เครื่องชุบแข็งผิวเหล็กโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง

Iron Surface Hardening Using High - Frequency Magnetic Induction

โดย

นายคมสันต์	หงษ์สมบัติ
นายภาคภูมิ	มหาวีรชาติกุล
นางสาวรัชดา	ปิตวิวัฒนานนท์
นางสาวราตรี	นำโชคสัมฤทธิ์

วัน เดือน ปี 30 ก.ค. 2541
เลขทะเบียน 038196
เลขเรียกหนังสือ T 39218 ค.152ค.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

038198

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2539

เครื่องชุบแข็งผิวเหล็กโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง

Iron Surface Hardening Using High - Frequency Magnetic Induction

โดย

นายคมสันต์ หงษ์สมบัติ

นายภาคภูมิ มหาวีรชาติกุล

นางสาวรัชดา ปิตวิวัฒนานนท์

นางสาวราตรี นำโชคสัมฤทธิ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

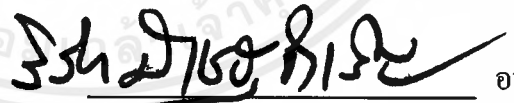
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องชุบแข็งผิวเหล็กโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง

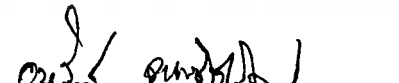
ผู้จัดทำ

1. นายคมสันต์ หงษ์สมบัติ
2. นายภาคภูมิ มหาวีรชาติกุล
3. นางสาวรัชดา ปีตวิวัฒนานนท์
4. นางสาวราตรี นำโชคสัมฤทธิ์



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องชุบแข็งผิวเหล็กโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง

นายคมสันต์ หงษ์สมบัติ
นายภาคภูมิ มหาวีรชาติกุล
นางสาวรัชดา ปีตวิวัฒนานนท์
นางสาวราตรี นำโชคสัมฤทธิ์
รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอเครื่องชุบผิวแข็งโลหะโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กความถี่สูงให้เกิดกระแสไหลวนรอบชิ้นงานจนกระทั่งชิ้นงานร้อนแดง ซึ่งวงจรประกอบด้วยวงจรเรกติไฟเออร์และวงจรกรองแรงดันทำหน้าที่แปลงไฟ 50 เฮิร์ตซ์ให้เป็นแรงดันไฟตรง แล้วเปลี่ยนแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยใช้อินเวอร์เตอร์ซึ่งมีมอสเฟตกำลังเป็นตัวสวิตชิ่ง จากนั้นพลังงานจะถูกส่งผ่านไปยังหม้อแปลงลดแรงดัน ที่ความถี่สูงประมาณ 135 - 170 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยมีพิกัดกำลังของโหลด 1 กิโลวัตต์ เพื่อส่งผ่านไปยังวงจรเรโซแนนท์แบบขนานซึ่งสามารถควบคุมการทำงานให้อยู่ในช่วงความถี่เรโซแนนท์โดยการประมวลผลจากคอมพิวเตอร์ และมีวงจรป้องกันกระแสเกินเพื่อความปลอดภัยของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Iron Surface Hardening Using High - Frequency Magnetic Induction

Komsan Hongsombat
Pharkphoom Mahaveerachartkul
Ratchada Pitavivatananont
Ratree Namchocksamrit
Assc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumreon Advisor
Anuwat Changwanitlert Advisor
1996

Abstract

This thesis presents the iron surface hardening using high frequency magnetic induction to induce eddy current around work pieces until they become hot red. The circuit composes of the rectifier and the filter that transfer 50 - Hz ac voltage to dc voltage. Then , dc voltage is changed to high - frequency ac voltage by the inverter which uses power MOSFET for switching. After that , the energy is delivered through step - down transformer at 135 -170 kHz frequency and load of 1 kW power rating to send to parellel resonant circuit which can control operation between resonant frequency band by using process of computer and have over current protection for safety of circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเบื้องต้น	1
1.2 ส่วนประกอบของวงจร	2
บทที่ 2 ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	4
2.1 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	4
2.2 ปรากฏการณ์ผิว (Skin effect) สำหรับชิ้นงานแบบอุดมคติ	4
2.2.1 ความลึกผิว (Skin effect)	6
2.2.2 ความหนาแน่นของกระแส (J) ,ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก(B), และสนามไฟฟ้า (E)	7
2.2.3 ปริมาณกระแสไหลทั้งหมด (Total current)	8
2.3 กำลังไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในชิ้นงานแบบอุดมคติ	8
2.3.1 กำลังสูญเสีย (Loss)	8
2.3.2 ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดและค่าตัวประกอบกำลัง	9
2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า , อุณหภูมิเฉลี่ยและเวลา	11
2.5 ชิ้นงานแบบทรงกระบอกและผลของการแผ่รังสี	11
บทที่ 3 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	12
3.1 บทนำ	12
3.2 เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำทั่วทั้งชิ้นงาน (Induction Heater)	15
3.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับคุณสมบัติของชิ้นงาน	15
3.2.2 การแผ่รังสีความร้อนและการนำความร้อน	18
3.2.3 การออกแบบขดลวดความร้อน (Coil design)	18
3.2.4 การประมาณเวลาในการให้ความร้อน	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.5 วงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำและการออกแบบ 19
3.3 เครื่องชุบผิวแข็งโลหะเฉพาะที่บริเวณผิว (Surface Hardening) 24
3.3.1 ชนิดของโลหะที่นำมาชุบผิวแข็ง 24
3.3.2 วิธีการชุบผิวแข็งโลหะ 25
3.3.3 การเลือกความถี่ในการชุบผิวแข็ง 25
3.3.4 ลักษณะการกระจายของอุณหภูมิไปยังพื้นผิวของชิ้นงาน 27
3.3.5 การออกแบบขดลวดให้ความร้อน 27
บทที่ 4 การออกแบบเครื่องชุบผิวแข็งโลหะ 29
4.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท 29
4.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส 29
4.1.2 ฟิวส์ 30
4.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันด้านอินพุท 30
4.1.4 ไลน์ฟิลเตอร์ 30
4.1.5 เซอร์กิทเบรกเกอร์ 31
4.2 อินเวอร์เตอร์ 31
4.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร 31
4.2.2 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_d สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ 32
4.2.3 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก 33
4.3 หม้อแปลงความถี่สูง 33
4.3.1 ลักษณะแกนที่ใช้ 33
4.3.2 ขดลวดทองแดง 35
4.4 ลักษณะของโหลดที่ใช้ 35
4.4.1 ผลของเรโซแนนท์ 35
4.4.2 เรโซแนนท์แบบขนาน 36
4.5 วงจรควบคุม 37
4.5.1 หลักการของพัลส์วิดต์มอดูเลชัน 37
4.5.2 ส่วนประกอบของวงจรควบคุม 39
4.5.3 การทำงานของไอซีเบอร์ TL 494 40
4.5.4 วงจรขยายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 41
4.6 อินเตอร์เฟสการ์ด 42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.1 ส่วนประกอบของชุดวงจรต่าง ๆ บนอินเตอร์เฟสการ์ด 42
4.6.2 รายละเอียดด้านการออกแบบ 44
4.6.3 เทคนิคการตรวจจับสัญญาณ 44
4.7 วงจรป้องกันกระแสเกิน 47
บทที่ 5 ผลการทดลอง 49
5.1 การทดลองหาประสิทธิภาพของเครื่อง 49
5.2 การปรับย่านความถี่ในการทำงานของเครื่อง 52
5.3 การหาประสิทธิภาพที่ความถี่ต่าง ๆ 54
5.4 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพ , ความถี่เรโซแนนท์ของโหลดที่มีขนาดต่างกัน แต่เนื้อวัสดุชนิดเดียวกัน 55
5.5 การเปรียบเทียบเวลาในการร้อนแดงของโหลด 2 ขนาด 58
5.6 ลักษณะสัญญาณของเครื่อง 59
5.6.1 วงจรควบคุม 59
5.6.2 ภาคอินเวอร์เตอร์และหม้อแปลงความถี่สูง 60
5.6.3 ด้านโหลด 61
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ 64
6.1 สรุปผลการทดลอง 64
6.2 วิจารณ์และข้อเสนอแนะแนวทางในการพัฒนา 65
6.3 รายละเอียดของเครื่องในปัจจุบัน 66
ภาคผนวก
กิตติกรรมประกาศ
เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของโครงงาน	3
รูปที่ 2.1 พื้นผิวของขดลวดและชิ้นงาน	4
รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กและความลึกผิว	6
รูปที่ 2.3 ค่าความสูญเสียที่ความลึกผิวต่าง ๆ	9
รูปที่ 2.4(a) เพาเวอร์แฟกเตอร์ระหว่างกระแสและแรงดัน	10
รูปที่ 2.4(b) แรงดันตกคร่อมขดลวด	10
รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ของชิ้นงาน	10
รูปที่ 3.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย	12
รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป	13
รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน	13
รูปที่ 3.4 ทิศทางการไหลของกระแสที่ผิว	13
รูปที่ 3.5 แผ่นคลื่นของชิ้นงาน	14
รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน	14
รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับอุณหภูมิของโลหะชนิดต่าง ๆ	17
รูปที่ 3.8 ฟลักซ์แม่เหล็กคล้องผ่านชิ้นงานกับขดลวดเหนี่ยวนำกับเฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบ	20
รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d/δ	21
รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก	23
รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า	23
รูปที่ 3.12 วิธีการให้ความร้อนพร้อมกันทั้งชิ้นงาน	25
รูปที่ 3.13 วิธีการให้ความร้อนเฉพาะที่	25
รูปที่ 3.14 ประสิทธิภาพของขดลวดที่ความถี่ต่าง ๆ	26
รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง t_h , p , และ δ ที่ความถี่ต่าง ๆ	26
รูปที่ 3.16 ลักษณะรูปร่างของขดลวด	27
รูปที่ 4.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน	29
รูปที่ 4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	31
รูปที่ 4.3 ผลของการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้งเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.4 ลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของหม้อแปลง 34
รูปที่ 4.5 วงจรเรโซแนนท์แบบขนาน 36
รูปที่ 4.6 ผลของกระแสต่ำสุดที่ความถี่เรโซแนนท์ 36
รูปที่ 4.7 ผลของอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่เรโซแนนท์ 37
รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของ PWM 38
รูปที่ 4.9 ความกว้างของพัลส์เอาท์พุทจาก PWM 38
รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม 39
รูปที่ 4.11 วงจรควบคุม 39
รูปที่ 4.12 โครงสร้างภายในของ TL 494 40
รูปที่ 4.13 รูปคลื่นการทำงานของ TL 494 41
รูปที่ 4.14 วงจรขยายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 42
รูปที่ 4.15 วงจรอินเตอร์เฟส 43
รูปที่ 4.16 ตำแหน่งจุดเริ่มต้นการตรวจจับสัญญาณ 45
รูปที่ 4.17 การตรวจจับสัญญาณเมื่อลดค่าความถี่ลงหนึ่งขั้น 45
รูปที่ 4.18 การลดความถี่จนตรวจพบจุดเรโซแนนท์ 46
รูปที่ 4.19 การเลื่อนตำแหน่งของจุดเรโซแนนท์ 46
รูปที่ 4.20 การเพิ่มความถี่เพื่อหาตำแหน่งเรโซแนนท์ใหม่ 46
รูปที่ 4.21 วงจรป้องกันกระแสเกิน 47
รูปที่ 4.22 วงจรทั้งหมดในระบบ 48
รูปที่ 5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาในการทดลองครั้งที่ 1 50
รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาในการทดลองครั้งที่ 2 51
รูปที่ 5.3 ผลการปรับแรงดันที่ดีทูเอกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป 53
รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง Pout / Pin กับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป 55
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง ความถี่กับ Pout / Pin สำหรับเหล็กขนาด 22 mm 56
รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง ความถี่กับ Pout / Pin สำหรับเหล็กขนาด 16 mm 57
รูปที่ 5.7 สัญญาณแรงดันขับมอสเฟต (V_{GS}) 59
รูปที่ 5.8 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันขับมอสเฟต 2 ตัวที่ทำงานไม่พร้อมกัน (Q_2 และ Q_4) 60
รูปที่ 5.9 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันเดรนซอร์ส (V_{DS}) ของมอสเฟต 60
รูปที่ 5.10 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ 61
รูปที่ 5.11 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด 61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.12 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมขดลวด 62
รูปที่ 5.13 รูปคลื่นสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านขดลวด 62
รูปที่ 5.14 รูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง 63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1 สภาพความต้านทาน ρ และค่าสัมประสิทธิ์ α ของโลหะชนิดต่าง ๆ ที่อุณหภูมิ 20 $^{\circ}C$ 16

ตารางที่ 3.2 ค่าเวลาให้ความร้อนแก่แท่งโลหะทรงกระบอกโดยประมาณ 19

ตารางที่ 5.1 ข้อมูลอุณหภูมิกับเวลาของการทดลองที่ 5.1 ครั้งที่ 1 49

ตารางที่ 5.2 ข้อมูลอุณหภูมิกับเวลาของการทดลองที่ 5.1 ครั้งที่ 2 51

ตารางที่ 5.3 ข้อมูลแรงดันของดีทูเอกับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ในการทดลองที่ 5.2 52

ตารางที่ 5.4 ผลการทดลองการทดลองที่ 5.3 54

ตารางที่ 5.5 ผลการทดลองสำหรับเหล็กเส้นผ่านศูนย์กลางขนาด 22 mm 56

ตารางที่ 5.6 ผลการทดลองสำหรับเหล็กเส้นผ่านศูนย์กลางขนาด 16 mm 57

ตารางที่ 5.7 ผลการทดลองเปรียบเทียบพลังงานและเวลาที่ใช้จนเหล็กร้อนแดงของเหล็ก 2 ขนาด 58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

ปัจจุบันประเทศไทยมีอุตสาหกรรมชุบแข็งผิวจำนวนมาก ซึ่งเป็นพื้นฐานในการพัฒนาประเทศ เช่น อุตสาหกรรมประกอบรถยนต์ , ทำเพลาเฟือง , ผลิตชิ้นส่วนที่ต้องการความแข็งของผิว ในปีหนึ่ง ๆ ประเทศไทยต้องสูญเสียเงินตราจำนวนมากในการซื้อและซ่อมบำรุงเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในอุตสาหกรรม ถ้าสามารถศึกษาและพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำได้เองก็จะเป็นประโยชน์อย่างมาก โดยลดการสูญเสียเงินตราออกนอกประเทศและมีการพึ่งพาเทคโนโลยีของตัวเองจึงมีความคล่องตัวในการซ่อมบำรุงและเป็นพื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์เหนี่ยวนำโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพบว่าถ้าขดทุติยภูมิเป็นวงจรปิด เมื่อเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าสลับทางขดปฐมภูมิ จะก่อให้เกิดการไหลของกระแสเหนี่ยวนำขึ้นทางขดทุติยภูมิโดยไหลในทิศทางที่ก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กต้านกับสนามแม่เหล็กของตัวเหนี่ยวนำ หลักการเหล่านี้นำไปใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า,มอเตอร์และหม้อแปลงเป็นต้น ซึ่งกระแสเหนี่ยวนำจะก่อให้เกิดความร้อนที่ไม่ต้องการ เช่น กระแสไหลวน (Eddy current) ที่แกนของหม้อแปลงและมอเตอร์ แต่สิ่งเหล่านี้กลับเป็นประโยชน์สำหรับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจ่ายพลังงานเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำ จากนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กความถี่สูงคล้องผ่านชิ้นงาน ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลวนรอบชิ้นงานขึ้น ถ้ากระแสจากการเหนี่ยวนำเท่ากับ I และความต้านทานเสมือนในทิศการไหลของกระแสเป็นเส้นทางปิดของชิ้นงานเท่ากับ R ความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจึงมีค่า I^2R พบว่าความร้อนจากการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดกับชิ้นงาน และเป็นการสร้างความร้อนที่ชิ้นงานโดยตรง ทำให้มีประสิทธิภาพสูงสามารถกำหนดตำแหน่งและลักษณะการให้ความร้อนได้ง่ายและช่วยลดมลภาวะ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ศึกษานี้ มีจุดประสงค์เพื่อใช้ในงานชุบแข็งที่ผิว โดยนำสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำมาใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อให้มีประสิทธิภาพสูง คือมีค่าพิกัดของแรงดันและกระแสสูงและทำงานได้ดีที่ความถี่สูง โดยสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่แพร่หลายได้แก่ ทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง และไทริสเตอร์ ซึ่งแต่ละชนิดมีขีดจำกัดในการใช้งานแตกต่างกัน เช่น ไทริสเตอร์จะมีข้อดีในแง่การทนต่อแรงดันและกระแสสูง แต่สามารถทำงานที่ความถี่ไม่สูงนัก(ไม่เกิน 10 kHz) ส่วนทรานซิสเตอร์กำลังมีข้อดีในแง่ราคาถูกหาง่าย แต่มีข้อจำกัดเรื่องความเร็วในการทำงานคือใช้ในช่วงความถี่สูงไม่เกิน 50 kHz และมีการขับนำที่ยุ่งยากเมื่อต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขับนำให้ทำงานที่ความถี่สูงก็ยิ่งทำให้วงจรขับนำมีความซับซ้อนมากขึ้น ส่วนมอสเฟตกำลังสามารถทำงานในความถี่สูงได้ถึง 200 kHz แต่มีข้อจำกัดในเรื่องการทนต่อแรงดันและกระแส

1.2 ส่วนประกอบของวงจร

จากรูปที่ 1.1 เป็นผังการทำงาน ซึ่งแสดงส่วนประกอบของวงจรดังนี้

1) เซอร์กิทเบรกเกอร์และฟิวส์ พิกัด 10 แอมแปร์ ทำหน้าที่ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากการลัดวงจรและความผิดปกติต่าง ๆ นอกจากนี้ เซอร์กิทเบรกเกอร์ยังทำหน้าที่เป็นสวิตช์เปิดปิดของวงจรอีกด้วย

2) ไลน์ฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวนความถี่สูง เนื่องจากคลื่นความถี่วิทยุและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

3) บริดจ์ไดโอด ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับ

4) ฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองแรงดันไฟตรงจากบริดจ์ให้มีค่าเรียบมากขึ้น

5) อินเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้กลายเป็นแรงดันไฟสลับ

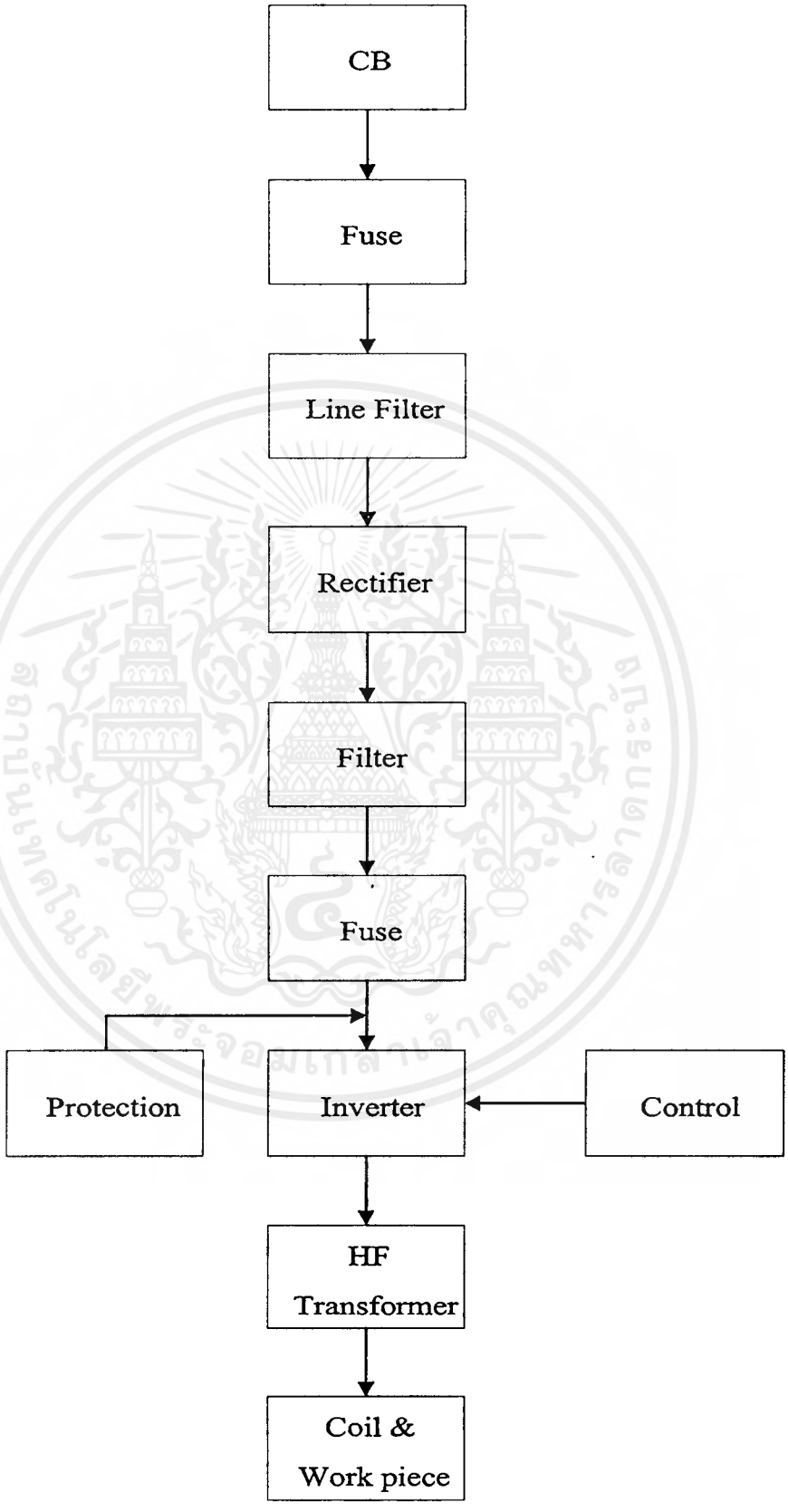
6) หม้อแปลงความถี่สูง ทำหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีค่าสูงให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟต่ำที่เอาท์พุทของหม้อแปลง และหม้อแปลงสวิตชิ่งทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุทและแรงดันเอาท์พุทของหม้อแปลง เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด

7) โหลด ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ซึ่งทำงานโดยอาศัยหลักการของเรโซแนนท์แบบขนานที่ให้ค่ากระแสโหลดมีค่าต่ำและให้กำลังไฟฟ้าสูงสุด

8) วงจรควบคุม ทำหน้าที่ในการขับนำสัญญาณเกทที่เป็นพัลส์ให้กับเพาเวอร์มอสเฟตในอินเวอร์เตอร์

9) วงจรป้องกัน ทำหน้าที่ป้องกันกระแสเกินโดยอาศัยการสวิตชิ่งของไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของโครงงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

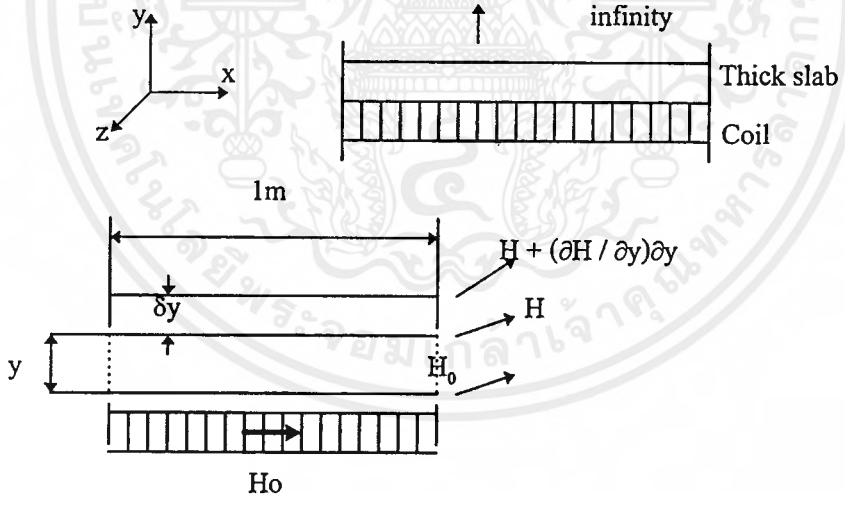
บทที่ 2
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

2.1 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ สามารถอธิบายได้ด้วยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยศึกษาชิ้นงานอุดมคติเรียกว่า ชิ้นงานที่มีความยาวจำกัด (Semi - infinite Slab) จะได้ผลเป็นสมการในรูปของฟังก์ชันซายน์และเอกซ์โปเนนเชียล ซึ่งอธิบายกลไกการเหนี่ยวนำความร้อนสำหรับชิ้นงานอื่นได้โดยเฉพาะทรงกระบอกตัน เพราะชิ้นงานที่มีความยาวจำกัดก็คือชิ้นงานทรงกระบอกตันที่มีรัศมีเป็นอนันต์นั่นเอง

2.2 ปรากฏการณ์ผิว (Skin effect) สำหรับชิ้นงานแบบอุดมคติ

ชิ้นงานอุดมคติมีข้อกำหนดให้ชิ้นงานเป็นแผ่นเรียบเพราะพิจารณาเป็นทรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ และความหนาของชิ้นงานมากกว่าความลึกผิว (Skin depth) ซึ่งในทางคณิตศาสตร์ถือว่ามีความหนามาก ดังในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงพื้นผิวของขดลวดและชิ้นงาน

จากรูปที่ 2.1 แสดงชิ้นงานทรงกระบอกรัศมีอนันต์ และพิจารณาความกว้างของชิ้นงาน 1 เมตรเท่านั้น พบว่าบริเวณผิวขดลวดมีความเข้มสนามแม่เหล็ก H_o (A/m) และกระแสในขดลวดขึ้นกับค่าความต้านทานและแรงดันตกคร่อมขดลวด พิจารณาให้ขดลวดใกล้กับผิวชิ้นงานมาก ความเข้มสนามแม่เหล็ก H_o ของขดลวดจึงเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กของชิ้นงาน โดย H_o เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริมาณเวคเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาในแกน x จึงเกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ที่ผิวชิ้นงานในแกน z ส่วนแกน y เป็นทิศทางตามความหนาของชิ้นงาน

สภาวะเงื่อนไขจำกัดขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานดังนี้

$$H_{x\,(y=0)} = H_{om} \cos \omega t \ , \ H_y = 0 \ , \ H_z = 0 \qquad (2.1)$$

โดย H_{om} เป็นค่าสูงสุด (Peak value) ของ H_x ที่บริเวณผิว (y = 0)

การกระจายของความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) , สนามไฟฟ้า (E) , และความหนาแน่นกระแส (J) ในชิ้นงานที่ความถี่ต่ำ (ไม่เกิน 10^{10} Hz) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad , \ \nabla^2 \mathbf{E} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}, \quad \nabla^2 \mathbf{J} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial \mathbf{J}}{\partial t} \qquad (2.2)$$

และสมการเกี่ยวกับปรากฏการณ์ผิวแสดงได้ด้วยรูปแบบของสมการ H ดังนี้

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial z^2} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial}{\partial t}(H_x + H_y + H_z)$$

แต่ $H_y = H_z = 0$ จะได้ $H = H_x$ เท่านั้น และไม่มีการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กในทิศทางแกน x และ y เพราะฉะนั้น

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2}$$

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial H_x}{\partial t} \qquad (2.3)$$

จาก $H_x = H_x(y) \cos \omega t$ โดย $H_x(y)$ เป็นการเปลี่ยนแปลง H_x เทียบกับแกน y และเขียนในรูปเอ็กซ์โปเนนเชียลได้เป็น $H_x(y) \exp(j\omega t)$ แล้วนำไปแทนค่าในสมการ (2.2)

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

แทนค่า $\alpha^2 = \mu\omega / 2\rho$ จะได้

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

เขียนเป็นสมการดิฟเฟอเรนเชียลดังนี้

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - k^2 H_x = 0$$

โดย $k^2 = 2j\alpha^2$ และแก้สมการจะได้เป็น

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

ซึ่ง A_1 , A_2 หาได้โดยแทนค่า $y = \infty$ จะได้ H_x ที่มีค่าจำกัดและ $A_1 = 0$ ที่ $y = 0$ จะได้ $H_x = H_{om} \exp(j\omega t)$ ดังนั้น $H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y \sqrt{2j}\,) \exp(j\omega t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ $\sqrt{2j} = 1 + j$ สามารถเขียนสมการได้เป็น

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

$$= H_{om}\exp(-\alpha y)\exp[j(\omega t - \alpha y)]$$

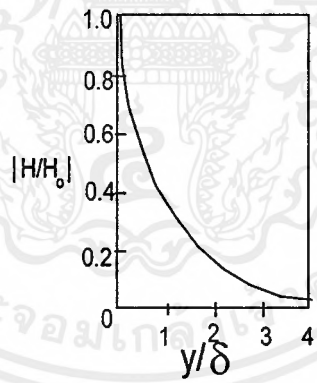
ทำสมการให้อยู่ในรูปส่วนจริงโดย

$$H_x(y) = H_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad (2.4)$$

2.2.1 ความลึกผิว (Skin depth)

ที่บริเวณผิว($y = 0$) , $H_x = H_{om}\cos\omega t$ ดังสมการ (2.1) และที่ความลึกใด ๆ ขนาดความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียลซึ่งเฟสล้าหลัง H ที่บริเวณผิวอยู่ - αy ที่ความถี่เดียวกัน

เมื่อ $y = 1/\alpha$ ขนาดสนามแม่เหล็กจะเป็น e^{-1} เท่า (0.368 เท่า)ของค่าที่บริเวณผิวและเฟสเปลี่ยนไป 1 เรเดียน (57.3°) ที่ความลึกนี้เรียกว่า *ความลึกผิว* δ *(Skin depth หรือ Depth of penetration)* อย่างไรก็ตาม ที่ระยะ $y = 2/\alpha$ ก็ยังมีขนาดสนามแม่เหล็กอยู่เป็น $e^{-2}\ H_{om}$ (0.135 H_{om}) ซึ่งมีค่าน้อยมาก โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง H / H_o และ y / δ ได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กและความลึกผิว

จาก $\alpha^2 = \mu\omega/2\rho$ จะได้เป็น

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \qquad , \mu = \mu_r\,\mu_o \qquad (2.5)$$

พบว่า ความลึกผิวเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ สัมประสิทธิ์ความต้านทาน (Resistivity) และเป็นสัดส่วนผกผันกับ ค่าความซึมซาบของแม่เหล็ก (Permeability) และความถี่ (Frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 ความหนาแน่นของกระแส (J) , ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) , และสนามไฟฟ้า(E)

จากสมการ (2.4) และ $B = \mu H$ จะได้

$$B_x(y) = B_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad (2.6)$$

ที่ความถี่ต่ำๆ จะได้ $\mathbf{J} = \text{curl}\ \mathbf{H}$ โดย **J** เป็นความหนาแน่นกระแสที่ระยะใด ๆ ของชิ้นงาน

$$\nabla x\mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix}$$

แต่ $H_y = H_z = 0$ และ H ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในแนวแกน X และแกน Z ดังนั้น

$$\nabla x\mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

$$J_z = -\mathbf{k}\frac{\partial H_x}{\partial y} = \mathbf{k}\left\{\left[-\exp(j\omega t)\left[\frac{\partial}{\partial y}\exp(-\alpha y)\sqrt{2j}\right]\right\} H_{om} \qquad \text{(ส่วนจริง)}$$

$$= \mathbf{k}[\alpha\sqrt{(2j)}\exp(-\alpha y\sqrt{(2j)} + j\omega t)]\, H_{om} \qquad \text{(ส่วนจริง)}$$

จาก $\sqrt{2j} = 1 + j = \sqrt{2}\exp(j\pi/4)$ จะได้ว่า

$$j_z = \mathbf{k}\{\alpha\sqrt{2}\exp[-\alpha y(1+j) + j\omega t + j\pi/4]\}\, H_{om}$$

$$= \mathbf{k}\,\alpha\sqrt{2}\, H_{om}[\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y + \pi/4)] \qquad (2.7)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า **J** ทำมุมกับ **H** อยู่ 45°

เมื่อ $y = 0$, $\quad J_{z0} = \sqrt{2}H_{om}\alpha\exp[j(\omega t + \pi/4)] = \sqrt{2}H_{x0}\alpha\exp(j\pi/4)$

$$J_z(y) = J_{om}\exp(j\omega t - \alpha y\sqrt{2j}) = J_{x0}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad (2.8)$$

แสดงว่า J_Z มีการเปลี่ยนแปลงค่าเหมือนกับ H และ B ซึ่งสัมพันธ์กับค่าที่บริเวณผิวทั้งสิ้น

และจาก $\mathbf{E} = \rho\mathbf{J}$ จะได้ว่า

$$E_z = \rho J_z = \rho J_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad (2.9)$$

ดังนั้น ปริมาณทางแม่เหล็กไฟฟ้า (**H** ,**B** ,**J** และ **E**) ต้องอ้างอิงค่าความลึกผิว (Skin depth) ทั้งสิ้น ซึ่งมุมเฟสของปริมาณต่าง ๆ จะแตกต่างกัน จากรูป (2.2) สามารถพิจารณาแปลงค่าจาก $|H/HO|$ ให้เป็น $|B/BO|$, $|J/JO|$ และ $|E/EO|$ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 ปริมาณกระแสทั้งหมด (Total current)

$$\text{กระแส / ความกว้าง 1 m} = \int_0^\infty J_z\, dy(x1) = \int_0^\infty J_{om} \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y)dy$$

$$= J_{om}\ \text{Real part of} \int_0^\infty \exp\left[j\omega t - (1+j)\alpha y\right] dy$$

$$= J_{om}\ \text{Real part of} \left[\frac{\exp\left[j\omega t - (1+j\alpha y)\right]}{-(1+j)\alpha}\right]_0^\infty$$

$$= \frac{J_{om}}{\sqrt{2}\alpha}\cos(\omega t - \pi/4) \qquad (2.10)$$

ปริมาณกระแสต่อ 1 หน่วยความกว้าง มีเฟสตามหลังค่าความหนาแน่นกระแสอยู่ 45° และจากสมการ (2.8) ได้ว่า $J_{om} = \sqrt{2}\alpha H_{om}\exp\left[j(\omega t + \pi/4)\right]$ ดังนั้น

$$\text{กระแส/ความกว้าง 1 m} = \sqrt{2}\alpha H_{om}\exp\left[j(\omega t + \pi/4)\right]\frac{\exp(-j\pi/4)}{\sqrt{2}\alpha}$$

$$= H_{om}\exp(j\omega t) \qquad (2.11)$$

ความหนาแน่นกระแสเท่ากับ H ที่บริเวณผิว , $|I| = |H_{om}|$ ซึ่งเฟสตรงกัน(in phase)

2.3 กำลังไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในชิ้นงานแบบอุดมคติ

2.3.1 กำลังสูญเสีย (Loss)

กำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิว (P) หาได้จากการอินทิเกรต ρJ^2 ทั้งปริมาตรภายใต้ 1คาบของเวลา

$$P = \int_0^\infty \rho J^2 dy(\times 1 \times 1)$$

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

$\cos^2$ อินทิเกรตได้เป็นค่าเฉลี่ยของ $\sin^2$ เท่ากับ 0.5 และที่ y ใด ๆ , αy แสดงการเปลี่ยนมุมเฟสเท่านั้น ดังนั้น ค่ากำลังสูญเสียที่อยู่ในรูป วัตต์ / ตารางเมตร จะได้เป็น

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

$$= \frac{\rho J_{om}^2}{4\alpha} = \rho J_{om}^2 \delta/4 \qquad (2.12)$$

แต่ $|J_{om}| = \sqrt{2}|H_{om}|\alpha = \dfrac{\sqrt{2}|H_{om}|}{\delta}$ เพราะฉะนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P = \frac{\rho H_{om}^2}{2\delta} = \frac{\rho H_o^2}{\delta} \qquad (2.13)$$

โดย H_o เป็นค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ของค่า H ที่บริเวณผิว

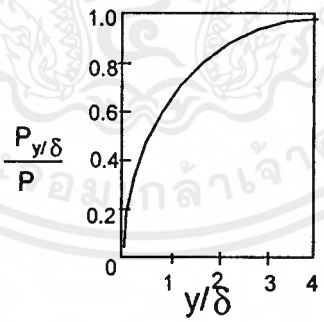
พบว่า กำลังสูญเสียกระจายตลอดความลึกของชิ้นงาน จึงหาค่าอยู่ในรูปเปอร์ยูนิตโดยคิดค่ากำลังสูญเสียที่ระยะ y' ต่อกำลังสูญเสียทั้งหมด ได้ดังนี้

$$\frac{P_y}{P} = \frac{\left[\exp(-2\alpha y)\right]_0^y}{\left[\exp(-2\alpha y)\right]_0^\infty} = 1 - \exp(-2\alpha y) \qquad (2.14)$$

ที่ระยะ $y = 1/\alpha = \delta$, $\frac{P_y}{P} = 1 - \exp(-2) = 1 - 0.135 = 0.865$

ที่ระยะ $y = 2/\alpha = 2\delta$, $\frac{P_y}{P} = 1 - \exp(-4) = 1 - 0.018 = 0.982$

จากสมการ (2.14) กำลังสูญเสียส่วนใหญ่มักเกิดที่ความลึกผิว (δ) และเพียงเล็กน้อยที่ระยะหลังจาก 2 เท่าของความลึกผิว (2δ) ดังในรูป 2.3 พบว่า ที่ความลึกผิวจะถูกให้ความร้อนโดยตรงแต่ส่วนที่เหลือของชิ้นงานยังคงคุณสมบัติเดิม ในการออกแบบจึงเลือกใช้ความถี่สูงเพื่อให้ความลึกผิวน้อย และความหนาแน่นของกำลังสูญเสียมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้



รูปที่ 2.3 แสดงค่าความสูญเสียที่ความลึกผิวต่าง ๆ

2.3.2 ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดและค่าตัวประกอบกำลัง

ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กต่อความกว้าง 1 เมตร หาจากการอินทิเกรต $B_x(y)dy$ ตลอดทั่วทั้งชิ้นงาน ดังนั้นจากสมการ (2.6)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

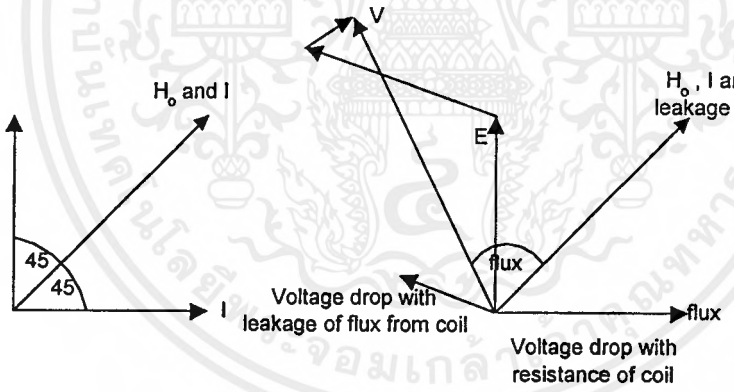
$$= \frac{\mu H_{om}}{\sqrt{2}\alpha} \cos(\omega t - \pi/4) \qquad (2.15)$$

ปริมาณฟลักซ์ทั้งหมดต่อเมตรเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ H_{om} และเฟสตามหลังอยู่ 45° และจากสมการ (2.11) พบว่า ปริมาณกระแสทั้งหมดมีเฟสตรงกับ H_o เส้นแรงแม่เหล็กที่บริเวณผิวจึงมีเฟสตรงกับ H_{om} แต่ปริมาณฟลักซ์ทั้งหมดมีเฟสตามหลังเส้นแรงแม่เหล็กที่บริเวณผิวอยู่ 45°

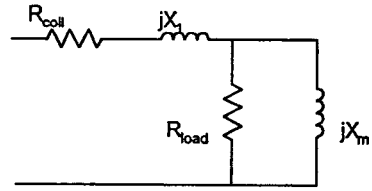
ค่า e.m.f. สามารถหาได้โดยการดิฟเฟอเรนเชียล เทียบกับเวลา

$$E = N\frac{d\phi}{dt} = -\frac{\mu H_{om} N\omega}{\sqrt{2}\alpha} \sin(\omega t - \pi/4) = \frac{\mu H_{om} N\omega}{\sqrt{2}\alpha} \cos(\omega t - \pi/4) \qquad (2.16)$$

ค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor) ของชิ้นงานเป็นความแตกต่างทางเฟสเซอร์ของ E และ I ดังรูปที่ 2.4(a) ถ้าให้กระแสมีมุมล้าหลังแรงดันแม่เหล็กย้อนกลับ (e.m.f.) อยู่ 45° จะได้ตัวประกอบกำลังเป็นมุมตาม (lagging) มีค่า 0.707 ซึ่งค่าความต้านทานเท่ากับรีแอกแตนซ์โดยขดลวดกระตุ้นอยู่ในสภาวะอุดมคติ แต่ในทางปฏิบัติ ขดลวดจะมีรีแอกแตนซ์จากฟลักซ์รั่วไหลเกิดขึ้น ตัวประกอบกำลังจึงมีค่าต่ำลงและเกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานของขดลวด ดังในรูปที่ 2.4(b) และแสดงวงจรสมมูลย์ได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.4 (a)แสดงเพาเวอร์แฟคเตอร์ระหว่างกระแสและแรงดัน
รูปที่ 2.4 (b) แสดงแรงดันตกคร่อมขดลวด



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลย์ของชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า , อุณหภูมิเฉลี่ยและเวลา

ถ้าชิ้นงานทรงกระบอกถูกให้ความร้อนที่ผิวอย่างสม่ำเสมอโดยให้ความหนาแน่นกำลังไฟฟ้าคงที่ และไม่มีความสูญเสียใด ๆ แผ่นโลหะจึงเก็บความร้อนไว้ได้ทั้งหมด จะได้ว่า

$$\text{พลังงานที่ให้} = Pt\,(2\pi Rl)$$

$$\text{พลังงานที่สะสม} = \theta_m\,(\pi R^2 l)(C\gamma)$$

เมื่อ R คือรัศมีของทรงกระบอก

ดังนั้น
$$P = \frac{\theta_m R(C\gamma)}{2t} \qquad (2.17)$$

จากสมการ (2.17) P ไม่ขึ้นกับความยาวทรงกระบอก และ θ_m คือ อุณหภูมิเฉลี่ย (Mean Temperature) นั้นไม่สามารถบอกค่าการกระจายของอุณหภูมิจริงได้

2.5 ชิ้นงานแบบทรงกระบอกและผลจากการแผ่รังสี

การแผ่รังสีเป็นการสูญเสียความร้อนที่ผิว (W/m^2) และลดกำลังงานที่ป้อนให้ผิว ซึ่งหาได้จากกฎของสตีฟาน - โบลซ์มาน (Stefan - Boltsmann)

$$P_R = (5.67/10^8)\sum\theta_s^4 \qquad (2.18)$$

โดย $\sum$ = ส.ป.ส. การแผ่รังสีที่ผิว (ไม่มีหน่วย)

θ_S = อุณหภูมิที่ผิวโดยสัมบูรณ์ (K)

P_R = การสูญเสียของการแผ่รังสี (W/m^2)

ซึ่งค่าคงที่ของสตีฟาน (Stefan's constant) = $5.67*10^3\ Wm^{-2}K^{-4}$

ถ้าการเกิดการแผ่รังสีที่ผิวของชิ้นงาน ณ อุณหภูมิสัมบูรณ์

$$P_R = 5.67\sum[\theta_s^4-\theta_A^4]/10^8 \qquad (2.19)$$

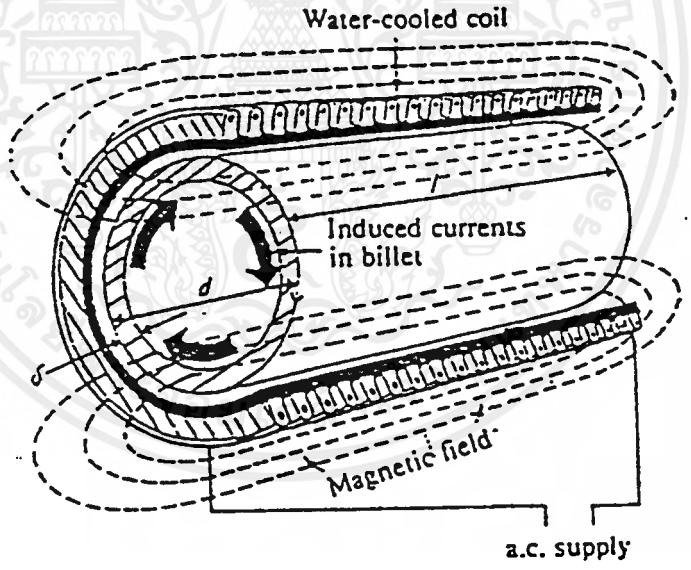
ที่อุณหภูมิต่ำ สามารถตัด P_Rทิ้งได้ เช่น ที่ผิวงานอุณหภูมิ 400K เมื่อแผ่รังสีแล้ว อุณหภูมิเหลือ 300K จะได้ค่าความหนาแน่นกำลังสูญเสีย (loss density) ประมาณ 1 kwm^{-2} ซึ่งน้อยมาก เมื่อเทียบกับค่าของ P_O ที่ให้ (เช่น 1 Mwm^{-2}) ถ้าค่าความแตกต่างของอุณหภูมิการแผ่รังสีระหว่างผิวกับสิ่งแวดล้อมมีมาก สามารถตัด θ_A^4 ทิ้งได้ เช่น θ_S = 1000K (อุณหภูมิที่ผิว) เกิดการแผ่รังสีไปสู่อุณหภูมิ 300K ซึ่ง $(1000)^4 = 10^{12}$ และ $(300)^4 = 81*10^8$ ซึ่งน้อยกว่า 10^{10} เราสามารถตัดทิ้งได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

3.1 บทนำ

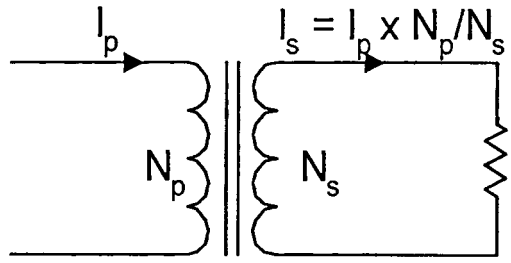
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction Heating) เป็นปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกัน เนื่องจากการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic induction) , ปรากฏการณ์ผิว (Skin effect) และการถ่ายเทความร้อน (Heat transfer) ซึ่งอธิบายโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อให้ไฟฟ้ากระแสสลับไหลเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน กระแสไฟฟ้าสลับจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กในขดลวดคล้องผ่านชิ้นงาน และเกิดกระแสไหลวนที่ชิ้นงานที่ระดับความลึกผิว (Skin depth) เป็นส่วนใหญ่ จึงเกิดความร้อนที่บริเวณผิวของชิ้นงาน ความร้อนนี้ขึ้นกับปริมาณกระแสเหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่กระแสผ่าน ซึ่งถ่ายเทไปบริเวณอื่นโดยการนำความร้อน การพาความร้อน และการแผ่รังสีที่บริเวณผิว



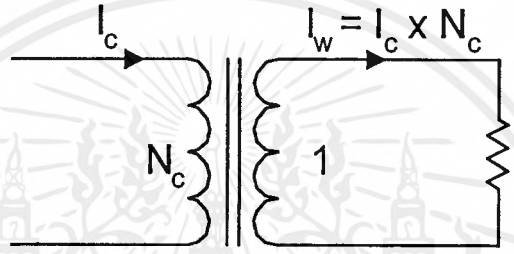
รูปที่ 3.1 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำอย่างง่าย

รูปที่ 3.1 พบว่า ถ้าวางชิ้นงานในขดลวด ชิ้นงานจะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น ถ้าพิจารณาทั้งระบบเป็นหม้อแปลงชุดหนึ่ง โดยขดลวดเหนี่ยวนำเป็นขดปฐมภูมิของหม้อแปลงที่จำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ส่วนชิ้นงานเป็นขดลวดทุติยภูมิที่จำนวนรอบหนึ่งรอบและโหลดต่อแบบเกือบลัดวงจร เพราะความต้านทานสมมูลย์ของชิ้นงานมีค่าค่อนข้างต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน

เมื่อเปรียบเทียบรูปที่ 3.2 กับ 3.3 พบว่า ถ้า I_c เป็นกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำและ I_w เป็นกระแสในชิ้นงาน จากความสัมพันธ์ของหม้อแปลง กระแสทั้งสองจึงมีความสัมพันธ์กันดังนี้

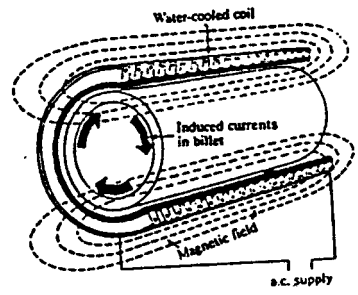
$$I_w = N_c I_c \qquad (3.1)$$

โดย N_c = จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

และกำลังสูญเสียเป็นความร้อนในชิ้นงานจะมีค่าเท่ากับ

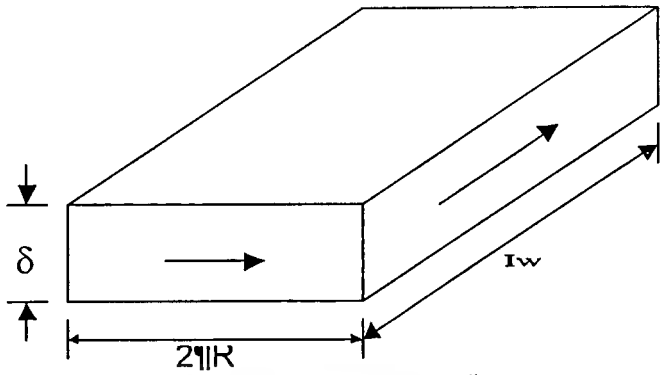
$$P_w = N_c^2 I_c^2 R_w \qquad (3.2)$$

โดย R_w = ความต้านทานสมมูลย์ของชิ้นงาน



รูปที่ 3.4 แสดงทิศทางการไหลของกระแสที่ผิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงแผ่นคลี่ของชิ้นงาน

จากรูปที่ 3.4 และปรากฏการณ์ผิวพบว่า กระแสส่วนมากไหลที่ระดับความลึกผิว จึงหาความต้านทานสมมูลย์ของชิ้นงานได้ดังรูปที่ 3.5 โดยคลี่ชิ้นงานออกและให้ว่ากระแสไหลเป็นแผ่นบางเท่ากับความลึกผิว โดยระยะทางการไหลเท่ากับขนาดเส้นรอบวงของชิ้นงานทรงกระบอก จึงได้ค่าความต้านทานของชิ้นงานดังนี้

$$R_w = \frac{2\pi R\rho}{\delta l_w} \qquad (3.3)$$

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานจำเพาะของชิ้นงาน

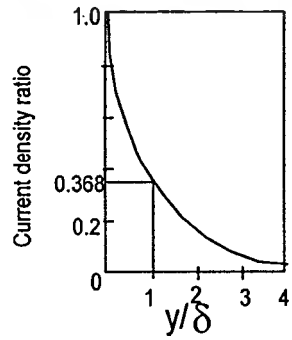
δ คือ ความลึกผิว $= \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$

μ คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของชิ้นงาน

R คือ รัศมีของชิ้นงานและ f , ω คือความถี่

l_w คือ ความยาวของชิ้นงาน มีค่าเท่ากับความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการ (3.3) พบว่าความต้านทานสมมูลย์มีความสัมพันธ์กับสภาพความต้านทาน ความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของชิ้นงานด้วย



รูปที่ 3.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 พบว่ากระแสส่วนใหญ่ไหลที่ความลึกผิว โดยความหนาแน่นของกระแสมีค่า 0.368 เท่าของความหนาแน่นกระแสที่ผิวชิ้นงาน

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ไม่ได้ใช้แหล่งความร้อนจากภายนอกแต่ใช้ชิ้นงานเป็นแหล่งความร้อนของตัวมันเองและชิ้นงานไม่ต้องสัมผัสกับแหล่งพลังงานคือขดลวดเหนี่ยวนำ การให้ความร้อนจึงสะดวก คือเกิดความร้อนสูงเฉพาะตำแหน่งที่ต้องการและสามารถควบคุมเวลาให้ความร้อนตลอดจนพื้นที่ของชิ้นงานที่ได้รับความร้อน และควบคุมความลึกของชิ้นงานที่จะรับความร้อนได้ด้วย โดยเลือกความถี่ของแรงดันไฟสลับให้เหมาะสม

สำหรับในกระบวนการชุบผิวแข็งโลหะ มีอยู่หลายวิธี แต่ที่นิยมใช้สามารถจำแนกได้เป็น 2 ประเภทดังนี้

1. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำทั่วทั้งชิ้นงาน (Induction Heater)
2. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่บริเวณผิว (Surface Hardening)

3.2 เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำทั่วทั้งชิ้นงาน (Induction Heater)

ข้อดีของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำทั่วทั้งชิ้นงาน

1. ให้ความร้อนได้อย่างรวดเร็ว สม่ำเสมอและคงที่ จึงใช้เวลาชุบชิ้นงานน้อย
2. การชุบใช้ไฟฟ้าเพียงอย่างเดียวและไม่มีการเผาไหม้เกิดขึ้น ชิ้นงานจึงสะอาดและไม่เกิดมลพิษและเปลวไฟ รวมทั้งไม่มีการแผ่ความร้อนจากตัวเครื่อง จึงปลอดภัยต่อชีวิตและสุขภาพ
3. สามารถควบคุมอุณหภูมิที่ให้กับชิ้นงานได้อย่างรวดเร็ว เพราะมีสเกลแสดงผลของการทำงานส่วนต่าง ๆ จึงใช้เป็นข้อมูลในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงความร้อน
4. ใช้พื้นที่น้อยมากในการจัดวาง และอุณหภูมิรอบ ๆ ตัวเครื่องจะไม่เพิ่มสูงขึ้น จึงสามารถนำพื้นที่ว่างไปใช้งานอย่างอื่นได้
5. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสูญเสียพลังงานให้กับการหล่อเย็นน้อยมากเมื่อเทียบกับเตาเผาแบบใช้เชื้อเพลิง

3.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับคุณสมบัติของชิ้นงาน

3.2.1.1 สภาพความต้านทานของโลหะกับอุณหภูมิ

ค่าสภาพความต้านทานขึ้นกับชนิดของสารที่เป็นชิ้นงาน ถ้าเป็นโลหะเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นสภาพความต้านทานจะเพิ่มขึ้นในลักษณะเชิงเส้นเป็นดังสมการ

$$\rho_\theta = \rho_t [1 + \alpha(\theta - \theta_t)] \qquad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย ρ_θ คือ สภาพความต้านทานที่อุณหภูมิ θ ใด ๆ และ ρ_t คือสภาพความต้านทานที่อุณหภูมิ θ_t ส่วน α คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของสารชนิดต่าง ๆ ดังในตารางที่ 3.1

	α	$\rho_{20^\circ C}$ (Ω m)
Aluminium	40.29×10^{-3}	2.65×10^{-8}
Brass (65 percent Cu , 35 percent Zn)	1.6×10^{-3}	6.4×10^{-8}
Bronze (90 percent Cu , 11 percent Zn)	1.86×10^{-3}	3.9×10^{-8}
Copper	3.93×10^{-3}	1.72×10^{-8}
Pure iron	6.5×10^{-3}	9.71×10^{-8}
Lead	3.36×10^{-3} (Slightly non - linear)	20.65×10^{-8}
Silver	4.1×10^{-3}	1.59×10^{-8}

ตารางที่ 3.1 แสดงสภาพความต้านทาน ρ และค่าสัมประสิทธิ์ α ของโลหะชนิดต่าง ๆ ที่อุณหภูมิ 20 $^\circ C$

ในความเป็นจริงแล้วสภาพความต้านทานของชิ้นงานจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ แต่ในการคำนวณจะใช้ค่าสภาพความต้านทานสมมูลย์ที่ใช้แทนได้ตลอดช่วงอุณหภูมิ กำลังสูญเสียที่ชิ้นงานจะแปรผันตรงกับ ρ/δ และในขณะที่ δ แปรผันกับ $\sqrt{\rho}$ หมายความว่า กำลังสูญเสียที่ชิ้นงานจะเป็นสัดส่วนกับ $\sqrt{\rho}$ ถ้าปริมาณอื่น ๆ คงที่ และเนื่องจากค่าสภาพความต้านทานแปรตามอุณหภูมิอย่างเป็นเชิงเส้นในช่วงกว้างของอุณหภูมิ จึงเขียนสมการ (3.4) ได้ใหม่ดังนี้

$$\rho_\theta = \rho_1 + \frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1}(\rho_2 - \rho_1) \qquad (3.5)$$

จากอัตราการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเป็นสัดส่วนกับกำลังสูญเสีย ดังนั้นจึงเป็นสัดส่วนกับ $\sqrt{\rho}$ ด้วยคือ

$$\frac{d\theta}{dt} = \text{Constant x } \sqrt{\rho} \qquad (3.6)$$

แทนสมการ (3.5) ในสมการ (3.6) แล้วจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{d\theta}{[\rho_1 + \{Z(\theta - \theta_1)\}(\rho_2 - \rho_1)]} = \int_0^t (\text{Constant})dt$$

ดังนั้น เวลาให้ความร้อนจนอุณหภูมิ θ_1 เปลี่ยนเป็น θ_2 เท่ากับ

$$t = 2\frac{(\theta_2 - \theta_1)}{(\rho_2 - \rho_1)}\frac{(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})}{(\text{Constant})} \qquad (3.7)$$

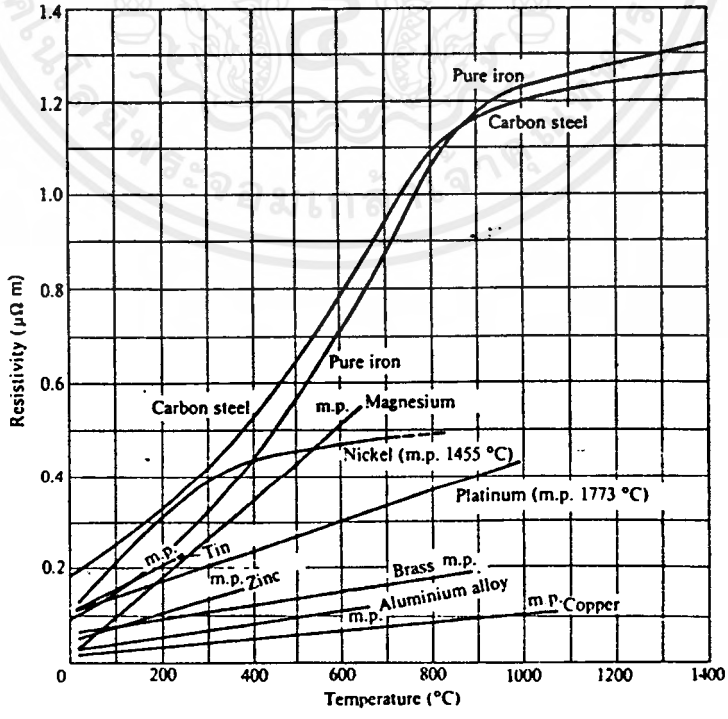
ถ้าสมมติให้ค่าสภาพความต้านทานคงที่เท่ากับ ρ_m ตลอดช่วงอุณหภูมิใช้งาน (θ_1 ถึง θ_2) เมื่อแทนในสมการ (3.6) จะได้

$$t = \frac{(\theta_2 - \theta_1)}{(\text{Constant})\sqrt{\rho_m}} \qquad (3.8)$$

เมื่อเทียบสมการ (3.7) และ (3.8) จะได้ว่า

$$\rho_m = \frac{(\sqrt{\rho_2} + \sqrt{\rho_1})^2}{4} \qquad (3.9)$$

จากรูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างสภาพความต้านทานกับอุณหภูมิจะไม่เปลี่ยนแปลงตามปริมาณส่วนผสมคาร์บอน และจะเห็นว่าโลหะที่เป็นสารเฟอร์โรแมกเนติก การเปลี่ยนแปลงของ ρ กับอุณหภูมิจะไม่เป็นเชิงเส้นตลอดช่วงอุณหภูมิ การคำนวณโดยใช้ค่า ρ_m จึงต้องแยกพิจารณาในช่วงที่เป็นเชิงเส้นทีละช่วง



รูปที่ 3.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสภาพความต้านทานกับอุณหภูมิของโลหะชนิดต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 การแผ่รังสีความร้อนและการนำความร้อน (Heat radiation and convection)

การสูญเสียความร้อนโดยการแผ่รังสีทำให้การเพิ่มอุณหภูมิของเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเป็นไปได้ช้าลง ในโลหะส่วนใหญ่ถ้าอุณหภูมิต่ำกว่า 850°C จะสูญเสียจากการแผ่รังสีน้อยมาก เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นตั้งแต่ 1250 ถึง 1300°C ซึ่งเป็นอุณหภูมิที่ใช้หลอมโลหะจะมีการสูญเสียความร้อนแบบเชิงเส้นโดยการแผ่รังสีสูงมากที่ขดลวด ดังนั้นจึงต้องมีการหล่อเย็นด้วยน้ำ

ให้ P_R คือ ความสูญเสียเนื่องจากการแผ่รังสี ซึ่งหาได้จากสมการ

$$P_R = \frac{5.67}{10^8}\sum[\theta_S^4 - \theta_a^4]$$

เมื่อ ε = สัมประสิทธิ์การแผ่รังสีของผิว

θ_S = อุณหภูมิสัมบูรณ์ของพื้นผิวในหน่วยเคลวิน ($\theta_S = {}^\circ C + 273$)

θ_a = อุณหภูมิสัมบูรณ์ของสภาพแวดล้อมในหน่วยเคลวิน ($\theta_a = {}^\circ C + 273$)

P_R = การสูญเสียความร้อนต่อตารางเมตรของพื้นผิว

จากรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าความสูญเสียเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น โดยค่า ε นั้นเป็นค่าที่ใช้กับชิ้นงานผิวปกติ ซึ่งต้องระวังเรื่องการเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชั่นที่ผิว เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นทำให้ ε เพิ่มขึ้นและสูญเสียจากการแผ่รังสีเพิ่มมากขึ้น สำหรับทองแดงผิวมันมีค่า $\varepsilon = 0.03$ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นพื้นผิวเกิดการออกซิเดชันง่ายอาจใช้ $\varepsilon = 0.7$

การคำนวณค่าความสูญเสียจากการแผ่รังสีความร้อนให้แม่นยำเป็นไปได้ยาก เพราะการส่งผ่านความร้อนของเหล็กและโลหะอื่น ๆ ที่อุณหภูมิสูงกว่า 1300°C กำลังงานที่ป้อนเข้าจะเริ่มตั้งแต่ 0.3 ถึง 1.5 Mwm^{-2} แต่ขดลวดทั้งหมดเป็นฉนวนอย่างดีทำให้กำลังงานสูญเสียจากการแผ่รังสีความร้อนระหว่างอุณหภูมิห้องกับ 1300°C จะสูญเสียกำลังประมาณ 40 kwm^{-2} โดยคำนึงถึงพื้นที่ผิวของชิ้นงานด้วย

ส่วนการสูญเสียจากการนำความร้อนถือว่าน้อยมาก เมื่อชิ้นงานอยู่ในขดลวดให้ความร้อนและไม่เคลื่อนที่ สำหรับชิ้นงานที่อยู่ในอากาศจะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการนำความร้อนดังสมการ

$$P_{con} = 1.54\,(\theta)^{4/3} \qquad (3.10)$$

เมื่อ θ เป็นอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้องในหน่วยเคลวิน

3.2.3 การออกแบบขดลวดความร้อน (Coil design)

การส่งผ่านความร้อนนั้นต้องคำนึงถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ความต้องการในการใช้งาน

2. มิติและพื้นผิวของชิ้นงาน

3. อุณหภูมิที่ต้องการเพิ่มให้กับชิ้นงาน

4. ชิ้นงานทำจากแร่ธาตุชนิดใด

กำหนดความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า (Power density) และความถี่ที่จะให้กับขดลวด เพื่อใช้ออกแบบการแพร่กระจายของอุณหภูมิและพลังงานสูญเสีย ในการออกแบบ อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดไฟฟ้าและโหลดต้องเหมาะสมกัน เพื่อให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด โดยต้องคำนึงถึงจำนวนรอบและอัตราส่วนของหม้อแปลง (Turn ratio) เช่น ถ้าแหล่งจ่ายให้กำลังไฟฟ้า = 100 kW , V = 400 volt , I = 250 amp ต้องการ turn ratio = 10:1 ด้านเอาท์พุทที่ออกมาจะมี V = 40 volt และ I = 2500 amp

3.2.4 การประมาณเวลาให้ความร้อน

เวลาให้ความร้อน (Heating time) จะสัมพันธ์กับค่ากำลังสองของเส้นผ่านศูนย์กลาง ซึ่งขึ้นกับลักษณะของชิ้นงาน โดยชิ้นงานรูปทรงกระบอกมีค่าเวลาให้ความร้อนดังนี้

$$t_h = d^2 / 25 \qquad (3.11)$$

เมื่อ d คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงานทรงกระบอกในหน่วยมิลลิเมตร

Material	t_h (sec)
Aluminium	$5.4 \times 10^{-3} d^2$
Copper	$6.2 \times 10^{-3} d^2$
Brass	$7.8 \times 10^{-3} d^2$
Steel	$40 \times 10^{-3} d^2$

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าเวลาให้ความร้อนแก่แท่งโลหะทรงกระบอกโดยประมาณ

3.2.5 วงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำและการออกแบบ

เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำมีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกับหม้อแปลงโดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำเปรียบเสมือนขดปฐมภูมิ และชิ้นงานเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิที่มีจำนวนรอบ 1 รอบ และสนามแม่เหล็กจะเหนี่ยวนำจากขดปฐมภูมิไปยังขดทุติยภูมิโดยผ่านแกนอากาศ จากความสัมพันธ์นี้จึง

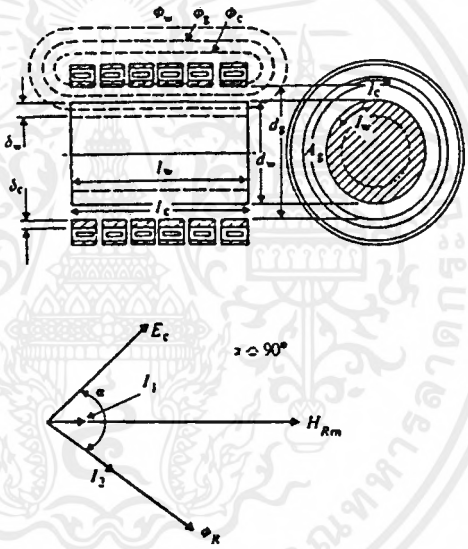
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงานด้วยความต้านทาน และความเหนี่ยวนำได้เหมือนกับวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลง ซึ่งจะเป็นประโยชน์ในการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าเป็นอย่างมาก

<u>การวิเคราะห์หาวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำ</u>

ถ้าพิจารณาเชิงอุดมคติพบว่า ในกรณีที่ขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานมีความยาวมาก ๆ จนทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่คล้องผ่านมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ จากรูปที่ 3.8 ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานคือ H_{RM} และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านระบบประกอบด้วย 3 ส่วนคือ

1. φ_w คือ ฟลักซ์แม่เหล็กคล้องผ่านชิ้นงาน ซึ่งหาค่ากำลังสูญเสียในชิ้นงาน P_w (watt) และฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านชิ้นงาน φ_{wm} (เวเบอร์) ดังนี้



รูปที่ 3.8 ฟลักซ์แม่เหล็กคล้องผ่านชิ้นงานกับขดลวดเหนี่ยวนำ กับเฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบ

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

$$\varphi_{wm} = \mu H_{Rm} A_w (q - jp)$$

โดยที่ H_{rm} คือ ค่ายอดของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน (Am^{-1})

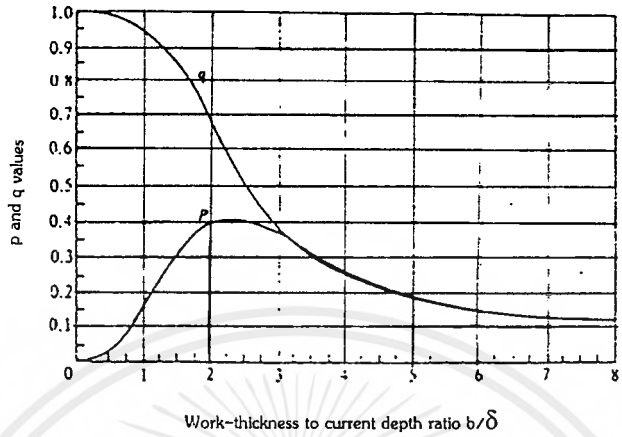
φ_{wm} คือ ค่ายอดของฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมที่คล้องผ่านชิ้นงาน (Wb)

l_w คือ ความยาวของชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)

A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน (m^2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

q , p คือ ส่วนจริงและส่วนจินตภาพของฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมที่คล้องผ่านชิ้นงานตามลำดับ ดังพิจารณาได้จากรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d/δ

2. φ_g คือ ฟลักซ์แม่เหล็กคล้องผ่านช่องอากาศ ซึ่งมีค่าค่อนข้างมากขณะที่ไม่มีชิ้นงานในขดลวดเหนี่ยวนำ แต่จะมีค่าน้อยลงเมื่อมีชิ้นงานอยู่ในขดลวดเหนี่ยวนำ เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์คล้องผ่านมีค่าลดลง ช่องอากาศนี้เป็นระยะห่างทางเชิงกลเพื่อให้ชิ้นงานป้อนเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำได้สะดวก และช่วยเป็นฉนวนความร้อนระหว่างชิ้นงานกับขดลวดเหนี่ยวนำด้วย ฟลักซ์แม่เหล็กส่วนนี้จะทำให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำต่ำลงด้วย

$$\varphi_{gm} = \mu_o H_{Rm} A_g$$

โดยที่ A_g คือ พื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กคล้องผ่านอากาศ

3. φ_c คือ ฟลักซ์แม่เหล็กที่ผิวของขดลวดเหนี่ยวนำ โดยจะเกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่ชิ้นงานเพียงแต่วัสดุเป็นทองแดงที่มีคุณสมบัติไม่เป็นแม่เหล็ก จากการวิเคราะห์หาค่าฟลักซ์แม่เหล็กรวมต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะแสดงได้ดังสมการ

$$\phi = \frac{\mu_o H_{om}}{\sqrt{2\alpha}} \frac{1-j}{\sqrt{2}} = \frac{\mu_o H_{om} \delta_c}{2}(1-j) \qquad (3.12)$$

โดยที่ δ_c คือ ความลึกผิวที่เกิดในขดลวด

เนื่องจากความยาวที่ φ_c คล้องผ่านคือเส้นรอบวงด้านในของขดลวดเหนี่ยวนำ ดังนั้นฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านตัวขดลวดโดยประมาณจึงเป็น

$$\phi_{cm} = k_r \frac{\mu_o \delta_c (\pi d_c)}{2} H_{om}(1-j) \qquad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย k_r คือ ปัจจัยแก้ค่าให้ถูกต้อง (Correction Factor) เนื่องมาจากตัวขดลวดมีระยะห่างระหว่างรอบอยู่ระหว่าง 1 ถึง 1.5 แต่โดยทั่วไปใช้ค่า 1.15 (สำหรับขดลวดเหนี่ยวนำที่มีรอบเดียว k_r จะเป็น 1) และ d_C คือเส้นผ่านศูนย์กลางภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ

ฟลักซ์แม่เหล็กรวมคือ ผลรวมขององค์ประกอบฟลักซ์ทั้ง 3 ตัว

$$\varphi_{Om} = \varphi_{Wm} + \varphi_{gm} + \varphi_{Cm}$$

หรือถ้าคิดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส จะได้ $\varphi_o = \varphi_w + \varphi_g + \varphi_C$

แทนค่าแล้วจัดรูปจะได้

$$\phi_{Cm} = \mu_o H_{om}[(A_g + \mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_C \delta_C}{2} - j(\mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_C \delta_C}{2})] \quad (3.14)$$

จากสมการของ m.m.f. จะได้

$$H_{om} = \frac{\sqrt{2} I_C N_C}{l_C} \quad (3.15)$$

ให้ E_o เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด ดังนั้น

$$E_C = j\frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_C \phi_{om} \quad (3.16)$$

แทนค่าสมการ (3.14)และ (3.15) ลงในสมการ (3.16) จะได้

$$E_C = \frac{2\pi f \mu_O}{l_C} N_C^2 I_C[(\mu_r p A_w + \frac{k_r \pi d_C \delta_C}{2}) + j(A_g + \mu_r q A_w + \frac{k_r \pi d_{C\delta_C}}{2})] \quad (3.17)$$

สมมติให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่คล้องผ่านกระจายอย่างสม่ำเสมอและเป็นผลจากความเข้มสนามแม่เหล็กเดียวกัน ทำให้แทนสมการ (3.17) ได้ด้วยวงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็กแบบขนานดังรูปที่ 3.10 และเมื่อเป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าจะอยู่ในรูปความต้านทานและความเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกันดังรูปที่ 3.11 โดยส่วนความต้านทานมาจากชิ้นงานและตัวขดลวด และส่วนตัวเหนี่ยวนำมาจากชิ้นงาน ตัวขดลวด และส่วนที่เป็นช่องว่างอากาศ ซึ่งเขียนในรูปของอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$Z = (R_W + R_C) + j(X_g + X_w + X_C) \quad (3.18)$$

โดยที่ ความต้านทานจากชิ้นงาน $R_w = K(\mu_r P A_w)$ Ω (3.19)

ความต้านทานจากขดลวด $R_C = K(k_r \pi d_C \delta_C / 2)$ Ω (3.20)

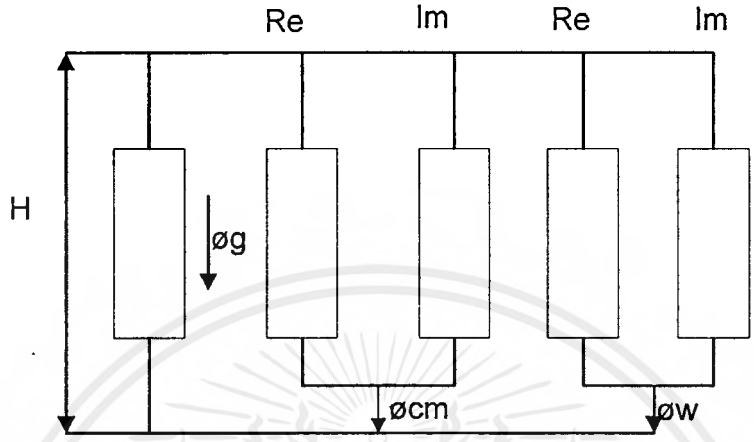
รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ $X_g = K(A_g)$ Ω (3.21)

รีแอกแตนซ์จากชิ้นงาน $X_w = K(\mu_r q A_w)$ Ω (3.22)

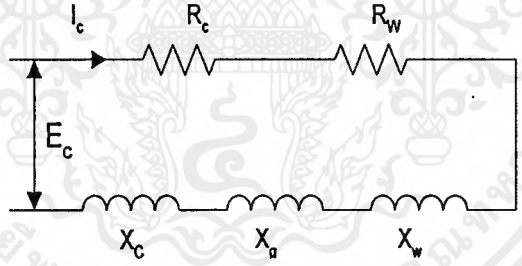
รีแอกแตนซ์จากขดลวด $X_C = K(k_r \pi d_C \delta_C / 2)$ Ω (3.23)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $K = 2\pi f \mu_o [N^2 / l_c]$ Ω / m^2 (3.24)



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า

ค่าเหล่านี้จะนำมาคำนวณคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำที่สำคัญได้ดังนี้

1) ประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ $\eta = \dfrac{R_W}{R_C + R_W}$ (3.25)

2) ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ $\cos\theta = \dfrac{R_W + R_C}{Z}$ (3.26)

โดยที่ $Z^2 = (R_c + R_w)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2$ (3.27)

3) กำลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $P_c = P_w / \eta$ (3.28)

4) กำลังปรากฏที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $\text{Coil VA} = P / \cos\theta = I_c^2 Z$ (3.29)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5) แรงดันต่อรอบที่ขดลวด $$\frac{E_C}{N_C} = \frac{(\text{coil VA})}{(\text{Total ampere - turns})} \quad (3.30)$$

โดยที่ $$\text{Coil ampere turns} = I_C N_C = H_C I_C \quad (3.31)$$

และ I_C และ E_C เป็นค่าอาร์เอ็มเอส

ในการหาขนาดของขดลวดที่ถูกต้อง ต้องคำนึงถึง กำลังไฟฟ้า , แรงดันไฟฟ้า , กระแส และจำนวนรอบเพื่อหาค่าประสิทธิภาพ , ค่าความสูญเสียในแกน (Copper loss) และค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor) เพื่อพิจารณาร่วมกับส่วนประกอบอื่น ๆ และปรับปรุงแก้ไขในการหาขนาดขดลวด

3.3 เครื่องชุบผิวแข็งโลหะเฉพาะที่บริเวณผิว (Surface Hardening)

จากลักษณะของเตาหลอมโลหะเป็นการกระจายอุณหภูมิไปทั่วทั้งชิ้นงาน(Through Hardening) ดังนั้น ความหนาแน่นของการให้ความร้อนที่บริเวณผิวจึงไม่สูงพอ เพราะความร้อนถูกส่งผ่านจากผิวไปยังจุดศูนย์กลาง ซึ่งจุดนี้ถือเป็นข้อเสียอย่างหนึ่ง จึงต้องปรับปรุงโดยการให้ความร้อนที่เฉพาะบริเวณผิว (Surface Hardening) ซึ่งใช้ความถี่ที่สูงขึ้น ซึ่งมีข้อได้เปรียบดังนี้

1. ความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า (Power density) มากขึ้น อุณหภูมิจึงสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว

2. สามารถจำกัดบริเวณที่ให้ความร้อนเป็นบริเวณตื้น ๆ เพื่อให้มีความแข็งแรงและทนแรงดึงได้เพิ่มขึ้นโดยไม่มีผลต่อชิ้นส่วนโลหะที่เหลือ ทำให้ชิ้นงานที่ได้มีคุณภาพดีและบริสุทธิ์โดยปลอดภัยจากสารพิษตกค้างเนื่องจากการเผาไหม้

3. ใช้พลังงานและเวลาในการให้ความร้อนน้อย

4. สามารถควบคุมอุปกรณ์ในการให้ความร้อนได้ง่าย

จากข้อได้เปรียบดังกล่าว จึงใช้วิธีการให้ความร้อนที่บริเวณผิวชิ้นงานมากขึ้น ซึ่งจำเป็นต้องเข้าใจเกี่ยวกับปัจจัยต่าง ๆ ในกระบวนการให้ความร้อนที่บริเวณผิวมากขึ้น

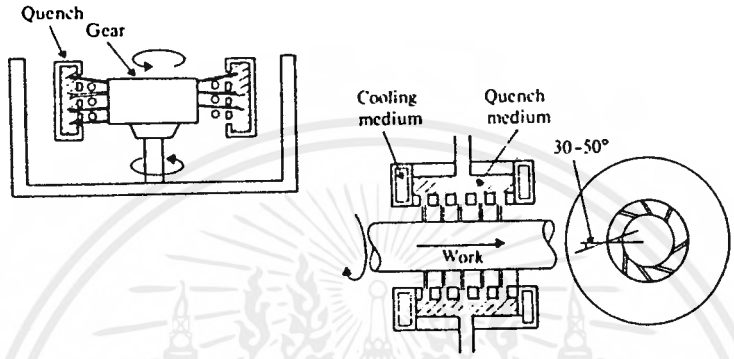
3.3.1 ชนิดของโลหะที่นำมาชุบผิวแข็ง

ในการชุบผิวแข็งโลหะต้องเลือกชนิดของโลหะเป็นเหล็กคาร์บอน 0.4% มาแทนที่เหล็กผสมซึ่งมีราคาแพง เพราะต้องให้ความร้อนแต่เฉพาะบริเวณผิวของชิ้นงานเท่านั้น โดยชิ้นงานส่วนที่เหลือด้านในยังคงสภาพเดิมและไม่มีความผิดเพี้ยนเกิดขึ้น นอกจากนี้เหล็กคาร์บอนมีอุณหภูมิต่ำกว่าเหล็กผสม จึงใช้เวลาให้ความร้อนน้อยกว่าเป็นผลให้เกิดความสูญเสียน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

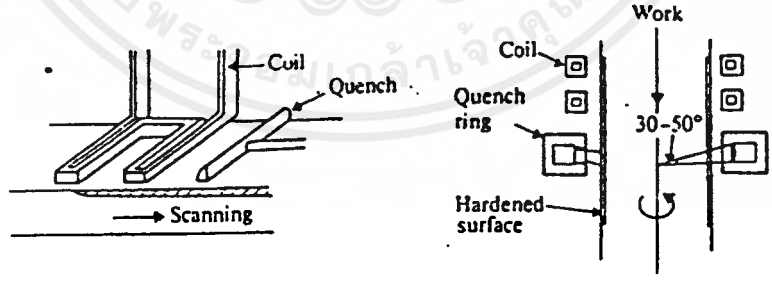
3.3.2 วิธีการชุบผิวแข็งโลหะ

3.3.2.1 การให้ความร้อนพร้อมกันทั้งชิ้นงาน (Single - shot hardening) เป็นการส่งผ่านความร้อนไปยังผิวของชิ้นงานทั้งหมดในเวลาเดียวกันโดยใช้ขดลวดที่มีขนาดเท่ากับชิ้นงาน มักใช้กับชิ้นงานที่มีขนาดเล็กดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วิธีการให้ความร้อนพร้อมกันทั้งชิ้นงาน

3.3.2.2 วิธีการให้ความร้อนเฉพาะที่ (Scanning hardening) เป็นการส่งผ่านความร้อนโดยใช้ขดลวดที่มีขนาดเล็กกว่าชิ้นงานเป็นตัวเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน มักใช้กับชิ้นงานที่มีขนาดใหญ่ดังรูปที่ 3.13



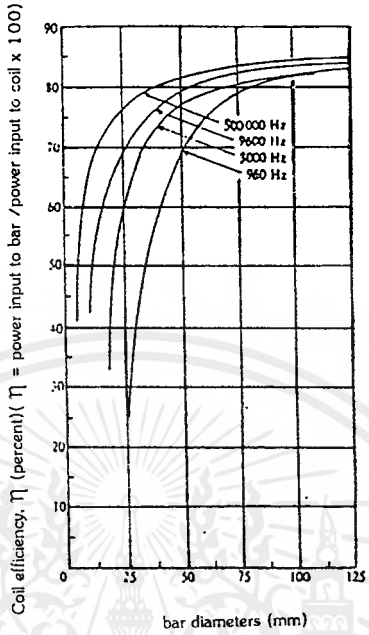
รูปที่ 3.13 แสดงวิธีการให้ความร้อนเฉพาะที่

3.3.3 การเลือกความถี่ในการชุบผิวแข็ง

ควรเลือกใช้ความถี่สูง เพราะทำให้ความลึกผิวของชิ้นงานน้อยและประสิทธิภาพในการให้ความร้อนของขดลวดสูงดังแสดงในรูปที่ 3.14 พบว่า ประสิทธิภาพของขดลวด คืออัตราส่วน

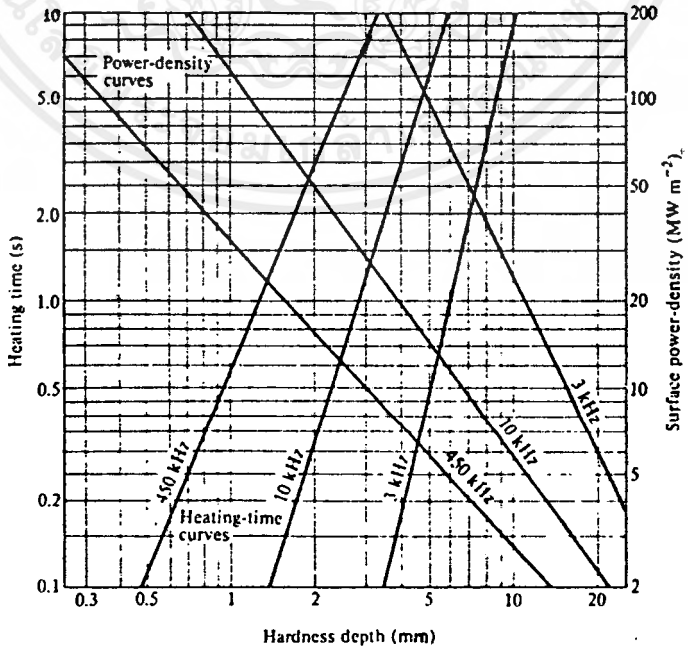
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างกำลังงานที่ชิ้นงานและกำลังงานของขดลวด ซึ่งจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อเส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงานใหญ่ขึ้นและความถี่สูงขึ้น



รูปที่ 3.14 แสดงประสิทธิภาพของขดลวดที่ความถี่ต่าง ๆ

ดังนั้น สิ่งที่ต้องศึกษาคือความสัมพันธ์ระหว่าง ความหนาแน่นกำลังงานไฟฟ้า (p), ความลึกผิว (δ) , ความถี่ (f) และเวลาในการให้ความร้อน (t_h) ดังรูปที่ 3.15 พบว่า



รูปที่ 3.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง t_h , p และ δ ที่ความถี่ต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ที่ความถี่ใด ๆ เมื่อเวลาในการให้ความร้อนมากขึ้น จะเป็นผลให้ความลึกผิวเพิ่มขึ้น

2. ที่ความถี่ใด ๆ เมื่อความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น จะเป็นผลให้ความลึกผิวลดลง

3. เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้น จะเป็นผลให้ความลึกผิวลดลง

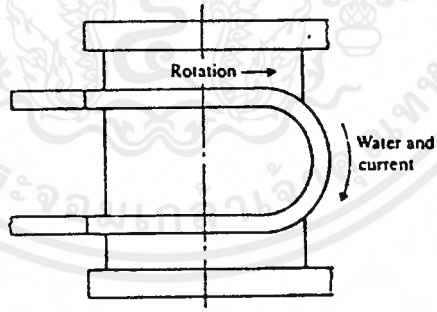
3.3.4 ลักษณะการกระจายของอุณหภูมิไปยังพื้นผิวของชิ้นงาน

ในการชุบผิวแข็งโลหะ ต้องเลือกใช้ความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าสูง เพื่อให้ความลึกผิวของชิ้นงานน้อยและไม่มีผลกับชิ้นงานส่วนที่เหลือ ดังนั้นจึงกำหนดให้ชิ้นงานมีความยาวจำกัดและความลึกผิวมีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับรัศมีหรือความหนาของชิ้นงาน ทำให้พบสภาวะต่าง ๆ ที่จะใช้ในการวิเคราะห์คือ

1. อุณหภูมิที่ผิวชิ้นงานมีค่าคงที่ (Constant Temperature) พบว่า อุณหภูมิที่ผิวชิ้นงานมีค่าสูงสุดและค่อย ๆ ลดลงเมื่อเข้าใกล้จุดศูนย์กลางของชิ้นงาน

2. กำลังงานเข้ามีค่าคงที่ (Constant Power Input) พบว่า ระดับของกำลังไฟฟ้าที่บริเวณผิวและบริเวณเข้าใกล้จุดศูนย์กลางแตกต่างกันเป็นผลให้การกระจายของอุณหภูมิเกิดในระยะเวลาอันสั้น

3.3.5 การออกแบบขดลวดให้ความร้อน



รูปที่ 3.16 แสดงลักษณะรูปร่างของขดลวด

1) ต้องออกแบบขดลวดให้มีจำนวนรอบน้อย เพื่อให้ความหนาแน่นกำลังไฟฟ้ามีค่าสูง

2) ต้องทำด้วยทองแดงเพราะมีค่าความนำไฟฟ้าสูงและบางครั้งอาจเคลือบด้วยเงินที่บริเวณเพื่อให้นำไฟฟ้าได้ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) เนื่องจากขดลวดมีจำนวนรอบน้อย จึงมีแรงดันไฟฟ้าต่ำและกระแสไหลในปริมาณมาก ทำให้ประสิทธิภาพในการให้ความร้อนสูงขึ้น ดังนั้น ควรใช้ขดลวดที่แข็งแรงทนทานและมีการหล่อเย็น (Cooling) ด้วยน้ำ เพื่อไม่ให้อุณหภูมิสูงเกินไป ดังรูปที่ 3.16

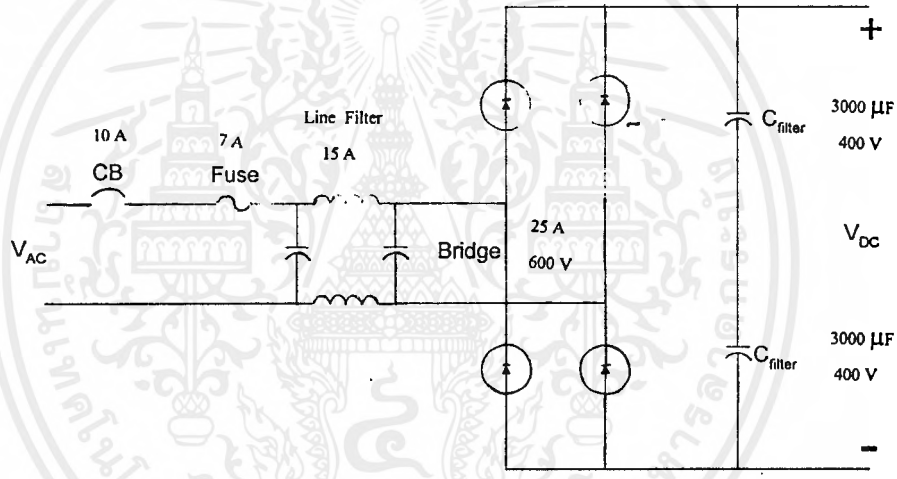
4) โดยส่วนใหญ่ใช้ขดลวดรูปร่างทรงกระบอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
การออกแบบเครื่องชุบผิวแข็งโลหะ

4.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุทจะใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบ เพื่อส่งแรงดันไปให้กับอินเวอร์เตอร์ต่อไป นอกจากนี้ยังมีฟิวส์ป้องกันอุปกรณ์เสียหายอีกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน

4.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

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

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ดังนั้นการเลือกบริดจ์ไดโอดจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสกระชากประมาณ 20 - 30 เท่าของพิกัดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง

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

ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5 - 2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจร เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด V_{rrm}

อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุด (V_{peak}) ของแรงดันไฟสลับทางด้านอินพุท และต้องมีการเผื่อค่าให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับด้วยเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

4.1.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจารณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

4.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงจากบริดจ์ให้เรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอตามที่อินเวอร์เตอร์ต้องการโดยลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยการชาร์จและการคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

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

โดย I_o คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส (แอมแปร์)

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

V_r คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (Vp-p)

จากสมการ (4.1) พบว่า เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระเพื่อมมีค่าน้อยลง ดังนั้น ชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลกับแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ของแรงดันไฟตรงได้ โดยปกติการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

4.1.4 ไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter)

ไลน์ฟิลเตอร์ใช้ในการป้องกันการรบกวนของคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Interference - RMI) และการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference - EMI) เพื่อเสถียรภาพในการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

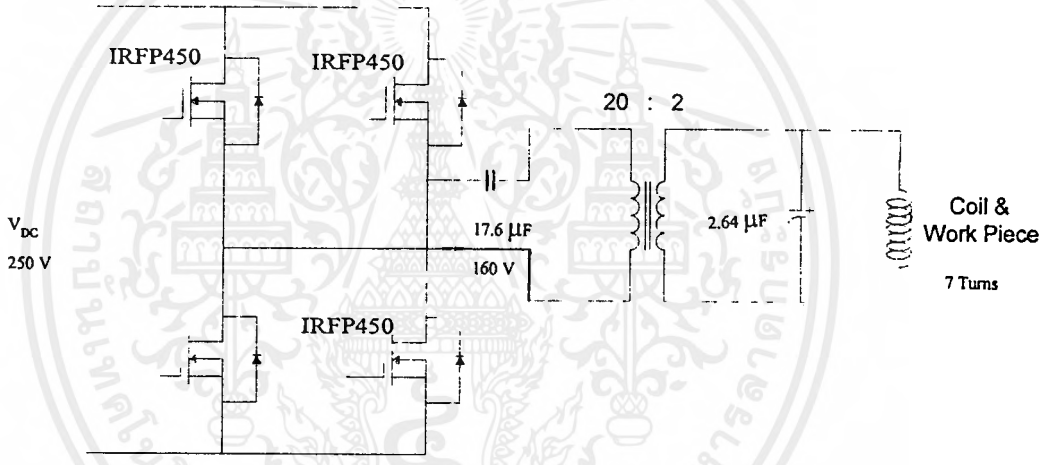
4.1.5 เซอร์กิทเบรกเกอร์ (Circuit Breaker)

เซอร์กิทเบรกเกอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เปิดปิดให้กับวงจร และป้องกันการเสียหายของวงจรเนื่องจากโหลดเกินและการลัดวงจรอีกด้วย

4.2 อินเวอร์เตอร์

4.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงงานใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยอาศัยการสวิตชิ่งของเพาเวอร์มอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

จากรูปที่ 4.2 พบว่าการทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้คือ เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส จะได้ Q2 และ Q3 นำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะทำงานสลับกันอย่างนี้เรื่อยไป โดยได้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q2 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอดทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอดให้กับวงจรโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายทอดออกไปยังภาคอินพุทด้วยคอมมิวเตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต Q1 และ Q4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไพรมารี N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด Q2 และ Q3 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลคเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q1 และ Q4 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า V_{in} ในกรณีนี้ ไดโอดจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงจากแรงดันของขดไพรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ลงไปเพื่อป้องกันเพาเวอร์มอสเฟต

4.2.2 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารณาจากวงจรพบว่า Q1 กับ Q2 และ Q3 กับ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุทและมอสเฟตอาจพังเสียหายได้ เนื่องจาก

1. ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแส เมื่อโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์มอสเฟตมีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็ว ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้

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

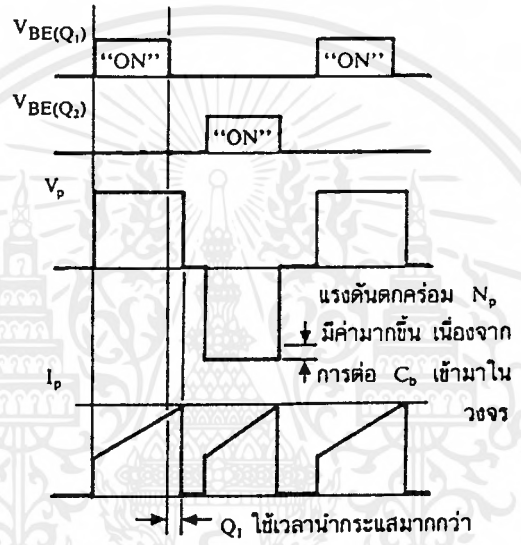
ดังนั้น การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D จึงมีความจำเป็น โดยปกติมักกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D ไว้ที่ 20 เปอร์เซนต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) มีหน้าที่ป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน โดยขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตคู่ใดคู่หนึ่งมีช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้น ทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b เมื่อมอสเฟตคู่ที่เหลือเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน Cb จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ให้มากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดจะมีค่าเท่ากันและเกิดการสมมาตรฟลักซ์ขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้งเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์

4.3 หม้อแปลงความถี่สูง

4.3.1 ลักษณะแกนที่ใช้

โดยปกติในหม้อแปลงสวิตชิ่งนิยมใช้ "แกนเฟอร์ไรต์" เพราะมีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงและเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูง ซึ่งในการเลือกจะต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน ซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่และขนาดของแกน ดังแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\Delta B = \frac{V * t}{N_p * A_e} x10^8 \qquad (4.3)$$

โดย ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (เกาส์)

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่ (V)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี่ (รอบ)

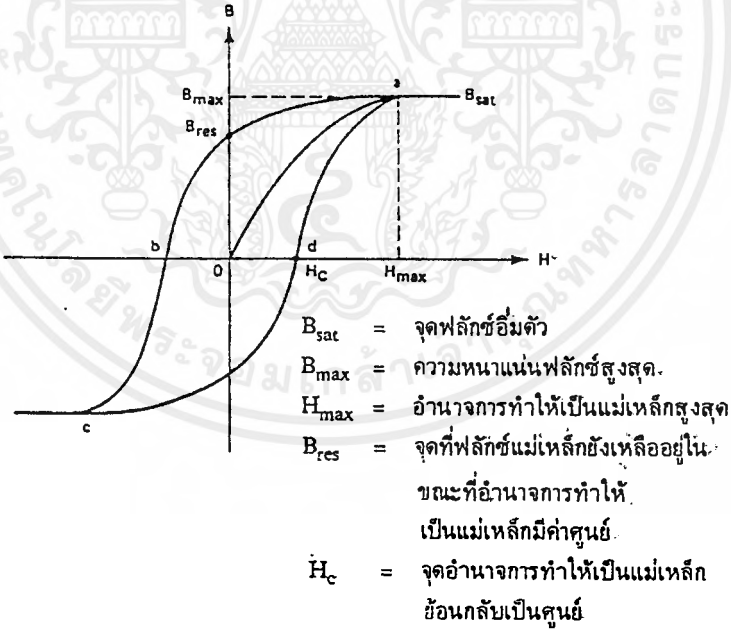
A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น (วินาที)

จาก (4.3) พบว่า ถ้าจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่มีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดของขดไพรมารี่ จะทำให้ใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

เมื่อความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟตขณะที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้น การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์จะต้องคำนึงถึง

1) <u>การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์</u>



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของหม้อแปลง

จากลักษณะของเส้นโค้งอิสเตอร์รีซิสดังรูปที่ 4.4 พบว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H เพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาม จากจุดดังกล่าวแสดงว่า แกนเฟอร์ไรต์เริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation) ดังนั้น ในการใช้งานจะต้องระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัว โดย

(1.1) การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์

1.2) การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air gap) ซึ่งช่วยป้องกันการอิ่มตัวของแกนและช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดมีค่ามากขึ้น ทำให้กำลังของหม้อแปลงเพิ่มขึ้น แต่อาจทำให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

1.3) การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าแกนมีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน

2) <u>ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์</u>

ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งทำให้แกนร้อน มีสาเหตุมาจากการสูญเสียที่เกิดจากลักษณะของฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ซึ่งความสูญเสียจะมีค่าขึ้นกับ ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน และอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

4.3.2 ขดลวดทองแดง

ในการใช้งานความถี่สูง ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เฉพาะบริเวณผิวของขดลวด เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ผิว ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง เป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนรอบผิวมีค่าลดลงและเกิดการสูญเสียมากขึ้น ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มความหนาแน่นของกระแสไหลวน จึงต้องมีการใช้สายหลายเส้นตีเกลียวรวมกันให้มีค่าเท่ากับพื้นที่หน้าตัดของขดลวดเดิม

4.4 ลักษณะของโหลดที่ใช้

4.4.1 ผลของเรโซแนนท์

เมื่อความถี่ในการใช้งานเพิ่มขึ้น ทำให้ X_L เพิ่มขึ้นแต่ X_C ลดลง จากคุณสมบัติที่แตกต่างกันของวงจร LC ทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำลงเนื่องจากผลของรีแอกแตนซ์ ดังนั้น จึงต้องมีการประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ซึ่งทำให้ $X_L = X_C$ จะได้ผลรวมของรีแอกแตนซ์เป็นศูนย์ ทำให้เพาเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

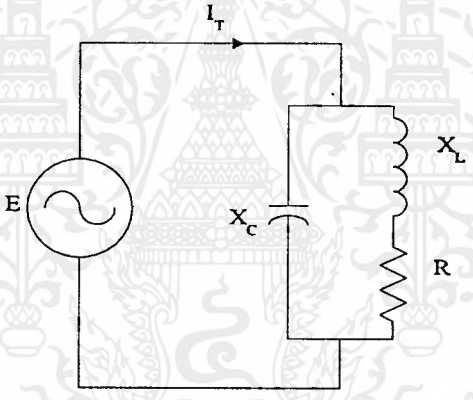
แฟกเตอร์มีค่าเป็น 1 ดังนั้นกระแสและแรงดันจึงมีลักษณะอินเฟสกัน และให้ค่าเอาท์พุทมีค่าสูงสุด เมื่อเปรียบเ ทียบกับความถี่อื่น ๆ ซึ่งเรียกความถี่ที่จุดนี้ว่า ความถี่เรโซแนนท์(Resonant Frequency) โดยหาความสัมพันธ์ได้จาก

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (4.4)$$

โดยความถี่เรโซแนนท์จะมีค่าต่ำก็ต่อเมื่อ L และ C มีค่ามาก และความถี่เรโซแนนท์จะมีค่าสูงขึ้นก็ต่อเมื่อ L และ C มีค่าน้อยลง

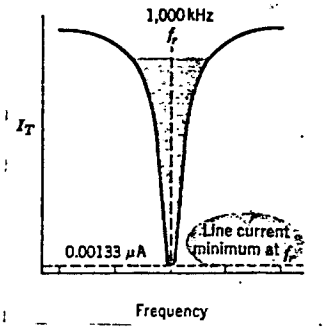
5.3.3 เรโซแนนท์แบบขนาน

จากรูปที่ 4.5 พบว่า เมื่อ $X_L = X_C$ จะทำให้กระแสรีแอกทีฟที่ไหลผ่าน X_L และ X_C มีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามจะได้ว่ากระแสรีแอกทีฟรวมจะเป็นศูนย์ ซึ่งก่อให้เกิดผลดังนี้



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน

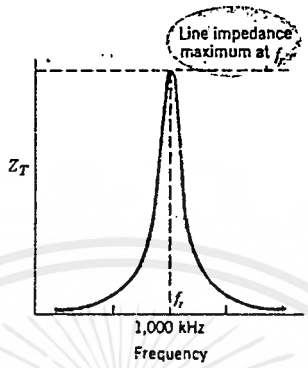
1) กระแสที่ไหลผ่านโหลดมีค่าต่ำที่สุดและมีลักษณะอินเฟสกับแรงดัน ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงผลของกระแสต่ำสุดที่ความถี่เรโซแนนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) อิมพีแดนซ์มีค่าสูงที่สุด โดย R มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับ X_L ที่ความถี่เรโซแนนท์ ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงผลของอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่เรโซแนนท์

3) แรงดันจากแหล่งจ่ายจะตกคร่อมที่โหลดทั้งหมดโดยไม่มีผลของรีแอกแตนซ์

ดังนั้น จากผลที่เกิดขึ้นเหล่านี้ ในโครงงานนี้จึงเลือกใช้เรโซแนนท์แบบขนาน เพื่อต้องการให้กระแสไหลผ่านโหลดต่ำสุด เพื่อป้องกันอันตรายจากความผิดปกติต่าง ๆ

โหลดประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานที่เป็นแท่งเหล็ก โดยที่มีการต่อตัวเก็บประจุในลักษณะวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน

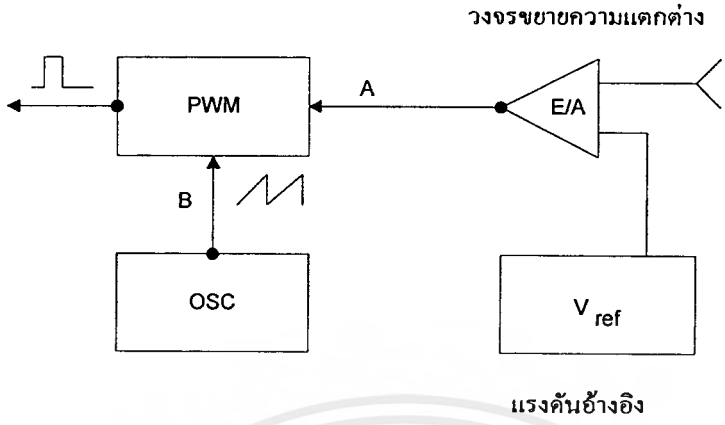
4.5 วงจรควบคุม

ในส่วนของการควบคุมนี้ จะใช้ไอซีเบอร์ TL 494 ในการควบคุมแรงดัน (Voltage Mode Control) โดยอาศัยหลักการของพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM

4.5.1 หลักการของพัลส์วิดต์มอดูเลชัน

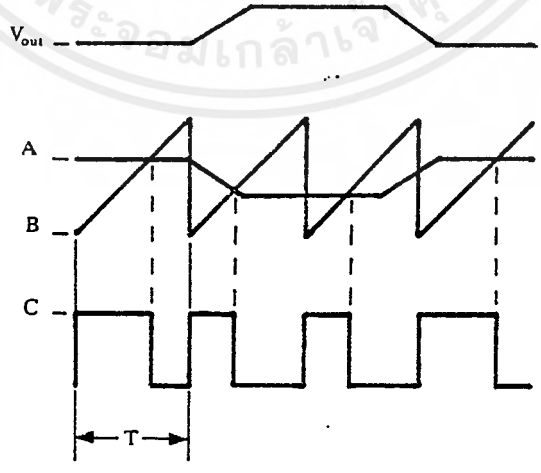
การควบคุมจะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันเอาท์พุทมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของมอสเฟต เพื่อคงค่าแรงดันเอาท์พุทเป็นหลัก ซึ่งหลักการควบคุมเป็นดังรูปที่ 4.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของ PWM

จากรูปที่ 4.8 พบว่าวงจรอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุทและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) จากนั้นจึงส่งไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างที่ตำแหน่งจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ทำให้ได้เอาท์พุทจากวงจร PWM เป็นพัลส์ที่มีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์เนื่องจากผลของการมอดูเลชัน ทำให้สามารถกำหนดช่วงเวลานำกระแสของมอสเฟตได้ ดังรูปที่ 4.9

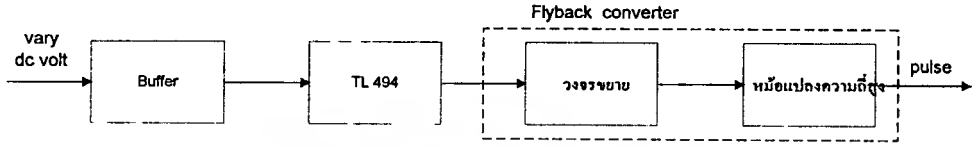


รูปที่ 4.9 แสดงความกว้างของพัลส์เอาท์พุทจาก PWM

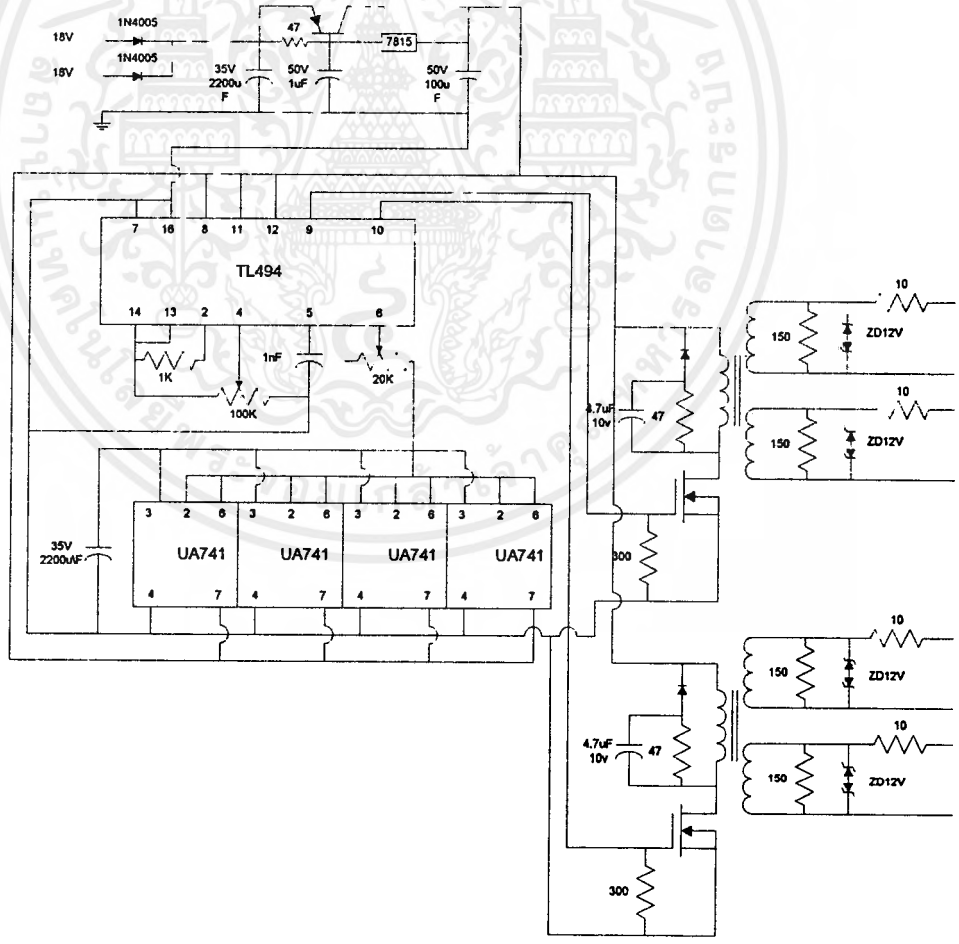
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 ส่วนประกอบของวงจรควบคุม

ในส่วนของวงจรควบคุมสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.10 และสามารถแสดงส่วนประกอบของวงจรได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรของวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่4.10 และ 4.11 พบว่าวงจรประกอบด้วย

1) *บัฟเฟอร์* ใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณที่มีอัตราขยายเป็น “1” เพื่อป้องกันความเพี้ยนและการลดลงของแรงดันเนื่องจากผลของอุปกรณ์ในวงจร

2) *TL 494* ใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์ 2 เอาท์พุท เพื่อนำไปขับมอสเฟตในวงจรขยายสัญญาณ

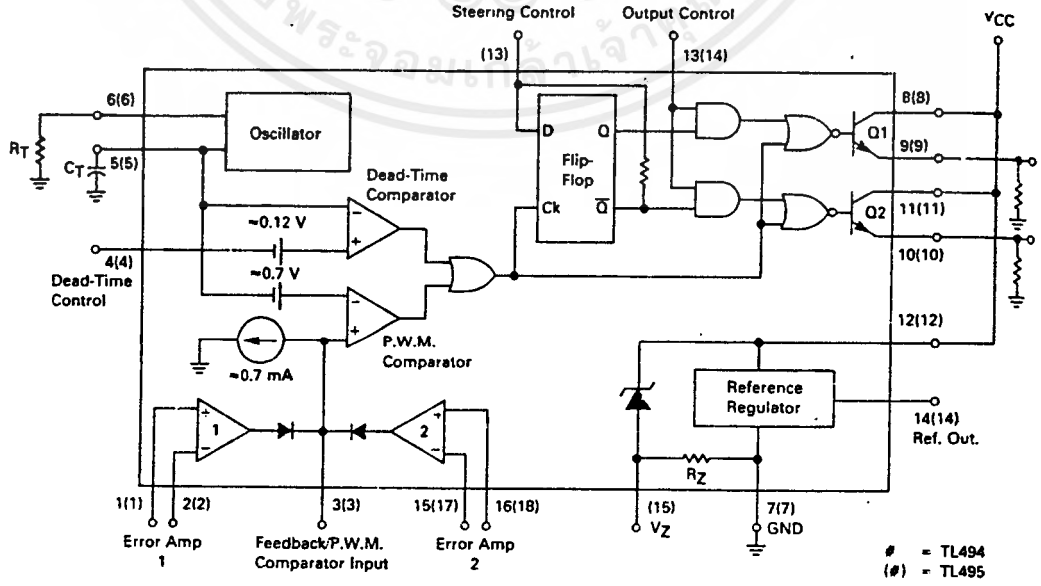
3) *วงจรขยายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์* ใช้ขยายกระแสให้มีค่ามากเพียงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตได้

4.5.3 การทำงานของไอซีเบอร์ TL 494

การทำงานของ TL 494 เป็นวงจรควบคุมแบบ PWM ที่มีความถี่คงที่ ซึ่งสามารถให้เอาท์พุทออกมา 2 เอาท์พุท นอกจากนี้ยังสามารถปรับความถี่ได้โดย R_T และ C_T ที่ขา 6 และขา 5 ตามลำดับ โดยมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \qquad (6.1)$$

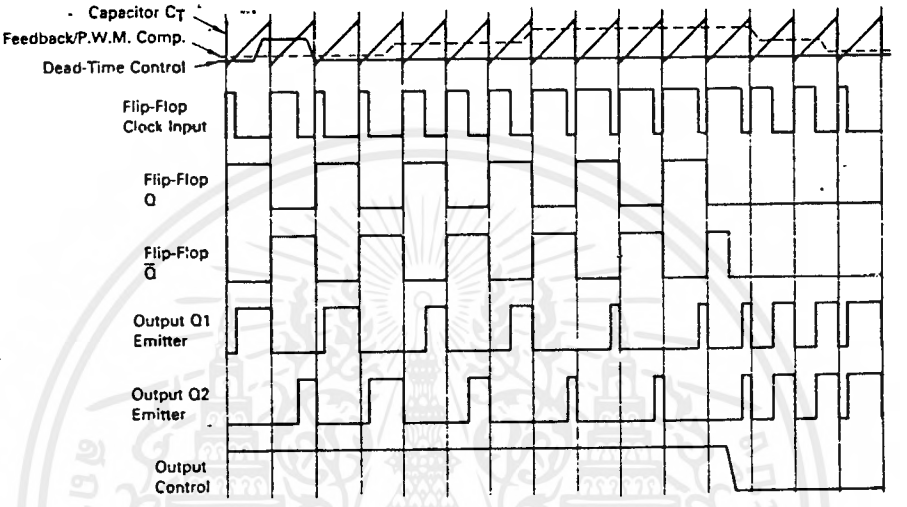
จากรูปที่ 4.12 พบว่า ความกว้างเอาท์พุทของพัลส์จาก TL 494 ได้จากการเปรียบเทียบรูปคลื่นฟันเลื่อยที่ตกคร่อม C_T และสัญญาณจากวงจรขยายความแตกต่าง โดยนอร์เกทที่ขับทรานซิสเตอร์เอาท์พุท Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขาคล็อกของฟลิปฟลอปอยู่ในสภาวะโลว์ซึ่งแรงดันรูปฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าสัญญาณจากวงจรขยายความแตกต่าง ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของสัญญาณควบคุมเป็นผลให้ความกว้างพัลส์ของเอาท์พุทลดลง นอกจากนี้ TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเผื่อ (T_d) ของวงจรได้เองโดยการต่อความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 4ของไอซี ซึ่งช่วง t_{on}



รูปที่ 4.12 แสดงโครงสร้างภายในของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงสุดที่ได้จากไอซีจะมีค่าเท่ากับ 48% เมื่อขา 13 ต่อเข้ากับขา 14 ส่วนเอาท์พุท Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมดคือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยในโครงงานนี้กำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็นไฮ (High) และต่อเข้ากับขา 14 เพื่อให้ Q1 และ Q2 สลับกันทำงาน ดังแสดงในรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 แสดงรูปคลื่นการทำงานของ TL 494

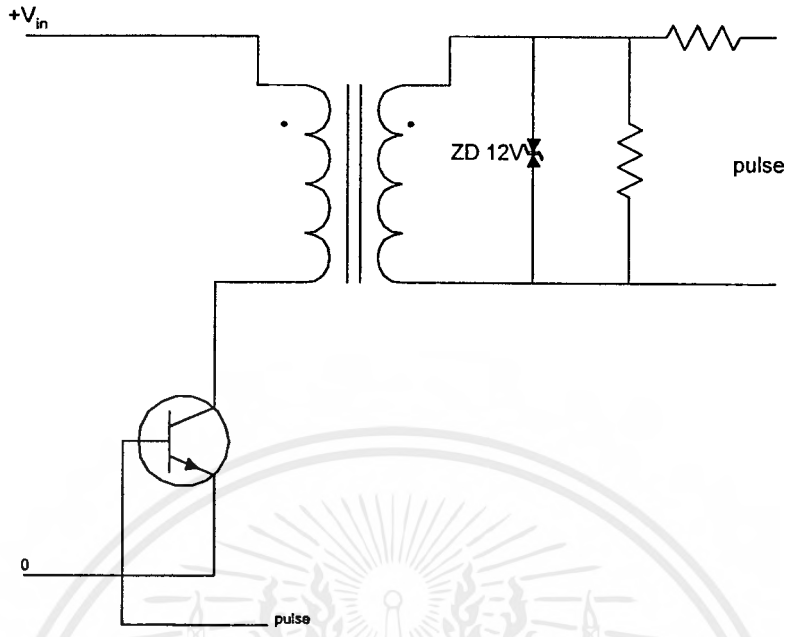
TL 494 ต้องการไฟเลี้ยง (V_{cc}) อยู่ในช่วง 7 - 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน V_{ref} = 5 โวลต์ (ขา 14) และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้

4.5.4 วงจรขยายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากกำลังที่ออกมาจาก TL 494 มีกำลังไม่พอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตได้ จึงต้องใช้วงจรขยายเพื่อช่วยให้สามารถขับเพาเวอร์มอสเฟตได้ และมีวงจรแยกกราวนด์เพื่อไม่ให้มอสเฟตเกิดการลัดวงจรได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.14

จากรูปที่ 4.14 พบว่าการทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เมื่อมอสเฟตทำงานโดยนำกระแส (on) และหยุดนำกระแส (off) สลับกันไป เมื่อมอสเฟตนำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี่ (I_p) และเนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไพรมารี่และขดเซคันดารี่พันในลักษณะทิศทางเดียวกัน ดังนั้นจะมีกระแสไหลผ่านขดเซคันดารี่ (I_s)ด้วย แต่เมื่อมอสเฟตหยุดนำกระแส จะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี่และขดเซคันดารี่ ดังนั้นจากลักษณะการนำและหยุดนำกระแสสลับกันไป จะทำให้ได้เอาท์พุทออกจากหม้อแปลงเป็นพัลส์ จากนั้นจึงนำไปผ่านซีเนอร์ไดโอดเพื่อขลิบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงวงจรขยายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

สัญญาณแรงดันให้ได้ 15 โวลต์ นอกจากนี้ยังต้องมีการต่อสนับเบอร์คร่อมขดไพรมารี่ของหม้อแปลงเพื่อลดสไปค์ที่จะเกิดขึ้นขณะวงจรทำงานด้วย

4.6 อินเตอร์เฟสการ์ด

อินเตอร์เฟสการ์ดทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมโยงสัญญาณที่สร้างขึ้นจากคอมพิวเตอร์ซึ่งเขียนด้วยโปรแกรมกับวงจรภายนอกที่จะเป็นชุดสร้างสัญญาณควบคุมอินเวอร์เตอร์ สามารถแสดงวงจรดังรูปที่ 4.15

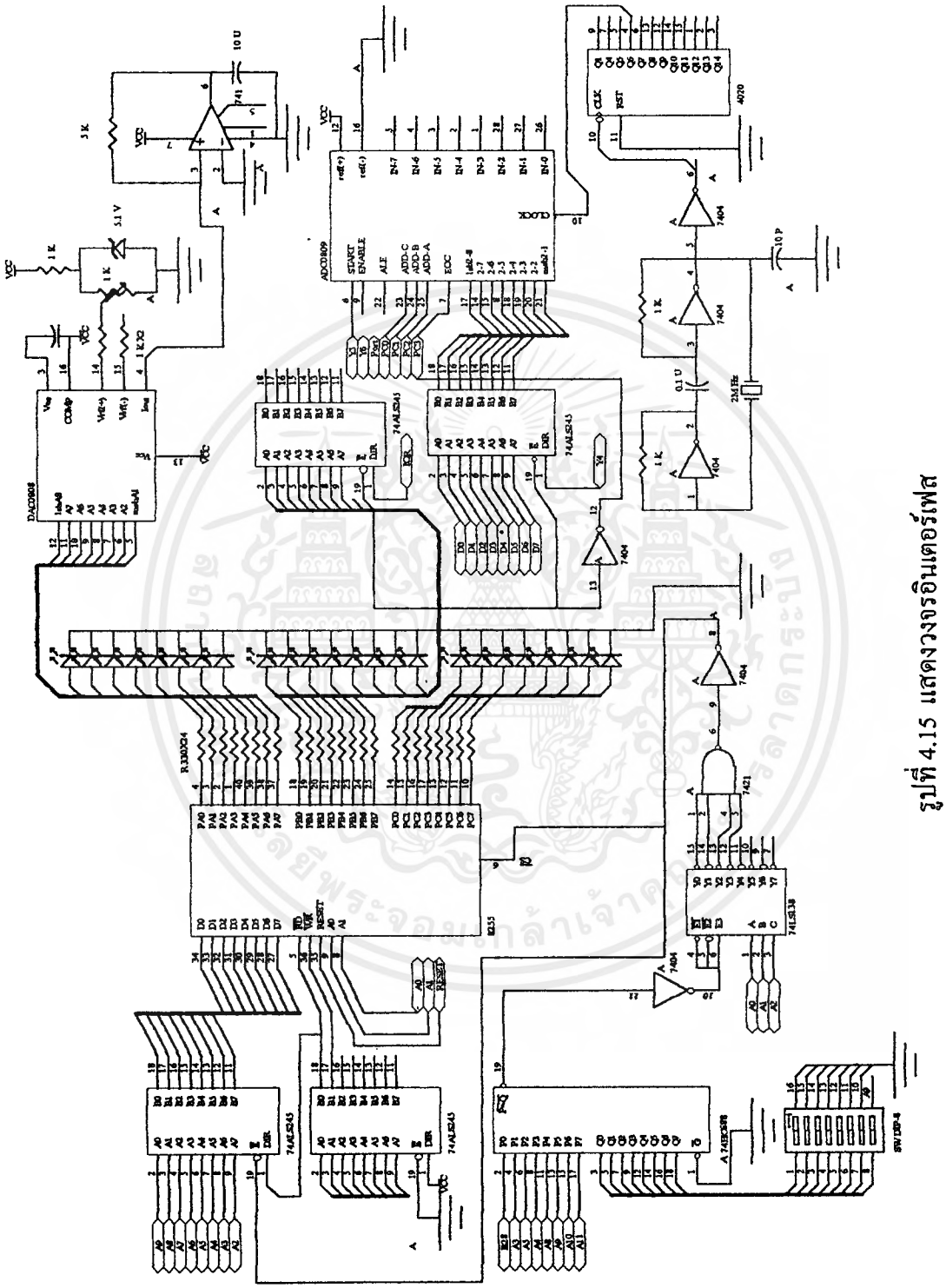
4.6.1 ส่วนประกอบของชุดวงจรต่างๆบนอินเตอร์เฟสการ์ด

1. ส่วนที่ทำหน้าที่ขยายพอร์ทใช้ชิพเบอร์ 8255 ซึ่งจะขยายพอร์ทขนาด 8 บิท 1 พอร์ทเป็นพอร์ท ขนาด 8 บิท 3 พอร์ท คือ พอร์ท A , B และ C

2. ส่วนแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก ใช้ชิพเบอร์ DAC0808 ส่วนแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล ใช้ชิพเบอร์ ADC0809 โดยจะมีสัญญาณอินพุทได้ 8 ช่องสัญญาณ

3. ส่วนสร้างสัญญาณนาฬิกาความถี่ 125 kHz เพื่อป้อนให้แก่ชุดวงจรเอทูดี ใช้คริสตอลเป็นตัวสร้างสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 แสดงวงจรอินเตอร์เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ส่วนวงจรถอดรหัสที่ใช้ในการติดต่อระหว่างวงจรภายนอกกับคอมพิวเตอร์ ใช้ชิพเบอร์ 74LS138 , 74LS688 และดิพสวิตช์ขนาด 8 บิท

4.6.2 รายละเอียดด้านการออกแบบ

- พอร์ท A มีตำแหน่งแอดเดรสที่ 300H ทำหน้าที่ส่งสัญญาณข้อมูลให้วงจรดีทูเอ

- พอร์ท B มีตำแหน่งแอดเดรสที่ 301H ทำหน้าที่รับสัญญาณสิ้นสุดการแปลงข้อมูลของเอทูดี

- พอร์ท C มีตำแหน่งแอดเดรสที่ 302H ทำหน้าที่ส่งสัญญาณเลือกช่องอินพุทของเอทูดีและส่งบิท ควบคุมระบบป้องกันของวงจร

-พอร์ทควบคุม มีตำแหน่งแอดเดรสที่ 303H ทำหน้าที่ส่งสัญญาณควบคุมการทำงานของพอร์ทต่างๆ

- CS ของวงจรเอทูดี มีตำแหน่งแอดเดรสที่ 304H

-ALE มีตำแหน่งแอดเดรสที่ 305H ทำหน้าที่ประกอบกับพอร์ท C เพื่อกำหนดช่องสัญญาณอินพุทของเอทูดี

- START มีตำแหน่งแอดเดรสที่ 306H ทำหน้าที่สั่งให้เอทูดีเริ่มทำการแปลงข้อมูล

4.6.3 เทคนิคการตรวจจับสัญญาณ

จากการพิจารณากราฟคุณลักษณะของกระแสกับความถี่ที่ปรับเปลี่ยนไป เราพบว่า ณ จุดทำงานที่เกิดการเรโซแนนซ์ จะมีขนาดกระแสต่ำสุด ดังนั้นเราจะใช้วิธีลดความถี่แล้วรับเอาค่ากระแสมาตรวจสอบขนาด เพื่อพิจารณาหาจุดเรโซแนนซ์จุดแรกก่อน และเมื่อทำงานได้ระยะหนึ่งจุดเรโซแนนท์ก็จะมีการเปลี่ยนแปลง เราก็จะใช้วิธีเพิ่มความถี่แล้วรับค่ากระแสมาตรวจสอบหาตำแหน่งจุดเรโซแนนท์ใหม่ เพื่อให้เห็นภาพพจน์เราสามารถพิจารณาขั้นตอนต่างๆตามลำดับขั้นตอนดังนี้

4.6.3.1 การหาตำแหน่งจุดเรโซแนนซ์ตำแหน่งแรกเมื่อทำงาน

1. กำหนดจุดทำงานเริ่มต้นที่ความถี่ f_1 ซึ่ง ณ จุดนี้จะอ่านค่ากระแสได้ I_1 (พิจารณารูปที่ 4.16)

2. ลดความถี่ลงมาที่ความถี่ f_2 ซึ่ง ณ จุดนี้จะอ่านค่ากระแสได้ I_2 (พิจารณารูปที่ 4.17)

3. เปรียบเทียบค่ากระแสที่อ่านได้ทั้งสองค่า โดย ถ้า I_2 น้อยกว่า I_1 ก็จะทำการกำหนดค่า I_2 เป็นค่าเริ่มต้น I_1 จากนั้นจะลดความถี่อีก 1 ช่วง ขณะลดความถี่ลงไปนั้นก็จะมีการตรวจสอบขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

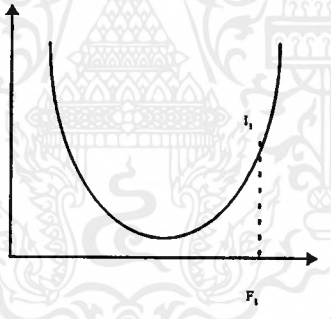
กระแสตลอดเวลา จนกระทั่งตรวจสอบพบว่า I_2 มากกว่า I_1 ก็จะทำการเพิ่มความถี่ขึ้น 1 ช่วงและจุดทำงานนี้จะเป็นจุดทำงานที่เรโซแนนท์ (พิจารณารูปที่ 4.18)

4. เราจะรักษาตำแหน่งการทำงาน ณ จุดนี้ไปเรื่อยๆจนกว่าตำแหน่งเรโซแนนซ์จะเปลี่ยนแปลง

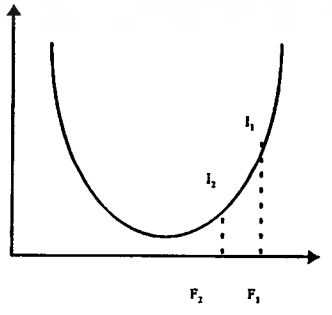
4.6.3.2 การหาตำแหน่งจุดเรโซแนนซ์ตำแหน่งใหม่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง

1. ขณะทำงานที่จุดเรโซแนนซ์เดิม จะมีการตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงของกระแสตลอดเวลา โดยจะรู้ว่าตำแหน่งเรโซแนนซ์เปลี่ยนจากเดิมเมื่อตรวจสอบพบว่า I_2 มากกว่า I_1ทำการเพิ่มความถี่ขึ้น 1 ช่วงและตรวจสอบ I_2 น้อยกว่า I_1 หรือไม่ ถ้าน้อยกว่าก็จะทำการเพิ่มความถี่ขึ้นไปเรื่อยๆจนกระทั่ง I_2 มากกว่า I_1 (พิจารณารูปที่ 4.19)

2. เมื่อตรวจพบว่า I_2 มากกว่า I_1 จะทำการลดความถี่ลง 1 ช่วง และ ณ ตำแหน่งนี้จะเป็นตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์ตำแหน่งใหม่ (พิจารณารูปที่ 4.20)

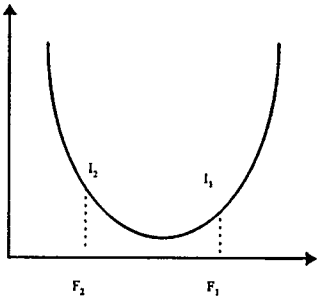


รูปที่ 4.16 แสดงตำแหน่งจุดเริ่มต้นการตรวจจับสัญญาณ

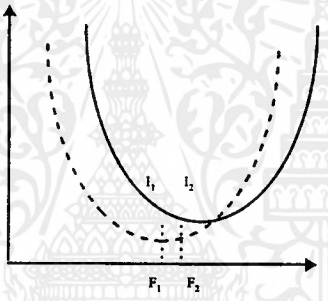


รูปที่ 4.17 แสดงการตรวจจับสัญญาณเมื่อลดค่าความถี่ลงหนึ่งขั้น

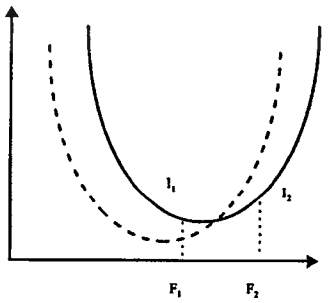
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 แสดงการลดความถี่จนตรวจพบจุดเรโซแนนซ์



รูปที่ 4.19 แสดงการเลื่อนตำแหน่งของจุดเรโซแนนซ์

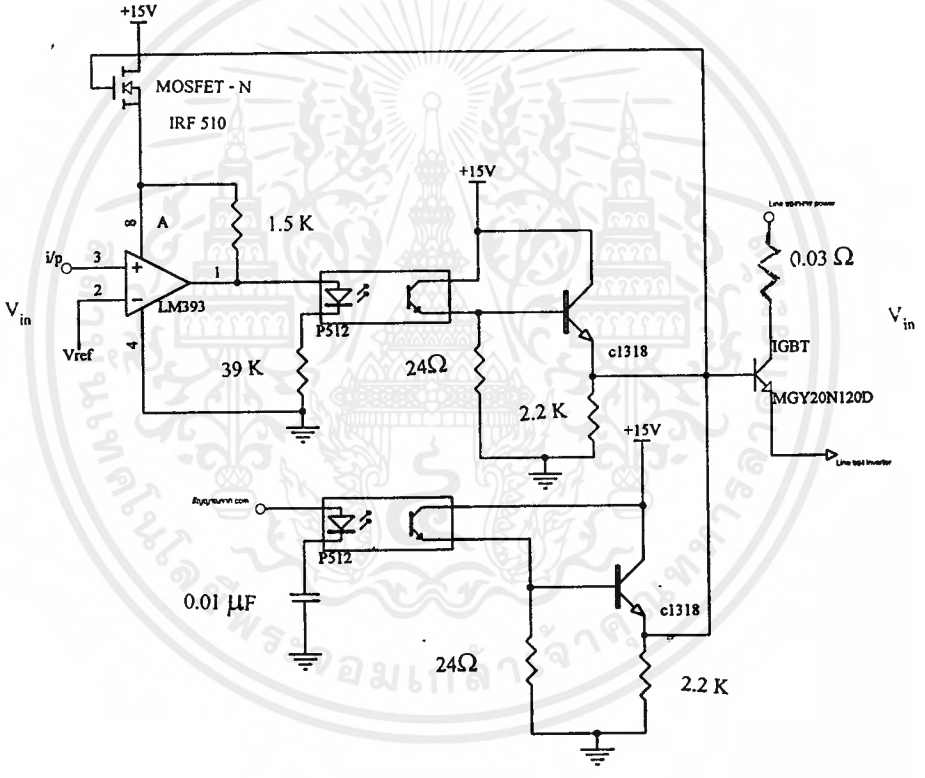


รูปที่ 4.20 แสดงการเพิ่มความถี่เพื่อหาตำแหน่งเรโซแนนซ์ใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

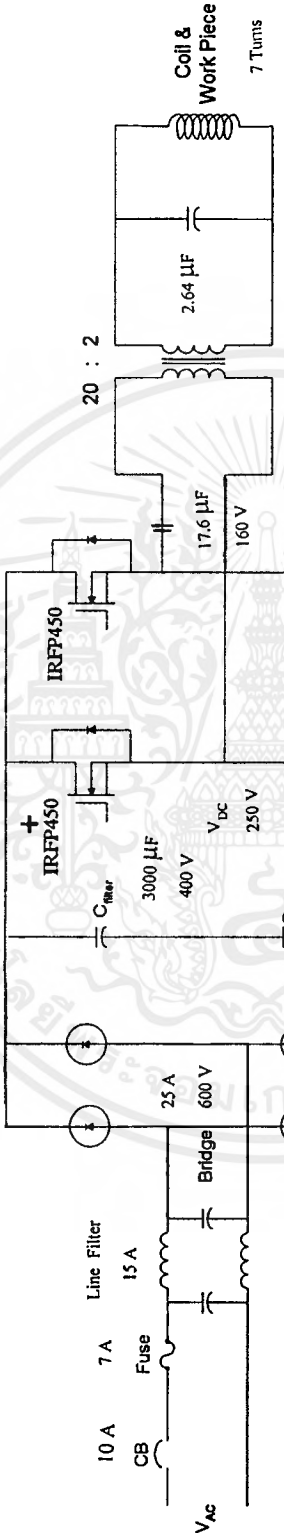
4.7 วงจรป้องกันกระแสเกิน (Over current protection)

จากรูปที่ 4.21 แสดงวงจรตรวจจับกระแสเกินโดยมีออปแอมป์ทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบจากขาที่ 2 ของออปแอมป์ โดยต่อความต้านทานอนุกรมเข้ากับไลน์ของวงจรกำลัง เมื่อมีกระแสไหลผ่าน สัญญาณกระแสจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณแรงดัน เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงจากขา 3 สัญญาณที่เอาท์พุทของออปแอมป์จะถูกส่งผ่านไปยังออปโตคัปเปิลเพื่อแยกกราวนด์ของส่วนเปรียบเทียบสัญญาณออกจากส่วนสวิตช์ควบคุม สัญญาณที่ออกจากออปโตคัปเปิลจะถูกส่งไปไบแอสทรานซิสเตอร์ ซึ่งใช้ในการบูตส์กระแสให้เพียงพอกับการขับสัญญาณให้กับไอจีบีที



รูปที่ 4..21 แสดงวงจรป้องกันกระแสเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.22 แสดงวงจรทั้งหมดในระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
ผลการทดลอง

5.1 การทดลองหาประสิทธิภาพของเครื่อง

วัตถุประสงค์

เพื่อเสนอแนวทางในการหาค่าประสิทธิภาพของเครื่องทางอ้อมโดยอาศัยการพาความร้อนจากแท่งเหล็กไปสู่น้ำ

วิธีการทดลอง

เนื่องจากไม่สามารถวัดค่ากระแสที่เกิดขึ้นบนโหลดได้โดยตรง จึงอาศัยการพาความร้อนไปสู่น้ำ แล้ววัดค่าอุณหภูมิของน้ำ เพื่อคำนวณพลังงานที่ถ่ายเทไปสู่น้ำจากความสัมพันธ์

$$P = \frac{Q}{t} = \frac{mc\Delta T}{\Delta t} \text{ kW}$$

การทดลองครั้งที่ 1

ทำการทดลองเครื่องที่พิกัดแรงดัน 200 V และพิกัดกระแส 5 A (1000 VA) ที่ความถี่เรโซแนนท์ 166.66 kHz โดยใช้โหลดขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 1 นิ้ว และอุณหภูมิเริ่มต้นของน้ำเย็น 33° C โดยใช้น้ำ 1 ลิตร

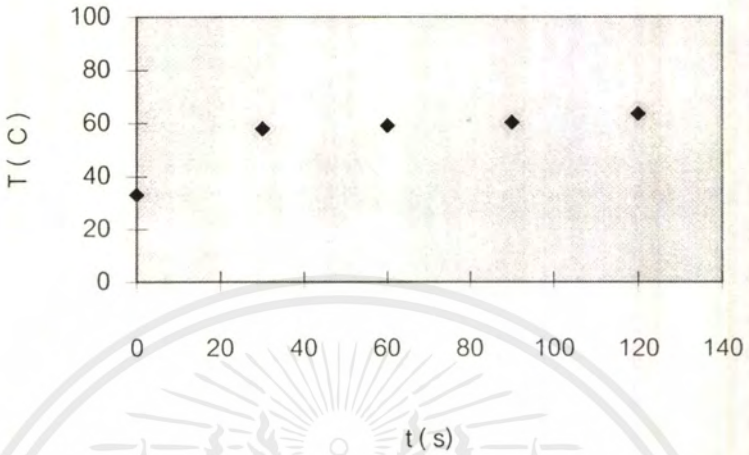
ผลการทดลองครั้งที่ 1

ตารางที่ 5.1 ข้อมูลอุณหภูมิกับเวลาของการทดลองที่ 5.1 ครั้งที่ 1

เวลา(วินาที)	อุณหภูมิ(c)
0	33
30	58
60	59
90	60.5
120	63.5

จากผลการทดลองสามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาในการทดลองครั้งที่1

1) ใช้วิธีทางคณิตศาสตร์คำนวณความสัมพันธ์ในรูปของสมการเชิงเส้นได้ดังนี้

$$T = 42.1 + 0.2t$$

ดังนั้นที่ $t_1 = 0$ จะได้ $T = 42.1\ ^{\circ}C$

$t_1 = 120$ s จะได้ $T = 67.5\ ^{\circ}C$

$\Delta T = t_2 - t_1 = 67.5 - 42.1 = 25.4\ ^{\circ}C$

2) คำนวณ P_{out} จาก

$$P_{out} = \frac{Q}{t} = \frac{mc\Delta T}{\Delta t}$$

จะได้ $P_{out} = 1 \times 4.184 \times 25.4 \times 10^3 / 2 \times 60 = 885.6$ W

3) หาประสิทธิภาพจาก P_{out} / P_{in}

ดังนั้น efficiency = 885.6 x 100 / 1000 = 88.56 %

<u>การทดลองครั้งที่ 2</u>

ทำการทดลองที่พิกัดแรงดัน 200 A และพิกัดกระแส 5 A(1000 VA) ที่ความถี่เรโซแนนท์166.66 kHz โดยใช้โหลดขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 1 นิ้ว และอุณหภูมิเริ่มต้นของน้ำเป็น 31.5 $^{\circ}C$ โดยใช้น้ำ 1 ลิตร

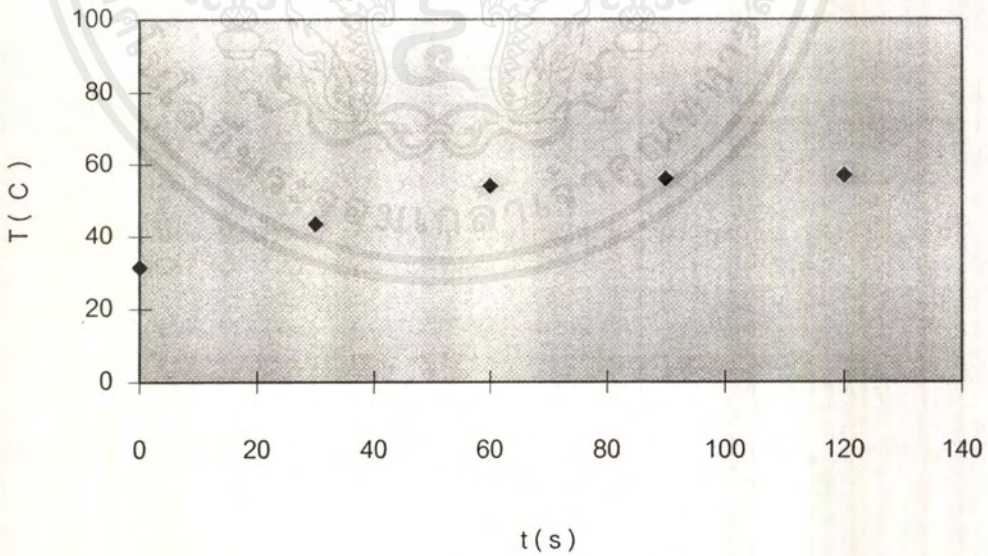
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองครั้งที่ 2

ตารางที่ 5.2 ข้อมูลอุณหภูมิกับเวลาของการทดลองที่ 5.1 ครั้งที่ 2

เวลา (วินาที)	อุณหภูมิ (C)
0	31.5
30	43.5
60	54
90	56
120	57

จากผลการทดลองสามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังนี้



รูปที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาในการทดลองครั้งที่2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) ใช้วิธีทางคณิตศาสตร์หาความสัมพันธ์ในรูปสมการเชิงเส้นได้

$$T = 35.7 + 0.212t$$

ดังนั้นที่ $t_1 = 0$ จะได้ 35.7 $^{\circ}C$

$t_2 = 120s$ จะได้ 61.14 $^{\circ}C$

$\Delta T = t_2 - t_1 = 61.14 - 35.7 = 25.4\ ^{\circ}C$

2) คำนวณหา P_{out}

จะได้ $P_{out} = 1 \times 4.184 \times 25.4 \times 10^3 / 2 \times 60 = 885.6$ W

3) หาประสิทธิภาพจาก P_{out} / P_{in}

ดังนั้น efficiency = 885.6 x 100 / 1000 = 88.56 %

จากนั้น ทำการหาค่าเฉลี่ยค่าประสิทธิภาพคร่าว ๆ ได้เท่ากับ (88.56 +88.56)/2 = 88.56%

<u>สรุปผลการทดลอง</u>

จากการทดลองสามารถคำนวณประสิทธิภาพคร่าว ๆ ได้ประมาณ 88.56 % ซึ่งในความเป็นจริงแล้วควรมีค่ามากกว่านี้ เพราะมีการสูญเสียของอุณหภูมิในอากาศและภาชนะที่ใส่น้ำ จึงประมาณว่ามีความผิดพลาดประมาณ 5 % ดังนั้น เครื่องนี้จึงควรมีประสิทธิภาพประมาณ 93.56 %

5.2 การปรับย่านความถี่ในการทำงานของเครื่อง

<u>วัตถุประสงค์</u>

เพื่อศึกษาระดับแรงดันที่ใช้ควบคุมความถี่ของอินเวอร์เตอร์ตลอดช่วงการทำงานของเครื่อง

<u>วิธีการทดลอง</u>

1. ทำการปรับค่าแรงดันที่ส่งออกจากดีทูเอไปสู่ชุดขับวงจรเกทและวัดค่าแรงดันเอาท์พุท
2. ทำการวัดสัญญาณ V_{DS} ของมอสเฟตโดยใช้ออสซิลโลสโคปแล้วอ่านค่าความถี่

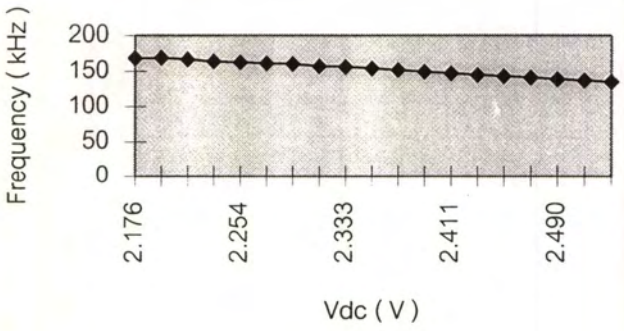
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.3 ข้อมูลแรงดันของดีทูเอกับความถี่ของอินเวอร์เตอร์ ในการทดลองที่ 5.2

Vdc (V)	Frequency (kHz)
2.176	168.6
2.215	166.67
2.235	163.93
2.254	162.87
2.274	161.29
2.294	160.29
2.313	157.23
2.333	156.25
2.372	151.51
2.392	149.25
2.411	147.06
2.431	144.93
2.450	142.86
2.470	140.85
2.490	138.88

จากผลการทดลองสามารถนำมาเขียนกราฟได้ดังนี้



รูปที่ 5.3 แสดงผลการปรับแรงดันที่ดีทูเอกับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

ชุดควบคุมความถี่โดยใช้ดีทูเอสามารถปรับแรงดัน V_{dc} ได้ละเอียดประมาณบิตละ 19 mV โดยปรับความถี่ได้ช่วงละประมาณ 1 kHz

5.3 การหาประสิทธิภาพที่ความถี่ต่าง ๆ

วัตถุประสงค์

เพื่อแสดงให้เห็นว่า จุดทำงานที่ดีที่สุดคือจุดเรโซแนนท์ซึ่งมีเพาเวอร์แฟกเตอร์เป็น 1 และให้กำลังเอาท์พุทสูงที่สุด

วิธีการทดลอง

1. ใช้ออสซิลโลสโคปจับสัญญาณกระแสและแรงดันคร่อมขดลวด
2. อ่านค่าขนาดกระแส , แรงดัน และเฟสจากออสซิลโลสโคป
3. ทำการคำนวณหา P_{out} จาก $P_{out} = VI \cos \varphi$

ผลการทดลอง

ได้ทำการทดลองที่พิกัดแรงดัน 100 V ที่ความถี่เรโซแนนท์ 156.25 KHz เนื่องจากผลของกระแสจะมี สไปค์สูงมาก เมื่อทำงานที่จุดที่ไม่ใช่ความถี่เรโซแนนท์ ซึ่งอาจทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังได้

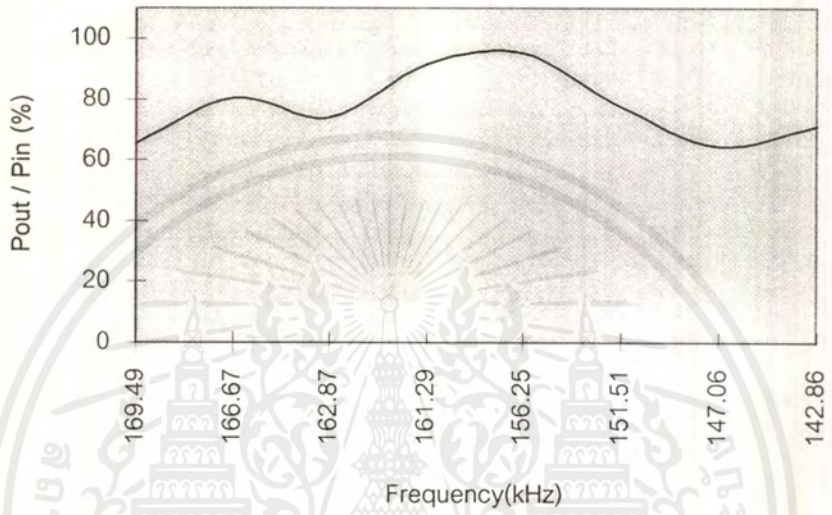
ตารางที่ 5.4 ผลการทดลองการทดลองที่ 5.3

	Freq (kHz)	Vin (V)	Iin (A)	V_R (V)	Vcoil (V)	φ	cosφ	Pin (VA)	Pout / R	Pout / Pin(%)
2.176	169.49	100	1.5	1.2	11	48	0.669	150	8.832	65.421
2.215	166.67	100	1.5	1.2	11	34.80	0.821	150	10.839	80.288
2.254	162.87	100	1.65	1.2	11	33.75	0.831	165	10.975	73.906
2.254	161.29	100	1.95	1.4	12	16.61	0.958	195	16.099	91.737
2.333	156.25	100	2.1	1.5	12	0.00	1.000	210	18	95.236
2.372	151.51	100	2.2	1.4	11	-4.70	0.996	220	15.348	77.516
2.411	147.06	100	2.2	1.3	10	-10.90	0.983	220	12.765	64.468
2.450	142.86	100	1.5	1	10	-16.60	0.958	150	9.583	70.984

หมายเหตุ ทดลองที่พิกัด แรงดัน 100 V โดย R มีค่าเท่ากับ 90 mΩ การวัดค่า Vin ,Iin ใช้มิเตอร์แบบวัดค่าเฉลี่ยอาร์เอ็มเอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองที่ 5.3 สามารถนำมาเขียนความสัมพันธ์ของ Pout / Pin กับความถี่ได้ดังรูปข้างล่าง



รูปที่ 5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Pout / Pin กับความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไป

<u>สรุปผลการทดลอง</u> ประสิทธิภาพจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ 95.236 % ณ จุดเรโซแนนท์ที่ 156.25 kHz

5.4 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพ , ความถี่เรโซแนนท์ของโหลดที่มีขนาดต่างกันแต่เนื้อวัสดุชนิดเดียวกัน

<u>วัตถุประสงค์</u>

เพื่อเปรียบเทียบผลของการเปลี่ยนแปลงความถี่เรโซแนนท์และประสิทธิภาพเมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของโหลด

<u>วิธีการทดลอง</u>

1. เตรียมโหลดที่ทำจากวัสดุชนิดเดียวกันแต่ขนาดต่างกัน 2 ขนาดได้แก่ 22 mm และ 16 mm
2. ใช้โหลดขนาด 22 mm ป้อนที่พิกัดแรงดัน 100 V แล้วอ่านค่า P_{in} และ P_{out}
3. ใช้โหลดขนาด 16 mm ป้อนที่พิกัดแรงดัน 100V แล้วอ่านค่า P_{in} และ P_{out}

<u>ผลการทดลอง</u>

- ทดลองกับโหลดขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 22 mm

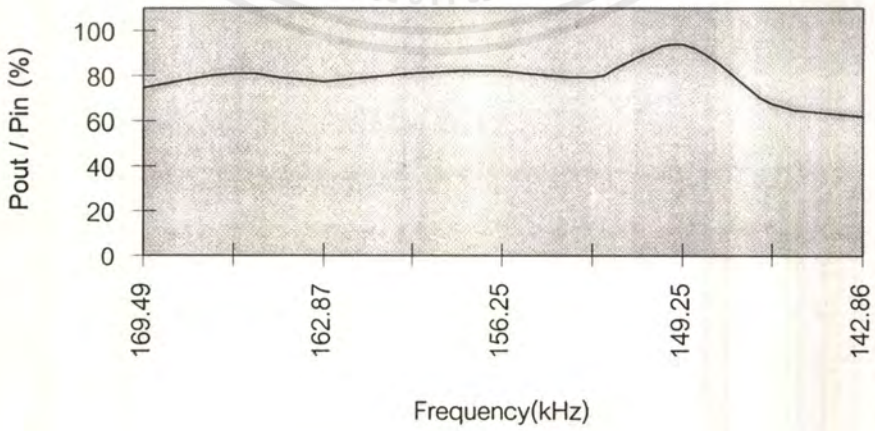
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.5 ผลการทดลองสำหรับเหล็กเส้นผ่านศูนย์กลางขนาด 22 mm

Vdc	Freq (kHz)	Vin (V)	Iin (A)	V_R (V)	Vcoil (V)	φ	cosφ	Pin (VA)	Pout / R	Pout / Pin(%)
2.176	169.49	100	1.2	1.20	10	47.93	0.670	120	8.040	74.44
2.215	166.67	100	1.3	1.25	10	40.71	0.758	130	9.475	80.98
2.254	162.87	100	1.5	1.30	10	39.38	0.773	150	10.490	77.70
2.254	161.29	100	1.6	1.40	10	33.28	0.836	160	11.704	81.28
2.333	156.25	100	1.8	1.50	10	28.36	0.880	180	13.200	81.48
2.372	151.51	100	1.0	1.60	10	21.25	0.932	210	14.912	78.89
2.392	149.25	100	1.9	1.60	10	0.00	1.00	190	16.000	93.50
2.411	147.06	100	2.6	1.60	10	-11.48	0.980	260	15.680	66.87
2.450	142.86	100	2.65	1.50	10	-11.48	0.980	265	14.700	61.63

<u>หมายเหตุ</u> ทดลองที่พิกัดแรงดัน 100 V โดยมี R เท่ากับ 90 mΩ การวัดค่า Vin ,Iin ใช้มิเตอร์แบบวัดค่าเฉลี่ยอาร์เอ็มเอส

จากผลการทดลองสามารถเขียนกราฟได้ดังนี้



รูปที่ 5.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับ P_{out} / P_{in} สำหรับเหล็กขนาด 22 mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ทดลองกับโหลดขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 16 mm

ตารางที่ 5.6 ผลการทดลองสำหรับเหล็กเส้นผ่านศูนย์กลางขนาด 16 mm

Vdc	Freq (kHz)	Vin (V)	Iin (A)	V_R (V)	Vcoil (V)	φ	cosφ	Pin (VA)	Pout / R	Pout / Pin(%)
2.176	169.49	100	1.50	1.20	10	47.93	0.670	180	11.106	68.27
2.215	166.67	100	1.85	1.25	10	39.65	0.770	185	12.710	68.70
2.254	162.87	100	1.95	1.30	10	33.90	0.830	195	13.660	77.80
2.254	161.29	100	2.20	1.40	10	32.86	0.840	220	14.280	72.12
2.333	156.25	100	2.60	1.50	10	11.48	0.980	210	16.660	71.20
2.352	153.85	100	1.0	1.90	10	0.00	1.000	190	19.000	93.50
2.372	151.51	100	1.9	1.95	10	-36.19	-0.807	195	14.526	82.70
2.411	147.06	100	2.6	2.00	10	-35.90	-0.810	200	15.340	85.50
2.450	142.86	100	2.65	2.00	10	-45.00	-0.707	200	14.020	72.67

หมายเหตุ ทดลองที่พิกัดแรงดัน 100 V โดยมี R เท่ากับ 90 mΩ การวัดค่า Vin ,Iin ใช้มิเตอร์แบบวัดค่าเฉลี่ยอาร์เอ็มเอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองพบว่า เมื่อขนาดของโหลดเปลี่ยนแปลงไปจะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนท์ โดยโหลดที่มีขนาด 22mm จะมีความถี่ในการเรโซแนนท์ที่ 149.25 kHz โหลดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางขนาด 16 mm จะมีความถี่ในการเรโซแนนท์ที่ 153.85 kHz ซึ่งพบว่าโหลดขนาดใหญ่จะมีความถี่ในการเรโซแนนท์ต่ำกว่าโหลดขนาดเล็ก

5.5 การเปรียบเทียบเวลาในการร้อนแดงของโหลด 2 ขนาด

วัตถุประสงค์

เพื่อเปรียบเทียบเวลาที่ใช้ในการทำให้เหล็กร้อนแดงเมื่อโหลดเปลี่ยนขนาดไป

วิธีการทดลอง

1. ใช้โหลดขนาด 22 mm ป้อนที่พิกัดแรงดัน 200 V
2. จับเวลาตั้งแต่เริ่มต้นจนเหล็กแดง
3. เปลี่ยนโหลดเป็นขนาด 16 mm แต่เนื่องจากไม่สามารถทดสอบที่พิกัดกระแสมากกว่า 5A เนื่องจากเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์มอสเฟตจึงป้อนพิกัดที่ 160 V

ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.7 ผลการทดลองเปรียบเทียบพลังงานและเวลาที่ใช้จนเหล็กร้อนแดงของเหล็ก 2 ขนาด

ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของโหลด	แรงดันอินพุท (V)	กระแสอินพุท (A)	เวลาในการร้อนแดง(วินาที)
22 mm	200	4.5	60
16 mm	160	4.8	45

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองพบว่า เมื่อโหลดมีเส้นผ่านศูนย์กลางเล็ก จะใช้เวลาในการร้อนแดงเร็วกว่าโหลดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางขนาดใหญ่ ซึ่งน่าจะมีผลมาจากกระแสที่ปรากฏที่โหลดมีขนาดสูงกว่าและขนาดของโหลดจะมีผลต่อความถี่ในการเรโซแนนท์ ดังในการทดลองที่ 5.4 ซึ่งจะมีผลต่อความลึกผิวกล่าวคือโหลดขนาดใหญ่จะมีความถี่ในการเรโซแนนท์ต่ำกว่าโหลดขนาดเล็กทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

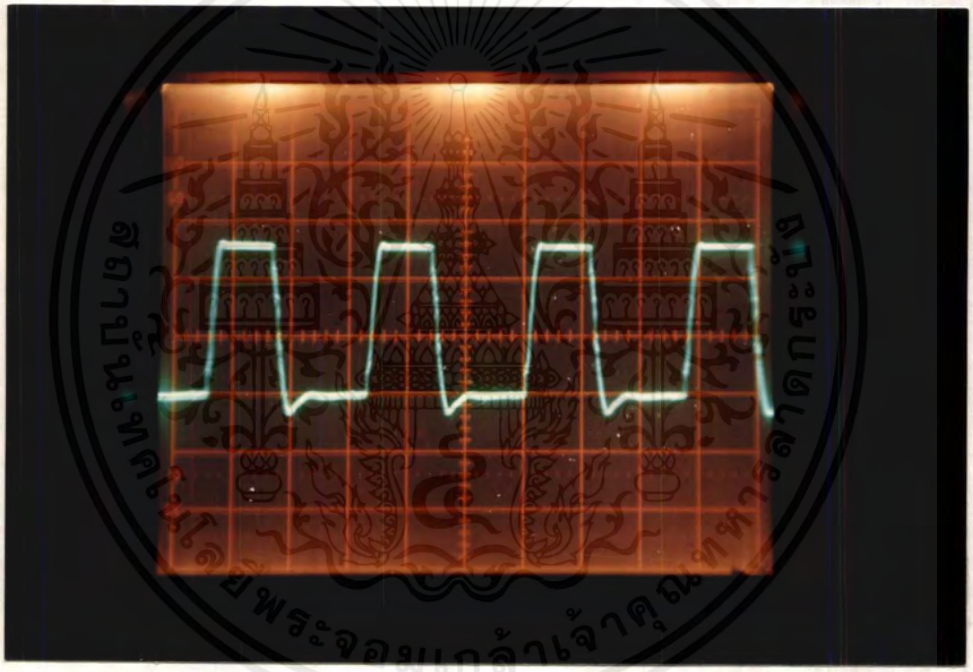
ความลึกผิวสูงกว่าโหลดขนาดเล็กส่งผลให้ต้องใช้พลังงานมากในการที่จะทำให้เหล็กร้อนแดง ส่วนในกรณีโหลดขนาดเล็กความลึกผิวจะตื้นจึงใช้พลังงานน้อยกว่าที่จะทำให้เหล็กร้อนแดง

5.6 ลักษณะสัญญาณของเครื่อง

เพื่อแสดงให้เห็นถึงสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงของวงจร ณ จุดใดๆ เราจะแบ่งสัญญาณเหล่านี้ตามภาควงจรต่างๆที่สำคัญดังนี้คือ

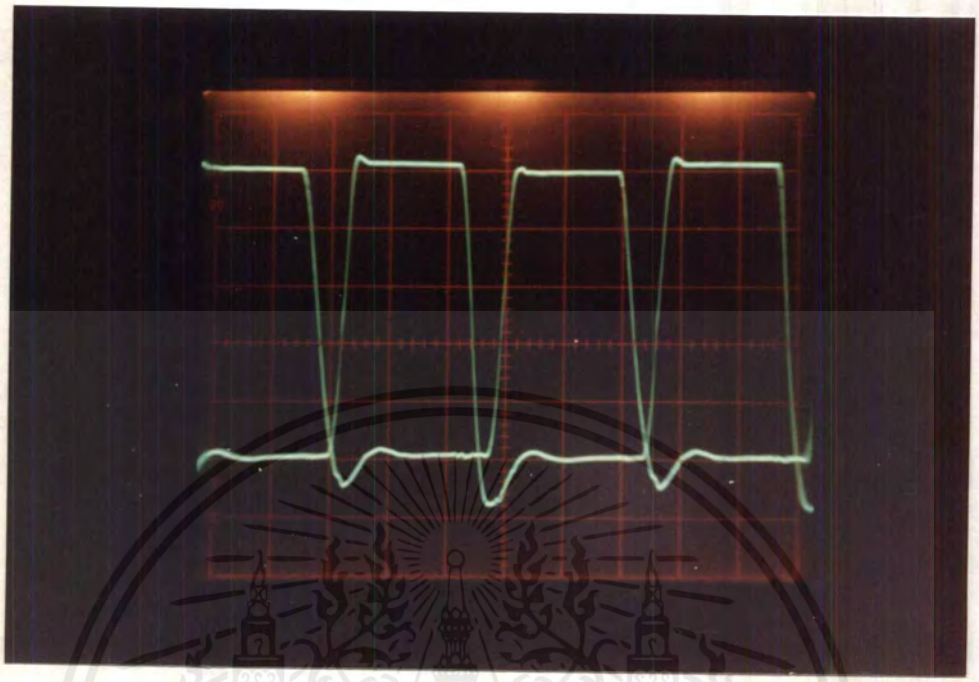
5.6.1 วงจรควบคุม

ได้แก่ TL494 และหม้อแปลงแยกกราวนด์ที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ไปขับมอสเฟต



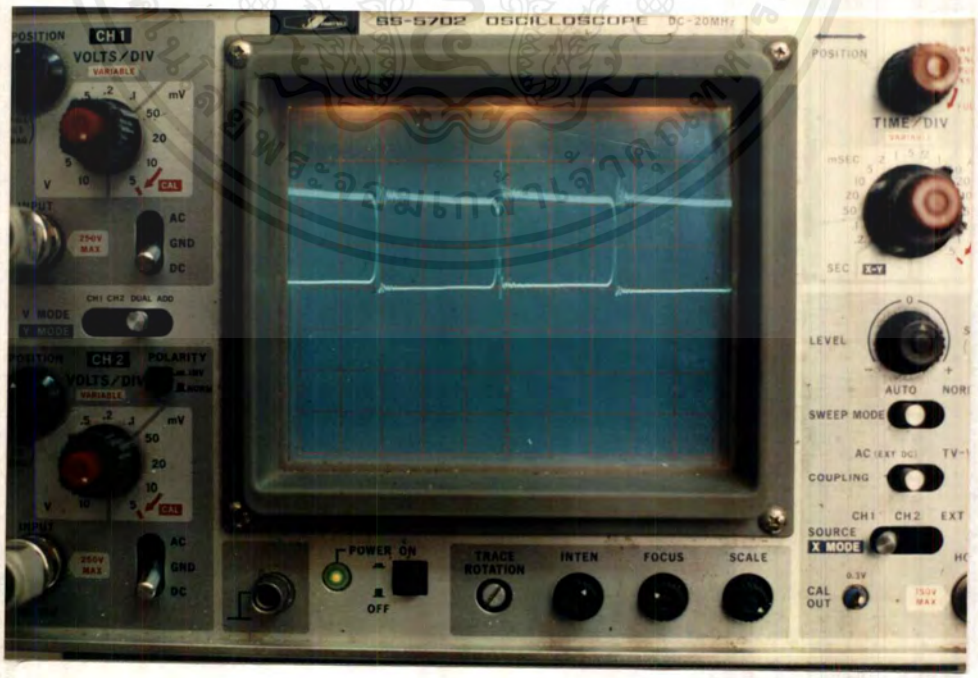
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณแรงดันขับมอสเฟต (V_{GS})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



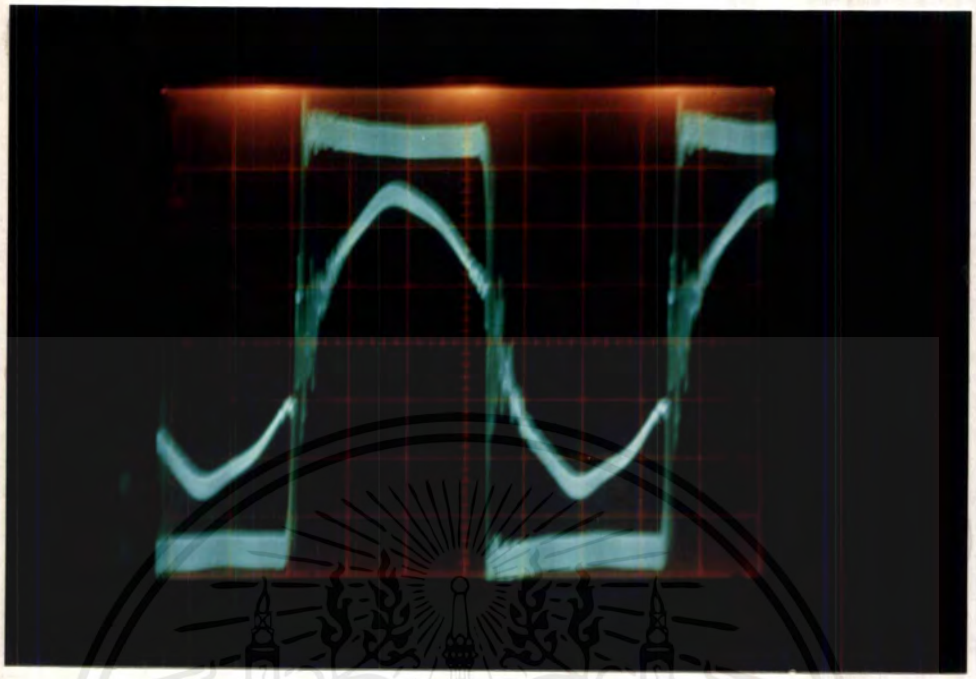
รูปที่ 5.8 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันขับมอสเฟต 2 ตัวที่ทำงานไม่พร้อมกัน (Q_3 และ Q_4)

5.6.2 ภาคอินเวอร์เตอร์และหม้อแปลงความถี่สูง



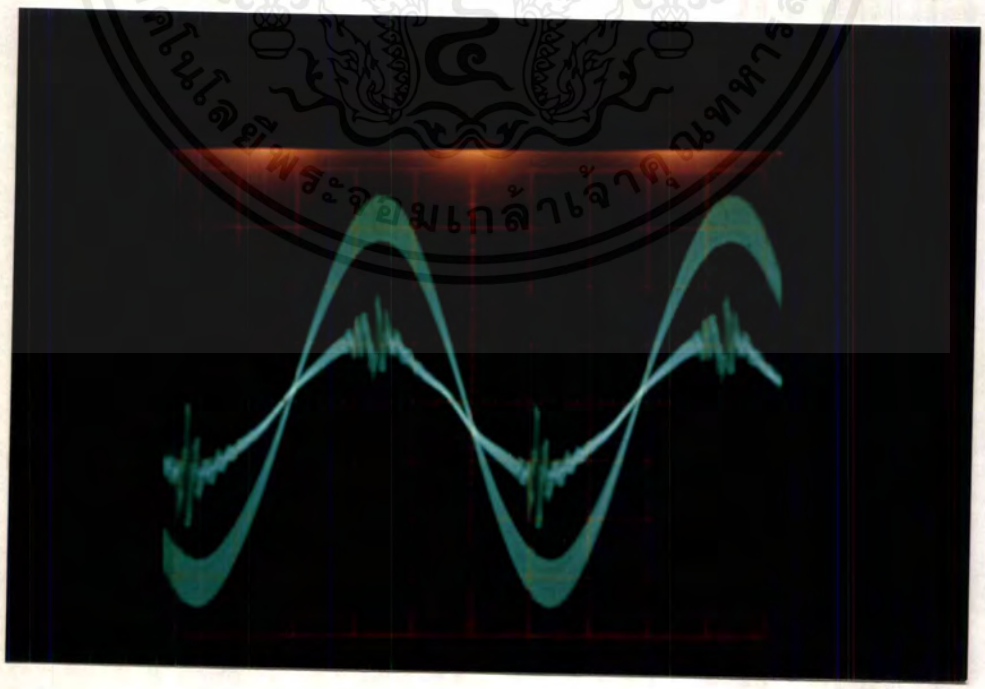
รูปที่ 5.9 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันเดรนซอร์ส (V_{DS}) ของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



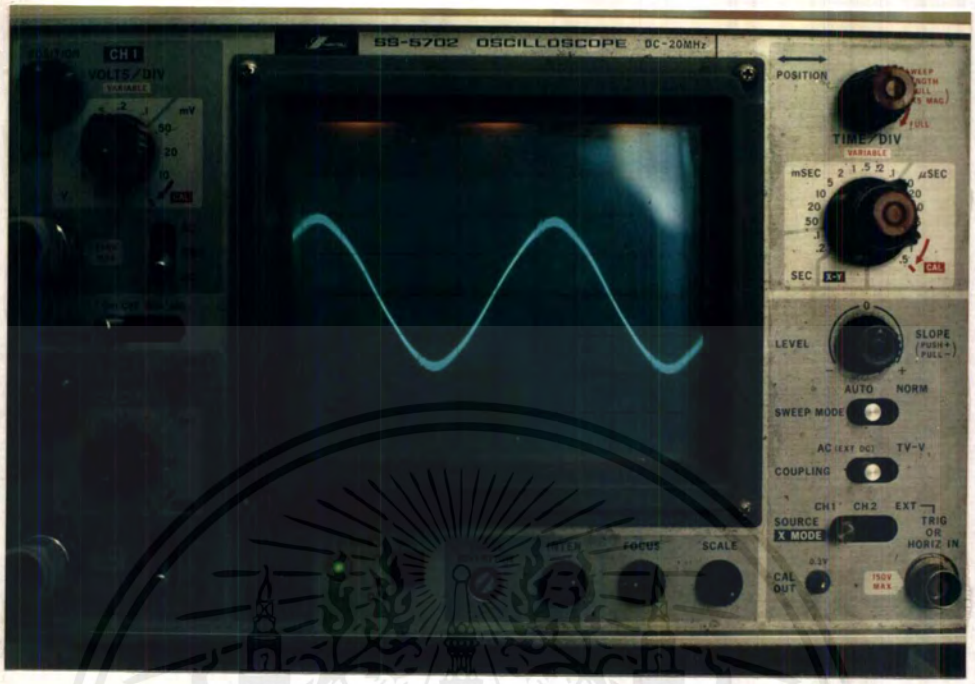
รูปที่ 5.10 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

5.6.3 ด้านโหลด ประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงานและตัวเก็บประจุ

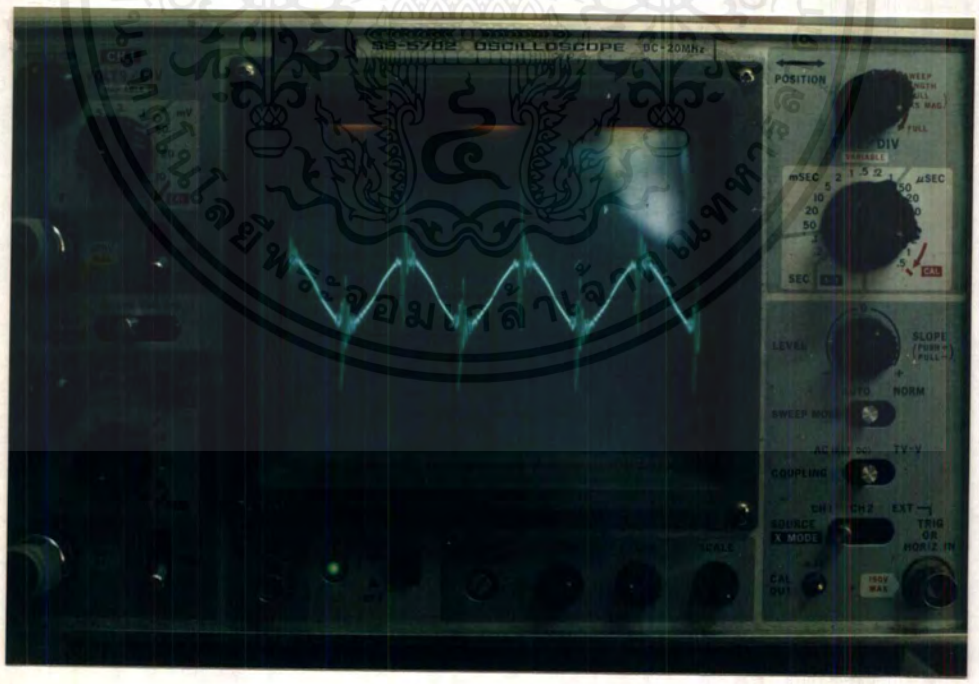


รูปที่ 5.11 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันและกระแสของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

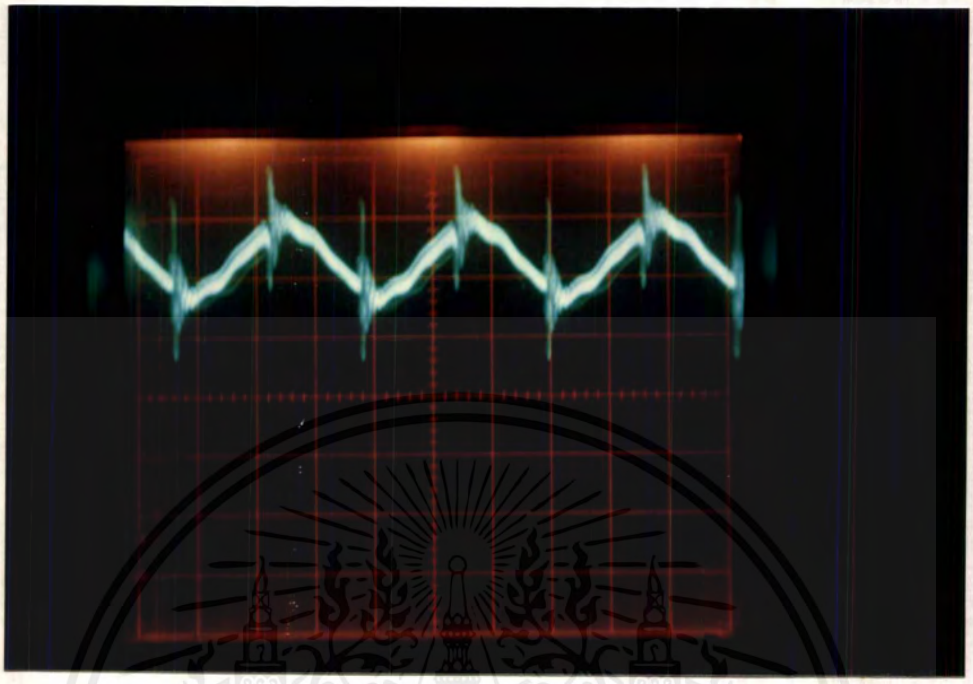


รูปที่ 5.12 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมขดลวด



รูปที่ 5.13 แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
สรุปและวิจารณ์

6.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองที่ 1 พบว่า ประสิทธิภาพของเครื่องสูงประมาณ 93.56 % ซึ่งใกล้เคียงกับประสิทธิภาพที่ได้จากการวัดอีกวิธีจากการทดลองที่ 3 (95.236%) โดยทั้งสองวิธีมีข้อดีข้อเสียต่างกันคือ

1) วิธีถ่ายเทความร้อน

ข้อดี

1. เป็นวิธีที่ง่าย สะดวก รวดเร็ว
2. เป็นการวัดที่โหลดจริง
3. อุปกรณ์หาง่าย ราคาถูก

ข้อเสีย

1. มีความผิดพลาดสูง เพราะมีการถ่ายเทความร้อนไปสู่ตัวกลางอื่นเช่น อากาศและภาชนะบรรจุ ทำให้ค่าที่อ่านได้น้อยกว่าความเป็นจริง
2. เสียเวลาในการวัด เพราะต้องทำการหาค่าเฉลี่ย

2) วิธีการวัดเฟสและขนาดของกระแสและแรงดัน

ข้อดี

1. ความผิดพลาดน้อยกว่าวิธีที่ 1 แต่ก็มีความผิดพลาดบ้างเนื่องจากการอ่านค่าสัญญาณ ณ จุดที่ไม่ใช่ความถี่เรโซแนนท์ ทำให้สัญญาณกระแสที่ได้ไม่เป็นไซน์และมีสไปค์จึงอ่านค่าผิดพลาด
2. สามารถเก็บผลการทดลอง ณ ค่าความถี่ต่าง ๆ ได้ค่อนข้างแม่นยำ

ข้อเสีย

1. ต้องเตรียมอุปกรณ์มากและออสซิลโลสโคปต้องมีคุณภาพดี เพื่อจะได้จับสัญญาณได้ดีและคมชัด
2. ไม่ได้ทำการวัด P_{out} ที่โหลดโดยตรง

จากการทดลองที่ 2 เพื่อดูผลของการปรับความถี่ พบว่า อินเวอร์เตอร์สามารถปรับความถี่ได้ในช่วง 135 - 170 kHz โดยสามารถปรับได้ละเอียดช่วงละประมาณ 1 kHz เนื่องจากใช้ ดีทูเอ 8 บิตในการปรับค่าแรงดันได้ 19 mV/bit ซึ่งสามารถกำหนดรายละเอียดของเครื่องชุบผิวแข็งโลหะนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้จากผลการทดลองที่ 1 และ 2 ว่า เครื่องชุบผิวแข็งนี้มีประสิทธิภาพประมาณ 95.236 % สามารถปรับความถี่ในย่าน 135 - 170 kHz

ในการทดลองที่ 3 เป็นการทดลองหาประสิทธิภาพ ณ จุดทำงานความถี่ต่าง ๆ เพื่อแสดงให้เห็นว่า จุดเรโซแนนท์นั้นสามารถส่งถ่ายกำลังไปสู่โหลดสูงสุด แต่ในการทดลองนี้ ไม่สามารถทำการทดลองที่พิกัดเครื่องคือ 200 V 5 A (1000 VA)ได้ เนื่องจาก ณ ความถี่ที่สูงหรือต่ำกว่าจุดเรโซแนนท์ จะเกิดสไปค์ของกระแสที่สูงมาก ทำให้อุปกรณ์ป้องกันตัดการทำงานของเครื่อง ซึ่งหากทำการปลดอุปกรณ์ป้องกันออกก็จะสร้างความเสียหายให้แก่เพาเวอร์มอสเฟตได้

ในการทดลองที่ 4 เป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพและความถี่เรโซแนนท์ของโหลดขนาดต่างกัน พบว่า โหลดขนาดใหญ่จะมีความถี่เรโซแนนท์ต่ำกว่าโหลดขนาดเล็ก ส่วนประสิทธิภาพของโหลดทั้งสองขนาดมีค่าใกล้เคียงกันและสูงสุด ณ ความถี่เรโซแนนท์

ในการทดลองที่ 5 เป็นการเปรียบเทียบเวลาในการร้อนแดงของโหลดขนาดต่างกัน พบว่าโหลดขนาดเล็กร้อนแดงเร็วกว่าโหลดขนาดใหญ่ เนื่องจากความถี่ในการเรโซแนนท์สูงและโหลดดึงกระแสสูง

6.2 วิจารณ์และข้อเสนอแนะแนวทางในการพัฒนา

เครื่องชุบผิวแข็งโลหะนี้มีประสิทธิภาพค่อนข้างสูงประมาณ 95 % เนื่องจากใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ชุดควบคุมความถี่สามารถปรับความถี่ได้ในย่าน 135 - 170 kHz แต่ในการออกแบบนั้น ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ถูกจำกัดด้วยคุณสมบัติของอุปกรณ์ คือ ไม่สามารถทำงานได้เกิน 200 kHz ซึ่งเป็นขอบเขตที่จำกัดสูงสุด

ส่วนระบบการควบคุมความถี่สามารถปรับได้ละเอียดเพียง 1 kHz ต่อช่วง ซึ่งค่อนข้างหยาบ ดังนั้น หากจะพัฒนาส่วนควบคุมให้สามารถปรับความถี่ได้ละเอียดขึ้น จึงต้องใช้เอทูดีและดีทูเอที่มีความละเอียดมากกว่า 8 บิต

ในการควบคุมแบบอัตโนมัตินั้น จะต้องทำให้เป็นระบบควบคุมแบบปิด (closed loop) ซึ่งควรมีเทคนิคในการตรวจจับที่ดีกว่านี้ เพราะการตรวจจับสัญญาณอาร์เอ็มเอสของกระแสมีความผิดพลาดสูง เนื่องจากสัญญาณความถี่สูงจากสไปค์และเอทูดีที่ใช้มีความละเอียดต่ำเพียง 8 บิต ดังนั้น ถ้าจะใช้วิธีการตรวจจับสัญญาณอาร์เอ็มเอสนี้จะต้องออกแบบชุดกรองสัญญาณความถี่สูงให้ดีและค่าแรงดันกระเพื่อมของเอาท์พุทไฟตรงจะต้องต่ำมาก ๆ ดังนั้น แนวทางในการตรวจจับสัญญาณที่แน่นอนอาจใช้ PLL (Phase lock loop) ในการตรวจเช็คเฟส ซึ่งไม่จำเป็นต้องสนใจถึงขนาดกระแสเพียงแต่พิจารณาเฉพาะเฟสของกระแสและแรงดัน จึงง่ายในการขจัดสัญญาณรบกวนออกไป แต่ต้องออกแบบวงจรเดดไทม์ให้ดี เพื่อป้องกันการลัดวงจรของเพาเวอร์มอสเฟตในกิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดียวกัน การปรับเดดไทม์นั้น ถ้าเราปรับให้มีเดดไทม์มาก โอกาสในการลัดวงจรของเพาเวอร์มอสเฟตจะน้อยลง แต่สัญญาณจะมีความเพี้ยนสูงขึ้นและความร้อนที่เกิดขึ้นบนแท่งเหล็กจะลดลง ทำให้เวลาที่ทำให้เหล็กร้อนแดงนานขึ้น ข้อเสนอแนะในการออกแบบวงจรเดดไทม์คือ ไม่ควรใช้ R และ C ต่อแบบธรรมดา เพราะจะมีผลของ C เนื่องจากความถี่ที่เปลี่ยนไปทำให้เดดไทม์ที่ตั้งไว้เปลี่ยนแปลง จึงควรใช้ไอซีที่เป็นพวก TTL เช่น ฟลิปฟลอป หรือออปแอมป์ความถี่สูง

ในการออกแบบหม้อแปลงและขดลวดเพื่อให้เครื่องมีประสิทธิภาพสูง ควรออกแบบให้พื้นที่ของแกนหม้อแปลงมีขนาดใหญ่และมีเส้นทางเดินฟลักซ์ที่สั้น ส่วนเทคนิคการพันควรจะพันให้แต่ละรอบของขดลวดแนบกันมากที่สุด สำหรับโครงงานนี้ใช้แผ่นทองแดงพันแทนการใช้ลวดทองแดงเพื่อลดเนื้อที่ในการพันและลดผลของฟลักซ์แม่เหล็กรั่วที่เกิดขึ้น และในการพันแต่ละชั้นควรมีการหุ้มฉนวนโพลีเอสเตอร์ที่ใช้สำหรับการพันหม้อแปลงโดยเฉพาะ เพื่อลดค่าความจุที่เกิดขึ้นระหว่างชั้นในการพัน การทำระบบกราวนด์ในวงจรควรออกแบบให้ดี เพราะเมื่อใช้งานที่ความถี่สูง ผลกระทบจากกราวนด์จะทำให้เกิดแรงดันลอยหรือความร้อนขึ้นในบางจุด นอกจากนี้การเดินสายเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่าง ๆ ควรเดินสายอุปกรณ์ไม่ให้เกิดเป็นลูปและควรเดินสายวงจรให้อยู่ในแนบราบที่สุด เพื่อให้ผลจากการเหนี่ยวนำน้อยลง

สิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งที่เป็นปัญหาอย่างมากในการทดลองคือ การทำระบบชีลด์วงจรเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนโดยเฉพาะจากหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งต้องพิจารณาถึงขนาดของชีลด์และตำแหน่งการวางด้วย เพราะถ้าหากจำนวนรอบเซคันดารี่ของหม้อแปลงน้อยแล้ว ผลกระทบพวกนี้จะมีผลอย่างมากในการทดลองโดยสามารถเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันบนแผ่นชีลด์ จึงเกิดไฟรั่วและกระแสที่พิกัดแรงดันเดียวกันจะสูงขึ้นถึง 2 เท่าเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่ใช้แผ่นชีลด์ การวางตำแหน่งของอุปกรณ์บางตัวที่เกิดความร้อนต้องมีการระบายความร้อนและไม่ควรวางอยู่ใกล้วงจรควบคุม เพราะความร้อนนี้สามารถถ่ายเทผ่านแผ่นทองแดงไปสู่วงจรควบคุมได้มาก ดังนั้นต้องออกแบบโดยพิจารณาการถ่ายเทความร้อนด้วย

6.3 รายละเอียดของเครื่องในปัจจุบัน

1. พิกัดแรงดัน 200 V
2. พิกัดกระแส 5 A (อาจใช้ได้ถึง 7 A แต่มีความเสี่ยงสูงในการพังของเพาเวอร์มอสเฟต)
3. ปรับความถี่ในย่าน 135 - 170 kHz
4. โหลดมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่สุดได้ 1 นิ้ว
5. ประสิทธิภาพสูงสุดที่จุดทำงานเรโซแนนท์ประมาณ 95 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. จากการทดลองอินเวอร์เตอร์สามารถปรับได้ในย่าน 135 - 170 kHz ซึ่งใช้ในการให้ความร้อนเหล็กคาร์บอน 0.4% ซึ่งมีค่า $\rho = 1.25\ \mu\Omega.m$, $\mu_r = 40$, $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$

$$\delta \text{ ที่ } 135 \text{ kHz} = \sqrt{(2\rho/\mu\omega)}$$

$$= \sqrt{(2 \times 1.25 \times 10^{-6} / 4\pi \times 10^{-7} \times 40 \times 2\pi \times 135 \times 10^{3})}$$

$$= 0.2421 \text{ mm}$$

$$\delta \text{ ที่ } 170 \text{ kHz} = \sqrt{(2\rho/\mu\omega)}$$

$$= \sqrt{(2 \times 1.25 \times 10^{-6} / 4\pi \times 10^{-7} \times 40 \times 2\pi \times 170 \times 10^{3})}$$

$$= 0.2158 \text{ mm}$$

ดังนั้น เครื่องจึงสามารถทำให้เหล็กคาร์บอน 0.4 % ร้อนแดง โดยมีความลึกผิวในช่วง 0.2158 - 0.2421 mm

<u>ข้อดีของเครื่องชุบผิวแข็งเครื่องนี้</u>

1. มีขนาดเล็กคือ 30 x 23 x 13 cm^{-3} สามารถเคลื่อนย้ายได้ง่าย

2.ใช้คอมพิวเตอร์ในการปรับความถี่โดยผ่านอินเตอร์เฟสการ์ดซึ่งมีความแน่นอนกว่าการใช้มือปรับ

3. สามารถแก้ไขการทำงานของโปรแกรมควบคุมได้ง่ายด้วยโปรแกรมภาษาระดับสูง

4. มีระบบป้องกันกระแสเกินทำให้เพาเวอร์มอสเฟตไม่เสียหาย

5. มีชุดวงจรในการสตาร์ทแบบลดกระแสในช่วงเริ่มต้น

6. พิกัดกำลัง 1000 VA และมีประสิทธิภาพสูงประมาณ 95 % ที่ความถี่เรโซแนนท์

<u>ข้อเสียของเครื่องชุบผิวแข็งเครื่องนี้</u>

1. ระบบการตรวจจับสัญญาณเพื่อควบคุมระบบแบบปิด (closed loop) ยังไม่ดีพอ เพราะมีสัญญาณรบกวนมาก และขจัดสัญญาณเหล่านี้ได้ยาก

2. การวางตำแหน่งอุปกรณ์บางตัวยังไม่เหมาะสม เช่น ตัวต้านทานของชุดสนับเบอร์ ซึ่งมีความร้อนมากมีการถ่ายเทไปยังหม้อแปลงพัลส์ ทำให้หม้อแปลงร้อนขึ้นเมื่อเปิดเครื่องนาน ๆ

3. การออกแบบตำแหน่งการติดตั้งฟิวส์ป้องกันไม่ดีพอ ทำให้เปลี่ยนแปลงหรือแก้ไขได้ยากเมื่อเกิดปัญหาฟิวส์ขาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมควบคุมแบบปรับด้วยมือ

```
unit Uindt1;
interface
uses
  SysUtils, WinTypes, WinProcs, Messages, Classes, Graphics, Controls,
  Forms, Dialogs, StdCtrls, Buttons, ExtCtrls,Uindt2;
type
  TForm1 = class(TForm)
    BitBtn1: TBitBtn;
    BitBtn2: TBitBtn;
    BitBtn3: TBitBtn;
    Panel1: TPanel;
    Label1: TLabel;
    Edit1: TEdit;
    Label2: TLabel;
    Label3: TLabel;
    Label4: TLabel;
    Label5: TLabel;
    Label6: TLabel;
    BitBtn4: TBitBtn;
    CHANNAL: TBitBtn;
    START: TBitBtn;
    ADC_DATA: TEdit;
    procedure ResetClick(Sender: TObject);
    procedure Decrease_freqClick(Sender: TObject);
    procedure Increase_freqClick(Sender: TObject);
    procedure OKClick(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
  public
    { Public declarations }
  end;
var
  Form1: TForm1;
  data : integer;
  Vstart,Vstop : integer;
  I : INTEGER;
  DATA_ : INTEGER;
  implementation
{$R *.DFM}
PROCEDURE DELAY_TIME( I : INTEGER);
VAR J : INTEGER;
BEGIN
  J := 0 ;
  REPEAT
  J := J+1;
  UNTIL J=I;
END;
 function Inport_data:integer;
begin
    PORT[$306] := 0 ;
    DELAY_TIME(500);
    THEN BEGIN
    Inport_data := PORT[$304];
end;
procedure TForm1.ResetClick(Sender: TObject);
begin
   data := Vstart ;
   port[$303] := 128;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
  port[$300] := 0 ;
  port[$302] := 0
  edit1.text := 'READY' ;
  label4.caption  := ' ';
  ADC_DATA.TEXT := ' ';
  end;
procedure TForm1.Decrease_freqClick(Sender: TObject);
begin
  if data < Vstop then  begin
   data := data + 1;
   port[$300] := data ;
   edit1.text := intTostr(data);
   label4.caption := floatTostr(data/(255/Uindt2.Vref));
   end;
end;
procedure TForm1.Increase_freqClick(Sender: TObject);
begin
 if data > Vstart then begin
  data := data - 1;
  port[$300] := data;
  edit1.text := intTostr(data);
  label4.caption := floatTostr(data/(255/Uindt2.Vref));
  end;
end;
procedure TForm1.OKClick(Sender: TObject);
begin
 Form2.show;
end;

unit Uindt2;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
interface
uses
  SysUtils, WinTypes, WinProcs, Messages, Classes, Graphics, Controls,
  Forms, Dialogs, StdCtrls;
type
  TForm2 = class(TForm)
    Edit1: TEdit;
    Edit2: TEdit;
    Label1: TLabel;
    Label2: TLabel;
    Label3: TLabel;
    Label4: TLabel;
    Label5: TLabel;
    Button1: TButton;
    Label6: TLabel;
    Edit3: TEdit;
    Label7: TLabel;
    Label8: TLabel;
    procedure ReturnClick(Sender: TObject);
  private
    { Private declarations }
  public
    { Public declarations }
  end;
var
  Form2: TForm2;
  Vref : real;
implementation
{$R *.DFM}
uses uindt1;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
procedure TForm2.ReturnClick(Sender: TObject);
begin
  Vref := strTofloat(edit3.text);
  Uindt1.Vstart :=  trunc(strTofloat(Form2.edit1.text)*255/Vref);
  Uindt1.Vstop  :=  trunc(strTofloat(Form2.edit2.text)*255/Vref);
  close;
  Form1.show;
end;
end.

unit Tstart;
interface
uses
 SysUtils, WinTypes, WinProcs, Messages, Classes, Graphics, Controls,
 Forms, Dialogs, Buttons;
type
   TForm1 = class(TForm)
   INITIAL: TSpeedButton;
   ON_PRO: TSpeedButton;
   OFF_CON: TSpeedButton;
   ON_SOFT: TSpeedButton;
   ON_CON: TSpeedButton;
   OFF_SOFT: TSpeedButton;
   OFF_PRO: TSpeedButton;
   procedure INITIALClick(Sender: TObject);
   procedure ON_PROClick(Sender: TObject);
   procedure OFF_CONClick(Sender: TObject);
   procedure ON_SOFTClick(Sender: TObject);
   procedure ON_CONClick(Sender: TObject);
   procedure OFF_SOFTClick(Sender: TObject);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
  procedure OFF_PROClick(Sender: TObject);
 private
  { Private declarations }
 public
  { Public declarations }
 end;
var
 Form1: TForm1;
 PC5,PC6,PC7 : INTEGER;
implementation
{$R *.DFM}
procedure TForm1.INITIALClick(Sender: TObject);
begin
    PORT[$303] := 128; {control}
    PORT[$300] := 0; {portA}
    PORT[$301] := 0; {portB}
    PORT[$302] := 0; {portc}
    PORT[$303] := 130; {control}
    PC5 := 0;
    PC6 := 0;
    PC7 := 0;
end;
procedure TForm1.ON_PROClick(Sender: TObject);
begin
    PC7 := 128;
    PORT[$302] := PC5 + PC6 + PC7;
end;
procedure TForm1.OFF_CONClick(Sender: TObject);
begin
    PC6 := 64;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
    PORT[$302] := PC5 + PC6 + PC7;
end;
procedure TForm1.ON_SOFTClick(Sender: TObject);
begin
    PC5 := 32;
    PORT[$302] := PC5 + PC6 + PC7;
end;
procedure TForm1.ON_CONClick(Sender: TObject);
begin
    PC6 := 0;
    PORT[$302] := PC5 + PC6 + PC7;
end;
procedure TForm1.OFF_SOFTClick(Sender: TObject);
begin
    PC5 := 0;
    PORT[$302] := PC5 + PC6 + PC7;
end;
procedure TForm1.OFF_PROClick(Sender: TObject);
begin
    PC7 := 0;
    PORT[$302] := PC5 + PC6 + PC7;
end;
end.
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมควบคุมแบบอัตโนมัติ

```
program Cind1;
uses
Wincrt;
var Vstart,Vstop,Vmax:real;
                ch : char;
                VC1,VC2,Vr : integer;
                VOLT : integer;
                I1,I2 : integer;
                VOLT_MAX,VOLT_MIN : real;
procedure Delay_time(X:integer);
var j:integer;
begin
        j := 0 ;
        repeat
           j:=j+1;
        until j = X;
end;
procedure Exit_and_offsystem;
begin
                PORT[$300] := 0;
                PORT[$301] := 0;
                PORT[$302] := 0;
                Halt;
end;

procedure Read_Input;
begin
                writeln('Please key input command respectively follow this');
                writeln('What is your Vstart(volt)?');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
                readln(Vstart);VOLT_MIN := Vstart;
                writeln('What is your Vstop(volt)?');
                readln(Vstop);VOLT_MAX := Vstop;
                writeln('What is your Vmax(volt)?');
                readln(Vmax);
end;
function Data_In(Channal:integer):integer;
var EOC:integer;
begin
                PORT[$302] := Channal+128;
                PORT[$305] := 0; {ALE}
                PORT[$306] := 0; {START}
                repeat
                EOC := PORT[$301];
                until (EOC=1) ;
                Data_In := PORT[$304];
end;
procedure Initial;
begin
                PORT[$303] := 128; {control}
                PORT[$300] := 0; {portA}
                PORT[$301] := 0; {portB}
                PORT[$302] := 0; {portc}
                PORT[$303] := 130; {control}
end;
procedure Ini_protection;
begin
                PORT[$302] := 64; { Off output_control:PC6 = 1 }
                PORT[$302] := 192;{ On protection : PC7 = 1 }
end;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
procedure Soft_start;
begin
                PORT[$302] := 224 ; { On:PC5=1: Short resistance }
end;
procedure Off_output_control;
begin
                PORT[$302] := 192; {Off output_control:PC6=1}
end;
procedure On_output_control;
begin
                PORT[$302] := 128; { On output_control:PC6 = 0 }
end;

function Datacontrol(Vin :real):integer;
begin
                Datacontrol := trunc((255/Vmax)*Vin);
end;
procedure FindResonance1(var VOLT:integer);
begin
        Writeln('Find resonance step1 ');
                VOLT := VOLT;
                PORT[$300] := Datacontrol(VOLT);
                repeat
        writeln(VOLT);
                if (VOLT > Datacontrol(VOLT_MAX)) then Exit_and_offsystem;
                I1 := Data_In(0);
                VOLT := VOLT + 1;
                port[$300] := Datacontrol(VOLT);
                I2 := Data_In(0);
                until (I2>I1);
```

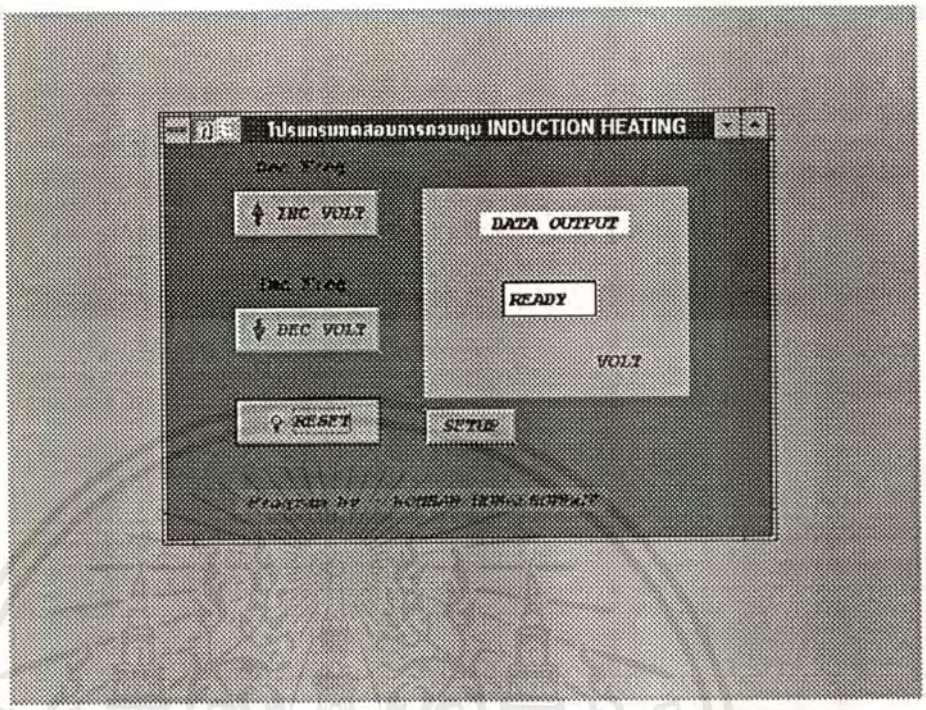
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
end;
procedure FindResonance2(var VOLT:integer);
begin
                Writeln('Find resonance step2 ');
                VOLT := VOLT;
                port[$300] := Datacontrol(VOLT);
                repeat
                if VOLT < Datacontrol(VOLT_MIN) then Exit_and_offsystem ;
          writeln(VOLT);
                I1 := Data_In(0);
                VOLT := VOLT - 1;
                PORT[$300] := Datacontrol(VOLT);
                I2 := Data_In(0);
                until (I2>I1);
end;
begin
        clrscr;
                Initial;
         Off_output_control;
                Ini_protection;
         Delay_time(1000);
                Soft_start;
         On_output_control;
                repeat
                clrscr;
                Gotoxy(0,0);
                Read_Input;
                writeln('Are you sure that are correct? (Y/N) ');
                readln(ch);
                until ((ch='Y') or (ch='y')) ;
```

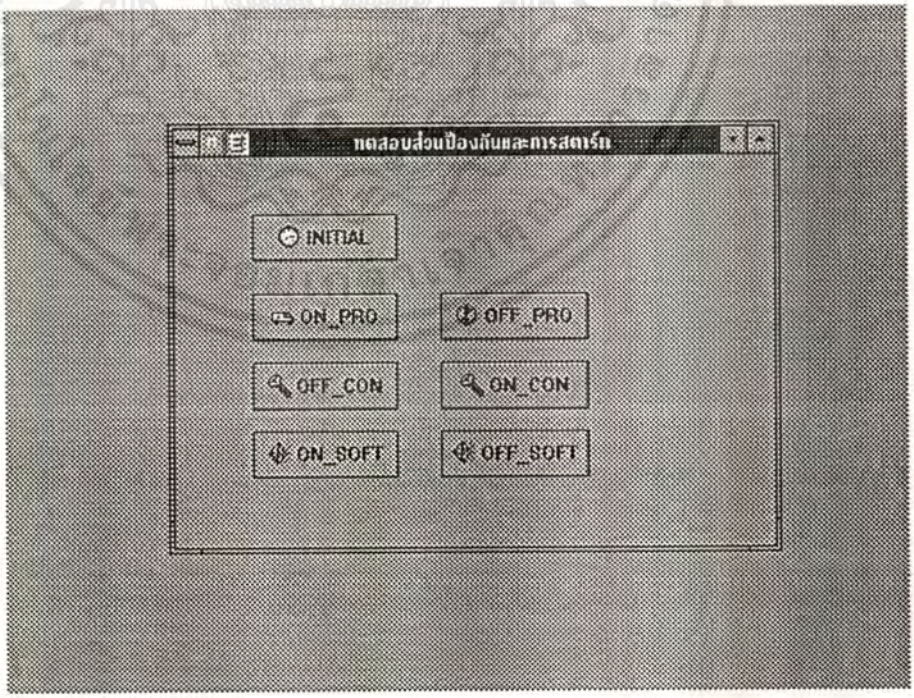
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
clrscr;
On_output_control;
writeln('Working now');
VOLT := Datacontrol(Vstart);
PORT[$300] := Datacontrol(VOLT);
FindResonance1(VOLT);
Writeln('Step1 successful ');
I1 := I2 - 1;
VOLT := VOLT - 1;
repeat
PORT[$300] := Datacontrol(VOLT);
I2 := Data_In(0);
until (I2>I1);
repeat
Vr := VOLT - 1;
FindResonance2(Vr);
Writeln('Step2 sucessful ');
I1 := I2 - 1;
Vr := VOLT + 1;
    repeat
        PORT[$300] := Datacontrol(Vr);
        I2 := Data_In(0);
until (I2>I1)  ;
until False;
writeln('Work complete');
readln(ch);
end.
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 แสดงหน้าจอของโปรแกรมที่ใช้ควบคุมความถี่



รูปที่ 2 แสดงหน้าจอของโปรแกรมที่ควบคุมระบบป้องกันและการสตาร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

TL494
TL495

Specifications and Applications Information

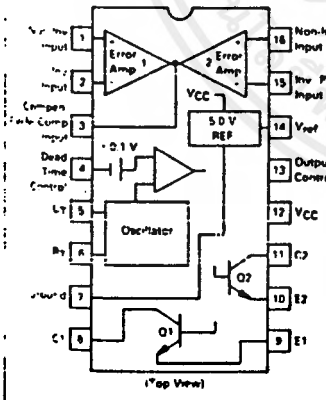
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

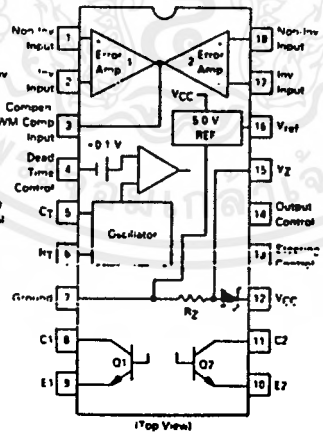
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 39 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

PIN CONNECTIONS

TL494



TL495



The TL494C,495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I/495I are specified over the industrial range of −25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of −55°C to 125°C.

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TL494

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-05

J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-02

TL495

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02

J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 726-01

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494IN	− 25 To 85°C	Plastic DIP
TL494IJ	− 25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	− 55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	− 25 To 85°C	Plastic DIP
TL495IJ	− 25 To 85°C	Ceramic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

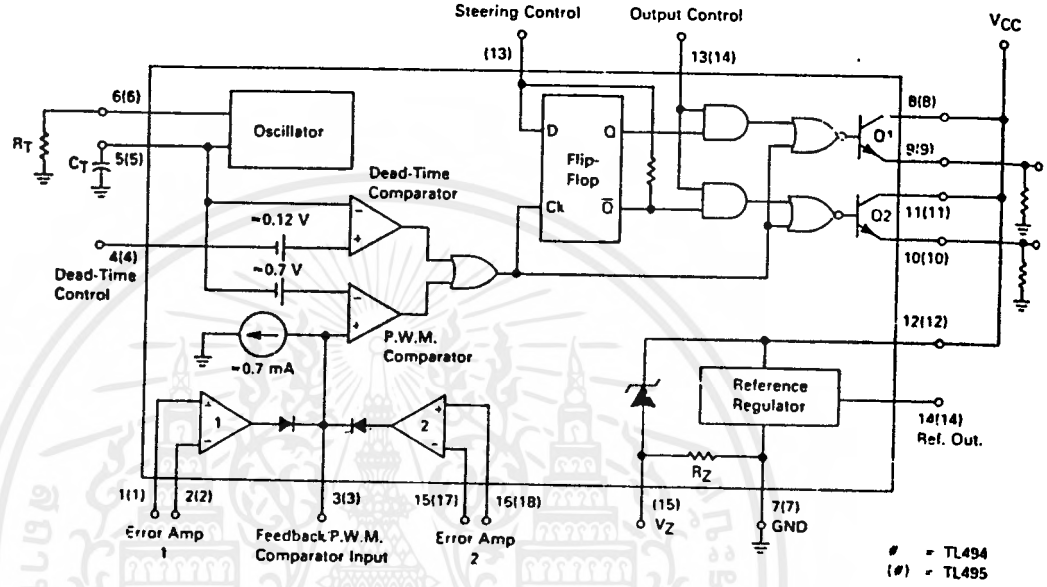
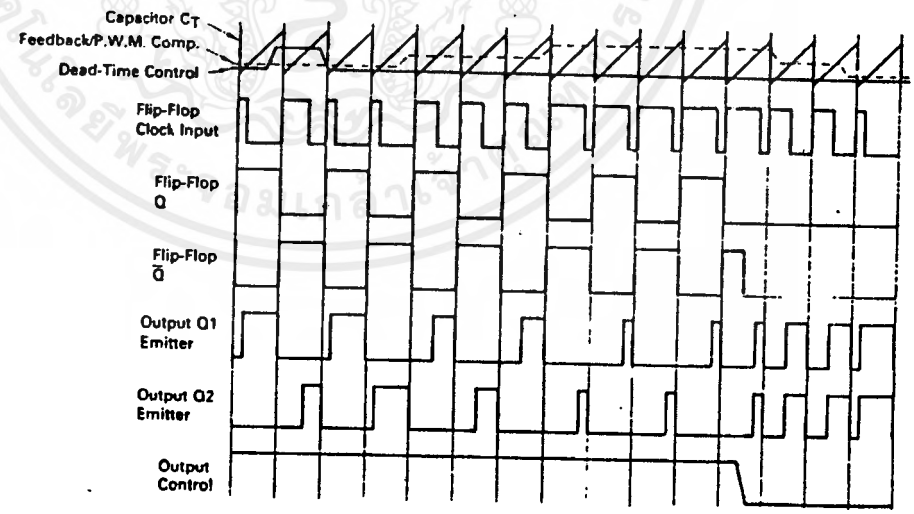


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Description

The TL494·495 are fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T. The oscillator frequency is determined by:

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

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the timing diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from −0.3 V to (V_{CC} − 2 V), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 495 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an accuracy of ±5% with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

The TL495 contains an on-chip 39 volt zener diode for high voltage applications where V_{CC} is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Inputs		Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}}$ =
Output Control	Steering Control		
Grounded	Open	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Open	Push-pull operation	0.5
At V_{ref}	V1 <0.4 V	Single-ended P.W.M. at Q1 only	1
At V_{ref}	V1 >2.4 V	Single-ended P.W M. at Q2 only	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494M	TL494I/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C1}	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	V_{CC} + .03	V_{CC} + .03	V_{CC} + .03	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45°C$	P_D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T_J	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T_A	- 55 to 125	- 25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	- 65 to + 150	- 65 to + 150	- 65 to + 150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	100	80	°C/W
Power Derating Factor	$1/R_{\theta JA}$	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T_A	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	- 0.3	—	V_{CC} - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	$I_{f.b.}$	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C_T	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I-TL495C,I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage (I_O = 1.0 mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔT_A = Min to Max)	ΔV_{ref} (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation (V_{CC} = 7.0 V to 40 V)	Regline	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (I_O = 1.0 mA to 10 mA)	Regload	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V_{ref} = 0 V, T_A = 25°C)	I_{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_{CE} = 40 V)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_C = 40 V, V_E = 0 V)	$I_{E(off)}$	—	—	−150	—	—	−100	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter (V_E = 0 V, I_C = 200 mA)	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
Emitter-Follower (V_C = 15 V, I_E = −200 mA)	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State (V_{OC} = 0.4 V)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State (V_{OC} = V_{ref})	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time (T_A = 25°C) Common-Emitter (See Figure 13)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time (T_A = 25°C) Common-Emitter (See Figure 13)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494 TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_B	—	0.1	1.0	μA
Input Common-Mode Voltage Range (V_{CC} = 7.0 V to 40 V)	V_{ICR}	−0.3	—	V_{CC} − 2.0	V
Open-Loop Voltage Gain (ΔV_O = 3.0 V, V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	f_c	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	ϕ_m	—	65	—	deg
Common-Mode Rejection Ratio (V_{CC} = 40 V)	CMRR	65	90		dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV_{CC} = 33 V, V_O = 2.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_O^-	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_O^+	−2.0	−4.0	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494/TL495 Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)}$ = 0.7 V)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) (V_{in} = 0 to 5.25 V)	$I_{IB\ (DT)}$	—	−2.0	−10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode (V_{in} = 0 V, C_T = 0.1 μF, R_T = 12 kΩ)	DC_{max}	45	48	50	%
(V_{in} = 0 V, C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)		—	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	—	2.8	3.3	V
(Maximum Duty Cycle)		0	—	—	
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage (V_{CC} = 7.0 V to 40 V, T_A = 25°C)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature (ΔT_A = T_{Alow} to T_{Ahigh})	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	±1.0	±2.0	%

Characteristic	Symbol	TL495 Min	Typ	Max	Unit
STEERING CONTROL					
Input Current Low ($V_{(Pin\ 13)}$ = 0.4 V)	I_{STL}	—	−25	−200	μA
Input Current High ($V_{(Pin\ 13)}$ = 2.4 V)	I_{STH}	—	25	200	μA
($V_{(Pin\ 13)}$ = V_{ref})		—	75	—	
ZENER CHARACTERISTICS					
Zener Breakdown Voltage (I_Z = 2.0 mA)	V_Z	—	39	—	V
Sink Current ($V_{(Pin\ 15)}$ = 1.0 V)	I_{RZ}	—	0.3	—	mA
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref}, All Other Inputs and Outputs Open)	I_{CC}				mA
(V_{CC} = 15 V)		—	5.5	10	
(V_{CC} = 40 V)		—	7.0	15	
Average Supply Current ($V_{(Pin\ 4)}$ = 2.0 V) (See Figure 12.)	—	—	7.0	—	mA
(C_T = 0.001, R_T = 12 kΩ, V_{CC} = 15 V)					

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

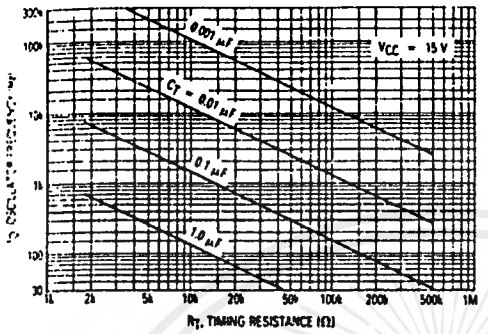


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

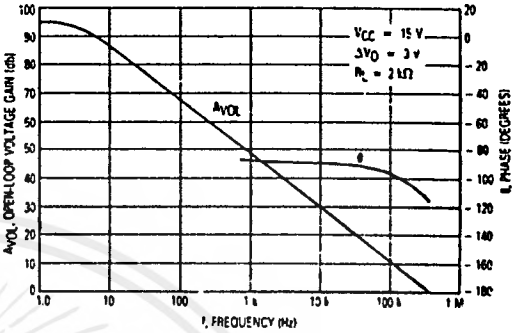


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

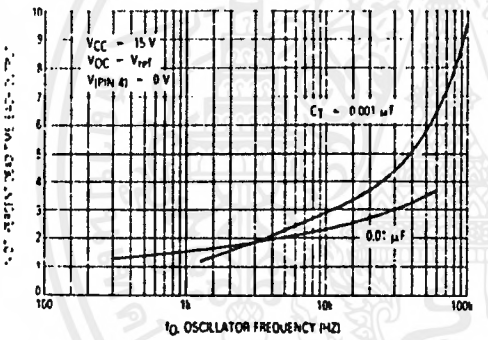


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

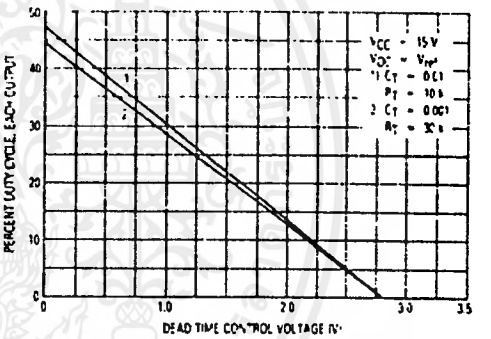


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

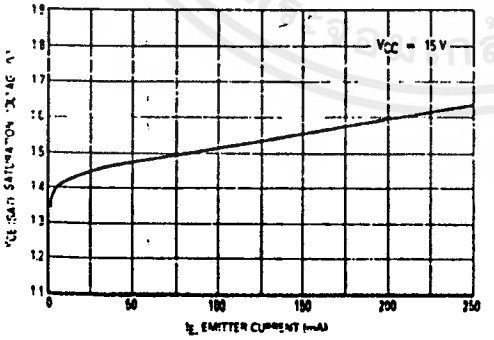
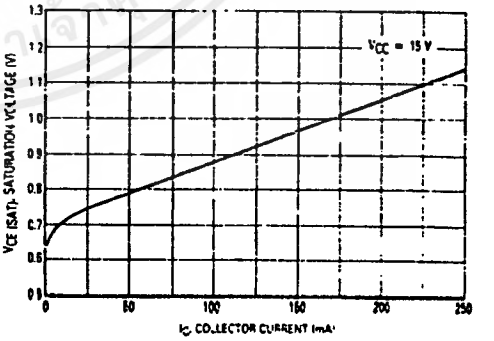


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

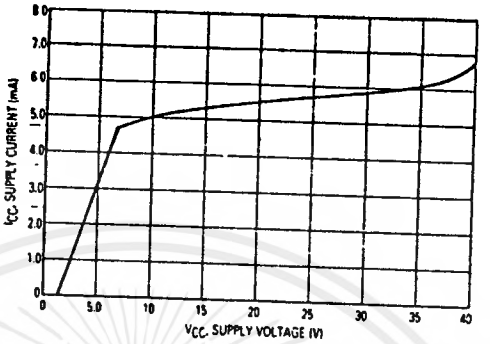


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

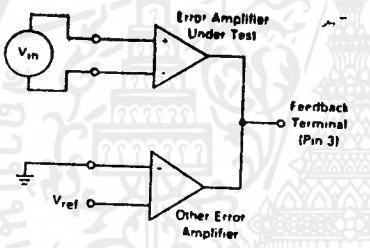


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

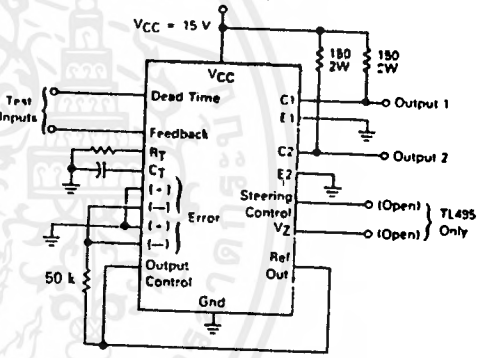


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

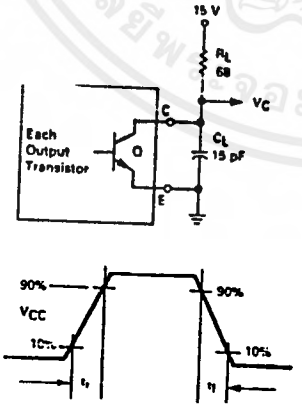
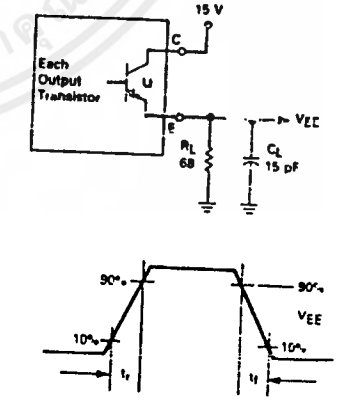


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

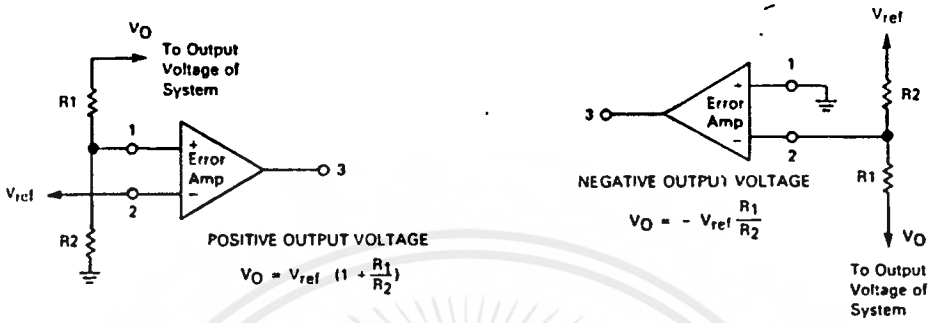


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

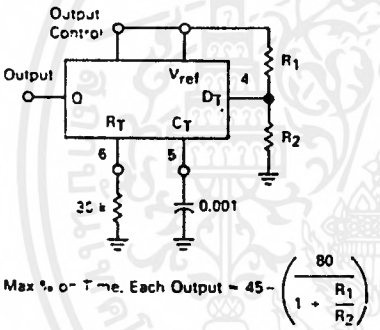


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

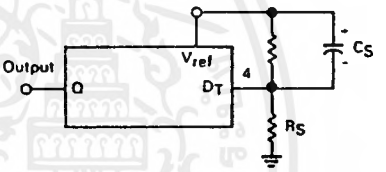
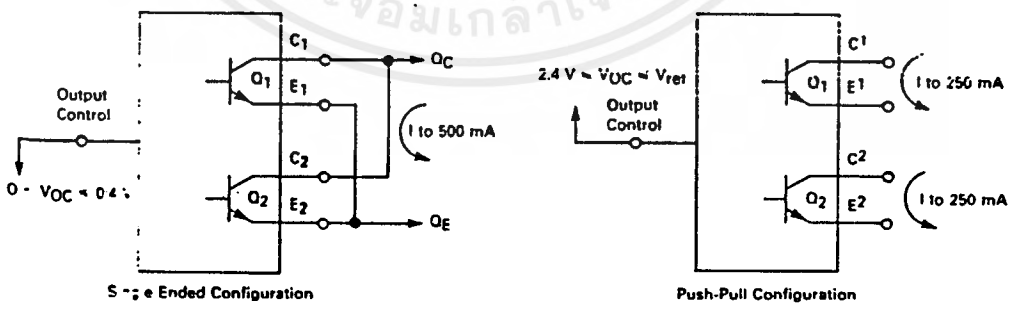


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

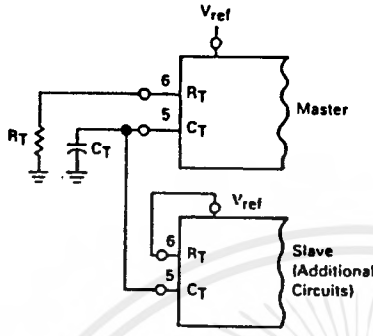


FIGURE 20 — OPERATION WITH V_{IN} > 40 V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

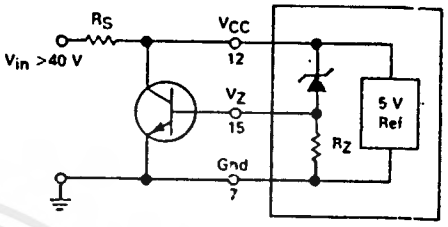
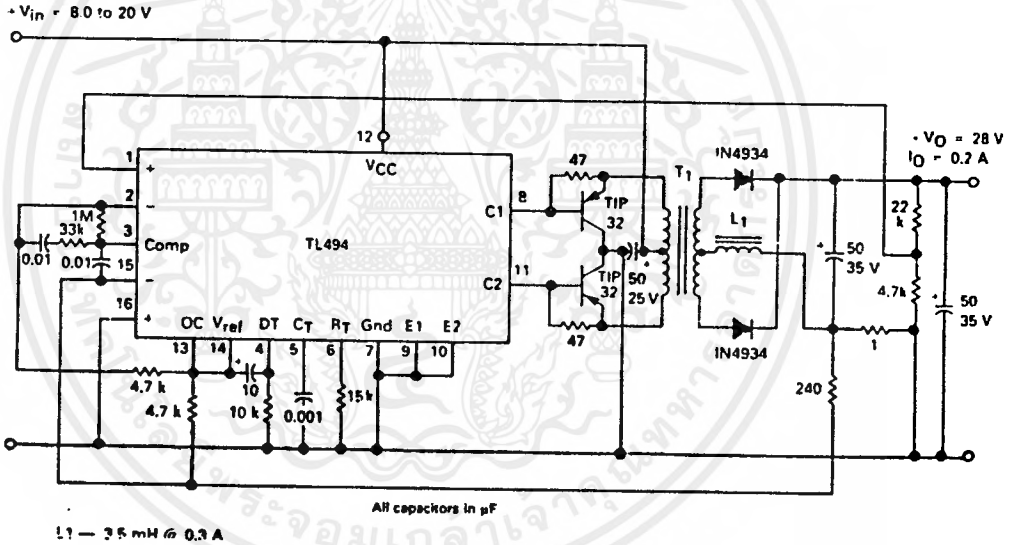


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER

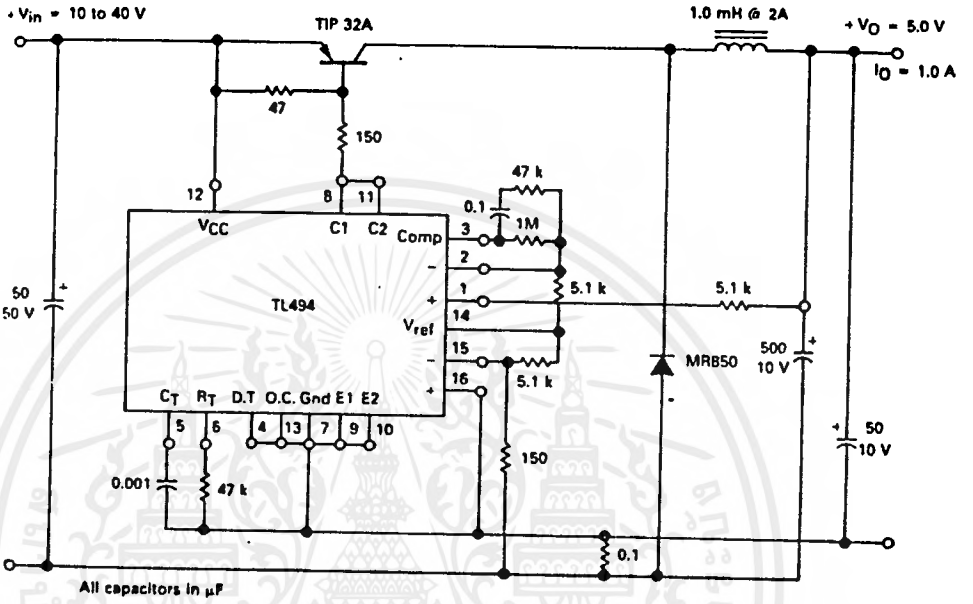


L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 120T C.T #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	V_{in} = 8.0 to 20 V	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	V_{in} = 12.6 V, I_O = 0.2 to 200 mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	V_{in} = 12.6 V, I_O = 200 mA	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	V_{in} = 12.6 V, R_L = 0.1 Ω	250 mA
Efficiency	V_{in} = 12.6 V, I_O = 200 mA	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จไปได้ด้วยดีโดยการช่วยเหลือจากบุคคลหลายฝ่ายและสถานที่ต่าง ๆ ซึ่งทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

(1) รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ และอาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำและเอื้อเฟื้อสถานที่ในการจัดทำโครงงานนี้

(2) อาจารย์ประภาษ ไพรสุวรรณา ผู้ให้อุปกรณ์ในการทำโครงงาน

(3) นายโธมัส ธรรมาธิษฐาน ผู้ให้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการทำโครงงานตลอดจนช่วยจัดหาอุปกรณ์ต่าง ๆ ในระหว่างการทำโครงงานนี้

(4) อาจารย์ชาย ชมภูไหว ที่ช่วยให้ข่าวสารในการทำโครงงาน

(5) พี่อ๊อด ที่ช่วยให้คำแนะนำเมื่อมีปัญหา

(6) เพื่อน ๆ ที่คอยห่วงใยและให้อุปกรณ์หลายชิ้นในการทำโครงงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

[1] John Davies & Peter Simpson , "Induction Heating Handbook ," Mcgraw - Hill Book Company , England, 1926.

[2] George C. Chrysis , "High - Frequency Switching Power Supplies Theory & Design," Mcgraw - Hill Book Company , Singapore , 1989.

[3] Bernard Grob , "Basic Electronics ," Mcgraw - Hill Kogakusha Ltd., London , 1971.

[4] บุญเลิศ เอี่ยมทัศนา , "DELPHI ," บริษัท ซีเอ็ดยูเคชัน จำกัด (มหาชน) , 2539

[5] สุวัฒน์ ดั่น , "เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย , บริษัท เอนเทลไทย จำกัด , 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้