with slow rise time. The input thresholds are CMOS or LSTTL compatible with V_{IL} at 0.8V and V_{IH} at 2.2V.

Protection Logic

The ERR and CS logic functions are designed to protect the driven power device when abnormal over-stress conditions occur. Over-stress conditions are detected by sensing power device output current as shown in Fig. 2. When the voltage across the sensing resistor reaches the threshold (230 mV) of the CS input pin, the output driver is switched into a linear mode with a feedback amplifier controlling the output voltage. The amplifier and the driven power device together form a negative feedback loop to settle the gate drive voltage to a lower value such that the power device current is limited to a pre-set value determined by the sensing resistor. To avoid false triggering of the CS trip comparator, a leading edge blanking time of 500 ns is designed in to filter out noise spike caused by the switching action of the power device.

The ERR pin serves multiple functions including status reporting, linear mode timing and cycle by cycle logic shutdown. When the IN signal is low the ERR pin is pulled down by 30 mA of pull-down current. After the input is switched high the ERR pin is switched into a high impedance state with 1 M Ω pull-down. If the output stage is switched into the linear mode the status logic block is notified such that a charging current of 100 μ A into the ERR pin is enabled. The ERR pin is thus pulled up by the charging current at a rate determined by the capacitor connected to the ERR pin ($dt = C \cdot (dv/I_{err})$). The charging current is terminated if the output stage is switched back to switching mode. However when the ERR capacitor is charged to above 1.6V such that the ERR trip comparator is triggered, the output is then turned off for the remainder of the cycle. The ERR trip comparator also triggers a pull-up current of 15 mA such that the ERR pin is pulled up to V_{CC} to indicate error status. The ERR trip comparator can also be triggered by external pulses for cycle by cycle shutdown function.

The ERR and CS logic functions are designed to handle both "hard" and pulsed short conditions as shown in Fig. 3. In the case of a "hard" short (Fig. 3a) the choice of ERR capacitor will determine the duration for which the driven power device stays in linear condition with lower gate drive before cycle by cycle shutdown occurs. In the case of a pulsed short (Fig. 3b) the ERR capacitor serves an integrating function to determine the number of shorted pulses before shutdown for the remaining cycle.

Level Shifting

Narrow "On" and "Off" pulses triggered respectively by the rising and the falling edge of IN signal are generated by the pulse generator block. The respective pulse is used to drive separate high voltage N-Channel DMOS level translator that set or reset a RS latch operating off the floating rail. Level shifting of the ground referenced IN signal is thus accomplished by transposing the references of the signal to the floating rail. Because each high voltage N-Channel DMOS level translator is turned on for only the duration of the short "On" or "Off" pulses for each set or reset event, power

dissipation is minimized. False triggering of the RS latch from fast dv/dt transients on the V_S node is effectively differentiated from normal pull-down pulses through a pulse discriminator circuit that makes the floating channel immune to dv/dt. Also, the high voltage level shifting circuit is designed to function normally even when the V_S node swings more than 5V below the V_{SS} pin. This condition can often occur during the recirculation period of the output free-wheeling diode.

The status of the output stage is communicated to the status logic block using a similar pulse mode level shifting scheme as the level shift up circuit. In the level shift down circuit high voltage P-Channel DMOS level translators are used to transmit the status logic signal.

Output Driver

The output driver is a low impedance CMOS buffer stage with peak current capability above 1A for the pull-up and 2A for pull-down. The on resistance of the pull-up device is 9 Ω typical and 3 Ω for the pull-down device. To avoid cross-conduction noise spike the buffer stage is designed such that the pull-up device is turned off before the pull-down device turns on and vice versa. For a typical 3300 pF load the rise and fall times are 43 ns and 27 ns respectively. The output driver is designed to deliver gate drives for fast switching speed even for high current power MOS device with relatively high gate charge requirement. To minimize inductance in the gate drive loop, the driven power device should have a Kelvin source or emitter return connected to the V_S pin of the IR2125. For smaller power device a series gate resistor between the OUT pin and the gate of the driven power device is recommended to limit switching speed. The value of the gate resistor depends on EMI requirement, switching losses and the maximum allowable dv/dt.

Bootstrap Supply

Typically the floating supply is derived from the fixed supply using a bootstrap technique as shown in the section on Typical Connection. The charging diode must have a voltage withstand capability higher than the peak HV bus voltage. To prevent the bootstrap capacitor from discharging a fast recovery diode is recommended. The value of the bootstrap capacitor depends on the switching frequency, duty cycle and gate charge requirement of the power MOSFET. The voltage across the capacitor should not be allowed to drop below the under-voltage lockout threshold. A 0.1 μ F capacitor is usually suitable for applications switching above 5 kHz.

Supply bypass capacitors between V_{CC} and V_{SS} are required to supply the transient current needed for refreshing the bootstrap supply. Typically a value of 10 times the bootstrap capacitor is recommended. These capacitors together with the reservoir capacitor across V_B and V_S must be connected close to the device. A 0.47 μ F ceramic disk capacitor in parallel with a 4.7 μ F tantalum capacitor are recommended for the V_{CC} bypass with typical bootstrap capacitor up to 0.1 μ F.

IR2125

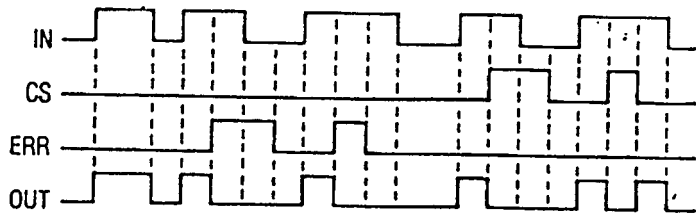
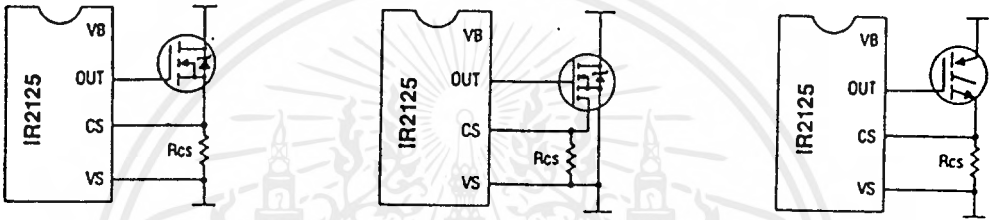


Fig. 1 — Input/Output Logic Timing Function
(Applied Test Voltages)



a) Current Sensing using HEXFET b) Current Sensing using HEXSense c) Current sensing using IGBT

Fig. 2 — Over-current Sensing

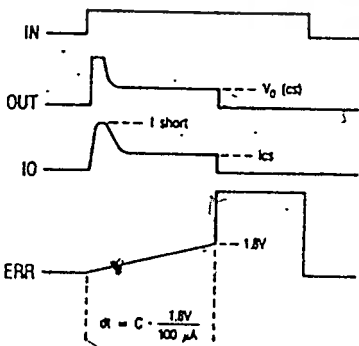
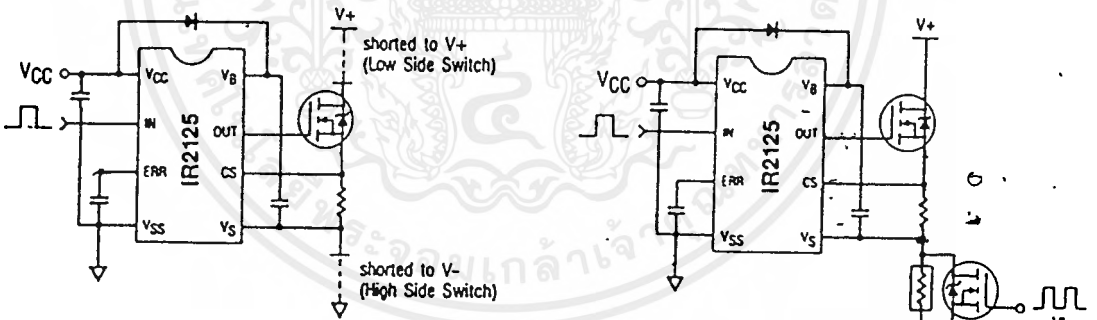


Fig. 3a — Protection Logic Scheme with Current Sensing in "hard" Short Condition

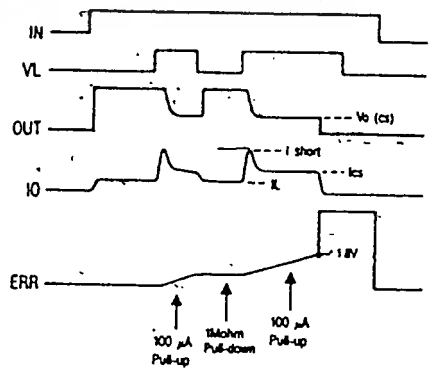


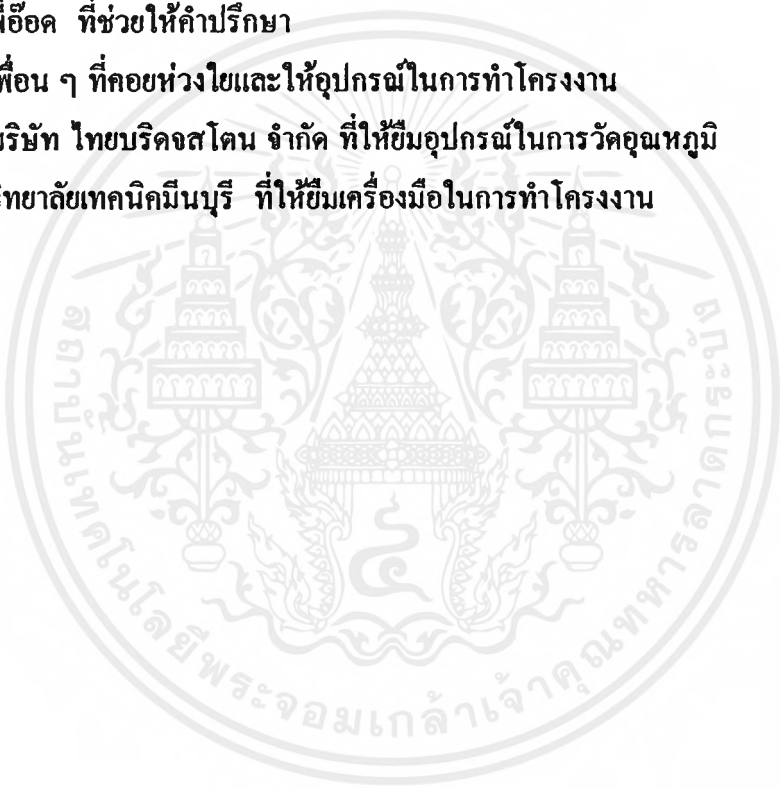
Fig. 3b. — Protection Logic Scheme with Current Sensing in pulsed Short Condition

กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณ

1. รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำตลอดจนการให้อิสระทางด้านความคิดในการทำงาน
2. นายโรมัส ธรรมาธิฐาน ที่ได้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการทำงานโครงการตลอดจนช่วยจัดหาอุปกรณ์ในการทำโครงการ
3. พี่อ้อค ที่ช่วยให้คำปรึกษา
4. เพื่อน ๆ ที่คอยห่วงใยและให้อุปกรณ์ในการทำโครงการ
5. บริษัท ไทยบริดจสโตน จำกัด ที่ได้ยืมอุปกรณ์ในการวัดอุณหภูมิ
6. วิทยาลัยเทคนิคมีนบุรี ที่ได้ยืมเครื่องมือในการทำโครงการ

๔





เอกสารอ้างอิง

- [1] John Davies & Peter Simpson , “Induction Heating Handbook ,” McGraw - Hill ,
New York , 1979.
- [2] William H. Hayt , Jr., and JACK E. Kemmerly ; “Engineering Circuit Analysis”
McGraw - Hill, Singapore , 1993.
- [3] Geory C. Chrysis ; “High Frequency Switching Power Supplies Theory and Design”
McGraw - Hill, Singapore , 1989.
- [4] Kokhtar Kamli , Member. IEEE , Shigehiro Yamamoto , and Minoro Abe ; “A 50-450
kHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications” , IEEE Trans. Ind.
Electron , Vol. 43 , No. 1 , PP 192-201 , Feb , 1996.
- [5] สุวัฒน์ คั่น , “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์ิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย , บริษัท เอนเทลไทย
จำกัด , 2537