สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เครื่องชุบแข็งผิวโลหะ

INDUCTION HEATING

โดย

นายปิยะ ถนอมทรัพย์

นายพลพรรธน์ คุณาภิบาล

นายพัฒนา ตัณฑ์สุทธิวงศ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....34140
วัน, เดือน, ปี.....6 ต.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องชุบแข็งผิวโลหะ

ผู้จัดทำ

1. นายปิยะ ถนอมทรัพย์
2. นายพลพรรธน์ คุณาภิบาล
3. นายพัฒนา ตัณฑ์สุทธิวงศ์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I

เครื่องชุบผิวแข็งเหล็ก

นาย ปิยะ ถนอมทรัพย์
นาย พลพรรธน์ คุณาภิบาล
นาย พัฒนา ตัณฑ์สุทธิวงศ์
รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการพัฒนาเครื่องชุบผิวแข็งเหล็ก โดยอาศัยการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กเพื่อให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ 3 kW ,10 A เริ่มจากทำการแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรง โดยผ่านวงจรเรียงกระแสและทำการแปลงเป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง โดยใช้มอสเฟตกำลังสวิทชิ่งเพื่อให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ความถี่ที่มอสเฟตทำงานในการเหนี่ยวนำความร้อนที่ความถี่รีโซแนนซ์ได้จากความถี่โดยประมาณซึ่งอาศัยค่ากระแสเอาท์พุทสูงสุดอันเนื่องมาจากเป็นจุดที่เกิดสภาวะรีโซแนนซ์ ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะต่อกับคอล์ยทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำให้ชิ้นงานเกิดกระแสไหลวนบริเวณผิวของชิ้นงานเรียกว่า “ สกินเอฟเฟค” มีผลทำให้ความร้อนเกิดเฉพาะที่ผิวเหล็ก ความลึกของกระแสไหลวนขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงความถี่ และเมื่อเหล็กเย็นตัวอย่างรวดเร็วจะทำให้เหล็กแข็งเฉพาะที่ผิวโดยที่ภายในเนื้อเหล็กยังคงเป็นเหล็กเหนียวเหมือนเดิม ซึ่งจะทำให้เหล็กทนต่อการขูดขีดและไม่เปราะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

II

Induction Heating

Piya Tanomsub

Ponlapat Gunabhibal

Pattana Thansuttiwong

Assc.Prof.Dr.Viriya Pichetjamroen Advisor

Surin Khomfoi Advisor

1998

Abstract

In this thesis, We study and develop of surface hardening by induction heating to reach 3 kW ,10 A as rated. At first, AC voltage will be changed by rectifier circuit to DC voltage , being changed again by switching device, POWER MOSFET , to be high frequency square wave , running into high frequency transformer . Operating frequency of the MOSFET is controlled such that an effective value of output current of the MOSFET is kept maximum after predicting an approximate resonance frequency. Connecting secondary transformer with heating coil and yield magnetic field that induces eddy current at the region near the surface called " skin-effect". The depth of skin effect depends on the variation of magnetic frequency. When iron is cooled down suddenly, it will be hardened only its surface but inside still tough . Yield the iron have a scratching resistant and not fragile

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	V
บทที่1 บทนำ	1
บทที่2 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ	3
2.1 หลักการเหนี่ยวนำความร้อน	3
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นการเหนี่ยวนำความร้อน	5
2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน	5
2.2.2 การเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานทรงกระบอก	16
2.3 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	20
2.4 รีโซแนนซ์	28
2.4.1 วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม	28
2.4.2 รีโซแนนซ์ Curve และ Bandwidth	30
2.4.3 Quality Factor	32
บทที่3 โครงสร้างของวงจร	34
3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท	34
3.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส	35
3.1.2 ฟิวส์	35
3.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท	36
3.1.4 ไลน์ฟิวเตอร์	36
3.1.5 เซอร์กิตเบรกเกอร์	36
3.2 Inverter	36
3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร	36
3.2.2 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_Dสำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์	38
3.2.3 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_bเพื่อป้องกันการไม่สมมารตรฟลักซ์แม่เหล็ก	38
3.2.4 เพาเวอร์มอสเฟ็ต	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 หม้อแปลงความถี่สูง 43
3.3.1 ลักษณะแกนที่ใช้ 43
3.3.1.1 การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ 44
3.3.1.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ 45
3.3.2 ขดลวดทองแดง 45
บทที่4 การทดลอง 46
4.1 ค่าอุณหภูมิของชิ้นงาน ณ ช่วงเวลาต่างๆของการให้ความร้อน 46
4.2 ผลของความถี่ต่อกระแสในวงจร Series Resonance 47
4.3 การเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เวลาต่างๆ ขณะรักษาความถี่ที่ Resonant 50
4.4 ผลของการการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบของคอยล์ต่อการให้ความร้อน 52
4.5 การเปลี่ยนแปลงของจุด Resonance ที่เวลาต่างๆ 55
4.6 ผลของขนาดของโหลด(เส้นผ่านศูนย์กลาง)ต่อค่าอินดักแตนซ์ 57
4.7 การหาพารามิเตอร์ที่อินพุทเร็กติไฟเออร์ 59
4.8 วงจรแสดงการทดลอง 62
บทที่5 บทวิจารณ์และสรุป 66
ภาคผนวก
กิตติกรรมประกาศ
เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1 แสดงหลักการพื้นฐานของการให้ความร้อน 4

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์เสมือนว่า Work Coil
เป็นขดด้าน Secondary ของหม้อแปลง 5

รูปที่ 2.3 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานในอุดมคติ 6

รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวชิ้นงาน 9

รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวชิ้นงาน 14

รูปที่ 2.6 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์
ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน 14

รูปที่ 2.7 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก 15

รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน
กับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ 15

รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสที่ระยะใด ๆ $\left(\frac{J_r}{J_R}\right)$ 18

รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ $\frac{d}{\delta}$ 19

รูปที่ 2.11 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ 20

รูปที่ 2.12 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก 21

รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก 23

รูปที่ 2.14 วงจรสมมลย์ทางไฟฟ้า 24

รูปที่ 2.15ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ 27

รูปที่ 2.16 วงจร Series Resonance 28

รูปที่2.16 วงจร Series Resonance 29

รูปที่ 2.16ก แสดงวงจร Series Resonance 29

รูปที่ 2.16ข แสดงค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับที่ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและ
ตัวเก็บประจุ 29

รูปที่ 2.16ค,2.16ง,และ 2.16จ แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันที่ความถี่ต่างๆ 29

รูปที่ 2.17 แสดงค่า Reactance X_L , X_C และ $X_L + X_c$ 29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.18 ค่า Reactanceของวงจร Sereis Resonance 29
รูปที่ 2.19 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์ 31
รูปที่ 2.20 แสดงค่าความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve 31
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของวงจร 34
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรในภาคอินพุทของinverter 35
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ 37
รูปที่ 3.4 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2 39
รูปที่ 3.4 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์ 40
รูปที่ 3.5 (ข) แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop)ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี่ เมื่อต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้าในวงจร 40
รูปที่3.6วงจรขับเกตมอสเฟต 42
รูปที่3.7การจัดวงจรการทำงานของ TL494 43
รูปที่3.8 แสดงฮีสเตอรีซิสของหม้อแปลง 44
รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของชิ้นงานที่เพิ่มขึ้นเทียบกับเวลา 47
รูปที่ 4.2 แสดงผลของความถี่ต่อกระแสในวงจร Series Resonance 49
รูปที่ 4.3 แสดงกราฟแรงดันทางด้านอินพุทที่ค่ากระแสต่าง ๆ เทียบกับเวลา 52
รูปที่ 4.4 แสดงผลของการเปลี่ยนจำนวนรอบของคอยล์ต่อการให้ความร้อน 54
รูปที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า L ที่ระดับกระแสต่างกัน ณ เวลาต่าง ๆ 57
รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า L ของโหลดขนาดต่างกันที่เวลาต่าง ๆ กัน 59
รูปที่ 4.7 แสดงกำลังไฟฟ้าที่ระดับกระแสต่าง ๆ 61
รูปที่ 4.8 แสดงวงจรการทดลองของการทดลองที่ 4.1,4.2,4.5,4.6 62
รูปที่ 4.9 แสดงวงจรการทดลองของการทดลองที่ 4.3 63
รูปที่ 4.10 แสดงวงจรการทดลองของการทดลองที่ 4.4 64
รูปที่ 4.11 แสดงวงจรการทดลองของการทดลองที่ 4.7 65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 4.1 การเพิ่มของอุณหภูมิเวลาต่างๆ 46

ตารางที่4.2 แสดงคุณสมบัติกระแสต่อความถี่ในวงจรซีรี่ส์รีโซแนนซ์ 48

ตารางที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงของโหลดที่กระแสต่าง ๆ 51

ตารางที่ 4.4.1 แสดงการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เวลาต่างๆ เมื่อใช้คอยล์ที่มี จำนวนรอบต่างกัน 53

ตารางที่ 4.4.2 แสดงความถี่ Resonanceเมื่อเปลี่ยนจำนวนรอบของคอยล์ 54

ตารางที่ 4.5 การเปลี่ยนแปลงจุดรีโซแนนซ์ที่เวลาต่าง ๆ 56

ตารางที่ 4.6 ผลของขนาดของโหลด(เส้นผ่านศูนย์กลาง)ต่อค่าอินดักแตนซ์ 58

ตารางที่ 4.7 แสดงพารามิเตอร์ที่อินพุทเรคติไฟเออร์ 60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่1
บทนำ

ในปัจจุบันได้มีการนำพลังงานไฟฟ้ามาใช้ในอุตสาหกรรมหลายประเภทรวมทั้งการนำไฟฟ้ามาใช้ในการชุบผิวแข็งเหล็กแทนการใช้ถ่านด้วย โดยสามารถทำความร้อนให้เกิดบนชิ้นงานได้โดยตรง ซึ่งอาศัยหลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เรียกเครื่องมือนี้ว่า "Induction Heating'

หลักการของการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนบนแท่งโลหะนี้สามารถเทียบเคียงได้กับการสูญเสียในแกนเหล็กของหม้อแปลง (Core loss) ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากมีการไหลของเส้นแรงแม่เหล็กผ่านแกนเหล็กทำให้เกิดความสูญเสียขึ้น 2 ชนิดคือ 1.Eddy current loss กับ 2. Hysterisis loss ดังสมการ

$$P_C = P_h + P_e \tag{1.1}$$

$$P_C = K_h f B_{\max}^2 + K_e f^2 B_{\max}^2 \tag{1.2}$$

จากสมการจะเห็นว่าความร้อนที่เกิดขึ้นบนแกนเหล็กหรือบนชิ้นงานนั้นขึ้นอยู่กับตัวแปรที่สำคัญ 2 ตัวคือ ความถี่กับความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก ในการใช้งานหม้อแปลงนั้นเราไม่ต้องการให้เกิดการสูญเสียนี้ แต่หลักการของเครื่องชุบผิวแข็งโลหะจะเป็นในทางตรงกันข้ามคือ เราต้องการเพิ่มความสูญเสียนี้ให้มากที่สุดโดยในโครงงานนี้เรานำไปชุบผิวแข็งเหล็ก ซึ่งการจะเพิ่มความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กนั้นทำได้ไม่มากนักจึงต้องใช้การเพิ่มความถี่แทนซึ่งทำได้มากกว่าและมีประสิทธิภาพมากกว่า ในการจะเพิ่มความถี่ของเส้นแรงแม่เหล็กนั้นเราทำได้โดยการใช้วงจร Inverter ทำการเพิ่มความถี่แรงดันที่ได้จากวงจร Buck converter ซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นพัลซ์ความถี่สูงโดยในโครงงานนี้ใช้ความถี่ที่ 50-100 kHz และใช้ Power mosfet ที่เหมาะสมกับการใช้งานความถี่สูงเป็นสวิทซ์ในวงจร Inverter ทั้งนี้ความถี่ที่ใช้เป็นความถี่สูงซึ่งเหมาะที่จะใช้ในการชุบผิวแข็งเหล็กอันมาจากหลักการของ skin effect ที่ว่ากระแสจะไหลเฉพาะที่ผิวเมื่อความถี่ไฟฟ้ามีค่าสูง

ในการแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าดัง B-H Curve นั้นเราต้องการให้มีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามากที่สุด จึงต้องผ่านหม้อแปลง matching เพื่อทำการเพิ่มกระแสหรือเพิ่มความเข้มสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและให้สอดคล้องกับพิกัดของ Inverter นั่นเอง โดยที่ขดลวดทางด้าน Secondary จะต่ออยู่กับ Coil ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานไปยังชิ้นงานอีกต่อหนึ่ง และเนื่องจากกำลังไฟฟ้าจะสูงที่สุดเมื่อเกิด resonance ดังนั้นทางด้าน secondary ของหม้อแปลงจึงต้องต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

capacitor เข้าไปด้วยเพื่อให้หักล้างกับ inductive resonance จนเกิด resonance ตามต้องการหรือเพื่อกรองกระแสที่ความถี่ resonance เท่านั้น

โครงงาน induction heating มีเป้าหมายคือการเพิ่มกำลังที่จ่ายจาก inverter ให้ได้ 3 KW โดยสามารถควบคุมกระแสที่ load ได้เมื่อ load เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่2
การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

2.1หลักการเหนี่ยวนำความร้อน

หลักการเหนี่ยวนำความร้อนจะอาศัยกฎของฟาราเดย์ที่กล่าวว่าเมื่อมีเส้นแรงแม่เหล็กตัดผ่านตัวนำจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันขึ้นบนตัวนำนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$emf = N\frac{d\phi}{dt} \qquad (2.1)$$

เมื่อ emf คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่ตัวนำ (V)

N คือ จำนวนรอบของขดลวด(Turn)

ϕ คือ เส้นแรงแม่เหล็ก(Wb)

เมื่อมีแรงดันเหนี่ยวนำเกิดขึ้นบนแท่งตัวนำจะทำให้เกิดกระแสขึ้นเป็นไปตามกฎของโอห์มจากการที่มีกระแสไฟฟ้าไหลในแท่งตัวนำจึงทำให้เกิด Power Loss ขึ้นบนแท่งตัวนำ หลักการที่กล่าวมาข้างต้นเป็นที่มาของ Eddy Current Loss ซึ่งมีสมการที่สำคัญคือ

$$P_e = k_e f^2 B_m^2 \qquad (2.2)$$

เมื่อ $k_e = \frac{2\pi^2 N^2 A^2}{R}$ (ขึ้นกับรูปร่างและสมบัติของแกนเหล็ก)

B_m คือความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุด

นอกจากความร้อนเหนี่ยวนำที่เกิดจาก Eddy Current แล้วยังมีความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำอีกตัว คือ Hysteresis loss โดย Hysteresis loss ขึ้นอยู่กับพื้นที่ของ loop ของ

B-H Curve

<u>ปัจจัยที่มีผลต่อขนาดพื้นที่ Hysteresis loop</u>

การทดลองของ Steinmetz

พบว่า Hysteresis loss / ลูกบาศก์เมตร/ วัฏจักร ขึ้นอยู่กับ

1) B_m
2) คุณภาพของสารแม่เหล็ก (η) เรียกว่าสัมประสิทธิ์ของ Steinmetz

ดังสมการ

$$P_h = \eta vfB_m^n = K_h fB_m^n \qquad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ n คือ Steinmetz exponent(1.5-2.5) ปกติถ้าเป็นสารแม่เหล็ก n=1.6

V คือ ปริมาตร

$K_h = \eta V$

ระดับความลึกของกระแสที่ไหลบนแท่งตัวนำหาได้จากผลกระทบของปรากฏการณ์ผิว(Skin Effect) ที่กล่าวว่ากระแสจะมีค่าลดลงตามระยะห่างจากผิวของตัวนำ เมื่อความถี่มีค่ามากขึ้นตามสมการ

$$d = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \qquad (2.4)$$

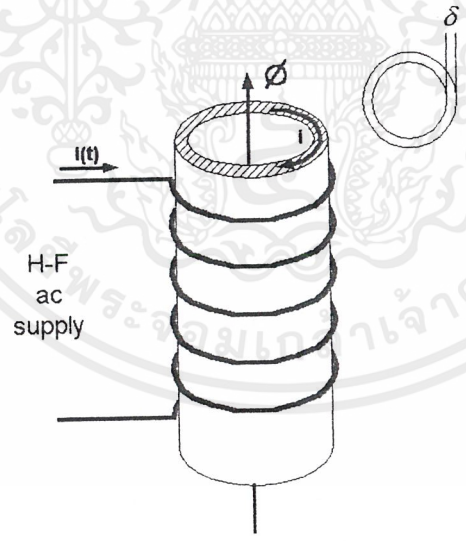
เมื่อ d คือ ความลึกผิวที่มีกระแสไฟฟ้าลดลงเหลือ 37% ของที่ผิว(cm.)

ρ คือ resistivity ของชิ้นงานหรือแท่งตัวนำ(Ω-m)

$\mu = \mu_r \mu_0$

f คือ ความถี่ของสนามไฟฟ้าที่ work coil(Hz)

จากหลักการดังกล่าวเมื่อนำมาสร้างเป็นวงจรที่ใช้ในการชุบผิวแข็งเหล็กจึงมีโครงสร้างพื้นฐานดังรูปที่2.1



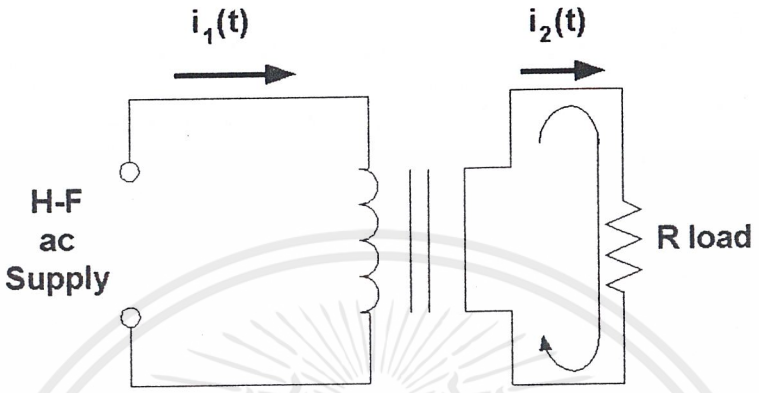
รูปที่ 2.1 แสดงหลักการพื้นฐานของการให้ความร้อน

มีส่วนประกอบคือ

1. มีส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับผลิตกระแสไฟฟ้าที่มีความถี่สูงตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. มีส่วนของขดลวด(Induction Coil)สำหรับเป็นตัวส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าไปเหนี่ยวนำชิ้นงาน
3. ชิ้นงานซึ่งเป็นตัวที่จะเกิดความร้อนที่ผิว



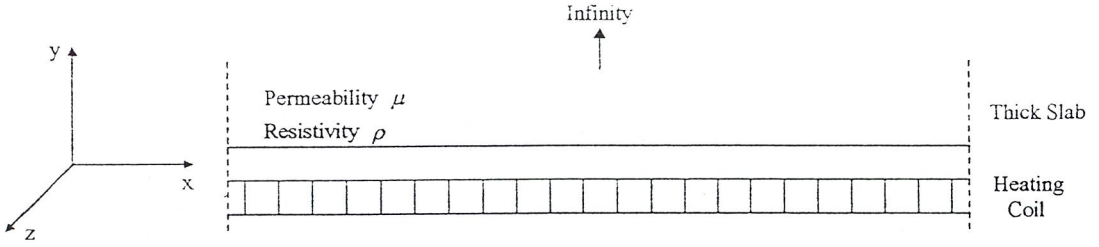
รูปที่2.2 แสดงวงจรสมมูลย์เสมือนว่า Work Coil เป็นขดด้าน Secondary ของหม้อแปลง รูปที่1.สามารถแปลงให้อยู่ในรูปหม้อแปลงได้ดังรูปที่2 ซึ่งแทนขดลวดเหนี่ยวนำเป็นขดลวดทางด้าน Primary ของหม้อแปลงแทนชิ้นงานเป็นแกนของหม้อแปลงและแทนเส้นทางที่กระแสสามารถไหลครบ loop (ดังรูปที่2) โดยมีความต้านทาน R_{load}ต่ออยู่ด้วย ในการหากระแสที่แท่งตัวนำเพื่อทำการออกแบบวงจรจำเป็นต้องศึกษาทฤษฎีการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

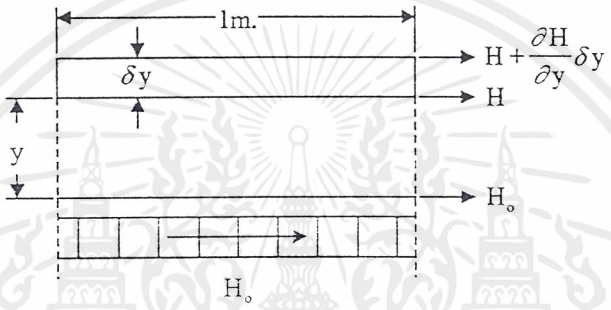
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน

2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เข้าใจโดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในที่นี้จะอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi – infinite slab ถ้าสามารถทำความเข้าใจกับชิ้นงานที่มีลักษณะอุดมคติ จะทำให้เข้าใจการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับชิ้นงาน ที่มีลักษณะเป็นทรงกระบอกได้ง่ายขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 2.3 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานในอุดมคติ

รูปที่ 2.3 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและชิ้นงานยาวและหนามากโดยชิ้นงานจะวางอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ชิ้นงานที่มีลักษณะเป็นอุดมคติดังกล่าวเทียบได้กับโหลดทรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ ในที่นี้สมมติว่าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ที่ผิวชิ้นงานมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น H_O เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับชิ้นงานมาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และสร้างกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่ผิวชิ้นงานตามแกน Z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวคเตอร์ ในที่นี้จะสมมติเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$H_Y = 0 \qquad (2.5)$$

$$H_Z = 0$$

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

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

$$\nabla^2\vec{E} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial\vec{E}}{\partial t} \qquad (2.6)$$

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

$$\nabla^2\vec{H} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial^2 H}{\partial t} = \frac{\mu}{\rho}\left[\frac{\partial H_X}{\partial t} + \frac{\partial H_Y}{\partial t} + \frac{\partial H_Z}{\partial t}\right] \qquad (2.7)$$

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

$$\nabla^2\vec{H} = \frac{\partial^2 H_X}{\partial y^2} = \frac{\mu}{\rho}\frac{\partial H_X}{\partial t} \qquad (2.8)$$

คำตอบของสมการอนุพันธ์ย่อยจะมีผลเฉลยในรูป $H_X = H_X(Y)\cos\omega t$ ซึ่ง $H_X(y)$ คือการเปลี่ยนแปลงของ H_X กับระยะทางในแนวแกน y ซึ่งสามารถเขียนสมการที่ (2.8) ใหม่ในรูปสมการเชิงซ้อนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d^2H_X}{dy^2} - j\frac{\mu}{\rho}\omega H_X = 0 \qquad (2.9)$$

ให้ $$\alpha^2 = \frac{\mu\omega}{2\rho} = \frac{1}{\delta^2} \qquad (2.10)$$

$$\frac{d^2H_X}{dy^2} - 2j\alpha^2 H_X = 0 \qquad (2.11)$$

เขียนสมการใหม่ได้

$$\frac{d^2H_X}{dy^2} - k^2 H_X = 0 \qquad (2.12)$$

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

$$H_X(y) = A_1 \exp(ky) + A_2 \exp(-ky) \qquad (2.13)$$

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

$$H_X(y) = H_{om} \exp(-ky)\exp(j\omega t) \qquad (2.14)$$

$$H_X(y) = H_{om} \exp(-\sqrt{2j}\alpha y)\exp(j\omega t) \qquad (2.15)$$

แต่ $\sqrt{2j} = \pm(1+j)$ ดังนั้น

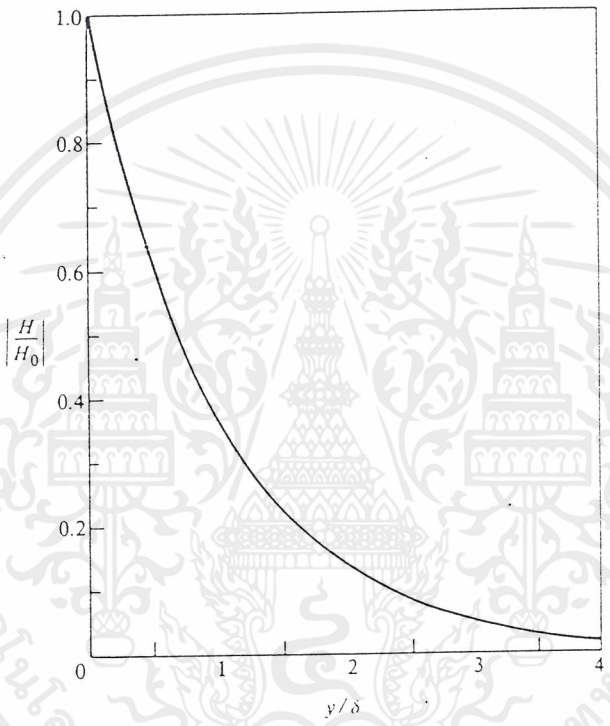
$$H_X(y) = H_{om} \exp(-\alpha y(1+j))\exp(j\omega t) \qquad (2.16)$$

ใช้คำตอบเฉพาะส่วนจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad (2.17)$$

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



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.17) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง สัดส่วนของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะใด ๆ กับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงาน ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.8 ถ้ากำหนดให้ความลึกผิวแทนด้วยสัญลักษณ์ ความลึกผิวนี้จะมีค่า $\sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}}$ จะเห็นว่าที่ระดับความลึกผิว ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเพียง 0.368 ของค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ส่วนค่าความหนาแน่นกระแส ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก และฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถคำนวณได้ตามความสัมพันธ์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $$\vec{B}=\mu\vec{H} \tag{2.18}$$

$$B_x(y)=B_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t-\alpha y) \tag{2.19}$$

และจาก $$\vec{J}=\mathrm{curl}(\vec{H}) \tag{2.20}$$

แสดงว่า $$\vec{J}_z=-\frac{\partial H_x}{\partial y}\vec{k}\ \ ;\ \vec{J}_x=0\ \ ;\ \vec{J}_y=0 \tag{2.21}$$

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

$$\vec{J}_z=\left\{\alpha\sqrt{2}\exp\left(-\alpha y(1+j)+j\omega t+j\frac{\pi}{4}\right)\right\}H_{om}\vec{k} \tag{2.23}$$

ใช้เฉพาะส่วนจริงได้

$$\vec{J}_z=\alpha\sqrt{2}H_{om}\left[\exp(-\alpha y)\cos\left(\omega t-\alpha y+\frac{\pi}{4}\right)\right]\vec{k} \tag{2.24}$$

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

เมื่อ $y=0$

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

$$J_{zo}=\alpha\sqrt{2}H_{om}\exp j\frac{\pi}{4} \tag{2.25}$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J_z(y) = J_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \tag{2.26}$$

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้า จากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังนี้

$$E_z = \rho J_z \tag{2.27}$$

$$E_z = \rho J_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \tag{2.28}$$

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

$$I = \int_0^\infty J_z(y)dy(xl) \tag{2.29}$$

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

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

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

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

จากผลเฉลยของสมการที่ (2.29) จะพบว่ากระแสผลรวมความยาวต่อหนึ่งความยาวจะมีมุมเฟสล้าหลังมุมเฟสของความหนาแน่นกระแสที่ผิวอยู่ $\frac{\pi}{4}$ แต่จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J_{om} = \alpha\sqrt{2}H_{om}\exp j\frac{\pi}{4} \tag{2.30}$$

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

$$I = H_{om}\exp(j\omega t) \tag{2.31}$$

ใช้เฉพาะส่วนจริง

$$I = H_{om}\cos\omega t \tag{2.32}$$

จากสมการที่ (2.32) จะเห็นว่ากระแสต่อหนึ่งความยาวมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ซึ่งสอดคล้องกับกฎฟาราเดย์ที่ว่า

$$\oint \vec{H}\vec{dl} = I \tag{2.33}$$

$$H(Xl) = I$$

หรือ $$I = H_{om}\cos\omega t$$

จากที่กล่าวมาเมื่อมีกระแสไหลในชิ้นงานย่อมเกิดความร้อนขึ้น กำลังสูญเสียต่อ 1 ตารางเมตรที่ผิวชิ้นงานจะมีค่า

$$P_s = \int_0^\infty \rho J_z^2(y)dy(xl)(xl) \tag{2.34}$$

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบในการหาค่ากำลังสูญเสีย ต่อหนึ่งพื้นที่ จึงต้องหาค่าเฉลี่ยกำลัง 1 คาบเวลาด้วยสมการที่ (2.34) จึงเป็น

$$P_s = \frac{\rho}{T}J_{om}^2\int_0^T\int_0^\infty \exp(-2\rho y)\cos^2(\omega t - \alpha y)dydt \tag{2.35}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_S = \frac{\rho}{2} J_{om}^2 \exp(-2\alpha y)dy \qquad (2.36)$$

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

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

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

$$P_S = \frac{\rho}{\delta} H_0^2 \qquad (2.37)$$

$$\frac{P_{sy}}{P_s} = 1 - \exp(-2\alpha y) \qquad (2.38)$$

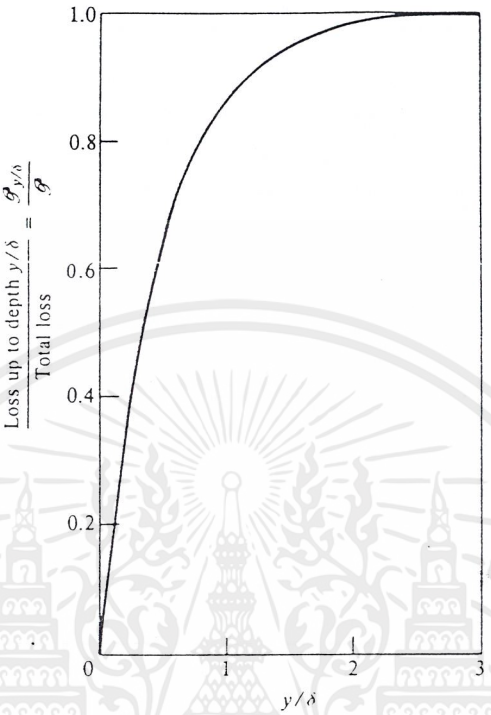
โดยที่ H_O คือค่าอาร์เอ็มเอส ของ H_{om} ถ้าให้ P_{sy} คือกำลังสูญเสียของชิ้นงานจากผิวถึงระดับความลึก y สัดส่วนของ P_{sy} กับ P_s แสดงดังสมการที่ (2.38) และความสัมพันธ์ระหว่างสัดส่วนของ P_{sy} และ P_s กับสัดส่วนของระยะทางจากผิวและความลึกผิวแสดง ดังรูปที่ 2.5 จากค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก สามารถหาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมต่อหนึ่งความยาวและค่าแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้าที่เกิดจากฟลักซ์สนามแม่เหล็กดังกล่าว ได้ดังนี้

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

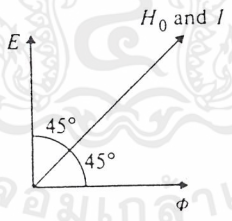
$$\phi = \mathrm{Real}\left[\mu H_{om} \int_0^{\infty} \exp(j\omega t - (1+j))dy\right] \qquad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi = \frac{\mu H_{om}}{\alpha\sqrt{2}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \tag{2.40}$$



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวชิ้นงาน



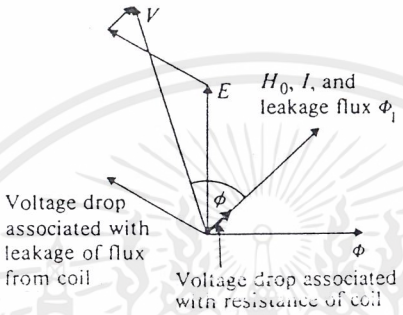
รูปที่ 2.6 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์
ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน

และจาก $$E = N\frac{d\phi}{dt} \tag{2.41}$$

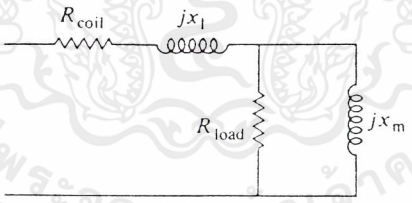
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$E = \frac{\mu N H_{om} \omega}{\alpha\sqrt{2}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \qquad (2.42)$$



รูปที่ 2.7 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน

จากสมการที่ (2.40) และสมการที่ (2.42) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมจะเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_{om} และมุมเฟสจะล้าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\frac{\pi}{4}$ และแรงดันที่เกิดขึ้นจะนำหน้ากระแสผลรวมอยู่ $\frac{\pi}{4}$ จากความสัมพันธ์ที่กล่าวสามารถนำไปเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูป 2.6 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะพบว่าใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ชิ้นงานเป็นลักษณะอุดมคติ วงจรทางไฟฟ้าจะมีตัวประกอบกำลังเป็นแบบล้าหลังที่มีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนจริง และส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลย์มีค่าเท่ากัน แต่ความเป็นจริงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบเลวลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวเองอยู่แล้ว ทำให้เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 2.7 และสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของระบบได้ ดังรูปที่ 2.8

2.2.2 การเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานทรงกระบอก

การพิจารณาการเหนี่ยวนำความร้อนกับชิ้นงานอุดมคติ จะต่างกับในทางปฏิบัติเพราะชิ้นงานมีขอบเขตที่จำกัด ในที่นี้จะพิจารณาชิ้นงานที่มีลักษณะทรงกระบอก เพื่อความสะดวกจะใช้พิกัดทรงกระบอก

สมมติให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ $H = H_m \cos \omega t$

สมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในพิกัดทรงกระบอกคือ

$$\frac{d^2H}{dt^2} + \frac{1}{r}\frac{dH}{dt} - k^2 H = 0 \qquad (2.43)$$

โดยที่ $$k = \frac{j\mu\omega}{\rho} = 2\alpha^2 j \qquad (2.44)$$

$$H = AI_o(kr) + BI_o(kr) \qquad (2.45)$$

ผลลัพธ์ของสมการนี้จะอยู่ในรูป Bessel's Function โดยมีรูปแบบดังสมการที่ (2.45) โดยที่ I_O และ K_O คือ Bessel's Function อันดับศูนย์ A และ B คือค่าคงที่ จากผลลัพธ์ในสมการ (2.45) จะต้องหาค่าคงที่ทั้งสอง โดยแทนเงื่อนไปขอบเขตของชิ้นงานในพิกัดทรงกระบอก ซึ่งจะได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$\frac{H_r}{H_R} = \frac{\text{ber}\sqrt{2}\alpha r + \text{jbei}\sqrt{2}\alpha r}{\text{ber}\sqrt{2}\alpha R + \text{jbei}\sqrt{2}\alpha R} \tag{2.46}$$

โดยที่ H_R คือความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานและ H_r คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะ **r** จากศูนย์กลางชิ้นงาน และสามารถคำนวณความหนาแน่นกระแสได้ดังนี้

$$J_r = \sqrt{2}\alpha H_{.R} \frac{\text{ber}'\sqrt{2}\alpha r + \text{jbei}'\sqrt{2}\alpha r}{\text{ber}\sqrt{2}\alpha R + \text{jbei}\sqrt{2}\alpha R} \tag{2.47}$$

$$\frac{J_r}{J_R} = \frac{\text{ber}'\sqrt{2}\alpha r + \text{jbei}'\sqrt{2}\alpha r}{\text{ber}'\sqrt{2}\alpha R + \text{jbei}'\sqrt{2}\alpha R} \tag{2.48}$$

$$\left|\frac{J_r}{J_R}\right| = \sqrt{\left\{\frac{\left(\text{ber}'\sqrt{2}\alpha r + \text{jbei}'\sqrt{2}\alpha r\right)^2}{\left(\text{ber}'\sqrt{2}\alpha R + \text{jbei}'\sqrt{2}\alpha R\right)^2}\right\}} \tag{2.49}$$

จากสมการข้างต้นสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ $\left|\frac{J_r}{J_R}\right|$ กับ $\frac{r}{\delta}$ โดยมี $\frac{R}{\delta}$ เป็นตัวพารามิเตอร์ ดังรูปที่ 2.9 และสามารถหาฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมได้ดังสมการ (2.51)

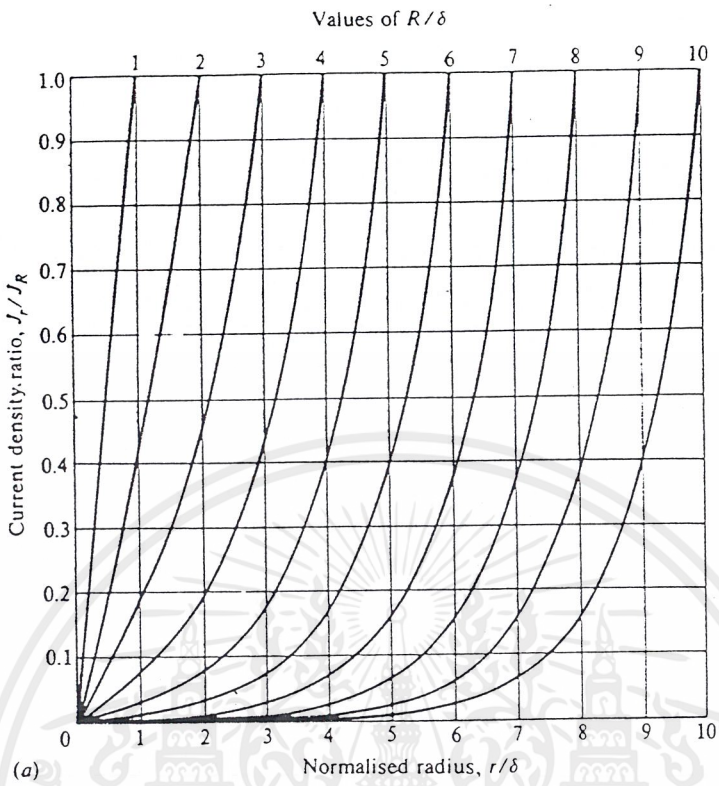
$$\phi_r = \frac{2\pi\mu H_{Rm} r}{\sqrt{2}\alpha}\left[\frac{\text{ber}'\sqrt{2}\alpha r + \text{jbei}'\sqrt{2}\alpha r}{\text{ber}\sqrt{2}\alpha R + \text{jbei}\sqrt{2}\alpha R}\right] \tag{2.50}$$

$$\phi_R = \frac{2\pi\mu H_{Rm} R}{\alpha}\left[\frac{\text{ber}'\sqrt{2}\alpha r + \text{jbei}'\sqrt{2}\alpha r}{\text{ber}\sqrt{2}\alpha R + \text{jbei}\sqrt{2}\alpha R}\right] \tag{2.51}$$

จากสมการ ϕ_R คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กทั้งหมดที่คล้องผ่านชิ้นงาน ถ้าจัดรูปสมการใหม่จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

34140



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสที่ระยะใด ๆ $\left(\frac{J_r}{J_R}\right)$ กับระยะจากผิวชิ้นงาน $\left(\frac{r}{\delta}\right)$ โดยมี $\left(\frac{R}{\delta}\right)$ เป็นตัวพารามิเตอร์

$$\phi_R = \mu H_{Rm} A_W (q - jp) = \phi_q - \phi_p \tag{2.52}$$

โดยที่

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

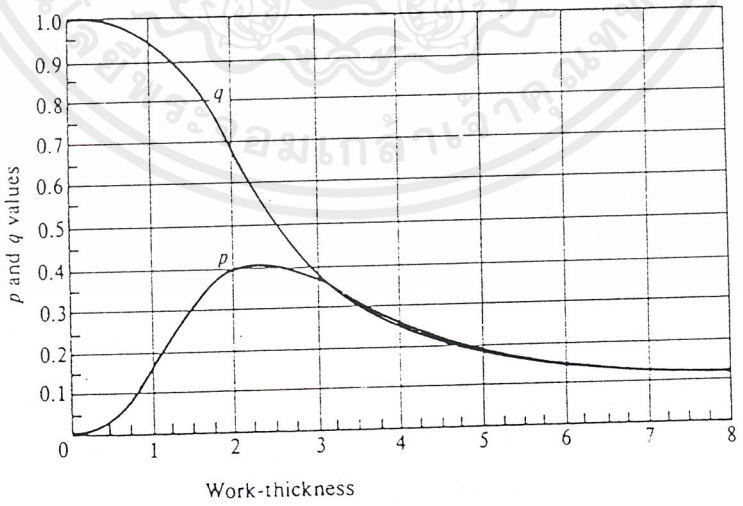
และ $A_w = \pi R^2$

ตัวแปร p และ q เป็นตัวแปรที่สำคัญในการกำหนดค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กและค่ากำลังที่ชิ้นงาน โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ $\frac{d}{\delta}$ ได้ดังรูปที่ 2.10 โดยที่ $d = 2R$ คือเส้นผ่าศูนย์กลางของชิ้นงาน จากการคำนวณพบว่าถ้า $\frac{d}{\delta}$ มากกว่า 8 แล้ว q จะมีค่า $2/(d/\delta)$ และ p มีค่า $2/(1.23 + d/\delta)$ และค่าความหนาแน่นกระแสสามารถหาค่ากำลังสูญเสียต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ดังนี้

$$\frac{P_w}{l_w} = \frac{1}{2}\int_0^R \rho |J_m|^2 \, 2\pi r dr \, (xl) \tag{2.55}$$

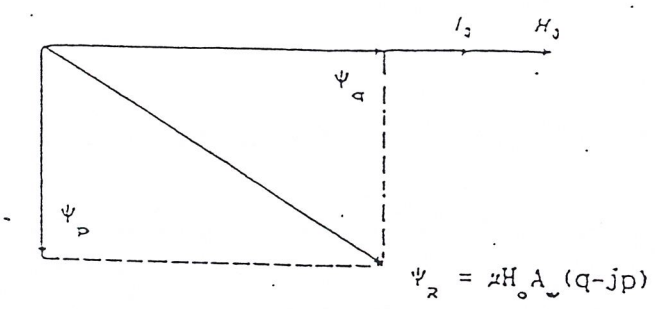
$$\frac{P_w}{lw} = 2\pi\rho\alpha^2 H_{Rm}^2 \int_0^R \frac{\left(ber'^2\sqrt{2}\alpha r + bei'^2\sqrt{2}\alpha r\right)dr}{ber^2\sqrt{2}\alpha R + bei^2\sqrt{2}\alpha R} \tag{2.56}$$

$$\frac{P_w}{l_w} = \sqrt{2}\pi\rho\alpha H_{Rm}^2 R\left[\frac{ber\sqrt{2}\alpha R ber'\sqrt{2}\alpha R + bei\sqrt{2}\alpha R bei'\sqrt{2}\alpha R}{ber^2\sqrt{2}\alpha R + bei^2\sqrt{2}\alpha R}\right] \tag{2.57}$$



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ $\frac{d}{\delta}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ

หรือสามารถเขียนสมการ (2.56) ใหม่ได้ว่ากำลังสูญเสียของชิ้นงานเท่ากับ

$$P_W = \mu\pi f H_{Rm}^2 l_m A_W p \qquad (2.58)$$

หรือกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวชิ้นงาน

$$P_s = \mu\pi f H_{Rm}^2 \frac{R}{2} p \qquad (2.59)$$

จากสมการฟลักซ์ผลรวมของสนามแม่เหล็กในชิ้นงานจะล้าหลัง กระแสผลรวมในชิ้นงานด้วยมุมเฟสค่าหนึ่ง ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 2.11

2.3 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

เนื่องจากขดลวดให้ความร้อนมีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกับหม้อแปลง โดยมีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเปรียบเสมือนขดปฐมภูมิ และชิ้นงานเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิ ที่มีจำนวนรอบเป็น 1 รอบ โดยที่วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน สามารถที่จะพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนในทางปฏิบัติสามารถที่จะวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้โดยใช้เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์นี้จะสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ได้ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลย์ของขดลวดและชิ้นงาน

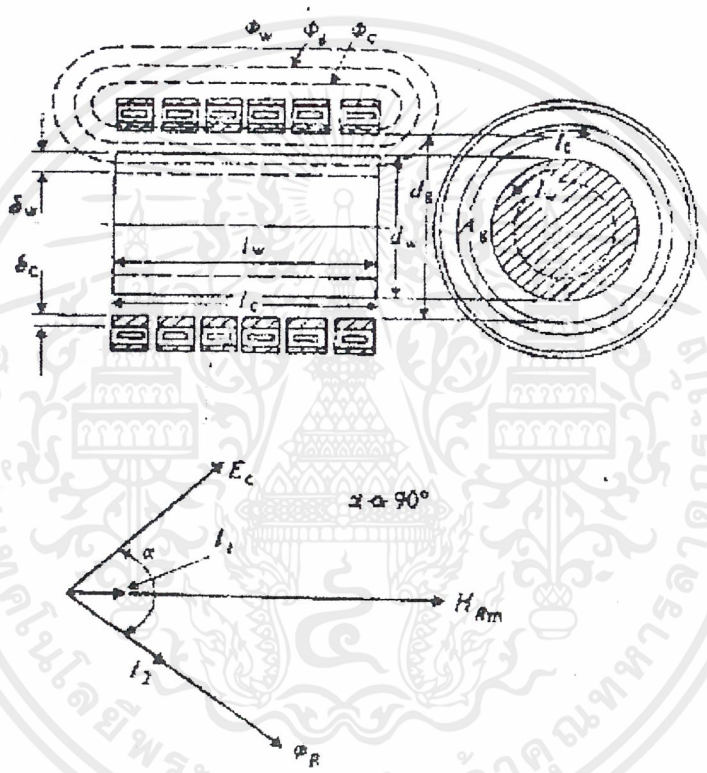
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.12 ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน คือ H_{Rm} และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านระบบประกอบด้วย

ϕ_w ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านชิ้นงาน

ϕ_g ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านอากาศ

ϕ_c ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 2.12 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แสดงในหัวข้อ 2.2 สามารถสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 (l_w A_w) p \qquad (2.60)$$

$$\phi_w = \mu H_{Rm} A_w (q - jp) = \mu_0 \mu_r H_{Rm} A_w (q - jp) \qquad (2.61)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ϕ_{wm} ค่ายอดฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านชิ้นงาน (Wb)

l_w ความยาวชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)

A_w พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน (m^2)

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

$$p = \frac{2}{\left(1.23 + \frac{d}{\delta}\right)} \tag{2.62}$$

$$q = \frac{2}{d/\delta} \tag{2.63}$$

ϕ_g คือ ค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ซึ่งปกติฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะมีขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีชิ้นงานในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กลงเมื่อมีงานอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์คล้องผ่านจะลดลง นอกจากนี้ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ยังผล ให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเลวลง โดยปกติ

$$\phi_{gm} = \mu_0 H_{Rm} A_g \tag{2.64}$$

โดยที่ A_g คือพื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กคล้องผ่านอากาศ

ϕ_c คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่ชิ้นงาน ตามปกติขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะสร้างจากทองแดงที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi_{cm} = k_r \mu_0 \delta_c \pi d_c H_{om} \frac{(1-j)}{2} \quad (2.65)$$

δ_c คือความลึกที่เกิดในขดลวด และ k_r คือ Correction Factor ปกติจะมีค่าอยู่ระหว่าง 1 และ1.5 โดยทั่วไปจะใช้ค่า 1.15

จาก $$\phi_{om}=\phi_{wm}\phi_{gm}\phi_{cm} \quad (2.66)$$

$$\phi_{om} = \mu_0 H_{om}\left[\left(A_g + \mu_r + qA_w + k_r d_r \delta_c \frac{\pi}{2}\right) - j\left(\mu_r pA_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (2.67)$$

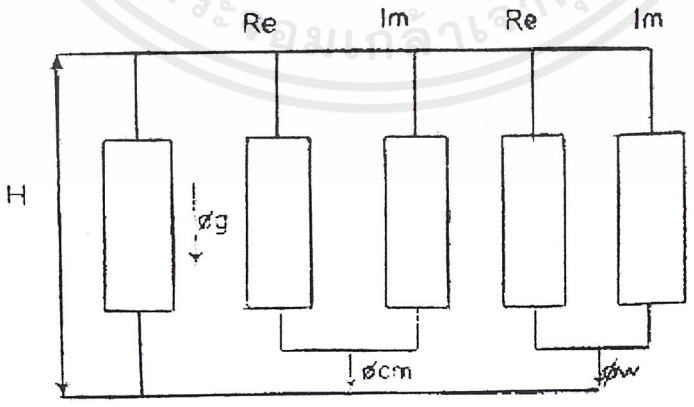
จาก $$H_{on} = \frac{\sqrt{2} I_c N_c}{I_c} \quad (2.68)$$

ให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด

$$E_c = j\frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \phi_{om} \quad (2.69)$$

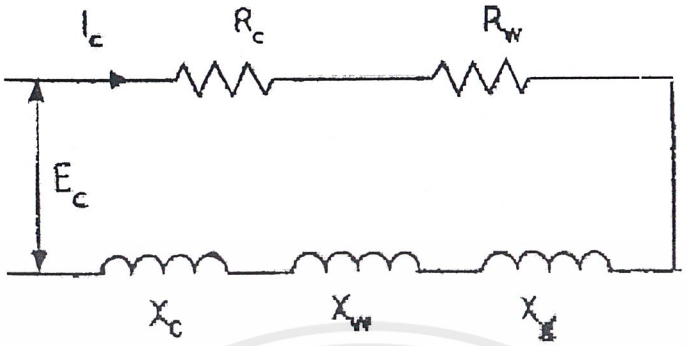
ได้ว่า

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_0}{I_0} N_c^2 I_c \left[\left(\mu_r pA_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2}\right) + j\left(A_g + \mu_r qA_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (2.70)$$



รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 วงจรสมมลย์ทางไฟฟ้า

จากสมการฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถที่จะเขียนเป็นเส้นทางเดินของสนามแม่เหล็กได้ ดังรูปที่ 2.13 ส่วนรูปที่ 2.14 เป็นวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า ส่วนที่เป็นความต้านทานมาจากชิ้นงาน และขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนที่เป็นความเหนี่ยวนำจากชิ้นงาน ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และส่วนที่เป็นอากาศ ซึ่งอยู่ในรูปของอิมพีแดนซ์ได้

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \tag{2.71}$$

ความต้านทานจากชิ้นงาน $R_w = K(\mu_r p A_w)$ (2.72)

ความต้านทานจากขดลวด $R_c = \frac{K}{2}\left(k_r \pi d_c \delta_w\right)$ (2.73)

รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ $X_g = KA_g$ (2.74)

รีแอกแตนซ์จากชิ้นงาน $X_W = K(\mu_r q A_w)$ (2.75)

รีแอกแตนซ์จากขดลวด $X_c = \frac{K}{2}\left(k_r \pi d_c \delta_c\right)$ (2.76)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $$K = 2\pi f \mu_0 \left(\frac{N_c^2}{I_c} \right) \quad (2.77)$$

ค่าเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่สำคัญได้ดังนี้

ประสิทธิภาพขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $$\eta = \left[\frac{R_w}{(R_c + R_w)} \right] \quad (2.78)$$

ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $$\cos\theta = \frac{R_w + R_c}{|Z|} \quad (2.79)$$

โดยที่ $$Z^2 = (R_w + R_c)^2 + (X_g + X_w + X_c)^2 \quad (2.80)$$

กำลังงานที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $$P_c = \frac{P_w}{\eta} \quad (2.81)$$

กำลังที่ปรากฏที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก Coil $$VA = \frac{P}{\cos\theta} \quad (2.82)$$

$$\text{Coil } VA = I_c^2 |Z| \quad (2.83)$$

แรงดันต่อรอบที่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก $$\frac{E_c}{N_c} = \frac{\text{Coil } VA}{\text{Total Ampere Turn}} \quad (2.84)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะได้ว่า

$$R_c = \pi \sqrt{\pi} k_r d_c \left[\frac{N_c^2}{I_c} \right] \sqrt{\rho_c \mu_0 f} \quad (2.85)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยประมาณ $$R_w = 4\sqrt{\pi}A_w\left[\frac{N_c^2}{d_c I_c}\right]\sqrt{\rho_w \mu_w f} \quad (2.86)$$

$$L_c = \frac{\sqrt{\pi}}{2}k_r d_c\left[\frac{N_c^2}{I_c}\right]\sqrt{\frac{\sqrt{\rho_c \mu_0}}{f}} \quad (2.87)$$

โดยประมาณ $$L_w = \frac{2A_w}{\sqrt{\pi}d_w}\left[\frac{N_c^2}{I_c}\right]\sqrt{\frac{\sqrt{\rho_w \mu_w}}{f}} \quad (2.88)$$

$$L_g = \mu_0\left[\frac{N_c^2}{I_c}\right]A_w \quad (2.89)$$

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและชิ้นงานจะขึ้นกับลักษณะและขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและถ้าพิจารณาให้ขดลวดและชิ้นงานคงที่ สำหรับความต้านทานเนื่องจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากชิ้นงานและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากแกนอากาศ พบว่าจะขึ้นกับลักษณะของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก พื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็กคล้องผ่าน โดยจะไม่มีความสัมพันธ์กับความถี่

ถ้าพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะพบว่าเป็นการยากที่จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของชิ้นงานด้วย และจากที่กล่าวมาจากการคำนวณจะคิดว่าเป็นกรณีอุดมคติคือขดลวดมีความยาวมาก ๆ และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านช่องอากาศจะมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ซึ่งในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ค่าที่ได้อาจผิดไปจากความจริง เช่น ในกรณีฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องผ่านอากาศ จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสูตรที่ใช้ในการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดยจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่คล้องผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อากาศ รูปที่ 2.15แสดงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวนรอบเป็น N_c รอบ ซึ่งสูตรที่ใช้ในการคำนวณจะเป็นสูตรที่มีการปรับปรุงให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

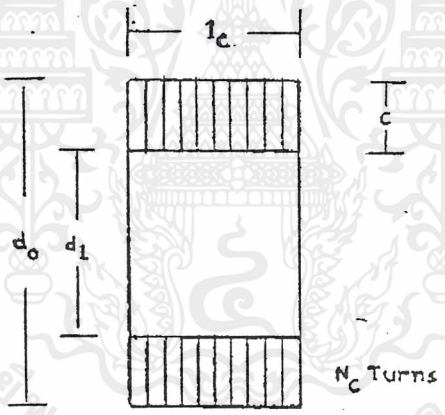
$$L_g = \lambda d N_c^2 (\mu H) \tag{2.90}$$

$$\lambda = \frac{0.1\pi^2}{\left\{0.45 + \gamma + \beta + \frac{2\gamma\beta(\gamma + 1_c)}{3(\gamma + 2)}\right\}} \tag{2.91}$$

$$\gamma = \frac{1_c}{d} \tag{2.92}$$

$$\beta = \frac{c}{d} \tag{2.93}$$

$$d = \frac{(d_0 + d_1)}{2} \tag{2.94}$$



รูปที่ 2.15ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำที่คำนวณได้นี้จะมีค่าความเหนี่ยวนำของช่องอากาศทั้งหมด ในกรณีที่มีชิ้นงานอาจต้องคูณด้วยตัวประกอบ เพื่อให้เป็นเพียงพื้นที่ส่วนที่เป็นฟลักซ์สนามแม่เหล็กคล้องผ่านเท่านั้น

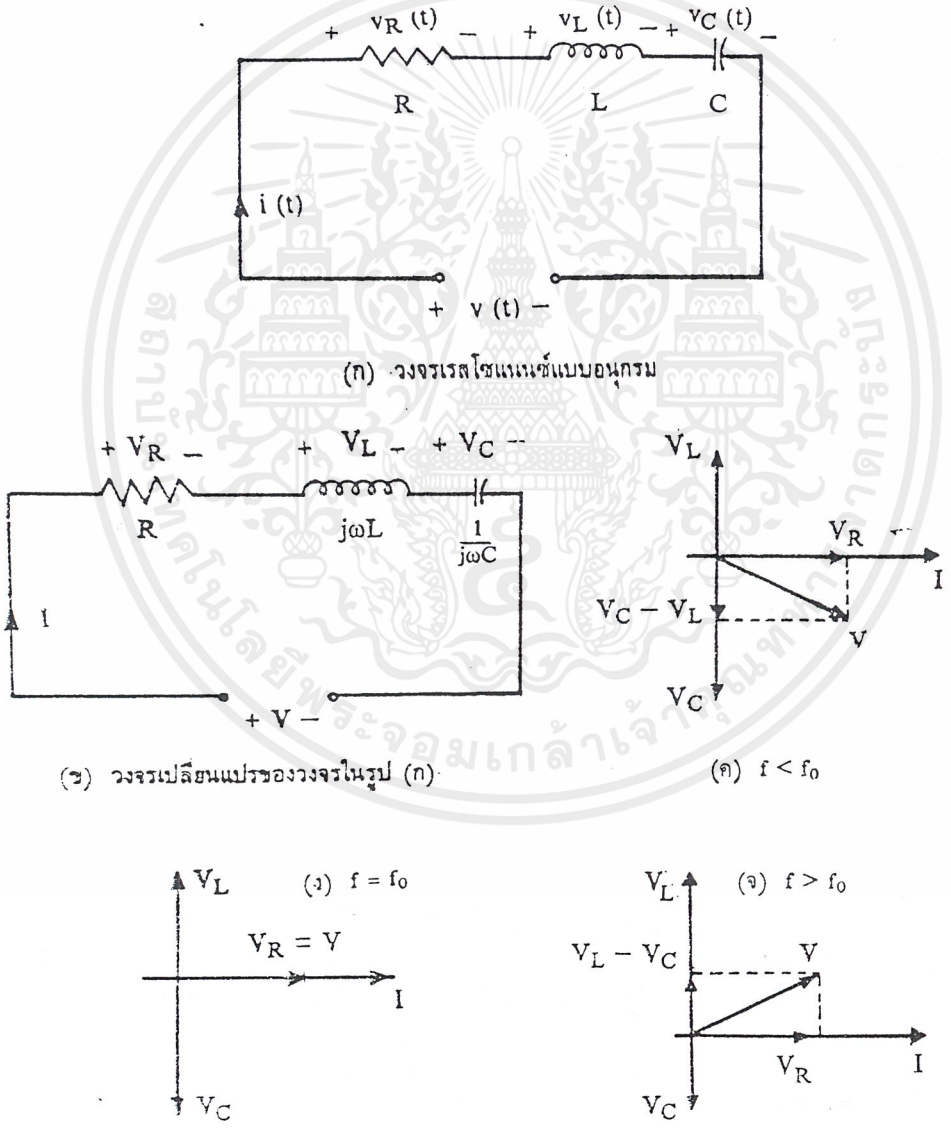
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 Resonance

ในทางไฟฟ้า Resonance คือ จุดที่กระแสและแรงดัน In-phase กัน หรือถ้ามองจากวงจร Series Resonance เมื่อเราปรับความถี่ไปเรื่อยๆจะมีค่าหนึ่งที่ทำให้ $X_L=X_C$ ทำให้ในวงจรมีค่า Impedance เหลือแต่ค่าความต้านทานเท่านั้นทำให้กระแสมีค่าสูงสุด และเป็นสาเหตุให้เราให้วงจร Induction Heating ทำงานที่จุด Resonance

2.4.1 วงจร Resonance แบบอนุกรม

การต่อวงจร Series Resonance เฟสเซอร์ของแรงดันที่ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างได้แสดงดังรูป 2.16



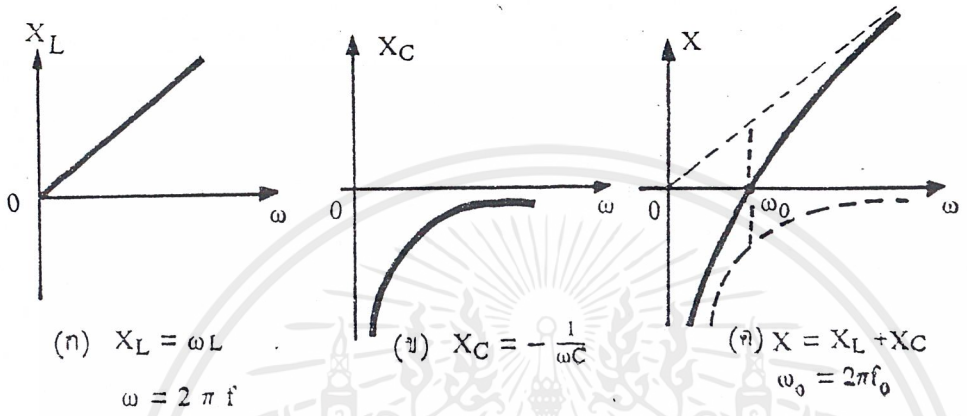
รูปที่2.16 วงจร Series Resonance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย รูปที่ 2.16ก แสดงวงจร Series Resonance

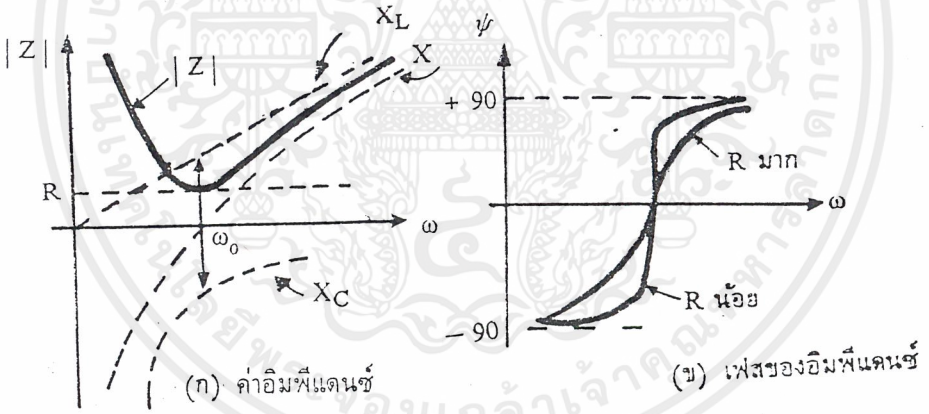
รูปที่ 2.16ข แสดงค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับที่ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

รูปที่ 2.16ค,2.16ง,และ 2.16จ แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันที่ความถี่ต่างๆ นอกจากนี้เมื่อนำค่า Reactance มา Plot Curve จะได้ดังรูปที่2.17

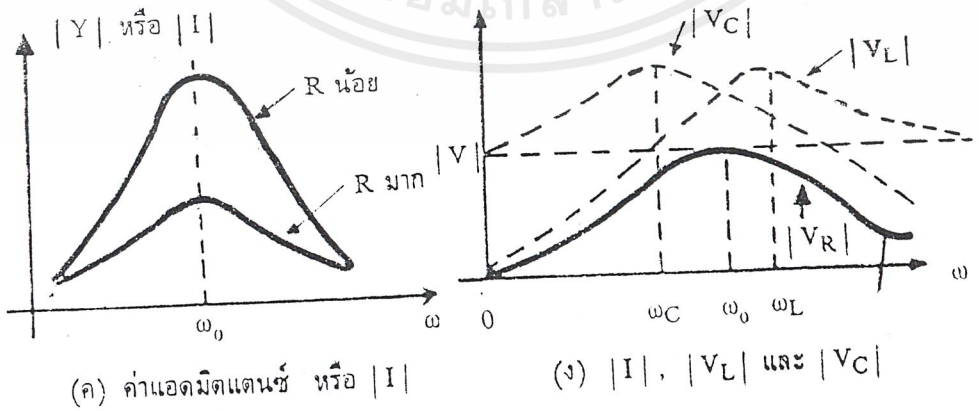


(ก) $X_L = \omega L$ $\omega = 2\pi f$ (ข) $X_C = -\frac{1}{\omega C}$ (ค) $X = X_L + X_C$ $\omega_0 = 2\pi f_0$

รูปที่2.17 แสดงค่า Reactance X_L , X_C และ $X_L + X_c$



(ก) ค่าอิมพีแดนซ์ (ข) เฟสของอิมพีแดนซ์



(ค) ค่าแอดมิตแตนซ์ หรือ |I| (ง) |I| , $|V_L|$ และ $|V_C|$

รูปที่2.18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณากราฟในรูปที่2.18

รูป ก:แสดงขนาดของ Reactance ที่ ω ต่างๆและจะเห็นว่าขนาดของ Reactance มีค่าน้อยที่สุดที่จุด Resonance

รูป ข:แสดงมุมเฟสของ Reactance ที่ ω ต่างๆ สังเกตว่าที่ความถี่มากกว่า Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นบวกตามตัวเหนี่ยวนำและจะมีค่ามากขึ้นจนมีค่ามากที่สุดที่ $+90^\circ$ และในทางตรงข้ามถ้าความถี่น้อยกว่าที่ Resonance มุมเฟสจะมีค่าเป็นลบตามตัวเก็บประจุและจะมีค่ามากที่สุดที่ -90°

รูป ค: แสดงขนาดของ Admittance และขนาดของกระแส พบว่ากระแสจะมีขนาดมากที่สุดที่ความถี่ Resonance

รูป ง: แสดงขนาดของแรงดัน $|V_C|$ กับ $|V_L|$ พบว่าแรงดัน $|V_C|$ กับ $|V_L|$ มีค่าสูงสุดใกล้กับค่าที่ความถี่ Resonance แต่ ω_C ที่ทำให้ $|V_C|$ สูงสุดจะอยู่ด้านซ้ายใกล้ ω_0 และ ω_L ที่ทำให้แรงดัน $|V_L|$ สูงสุดจะอยู่ด้านขวาใกล้ ω_0 และจากนิยามของ Resonance เราได้ว่าความถี่ Resonance มีค่าดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.95}$$

และหา ω_C ได้จากสมการ

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}} \tag{2.96}$$

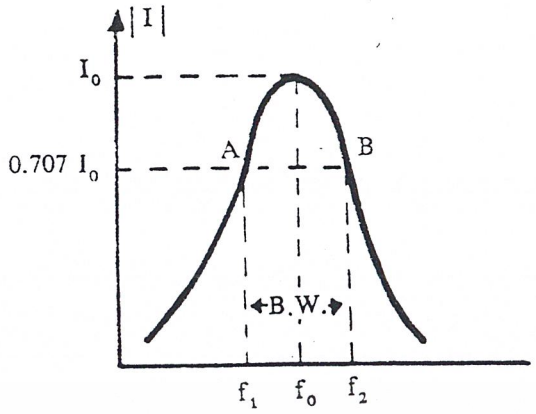
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC - (CR)^2}} \tag{2.97}$$

มีข้อสังเกตว่าที่ R มีค่าน้อยๆ ω_0, ω_L และ ω_C จะยิ่งมีค่าใกล้เคียงกันมากยิ่งขึ้นและที่ R=0 จะได้น $\omega_0 = \omega_L = \omega_C$ เมื่อ ω_L และ ω_C เป็นความเร็วเชิงมุมที่ทำให้เกิด $|V_C|_{max}$ และ $|V_L|_{max}$ ตามลำดับ

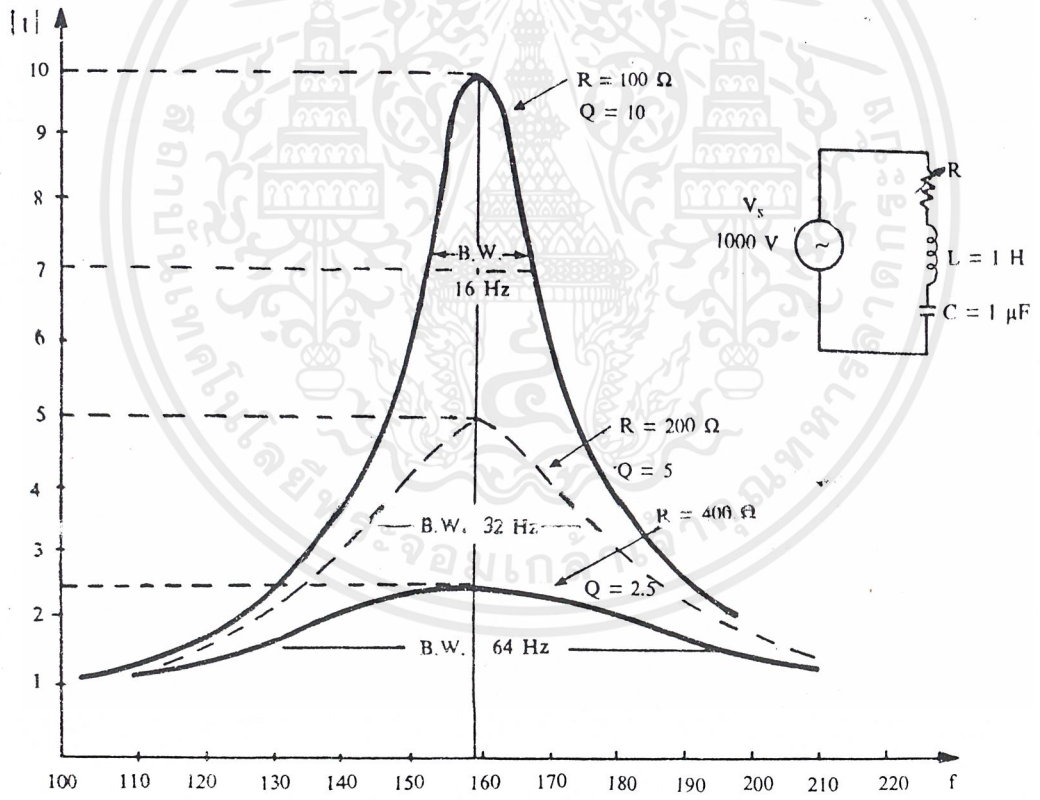
2.4.2 Resonance Curve และ Bandwidth

เรียกกราฟของ $|Y|$ หรือ $|I|$ กับ f ว่า Resonance Curve ดังรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงค่ากระแสของวงจรรีโซแนนซ์



รูปที่2.20 แสดงค่าของความต้านทานที่มีผลต่อ Resonance Curve

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่2.20 แสดงค่าของความต้านทานว่ามีผลต่อ Resonance Curve อย่างไร ซึ่งพบว่าค่า R ยิ่งมากจะทำให้ Resonance Curve จะมีรูปร่างแบนมากขึ้น

ถ้า Resonance Curve มีความแบนมากเรียกว่ามี Selectivity ไม่ดี โดยค่า Selectivity สามารถหาจากสูตร

$$selectivity = \frac{BW}{f_0} \tag{2.98}$$

โดย B.W. คือช่วงความถี่ระหว่างจุดสองจุดซึ่งแต่ละจุดอยู่คนละข้างของ f_0 และให้ค่ากระแสลดลงเหลือ $I_0/2$ ซึ่งทำให้กำลังในวงจรลดลงเหลือครึ่งหนึ่งของกำลังที่ Resonance จากนิยามขางต้นสามารถหา f ที่จุดครึ่งกำลังได้ทำให้ได้

$$BW = \omega_2 - \omega_1 = \frac{R}{L} \tag{2.99}$$

และ Selectivity มีค่าดังนี้

$$selectivity = \frac{R}{\omega_0 L} \tag{2.100}$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่าค่าความต้านทานมีค่ามาก BW จะมีค่ามากด้วยและจากสมการ2.100 เมื่อ R มีค่ามาก ค่า selectivity จะมีค่ามากทำให้ Resonance Curve แบนซึ่งไม่ดี

2.4.3 Quality Factor (Q)

$Q = 2\pi \times$ (พลังงานเก็บสะสมสูงสุดหารด้วยพลังงานที่สูญเสียต่อวัฏจักร) (2.101)

จากสมการข้างต้นเมื่อทำการพิสูจน์จะพบว่าพลังงานเก็บสะสมสูงสุดในวงจรอนุกรม RLC จะมีค่าสูงสุดขณะวงจรเกิด Resonance และมีค่าคงที่ตลอดเวลาทั้งๆที่พลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาจากศูนย์ไปยังค่าสูงสุดกลับไปกลับมาตลอดเวลามีค่าเท่ากับ $LI_m^2/2$ และ พลังงานที่สูญเสียเฉลี่ยในวงจรต่อหนึ่งวัฏจักรเท่ากับ $I_m^2R/(2f_0)$ ทำให้ได้

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} \tag{2.102}$$

จากนิยามของ Selectivity ได้

$$Selectivity = \frac{1}{Q_0} \tag{2.103}$$

นอกจากนี้ในวงจร RLC Series ยังพิสูจน์ได้ว่า

$$Q_0 = \left|\frac{V_{L0}}{V}\right| = \left|\frac{V_{C0}}{V}\right| \tag{2.104}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V_{L0} คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ Resonance

V_{C0} คือ แรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเก็บประจุที่ Resonance

เพราะฉะนั้นเมื่อเรารู้ค่า Q_0 ทำให้สามารถหาค่าต่างๆดังต่อไปนี้ได้

1.หาอัตราส่วน $X_L/R = X_C/R$ ที่ Resonance

2.หา Selectivity = $1/Q_0$

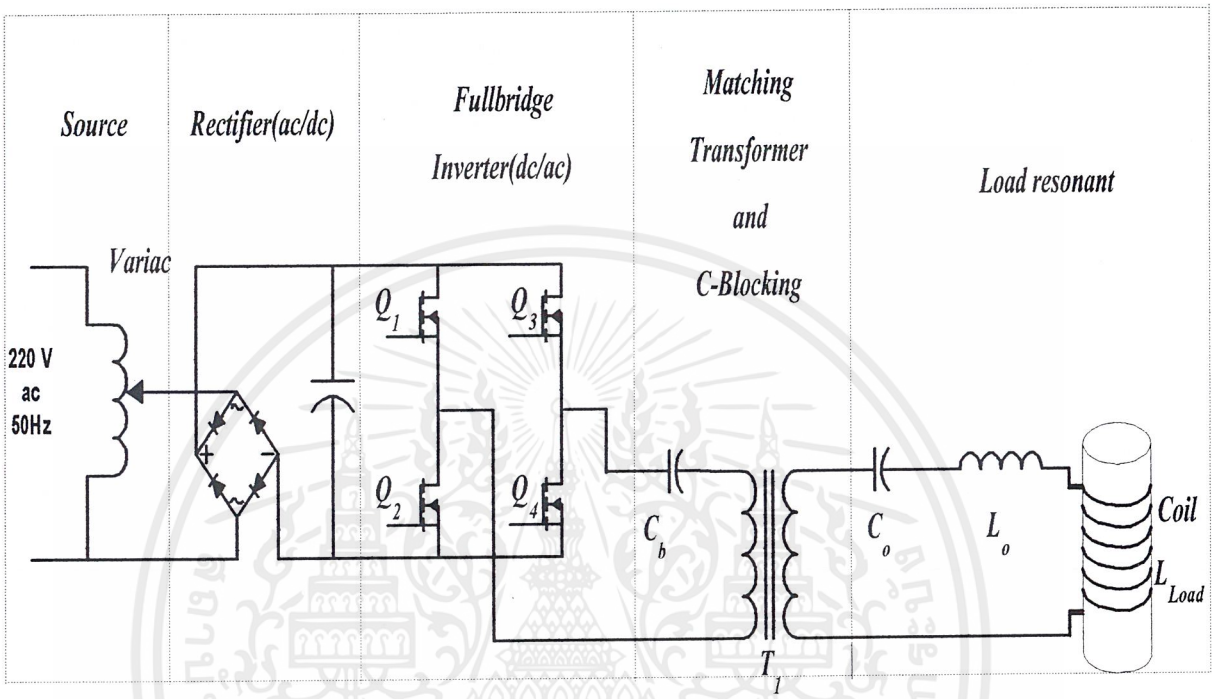
3.หา $|V_{LO}|, |V_{CO}|$ ได้ $= Q_0 |V|$

4.หาพลังงานสูญเสียต่อวัฏจักรได้ $= (2\pi/Q_0) \times$ พลังงานเก็บสะสมสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่3
โครงสร้างของวงจร

โครงสร้างของวงจรพื้นฐานแสดงดังรูป 3.1



รูปที่ 3.1

จากรูปที่ 3.1 วงจรพื้นฐานประกอบด้วย 4 ส่วนคือ

1.วงจร Rectifier

2.วงจร Inverter

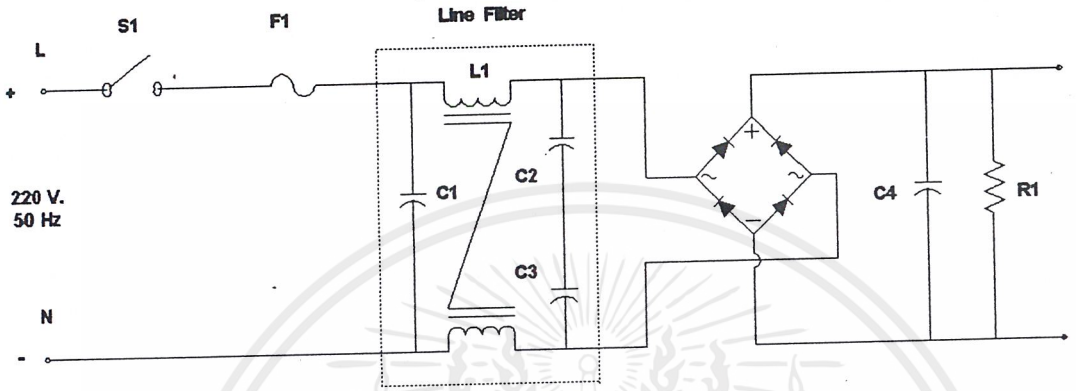
3.Matching Transformer

4.Resonant Circuit

3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแส(Rectifier) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบ (Bridge Rectifier) ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุทจะใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบ เพื่อส่งแรงดันไปให้กับ Inverter ต่อไป นอกจากนี้ยังมีฟิวส์ป้องกันอุปกรณ์เสียหายอีกด้วย ดังแสดงในรูปที่3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2

3.1.1บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

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

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่

2. ค่ากระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง: ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง I_{fm}(Average Forword Current) ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจร เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

2. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด V_{rm} อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

3.1.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจารณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

3.1.3ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงจากบริดจ์ให้เรียบร้อยมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอตามที่ Inverter ต้องการ โดยลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยการชาร์จและการคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$C_{filter} = \frac{I_0 t_{on(\max)}}{V_r} \qquad (3.1)$$

โดยที่ I_0 คือค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส (A)

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

V_r คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส ($V_{p\text{-}p}$)

จากสมการ 3.1 พบว่า เมื่อ C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระเพื่อมมีค่าน้อยลง ดังนั้นชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลต่อแรงดันกระเพื่อม(Ripple Voltage) ของแรงดันไฟตรงได้ โดยปกติการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

3.1.4 ไลน์ฟิลเตอร์(Line Filter)

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

3.1.5 เซอร์กิทเบรกเกอร์(Circuit Breaker)

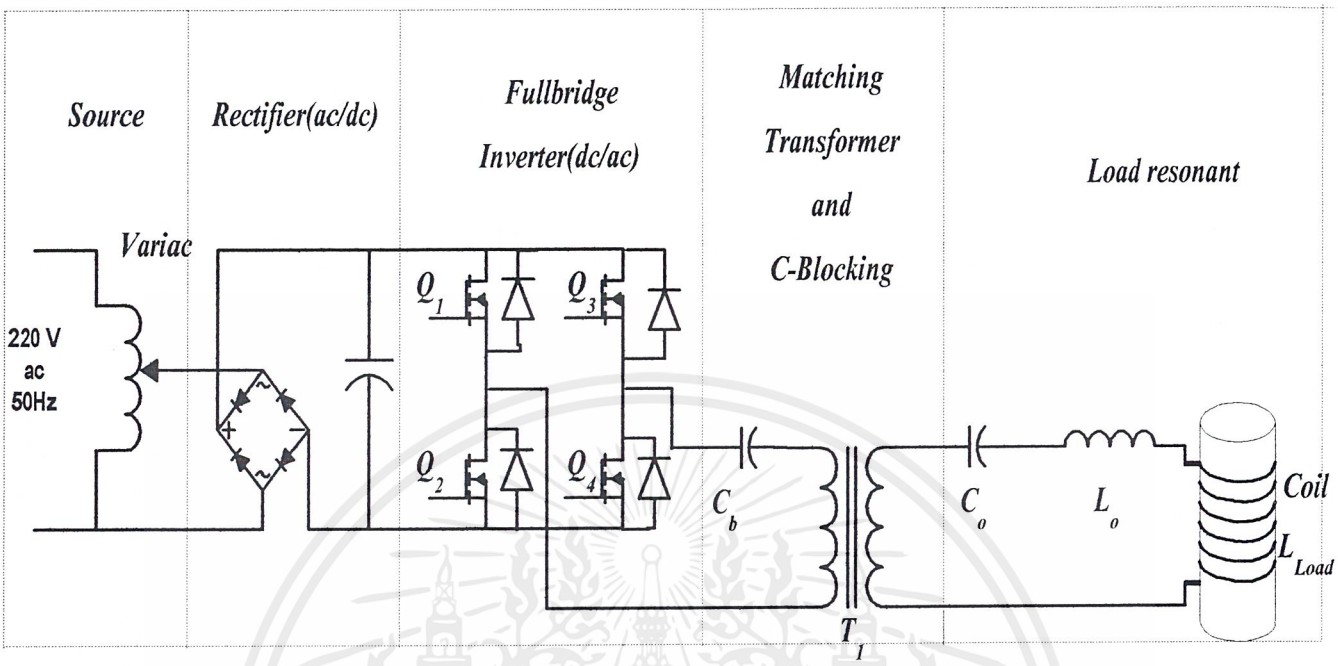
เซอร์กิทเบรกเกอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เปิดปิดให้กับวงจร และป้องกันการเสียหายของวงจรเนื่องจากโหลดเกินและการลัดวงจรอีกด้วย

3.2 Inverter

3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงงานใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยอาศัยการสวิตชิ่งของเพาเวอร์มอสเฟต ดังแสดงในรูปที่3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่3.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

จากรูปที่3.3 พบว่าการทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้คือ เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาและเมื่อหยุดนำกระแส 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

1.ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายทอดออกไปยังภาคอินพุทด้วยคอมมิวเตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

2.ในขณะที่เพาเวอรีมอสเฟต Q1 และ Q4 เริ่มหยุดนำกระแส ขดลวดไพรมารี่ N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด Q2 และ Q3 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอลเลคเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q1 และ Q4 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่า V_{in} ในกรณีนี้ ไดโอดจะอยู่ในลักษณะไบอัสตรงจากแรงดันของขดไพมารี่และลดแรงดันค่านี้ลงไปเพื่อป้องกันเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.2 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D สำหรับฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารราจากวงจรพบว่า Q1 กับ Q2 และ Q3 กับ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุทและมอสเฟตอาจพังเสียหายได้เนื่องจาก

1. ถ้าไม่มีเวลาจำกัดช่วงเวลานำกระแส เมื่อโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์มอสเฟตมีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็ว ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้
2. ถึงแม้ว่าจะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์มอสเฟตที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอ เพราะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตอาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากเกิดประจุสะสมขึ้นในมอสเฟตขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบอัสให้กับเพาเวอร์มอสเฟตที่เวลา t = T/2 ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟต นำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะเดียวกันกับเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไบอัสที่เวลา t = T/2 เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวนำกระแสพร้อมกันและเกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว

ดังนั้นการกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D จึงมีความจำเป็น โดยปกติมักกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

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

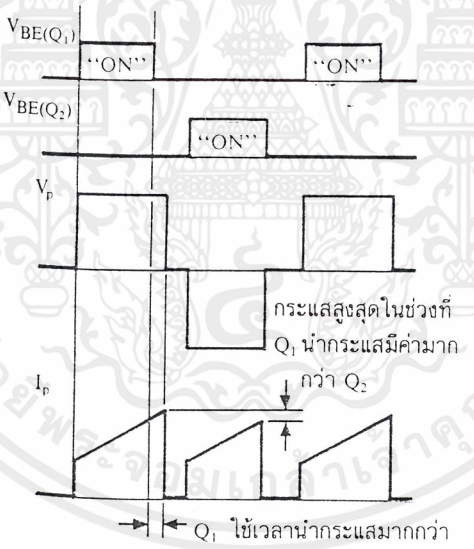
3.2.3 ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง(Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติ การต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริงๆนั้นทำได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

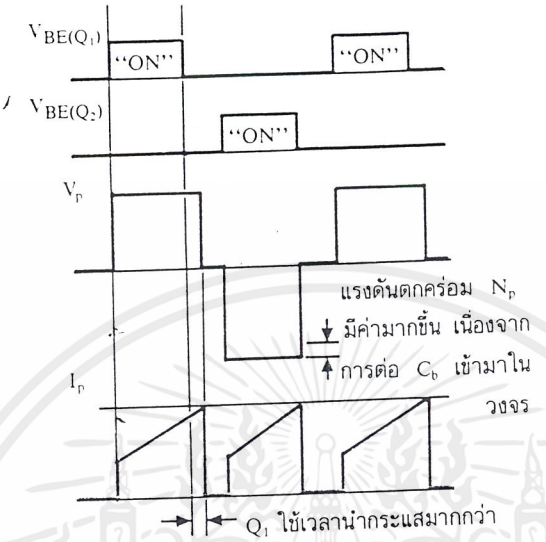
ยาก รวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์มอสเฟต Q1 และ Q2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในเขตไพรมารี่ N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q1 และ Q2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของนั้นคือหากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ให้มากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น ดูรูปที่ 3.4 ประกอบ ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน

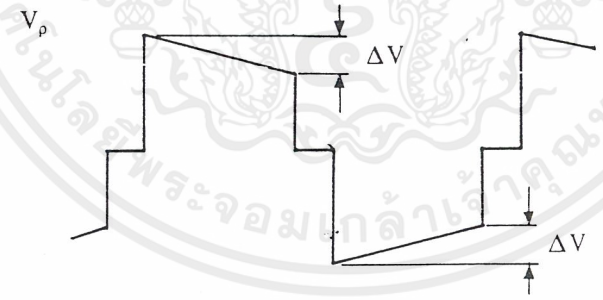


รูปที่3.4 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop)ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี่ เมื่อต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้าในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจรคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (Droop)ขึ้นบนแรงดันเนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_bนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดูรูปที่ 3.5 และจะมีผลต่อแรงดันทางด้าน เซคั่นดารี่ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุทซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นนั้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสมเพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารี่ต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

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

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

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

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

3.2.4 Power Mosfet

สาเหตุที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิช์เพราะ

1.มีค่า C ระหว่างขา Gate กับ Source น้อย จึงใช้เวลาน้อยในการทำงานหรือสามารถใช้งานได้ที่ความถี่สูง(มี delay time น้อย)

2.การ Drive ทำได้ง่ายเพราะความต้านทานที่ขา Gate มีค่ามาก ต้องการกระแสเพียงเล็กน้อยก็สามารถ On ได้ ในทางปฏิบัติใช้ 10 V ซึ่งสามารถขับ Mosfet โดยตรงได้จาก IC ,CMOS หรือ TTL ทำให้ประหยัด

3.ไม่มีการ Breakdown แบบ Secondary และ ย่านความปลอดภัยกว้างจึงมีความปลอดภัยสูง

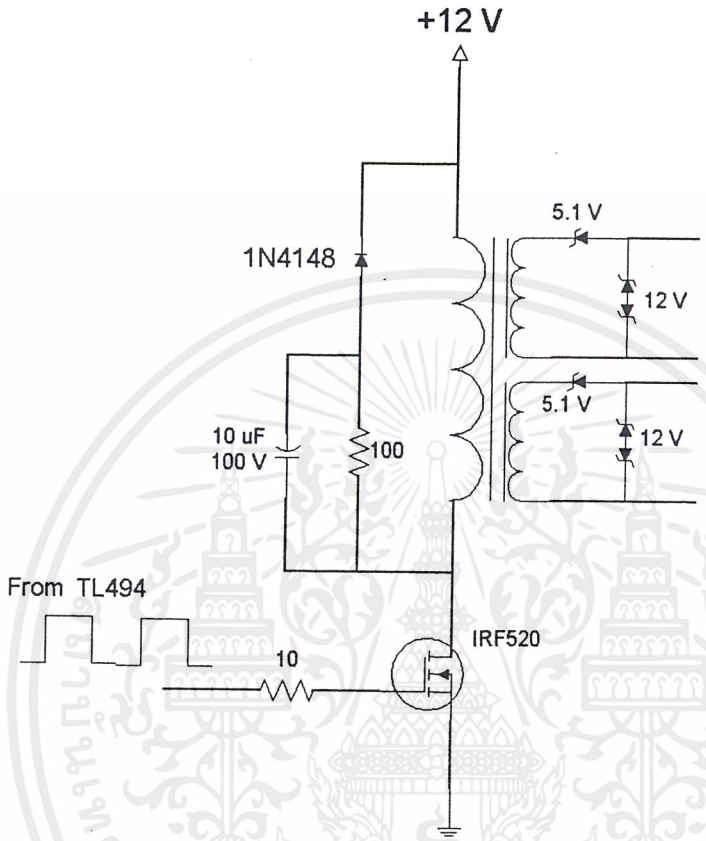
4.ไม่เกิด Thermal Runaway เพราะมอสเฟตมีคุณสมบัติตรงข้ามกับ Transistor กล่าวคือเมื่ออุณหภูมิสูงมากขึ้น I_D จะน้อยลง

วงจรขับเกตมอสเฟตดังรูปที่3.5 ใช้หม้อแปลง Isolate เพื่อต้องการแยกกราวด์ของมอสเฟตออกจากกันและมีชุด Snubber สำหรับแก้การสไปค์ของแรงดัน

ในการสร้างสัญญาณพัลซ์เพื่อไปขับมอสเฟตนั้นใช้ IC เบอร์ TL494 เป็นตัวผลิตสัญญาณพัลส์ TL494 เป็น IC 16 ขา กำเนิดความถี่มีรูปร่างเป็น Square Wave สามารถผลิตความถี่ได้ตั้งแต่ 1-200 kHz จ่ายกระแสสูงสุดที่ขา 9, 10 มีค่า 250mA สามารถกำหนดความถี่ในการ Oscillate ด้วยค่า R_f และ C_f ตามสมการ

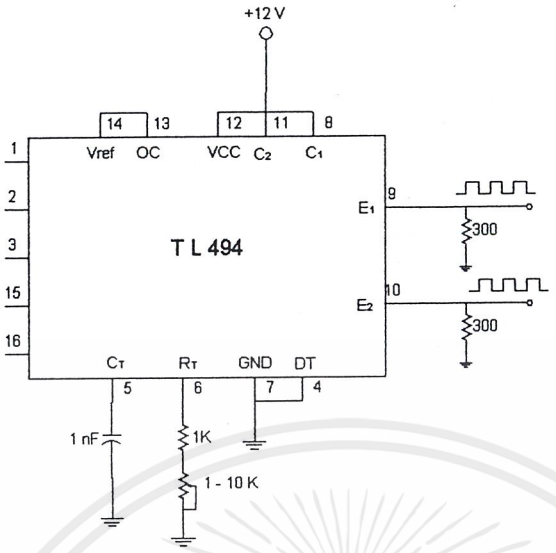
$$f_{osi} = \frac{1.1}{R_f C_f} \qquad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่3.6วงจรขับเกตมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่3.7 การจัดการทำงานของ TL494

3.3 หม้อแปลงความถี่สูง

3.3.1ลักษณะแกนที่ใช้

โดยปกติในหม้อแปลงสวิตชิ่งนิยมใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะมีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงและเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูง ซึ่งในการเลือกจะต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน ซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่และขนาดของแกน ดังแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

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

โดย ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน(เกาส์)

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขอไพรมารี่(V)

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี่(รอบ)

A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)

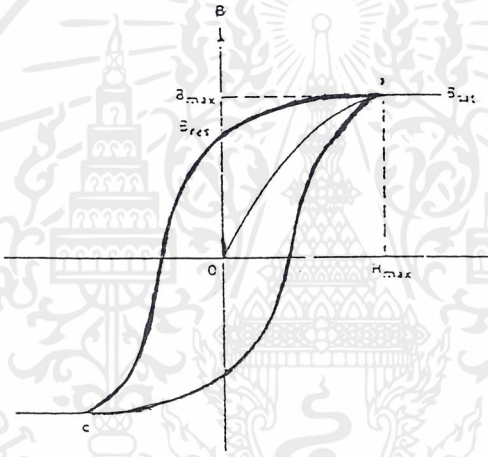
t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น(วินาที)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 3.4 พบว่าถ้าจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่มีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่ จะทำให้ใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

เมื่อความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟตขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆแทน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์ที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้น การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์จะต้องคำนึงถึง

3.3.1.1 การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่3.8 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของหม้อแปลง

จากลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสดังรูปที่3.6 พบว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H เพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวแสดงว่า แกนเฟอร์ไรต์เริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก(Saturation) ดังนั้นในการใช้งานจะต้องระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัวโดย

1.การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์

2.การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก(Air-gap) ซึ่งช่วยป้องกันการอิ่มตัวของแกนและช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดมีค่ามากขึ้น ทำให้กำลังของหม้อแปลงเพิ่มขึ้น แต่อาจทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

3.การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้ามีขนาดแกนใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าแกนมีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน

3.3.1.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

ค่าความสูญเสียในแกนในแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งทำให้แกนร้อน มีสาเหตุมาจากการสูญเสียที่เกิดจากลักษณะของฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hyteresis Loss) และการสูญเสียจากการเดินกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์(Eddy Current Loss) ซึ่งความสูญเสียจะมีค่าขึ้นกับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน และอุณหภมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

3.3.2 ขดลวดทองแดง

ในการใช้งานความถี่สูง ลวดทองแดงจะนำกระแสเฉพาะบริเวณผิวของขดลวด เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ผิว ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง เป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนรอบผิวมีค่าลดลงและเกิดการสูญเสียมากขึ้น ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มความหนาแน่นของกระแสไหลวน จึงต้องมีการใช้สายหลายเส้นตีเกลียวรวมกันให้มีค่าเท่ากับพื้นที่หน้าตัดเดิมของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่4
การทดลอง

4.1 ค่าอุณหภูมิของชิ้นงาน ณ ช่วงเวลาต่างๆของการให้ความร้อน

วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิที่เวลาต่างๆ

ขั้นตอนการทดลอง

1 ใช้ค่าตัวเก็บประจุขนาด 3.48 μF

2 ปรับแรงดันเพื่อรักษาระดับกระแสให้คงที่ที่ 6 A

3 วัดอุณหภูมิที่ชิ้นงานโดยเครื่องวัดอุณหภูมิทุกๆ 10 วินาทีแล้วบันทึกผล

4 เปลี่ยนกระแสจาก 6 A เป็น 8A แล้วทำการทดลองที่ 1 ถึง 3 อีกครั้ง

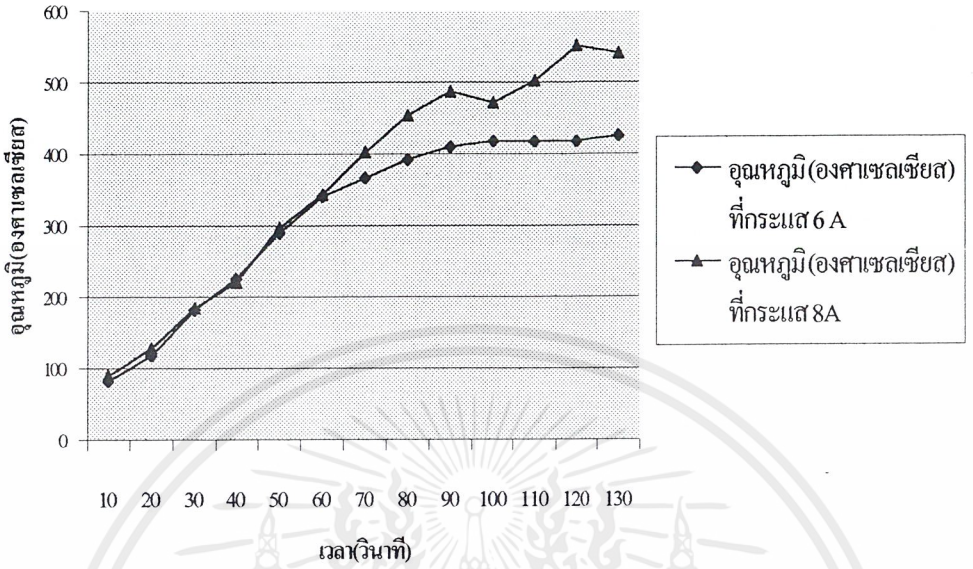
5 บันทึกผลการทดลองแล้ว Plot กราฟ

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.1 การเพิ่มของอุณหภูมิเวลาต่างๆ

เวลา(sec)	อุณหภูมิ (องศาเซลเซียส)	
	ที่กระแส 6 A	ที่กระแส 8A
10	82	90
20	118	127
30	181	185
40	226	248
50	320	298
60	346	343
70	366	403
80	392	453
90	410	486
100	418	473
110	419	502
120	419	551
130	425	541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของชิ้นงานที่เพิ่มขึ้นเทียบกับเวลา

สรุปผลการทดลอง

1. ที่กระแส 8A การเพิ่มของอุณหภูมิจะสูงกว่าเมื่อเทียบกับ 6 A
2. จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าอุณหภูมิที่ชิ้นงานแปรผันตรงกับเวลา

4.2 ผลของความถี่ต่อกระแสในวงจร Series Resonance

วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาผลของความถี่ในวงจร Series Resonance ต่อกระแสเมื่อให้แรงดันคงที่

ขั้นตอนการทดลอง

1. ปรับความถี่ที่จุด Resonance (กระแสสูงสุด) โดยให้กระแสอยู่ที่ 2 A และให้รักษาแรงดันให้คงที่ที่ค่าเดิมตลอดการทดลองต่อค่า capacitor 1 ค่า
2. ปรับความถี่ลดลงแล้วบันทึกความถี่ที่กระแสค่าต่างๆจาก 2 ถึง 0.2 A
3. ปรับความถี่เพิ่มขึ้นแล้วบันทึกความถี่ที่กระแสค่าต่างๆ จาก 2 ถึง 0.2 A
4. เปลี่ยนค่า capacitor เพื่อเปลี่ยนจุด Resonance แล้วกลับไปทำขั้นตอน 1-3 ใหม่

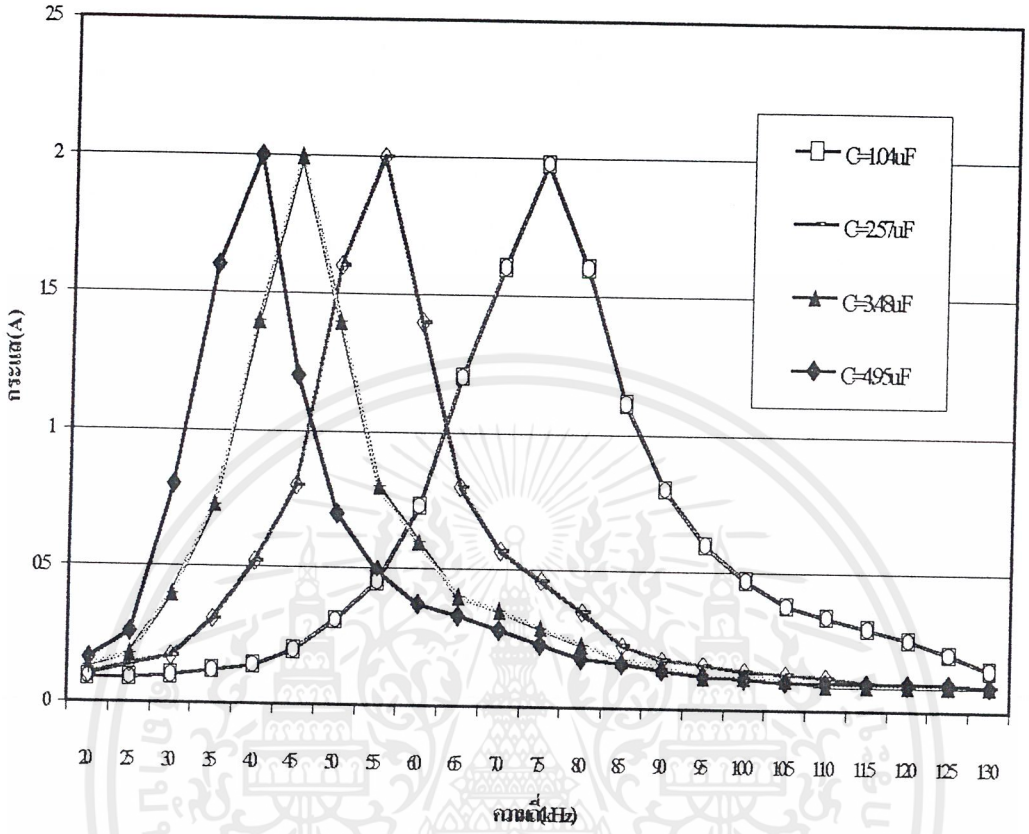
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง(ที่ load เส้นผ่านศูนย์กลาง 22 mm)

ตารางที่4.2 แสดงคุณสมบัติกระแสต่อความถี่ในวงจรซีรี่ส์รีโซแนนซ์

กระแส (A)	f(kHz)			
	C = 1.04uF Vdc = 106.0V	C = 2.57uF Vdc = 60V	C = 3.48uF Vdc = 77.8V	C = 4.95uF Vdc = 70.7V
0.2	44.8	31.75	26.7	24
0.4	54.1	37.88	30.4	27.5
0.6	57.5	41.49	33.6	29
0.8	61.4	44.25	36	30.8
1	63.3	46.08	37.5	32
1.2	65.8	47.62	38.8	33.4
1.4	67.6	48.78	40.2	34.4
1.6	69.9	50.51	41.3	35.5
1.8	71.4	55.56	42.6	36.6
2.0(Resonance)	76.3	55.87	47.4	40.3
1.8	79.4	56.82	48.3	41.1
1.6	80	58.14	49.3	42.7
1.4	83.3	59.52	50.5	42.9
1.2	84	60.61	51.8	44.8
1	86.2	62.89	53.2	46.3
0.8	89.3	64.94	55.3	48.3
0.6	94.3	68.49	59.2	51.8
0.4	103.1	78.07	65.8	57.4
0.2	126.6	86.21	82.6	78.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงผลของความถี่ต่อกระแสในวงจร Series Resonance

สรุปผลการทดลอง

1. เมื่อความถี่มากกว่าหรือน้อยกว่าความถี่ที่จุด Resonance จะทำให้กระแสลดลง หรือ power ที่จ่าย load จะลดลง

2 .เมื่อเพิ่มค่า Capacitor จะทำให้ค่า f_r (ความถี่ Resonance ลดลง)

3. เมื่อความถี่สูงขึ้น (จุด Resonance เลื่อนไปทางขวาโดยการลดค่า C) จะทำให้ความต้านทานของ load มากขึ้น เนื่องจาก skin depth น้อยลงทำให้ต้องใช้แรงดันมากขึ้นเพื่อรักษาระดับกระแสให้อยู่ที่ 2 A

หมายเหตุที่ใช้กระแสต่ำๆ (2A) เ พื่อไม่ให้ผลของ L และ ที่เปลี่ยนไปกับอุณหภูมิมีผลต่อการทดลองซึ่งสนใจเฉพาะความถี่ที่มีผลต่อกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เวลาต่างๆ ขณะรักษาความถี่ที่ Resonant

วัตถุประสงค์

- เพื่อแสดงการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เวลาต่างๆ

ขั้นตอนการทดลอง

1. ปรับแรงดันจาก variac เพื่อรักษาระดับกระแสให้คงที่ที่ 6 A
2. บันทึกค่าแรงดันทุกๆ 5 วินาทีจนถึงจุดที่แรงดันคงที่
3. เปลี่ยนค่ากระแสจาก 6 A เป็น 8 A, 10 A แล้วทำตามขั้นตอนการทดลองข้อที่ 1และ2
4. plot กราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

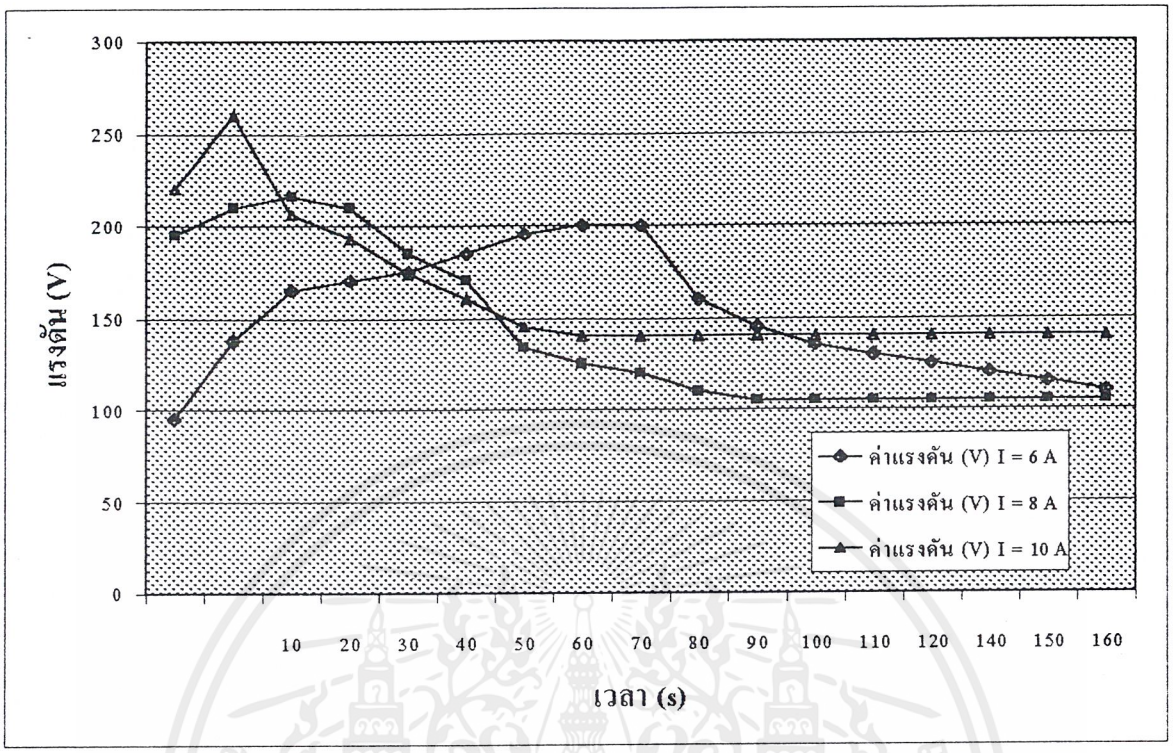
ตารางที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงของโหลดที่กระแสต่าง ๆ

เวลา (s)	ค่าแรงดัน (V)		
	I = 6 A	I = 8 A	I = 10 A
10	95	195	220
20	155	210	260
30	165	210	200
40	170	210	200
50	175	160	180
60	185	150	160
70	195	130	140
80	200	125	140
90	200	120	140
100	160	110	140
110	145	105	140
120	135	105	140
140	130	105	140
150	125	105	140
160	120	105	140
170	115	105	140
180	110	105	140

หมายเหตุ : V_{in} คือแรงดันที่อินพุทเรคติไฟ

I เป็นกระแสที่ DC-Link

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แสดงกราฟแรงดันทางด้านอินพุทที่ค่ากระแสต่าง ๆ เทียบกับเวลา

สรุปผลการทดลอง

1. กราฟนี้ได้แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์ที่จุดรีโซแนนซ์ ซึ่งในที่นี้เสมือนเป็นความต้านทาน เนื่องจากเราปรับความถี่ให้อยู่ที่จุดรีโซแนนซ์
2. จากการทดลอง เมื่อเราเพิ่มระดับกระแสให้มากขึ้น การเปลี่ยนแปลงของโหลด (ในที่นี้คือ อิมพีแดนซ์ของคอยล์ที่จุดรีโซแนนซ์) จะยิ่งเร็วขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่กระแส 10 A ค่าอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว
3. จากการทดลองพบว่าเมื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้โหลด (เพิ่มกระแส) ทำให้โลหะแดงเร็วขึ้นทั้งยังเข้าสู่ Steady State ได้เร็วขึ้นอีกด้วย

4.4 ผลของการการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบของคอยล์ต่อการให้ความร้อน

วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาผลของจำนวนรอบของคอยล์ต่อระยะเวลาของการให้ความร้อน

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้จำนวนรอบคอยล์ 4 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

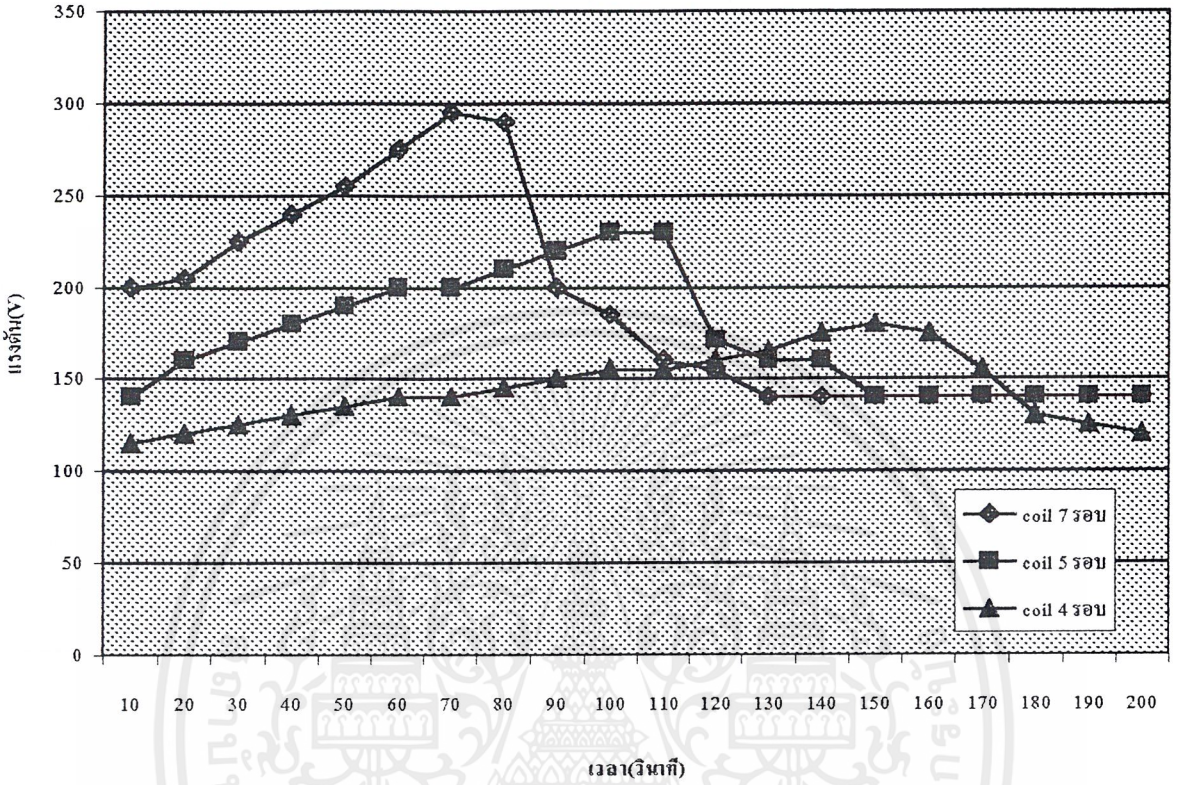
2. ปรับแรงดันเพื่อรักษาระดับกระแสให้คงที่ที่ 6 A(ที่dc link) บันทึกค่าระดับแรงดันและความถี่ที่จุด Resonance
3. เปลี่ยนจำนวนรอบเป็น 5 รอบ และ 7รอบตามลำดับแล้วทำตามขั้นตอนที่ 2 อีกครั้ง

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.4 .1 แสดงการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เวลาต่างๆ เมื่อใช้คอยล์ที่มีจำนวนรอบต่างกัน

เวลา(วินาที)	แรงดัน(V)		
	coil 7 รอบ	coil 5 รอบ	coil 4 รอบ
10	200	140	115
20	205	160	120
30	225	170	125
40	240	180	130
50	255	190	135
60	275	200	140
70	295	200	140
80	290	210	145
90	200	220	150
100	185	230	155
110	160	230	155
120	155	171	160
130	140	160	165
140	140	160	175
150	140	140	180
160	140	140	175
170	140	140	155
180	140	140	130
190	140	140	125
200	140	140	120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.4 แสดงผลของการเปลี่ยนจำนวนรอบของคอยล์ต่อการให้ความร้อน

ตารางที่ 4.4.2 แสดงความถี่ Resonanceเมื่อเปลี่ยนจำนวนรอบของคอยล์

จำนวนรอบ	ความถี่ Resonance (kHz)
4	59
5	58
7	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

1. คอยล์ที่มีจำนวนรอบมากจะทำให้ชิ้นงานร้อนได้เร็วทั้งนี้เนื่องจากเป็นการ step up กระแสจากคอยล์ที่จ่ายไปยังโหลดให้มากขึ้น

2. ในการเพิ่มจำนวนรอบของคอยล์ให้มากขึ้นจะทำให้ระดับแรงดันที่ dc link เพิ่มขึ้นทั้งนี้เนื่องจากเรารักษาระดับกระแสที่ dc link ให้คงที่และเรามองคอยล์เป็นขดลวดทาง primaryและชิ้นงานเป็นขดลวดทาง secondary ดังนั้นเมื่อเราเพิ่มจำนวนรอบของ คอยล์ทำให้ inverter มองชิ้นงานมีความต้านทานเพิ่มขึ้นจึงต้องจ่ายแรงดันเพิ่มขึ้นเพื่อคงกระแสให้ได้ 6 A เท่าเดิม

3. เมื่อเพิ่มจำนวนรอบทำให้ความถี่ที่จุด Resonance (ตอนเริ่มต้นขณะยังไม่ร้อน)มีค่าลดลงทั้งนี้เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น

4.5การเปลี่ยนแปลงของจุด Resonance ที่เวลาต่างๆ

จุดประสงค์การทดลอง

เพื่อวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของค่า Inductance ที่เวลาต่างๆ

ขั้นตอนการทดลอง

1.ป้อนแรงดันด้วย Variac โดยรักษาระดับกระแสให้คงที่ที่ 6 A (load เส้นผ่านศูนย์กลาง22 mm)

2.ปรับความถี่ของวงจร drive เพื่อให้ความถี่อยู่ที่จุด Resonance ตลอดเวลา

3.วัดความถี่เมื่อเวลาผ่านไปทุกๆ 10 วินาที แล้วบันทึกผล

4.เปลี่ยนกระแสเป็น 8 A และ 10 A ตามลำดับ แล้วทำการทดลองตามข้อ 1-3 ใหม่

5.คำนวณค่า L ที่เวลาต่างๆ จากสมการ $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ เมื่อ C=3.48 μF

6.Plot กราฟ

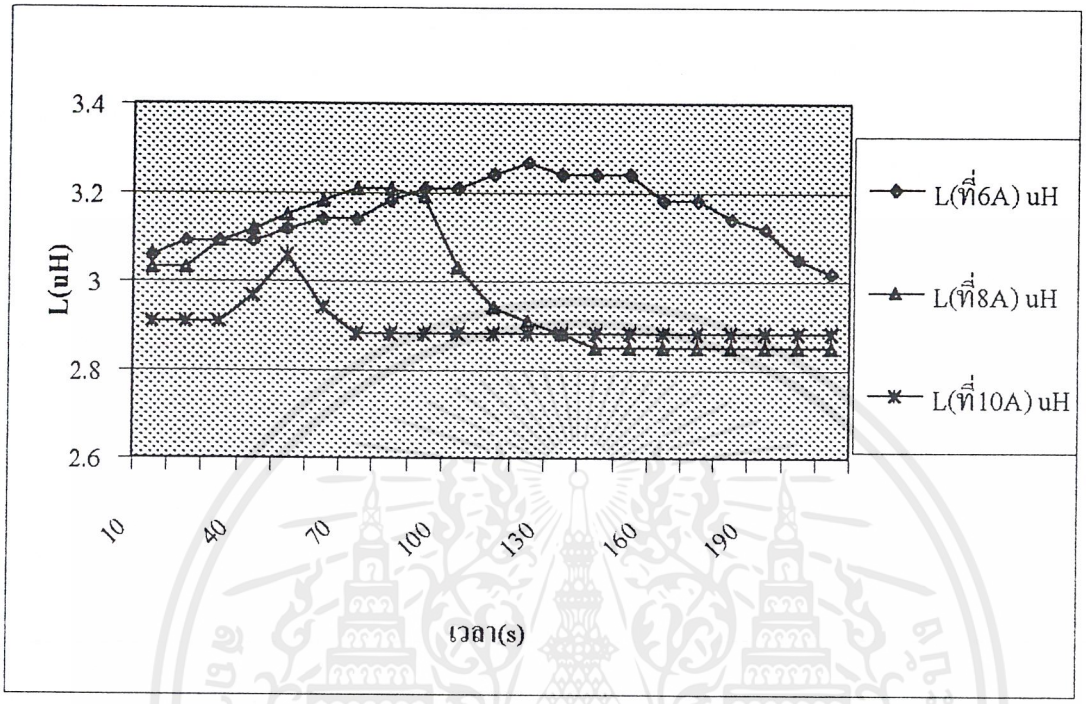
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.5 การเปลี่ยนแปลงจุดรีโซแนนซ์ที่เวลาต่าง ๆ

เวลา(s)	ความถี่ (kHz)					
	ที่กระแส 6A	L(ที่6A) uH	ที่กระแส 8 A	L(ที่8A) uH	ที่กระแส 10 A	L(ที่10A) uH
10	48.78	3.06	49.02	3.03	50	2.91
20	48.54	3.09	49.02	3.03	50	2.91
30	48.54	3.09	48.54	3.09	50	2.91
40	48.54	3.09	48.31	3.12	49.5	2.97
50	48.31	3.12	48.08	3.15	48.78	3.06
60	48.08	3.14	47.85	3.18	49.75	2.94
70	45.08	3.14	47.62	3.21	50.25	2.88
80	47.85	3.18	47.62	3.21	50.25	2.88
90	47.62	3.21	48.78	3.19	50.25	2.88
100	47.62	3.21	49.02	3.03	50.25	2.88
110	47.39	3.24	49.75	2.94	50.25	2.88
120	47.17	3.27	50	2.91	50.25	2.88
130	47.39	3.24	50.25	2.88	50.25	2.88
140	47.39	3.24	50.51	2.85	50.25	2.88
150	42.39	3.24	50.51	2.85	50.25	2.88
160	47.85	3.18	50.51	2.85	50.25	2.88
170	47.85	3.18	50.51	2.85	50.25	2.88
180	48.08	3.14	50.51	2.85	50.25	2.88
190	48.31	3.12	50.51	2.85	50.25	2.88
200	48.78	3.05	50.51	2.85	50.25	2.88
210	49.02	3.02	50.51	2.85	50.25	2.88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า L ที่ระดับกระแสต่างกัน ณ เวลาต่าง ๆ

สรุปผลการทดลอง

1. ค่า inductance ที่จุด Resonant เปลี่ยนแปลงในช่วงแคบโดยมีช่วงการเปลี่ยนแปลงไม่เกิน 0.4 μH ซึ่งถือว่าไม่มาก

3. ค่า L จะเพิ่มขึ้นในช่วงแรกซึ่งทำให้ความถี่ Resonant ลดลง และเมื่อถึงจุดหนึ่งความถี่จะเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลมาจากค่า L ที่ลดลง

4.6 ผลของขนาดของโหลด(เส้นผ่านศูนย์กลาง)ต่อค่าอินดักแตนซ์

วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาถึงผลของขนาดของโหลดต่อค่าอินดักแตนซ์

ขั้นตอนการทดลอง

1. ใช้โหลดเส้นผ่านศูนย์กลาง 22 mm และ C_s ขนาด 3.48 μF
2. ปรับแรงดันเพื่อให้กระแสคงที่ที่ 6A ตลอดการทดลองแล้ววัดค่าความถี่ที่จุดรีโซแนนซ์จนกระทั่งถึงจุดที่ความถี่คงที่
3. เปลี่ยนโหลดเป็นเส้นผ่านศูนย์กลาง 28 mm แล้วทำการทดลองในขั้นตอนที่2อีกครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. คำนวณค่าอินดักแตนซ์จากสมการ $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

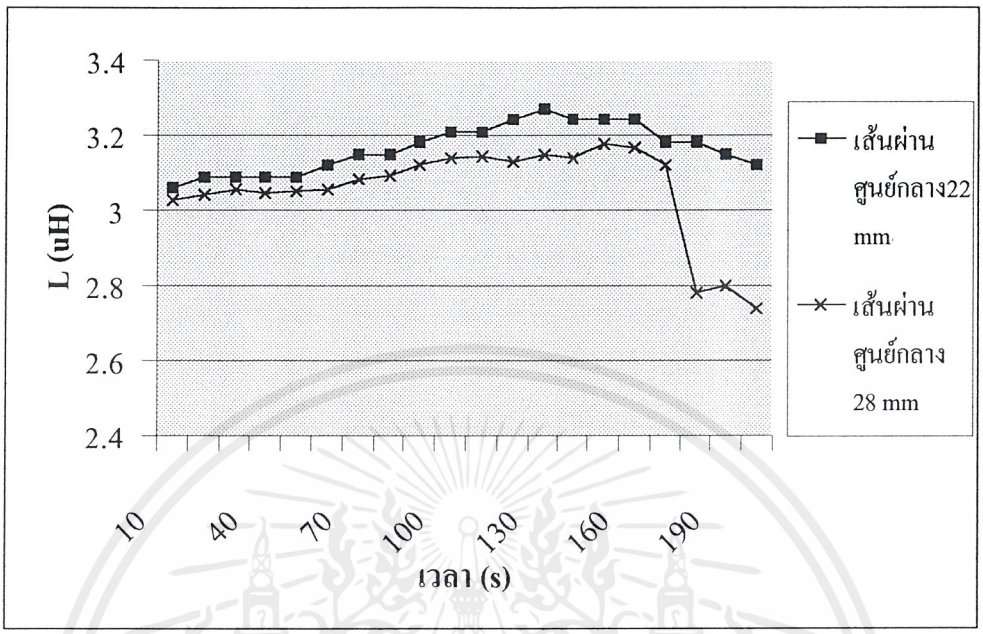
5. Plot กราฟ

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.6 ผลของขนาดของโหลด(เส้นผ่านศูนย์กลาง)ต่อค่าอินดักแตนซ์

เวลา (s)	เส้นผ่านศูนย์กลาง28 mm		เส้นผ่านศูนย์กลาง 22 mm	
	ความถี่	L	ความถี่	L
10	48.78	3.06	49.02	3.03
20	48.54	3.09	51.28	2.78
30	48.54	3.09	51.02	2.8
40	48.54	3.09	51.02	2.8
50	48.54	3.09	50.76	2.83
60	48.31	3.12	51.02	2.8
70	48.08	3.15	50	2.92
80	48.08	3.15	49.26	3
90	47.85	3.18	48.31	3.12
100	47.85	3.21	48.54	3.09
110	47.62	3.21	48.31	3.12
120	47.62	3.24	48.31	3.12
130	47.39	3.27	48.54	3.12
140	47.17	3.24	48.54	3.12
150	47.39	3.24	48.31	3.12
160	47.39	3.24	48.31	3.12
170	47.85	3.18	48.31	3.12
180	47.85	3.18	51.28	2.78
190	48.08	3.15	51.02	2.8
200	48.31	3.12	51.55	2.74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า L ของโหลดขนาดต่างกันที่เวลาต่าง ๆ กัน

สรุปผลการทดลอง

1. จากการทดลองแสดงให้เห็นว่าค่าอินดักแตนซ์ของโหลดที่มีขนาดใหญ่จะมีค่ามากกว่าโหลดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางเล็กเนื่องจากเนื้อโลหะเป็นสารเฟอร์โรแมกเนติกซึ่งมีค่า relative permeability มากกว่าอากาศดังนั้นยิ่งโหลดมีเส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่จึงมีค่าอินดักแตนซ์มากกว่าโหลดขนาดเล็ก
2. จากข้อหนึ่งทำให้ความถี่ที่จุด รีโซแนนซ์เลื่อนไปทางขวาเมื่อเปรียบเทียบความถี่รีโซแนนซ์ของโหลดระหว่างเส้นผ่านศูนย์กลางของโหลดขนาดใหญ่กับขนาดเล็ก

4.7 การหาพารามิเตอร์ที่อินพุทเร็กติไฟเออร์

วัตถุประสงค์

- เพื่อศึกษาค่า W และ PF. ทางด้านอินพุทของวงจรInduction Heating

ขั้นตอนการทดลอง

1. ปรับแรงดันเพื่อรักษาระดับกระแสให้คงที่ที่ 6A
2. ใช้ digital power meter วัดค่า V,W และ VA ทุกๆ 10 วินาที บันทึกผลการทดลอง
3. เปลี่ยนกระแสจาก 6A เป็น 8 A และ 10 A ตามลำดับแล้วทำตามขั้นตอนที่ 2
4. พล็อตกราฟกำลังไฟฟ้าที่กระแสต่างๆ

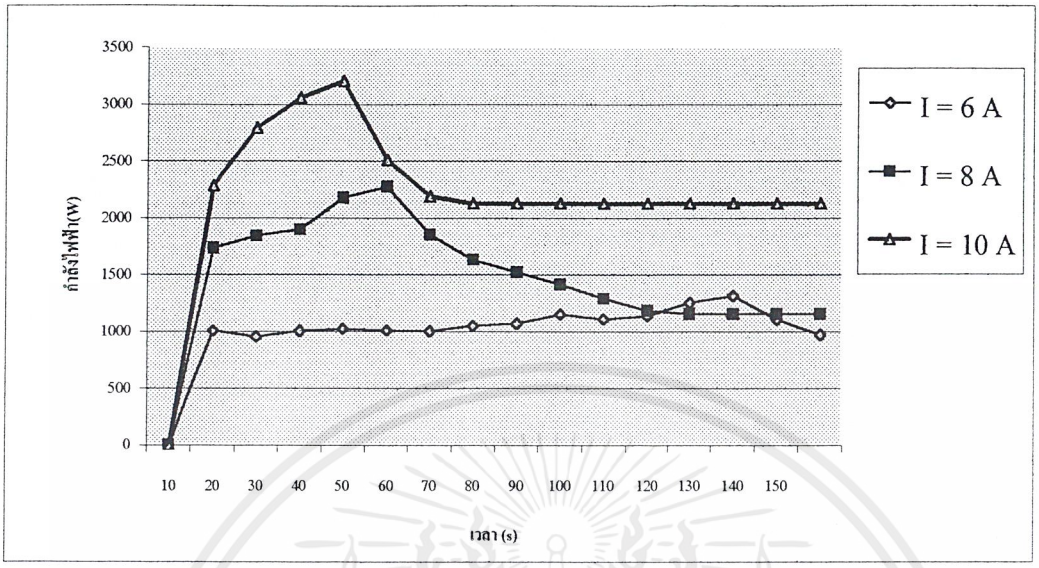
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.7 แสดงพารามิเตอร์ที่อินพุทเรคติไฟเออร์

เวลา (s)	I = 6 A				I = 8 A				I = 10 A			
	V	W	VA	PF	V	W	VA	PF	V	W	VA	PF
10	129.1	1008	1329	0.758	170.7	1733	2430	0.713	184.4	2283	3199	0.714
20	128.3	956	1267	0.755	179.2	1839	2531	0.727	218	2792	4205	0.664
30	133.4	1005	1340	0.75	190.7	1895	2712	0.699	252.3	3061	4412	0.693
40	133.9	1025	1367	0.749	206.5	2173	3252	0.668	201.2	3205	4315	0.707
50	135.2	1010	1352	0.747	216.1	2272	3475	0.654	177.4	2509	3693	0.679
60	135.3	1006	1345	0.748	176.4	1852	2554	0.725	168	2190	3055	0.729
70	139.2	1049	1408	0.745	162.4	1633	2284	0.715	165	2127	2894	0.735
80	142.1	1072	1453	0.738	141.6	1523	2031	0.75	165	2127	2894	0.735
90	147.8	1154	1540	0.749	134.1	1412	1835	0.764	165	2127	2894	0.735
100	148	1112	1514	0.734	124.1	1291	1685	0.766	165	2127	2894	0.735
110	152.2	1138	1552	0.733	117.7	1184	1538	0.77	165	2127	2894	0.735
120	164.3	1256	1740	0.722	115.9	1157	1500	0.771	165	2127	2894	0.735
130	166.9	1315	1830	0.72	115.9	1157	1500	0.771	165	2127	2894	0.735
140	140	1108	1485	0.746	115.9	1157	1500	0.771	165	2127	2894	0.735
150	127.1	974	1292	0.754	115.9	1157	1500	0.771	165	2127	2894	0.735

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 แสดงกำลังไฟฟ้าที่ระดับกระแสต่าง ๆ

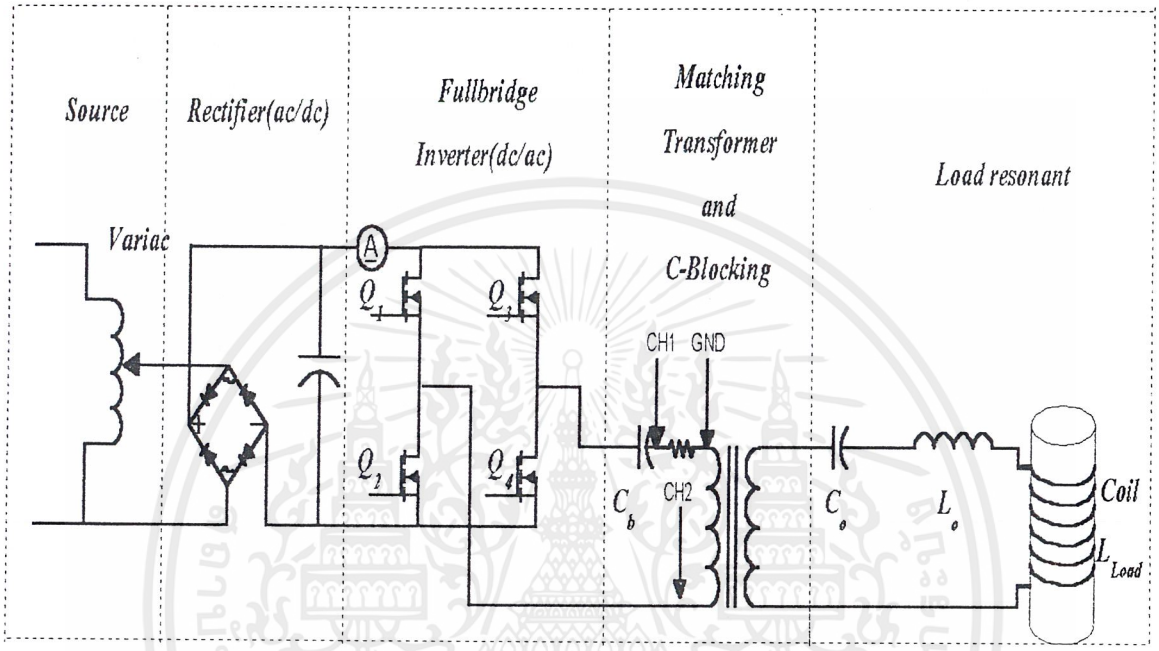
สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองพบว่า

1. ยิ่งเพิ่มกระแสจะยิ่งทำให้กำลังไฟฟ้าสูงขึ้นและทำให้การเปลี่ยนแปลงของโหลดรวดเร็วขึ้นอีกด้วย
2. ค่า PF.ของวงจรมีค่าอยู่ที่ประมาณ 0.75 โดยเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 วงจรแสดงการทดลอง



รูปที่4.8 แสดงวงจรการทดลองของการทดลองที่ 4.1,4.2,4.5,4.6

โดย CH-1 วัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์

CH- 2 วัดแรงดันที่ขดไพรมารี่ของหม้อแปลงแมตชิ่ง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

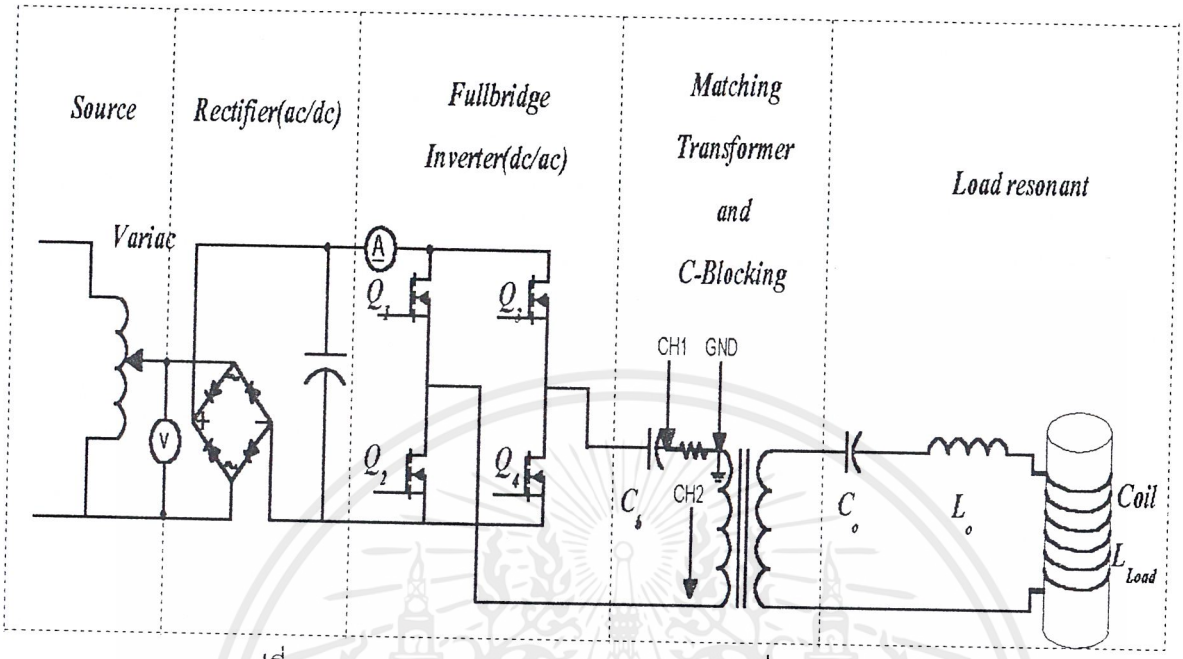
การทดลองที่4.1

1. DC Ampare-Meter
2. Storage-Scope
3. เครื่องวัดอุณหภูมิ

การทดลองที่4.2 , 4.5 ,4.6

1. DC Ampare-Meter
2. Strage-Scope

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.9 แสดงวงจรการทดลองของการทดลองที่4.3

โดย CH-1 วัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์

CH- 2 วัดแรงดันที่ขดไพรมารี่ของหม้อแปลงแมตชิ่ง

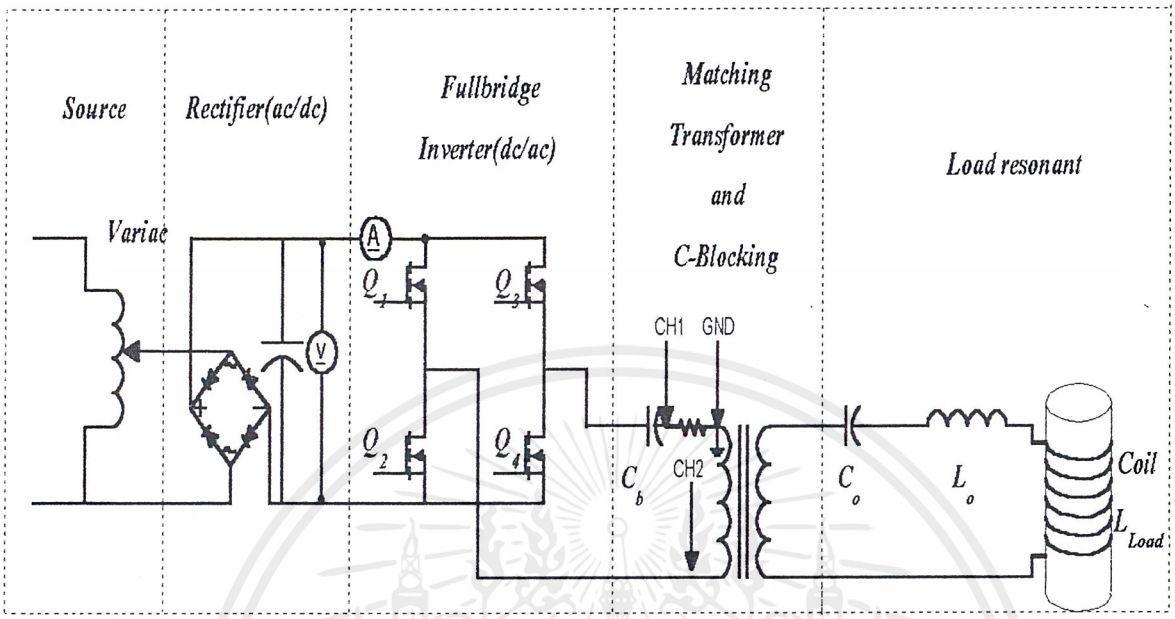
แสดงให้เห็นเฟสของกระแสและแรงดัน

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

การทดลองที่ 4.3

1. AC Volt-Meter
2. DC Ampare-Meter
3. Storage-Scope

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.10 แสดงวงจรการทดลองของการทดลองที่4.4

โดย CH-1 วัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์

CH- 2 วัดแรงดันที่ขดไพรมารี่ของหม้อแปลงแมตชิ่ง

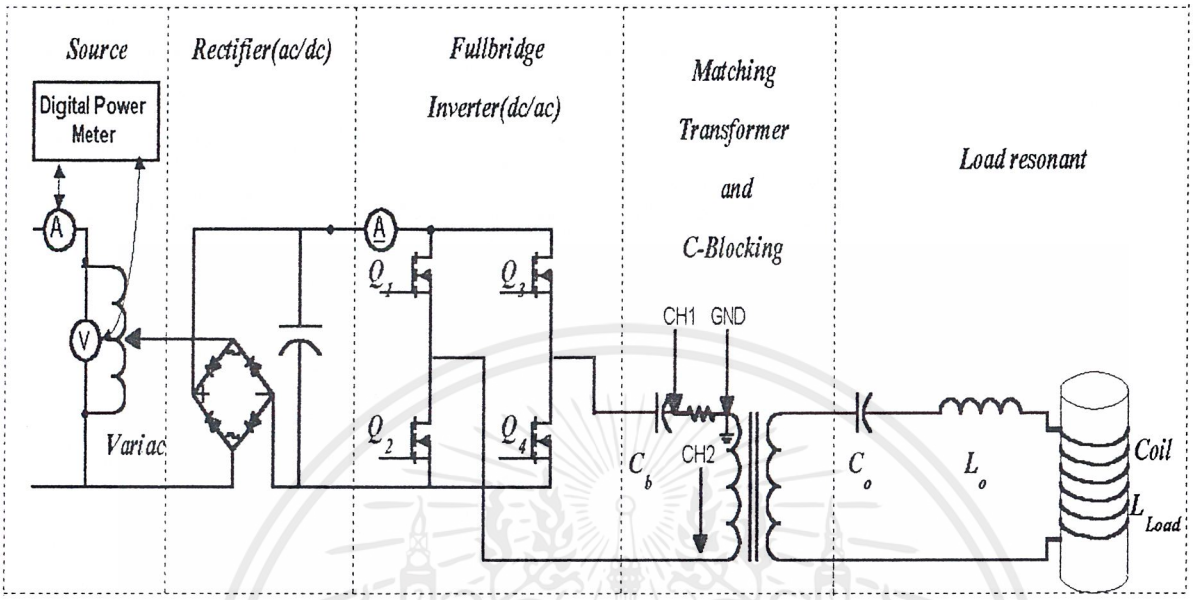
แสดงให้เห็นเฟสของกระแสและแรงดัน

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

การทดลองที่ 4.4

1. DC Volt-Meter
2. DC Ampare-Meter
3. Storage-Scope

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรการทดลองของการทดลองที่4.7

โดย CH-1 วัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์

CH- 2 วัดแรงดันที่ขดไพรมารี่ของหม้อแปลงแมตชิ่ง

แสดงให้เห็นเฟสของกระแสและแรงดัน

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

การทดลองที่ 4.7

1. Digital Power Meter
2. DC Ampare-Meter
3. Storage-Scope

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่5
บทวิจารณ์และสรุป

หลักการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถนำมาใช้ให้เกิดประโยชน์ กับการให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำด้วยวิธีการนี้เราได้สร้างแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงสำหรับการเหนี่ยวนำความร้อนขึ้นเพื่อที่จะศึกษาถึงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่มีข้อดีกว่าแบบอื่นที่สามารถควบคุมลักษณะการให้ความร้อนได้ตามต้องการไม่เกิดมลภาวะโดยในการออกแบบอินเวอร์เตอร์ที่ใช้นี้เรามุ่งเน้นไปในด้านการให้ความร้อนเฉพาะบริเวณผิวเพื่อประโยชน์ในการชุบแข็งผิวเหล็กดังนี้ อินเวอร์เตอร์จึงถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สูงซึ่งพิกัดความถี่ของเครื่องจะถูกจำกัดโดยอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่หาได้อยู่ที่ประมาณ 200 kHz รวมไปถึงพิกัดกระแสและแรงดันด้วย ในความเป็นจริงการออกแบบแหล่งจ่ายความถี่สูงนี้เราจะต้องออกแบบให้เหมาะสมกับโหลดและวัตถุประสงค์ของการใช้งานซึ่งสำหรับการชุบผิวนั้นจะต้องทำให้ชิ้นงานร้อนอย่างรวดเร็วที่สุดและใช้ความถี่สูงที่สุดจึงจะดีแต่ด้วยข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์ทำให้เราต้องเปลี่ยนวิธีการออกแบบโหลดเหนี่ยวนำให้เหมาะกับความสามารถไม่ให้เกินพิกัดของอุปกรณ์จึงทำให้ผลของการใช้งานไม่ได้ตามวัตถุประสงค์ของการชุบแข็งที่ผิวเท่าที่ควรคือเรายังคงใช้เวลาในการให้ความร้อนนานอยู่เมื่อเทียบกับเครื่องในโรงงานอุตสาหกรรมที่มีพิกัดกำลังสูง

สำหรับเป้าหมายของเครื่องชุบแข็งผิวโลหะในเทอมนี้คือสร้างเครื่องชุบแข็งผิวโลหะที่สามารถทำงานได้ที่ 3 kW ซึ่งสามาถบรรลุวัตถุประสงค์โดยการเพิ่มพิกัดของอุปกรณ์อันได้แก่สวิทช์ที่ใช้ใน
วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นหลักและทำออกแบบและทดลองจนได้หม้อแปลงแมทชิ่งที่เหมาะกับวงจร

ข้อดี

1. เมื่อเทียบกับโครงงานเครื่องชุบแข็งผิวโลหะในปีก่อนพบว่าสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้สูงขึ้นทำให้เห็นถึงพฤติกรรมการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้อย่างชัดเจนดังได้แสดงให้เห็นในการทดลองที่ 3.
2. วงจรมีเสถียรภาพมากขึ้นเมื่อเทียบกับโครงงานในปีก่อนกล่าวคือสามารถจ่ายโหลดได้มากขึ้นทั้งยังมีความคงทนด้วย
3. เนื่องจากใช้เป็นวงจรอนุกรมจึงทำให้ควบคุมง่ายเนื่องจากกระแสเป็นตัวเดียวกันทั้งวงจร
4. เนื่องจากใช้งานด้านความถี่สูงจึงทำให้อุปกรณ์มีขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสีย

1. เนื่องจากในเทอมนี้ไม่ได้ทำวงจรเฟสล็อกหลูปจึงทำให้มีประสิทธิภาพต่ำกว่า
2. กำลังไฟฟ้าที่สามารถจ่ายได้สูงขึ้นทำให้โหลดเป็นแปลงเร็วขึ้นจึงอาจทำให้วงจรเสียหายได้

แนวทางการปรับปรุงประสิทธิภาพ

จากการทดลองที่ 3 และ 5 ซึ่งเป็นการวัดการเปลี่ยนแปลงของโหลด(ความต้านทานและอินดักแตนซ์ตามลำดับ)ทำให้เห็นว่าเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นหรือเมื่อเวลาเพิ่มขึ้นการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานมีอัตราที่เร็วกว่าการเปลี่ยนแปลงของอินดักแตนซ์มากซึ่งจะพบว่าตรงจุดนี้จะทำให้อุปกรณ์เกิดการเสียหายเนื่องจากค่าความต้านลดลงอย่างรวดเร็วทำให้กระแสสูงขึ้นเกินกว่าพิกัดในขณะที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่เปลี่ยนแปลงมากนักและเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของอินดักแตนซ์มีผลต่อเฟสของกระแสเมื่อค่าอินดักแตนซ์เปลี่ยนไปจะทำให้ค่าของกำลังไฟฟ้าลดลงเนื่องจากผลของการที่กระแสล้าหลังแรงดันดังนั้นจึงต้องมีวงจรเฟสล็อกหลูปเพื่อรักษากำลังไฟฟ้าให้อยู่ที่ค่าสูงสุด แต่ทั้งนี้ยังไม่สำคัญเท่าการป้องกันการเพิ่มขึ้นของกระแสอย่างรวดเร็วซึ่งต้องใช้วงจรบั๊กอินคอนเวอร์เตอร์(Buck Converter)ในการปรับแรงดันเมื่อโหลดดึงกระแสเพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามแนวทางการปรับปรุงที่ดีที่สุดคือการพัฒนาวงจรให้มีทั้งเฟสล็อกหลูปและบั๊กคอนเวอร์เตอร์

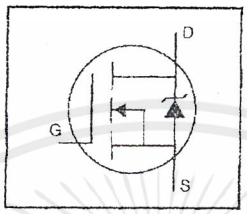
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International IOR Rectifier

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

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



V_{DSS} = 500V

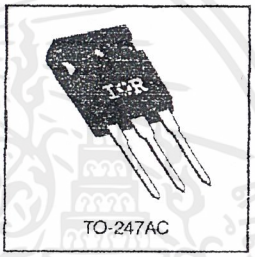
$R_{DS(on)}$ = 0.27Ω

I_D = 20A

Description

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

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



TO-247AC

DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

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

Thermal Resistance

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

Source-Drain Ratings and Characteristics

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

Notes:

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

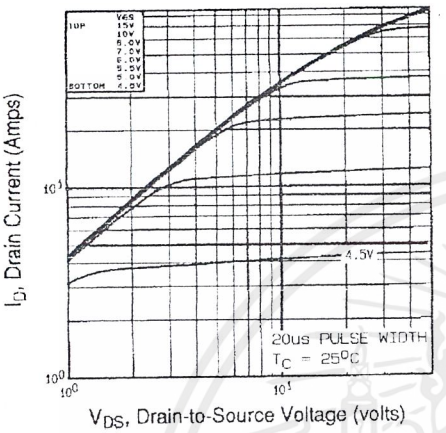


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

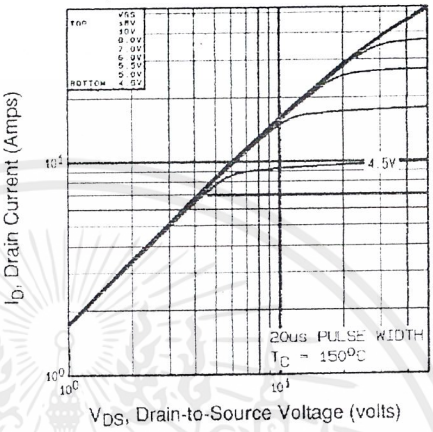


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

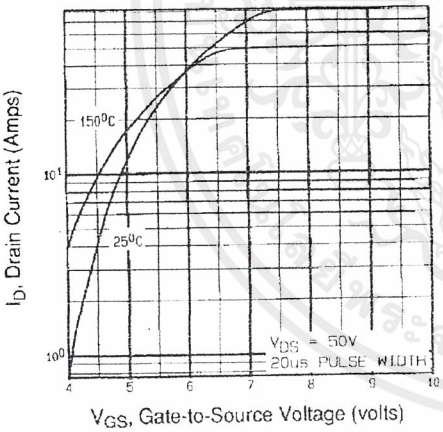


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

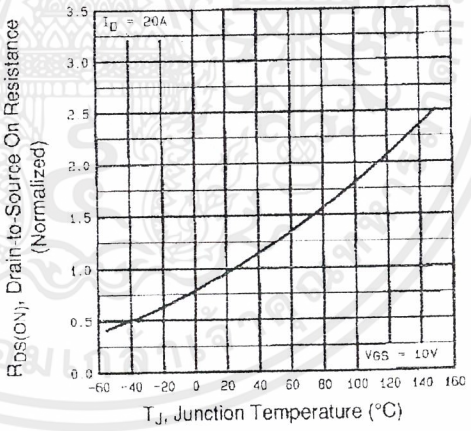


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

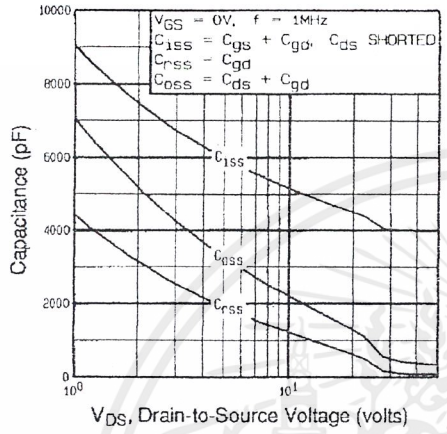


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

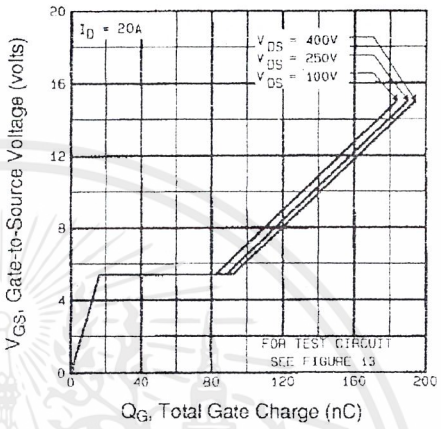


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

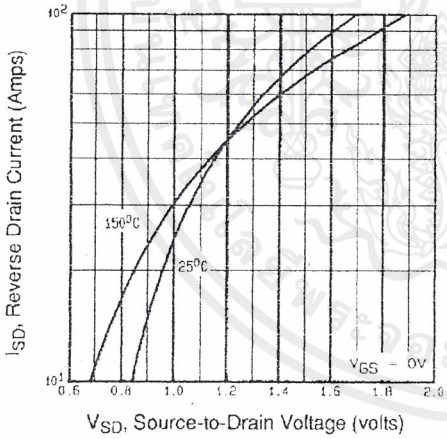


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

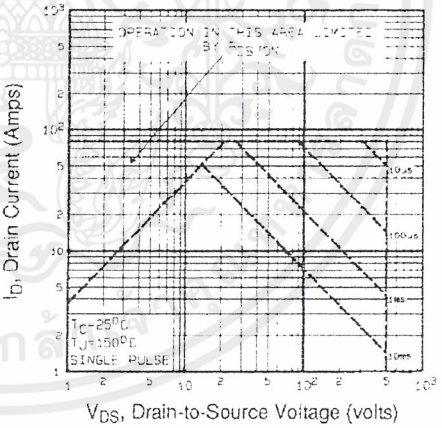


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

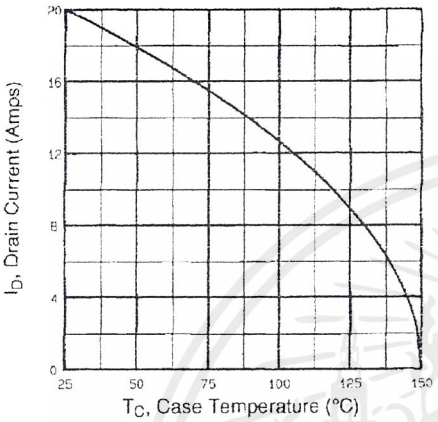


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

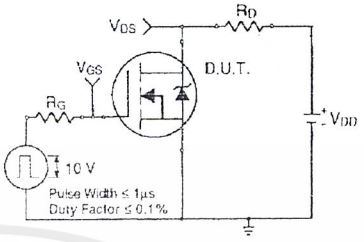


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

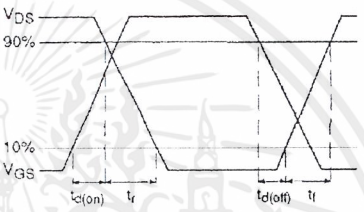


Fig 10b. Switching Time Waveforms

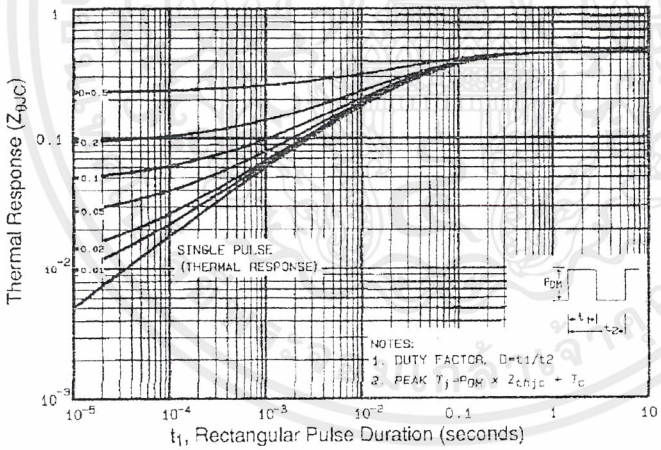


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

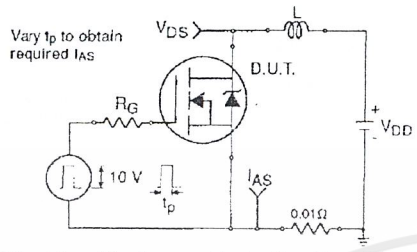


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

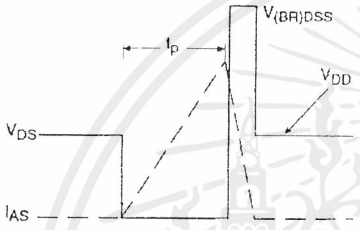


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

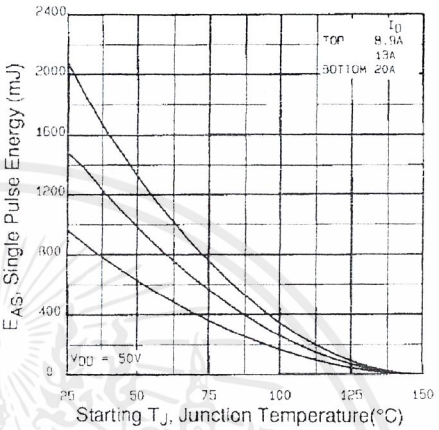


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

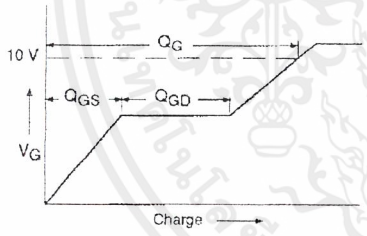


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

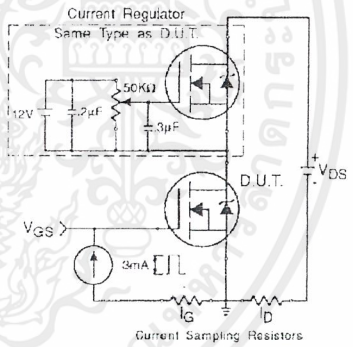


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International IOR Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Order this document by TL494/D

MOTOROLA

TL494

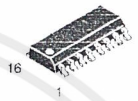
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On–Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On–Chip Error Amplifiers
- On–Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push–Pull or Single–Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

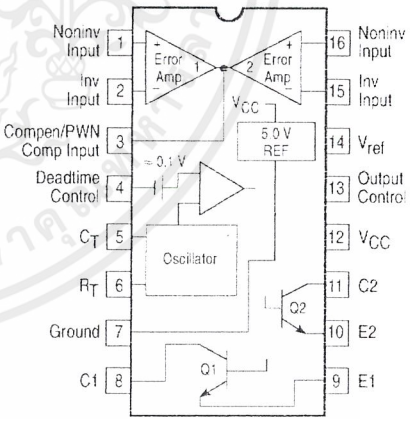
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO–16)

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

PIN CONNECTIONS



(Top View)

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I_{C1}, I_{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	−0.3 to +42		V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45°C$	P_D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction–to–Ambient	$R_{\theta JA}$	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T_J	125		°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T_A	 0 to +70 −25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T_A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T_A = 0° to +70°C	SO–16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T_A = −25° to +85°C	Plastic

© Motorola, Inc. 1996

Rev 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
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
Amplified Input Voltage	V_{in}	–0.3	–	V_{CC} – 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, 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.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION					
Reference Voltage (I_O = 1.0 mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V_{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg_{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation (I_O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg_{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current (V_{ref} = 0 V)	I_{SC}	15	35	75	mA
OUTPUT SECTION					
Collector Off–State Current (V_{CC} = 40 V, V_{CE} = 40 V)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	μA
Emitter Off–State Current V_{CC} = 40 V, V_C = 40 V, V_E = 0 V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	μA
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2)					V
Common–Emitter (V_E = 0 V, I_C = 200 mA)	$V_{sat(C)}$	–	1.1	1.3	
Emitter–Follower (V_C = 15 V, I_E = –200 mA)	$V_{sat(E)}$	–	1.5	2.5	
Output Control Pin Current					
Low State ($V_{OC} \leq$ 0.4 V)	I_{OCL}	–	10	–	μA
High State (V_{OC} = V_{ref})	I_{OCH}	–	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time	t_r				ns
Common–Emitter (See Figure 12)		–	100	200	
Emitter–Follower (See Figure 13)		–	100	200	
Output Voltage Fall Time	t_f				ns
Common–Emitter (See Figure 12)		–	25	100	
Emitter–Follower (See Figure 13)		–	40	100	

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

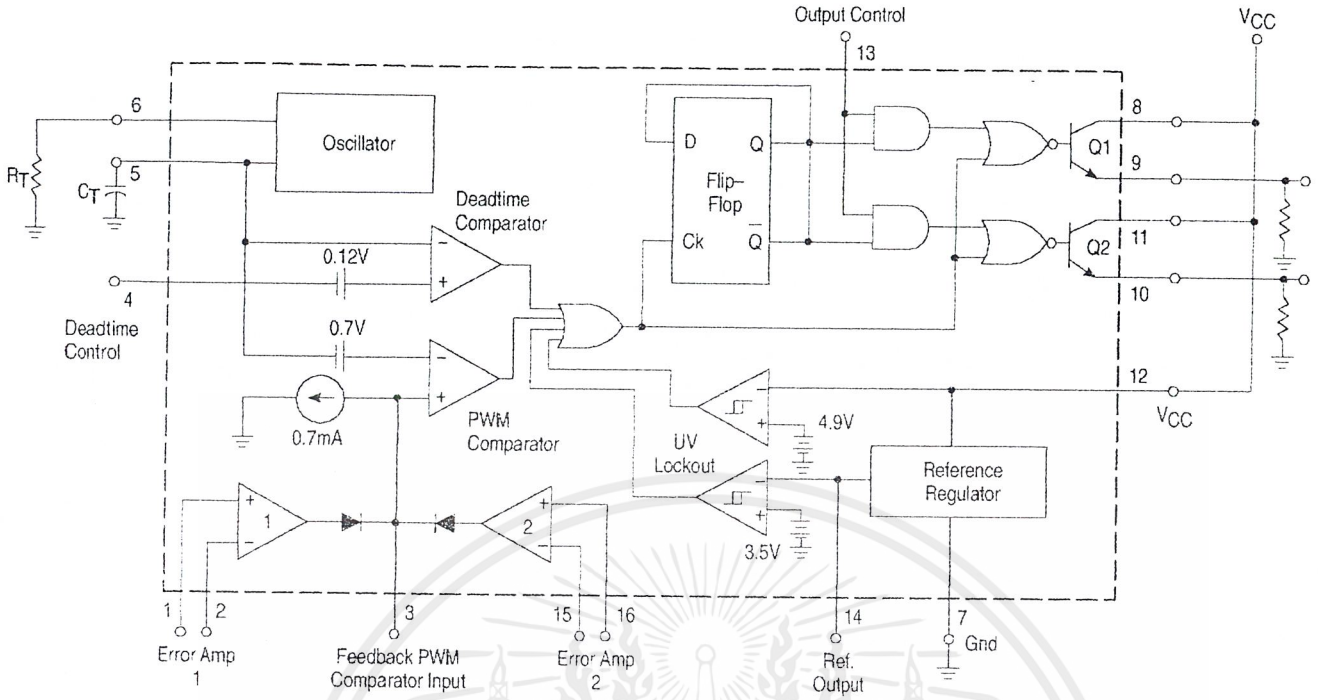
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
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_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range (V_{CC} = 40 V, T_A = 25°C)	V_{ICR}	–0.3 to V_{CC}–2.0			V
Open Loop Voltage Gain (ΔV_O = 3.0 V, V_O = 0.5 V to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity–Gain Crossover Frequency (V_O = 0.5 V to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity–Gain (V_O = 0.5 V 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
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)}$ = 0.7 V)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V to 5.25 V)	$I_{IB\ (DT)}$	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ) ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	DC_{max}	 45 –	 48 45	 50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	 – 0	 2.8 –	 3.3 –	V
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)	Δf_{osc} (ΔV)	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature (ΔT_A = T_{low} to T_{high}) (C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ)	Δf_{osc} (ΔT)	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn–On Threshold (V_{CC} increasing, I_{ref} = 1.0 mA)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref}, All other inputs and outputs open) (V_{CC} = 15 V) (V_{CC} = 40 V)	I_{CC}	 – –	 5.5 7.0	 10 15	mA
Average Supply Current (C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, $V_{(Pin\ 4)}$ = 2.0 V) (V_{CC} = 15 V) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

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

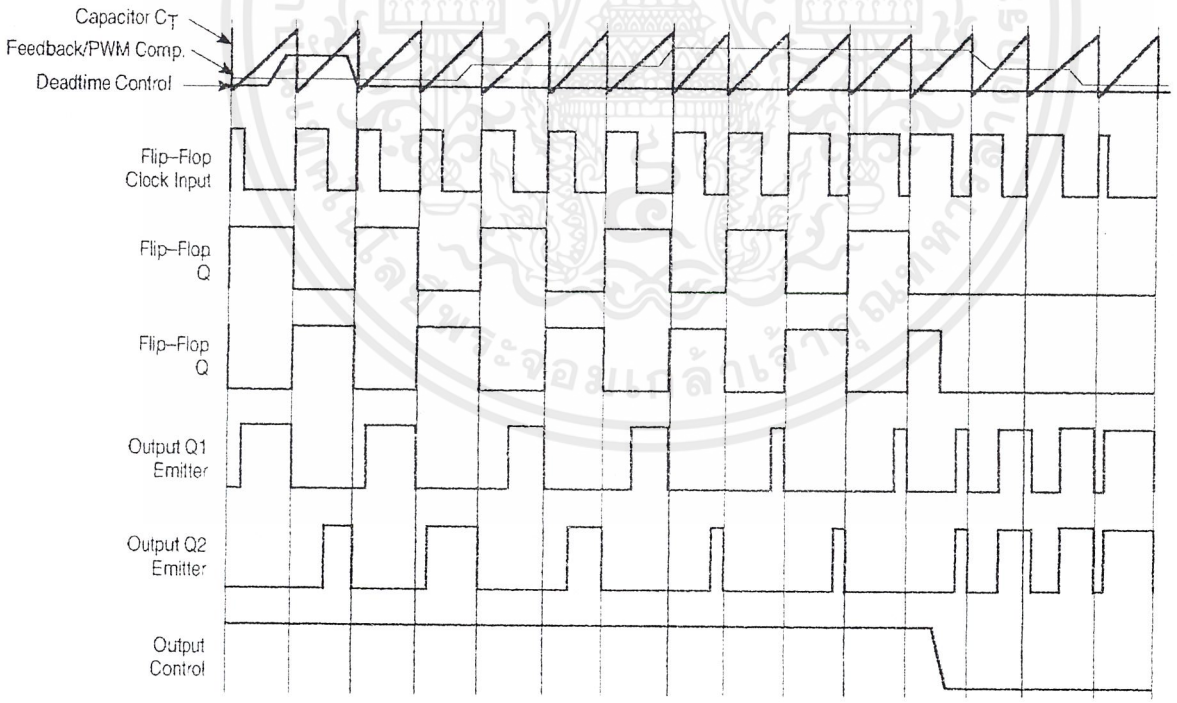
เอกสารนี้จัดทำขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a 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 approximate oscillator frequency is determined by:

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

For more information refer to Figure 3.

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 deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime 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 deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime–control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

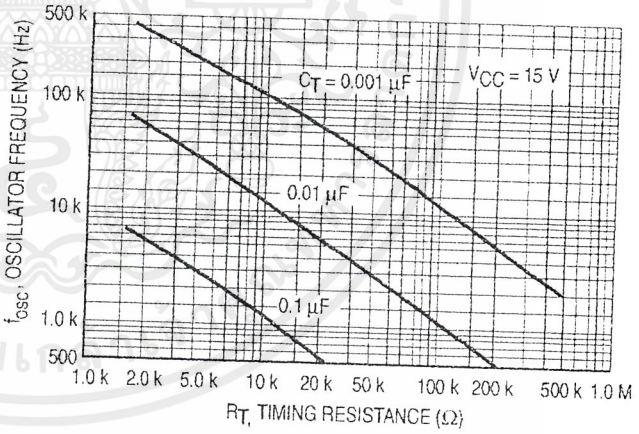
Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}}$ =
Grounded	Single–ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push–pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means or the error amplifiers to adjust the output pulse width from ne maximum percent on–time, established by the deadtime ontrol input, down to zero, as the voltage at the feedback pin aries from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a ommon mode input range from –0.3 V to (V_{CC} – 2V), 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 noninverting 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 deadtime 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 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 internal accuracy of ±5.0% with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

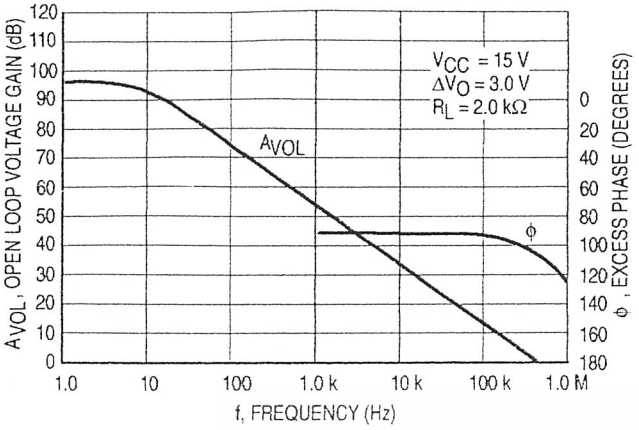


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

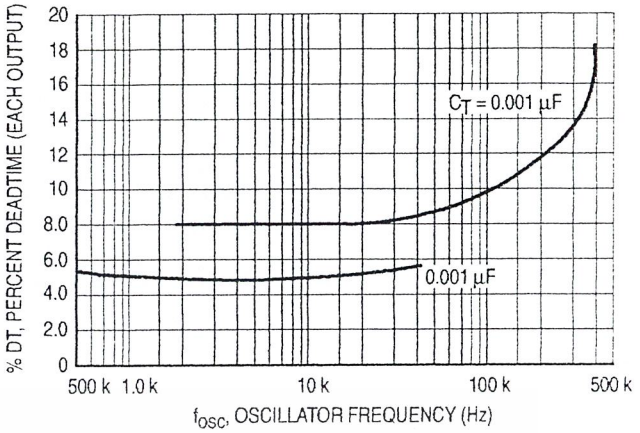


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

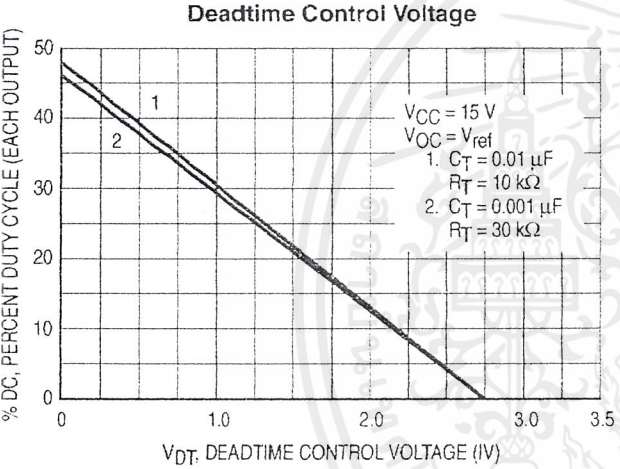


Figure 7. Emitter–Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

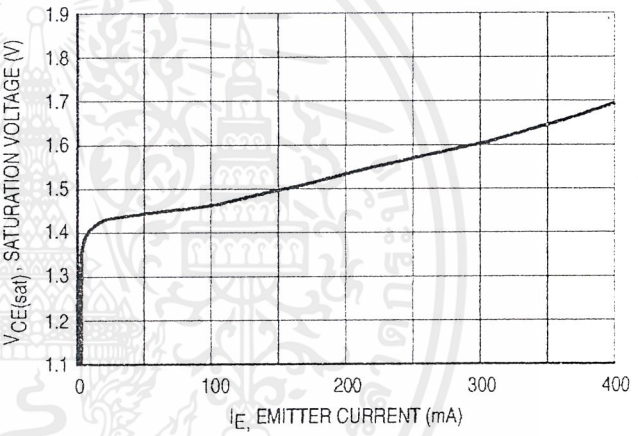


Figure 8. Common–Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

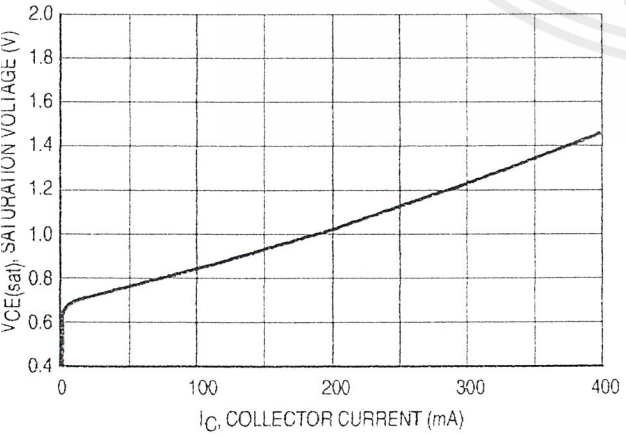
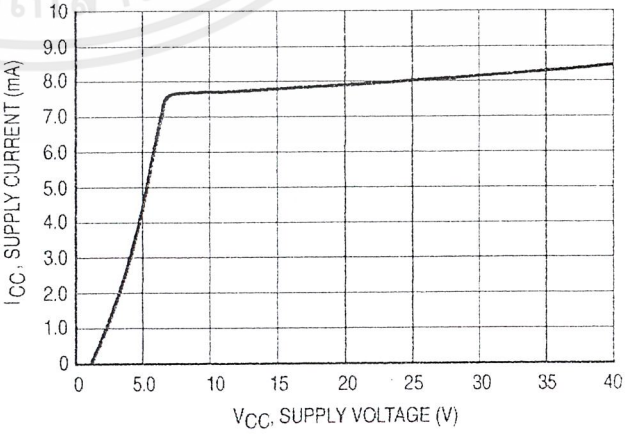


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 10. Error–Amplifier Characteristics

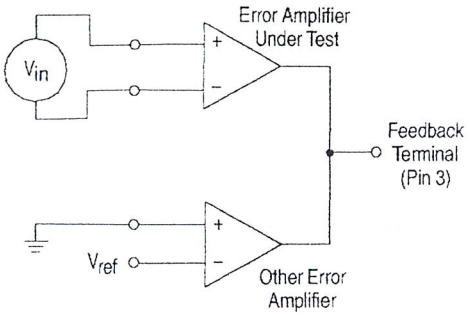


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

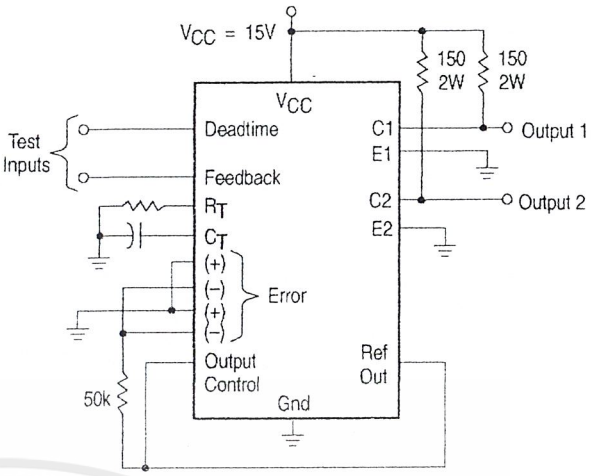


Figure 12. Common–Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

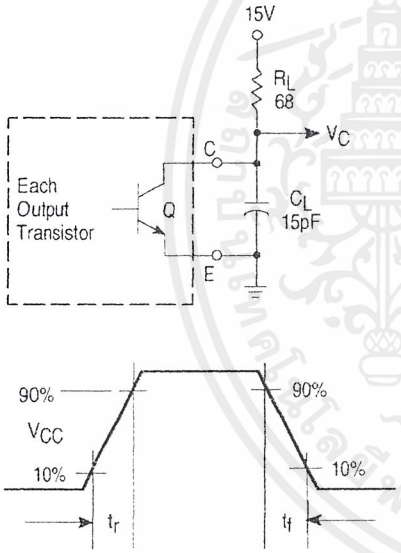
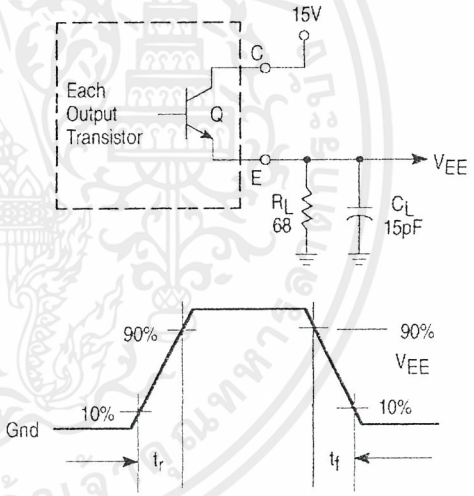


Figure 13. Emitter–Follower Configuration Test Circuit and Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 14. Error–Amplifier Sensing Techniques

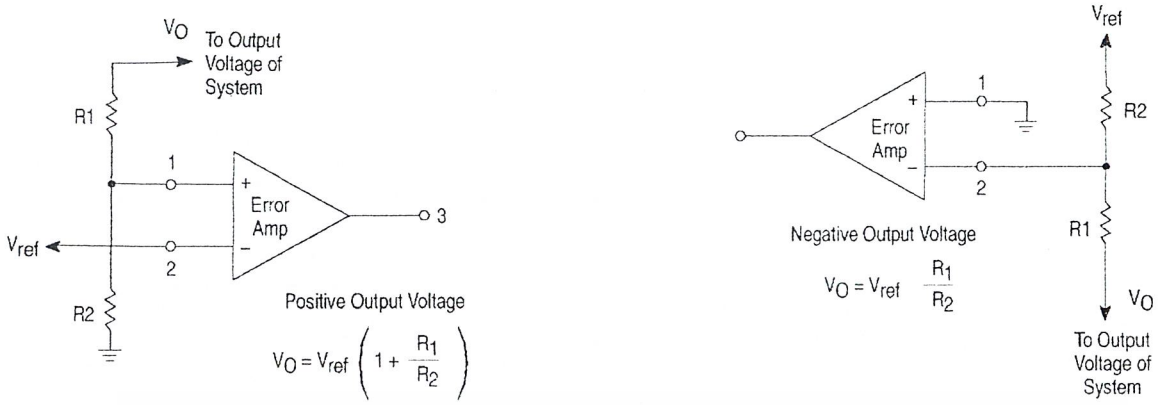


Figure 15. Deadtime Control Circuit

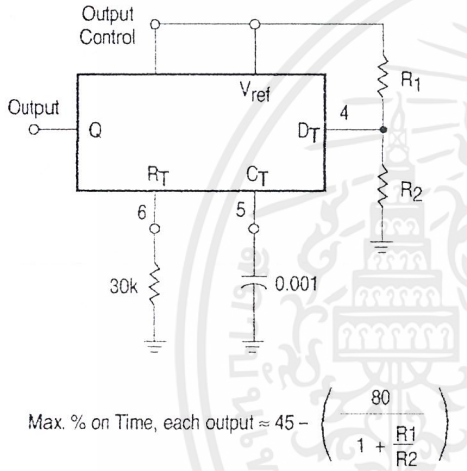


Figure 16. Soft–Start Circuit

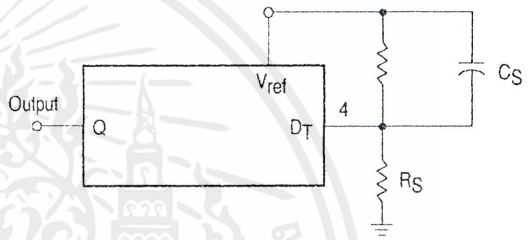
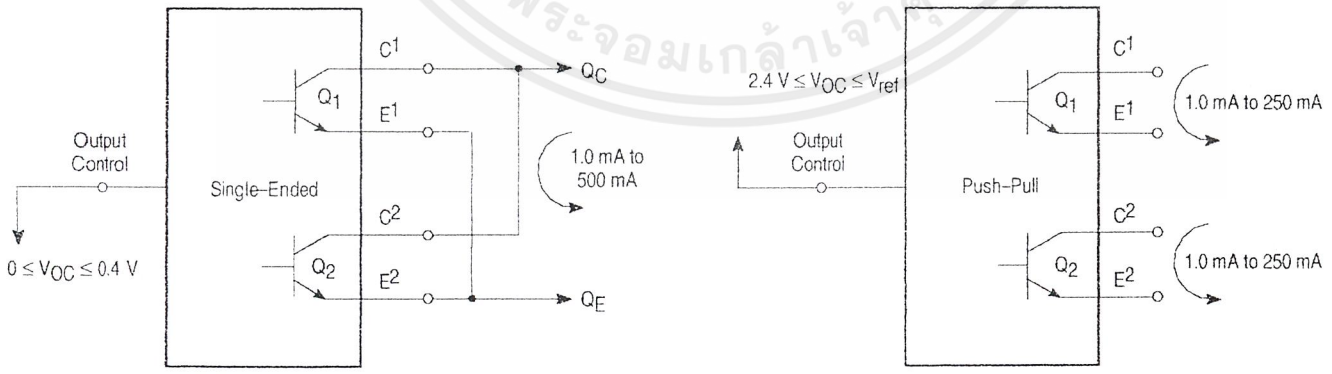


Figure 17. Output Connections for Single–Ended and Push–Pull Configurations



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

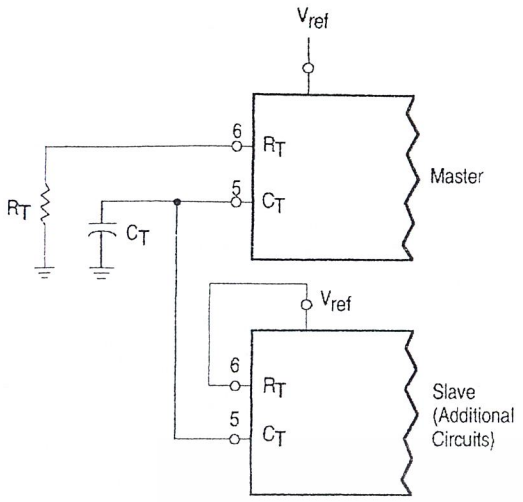


Figure 19. Operation with V_{in} > 40 V Using External Zener

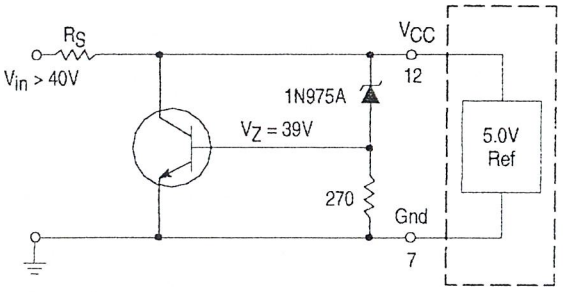
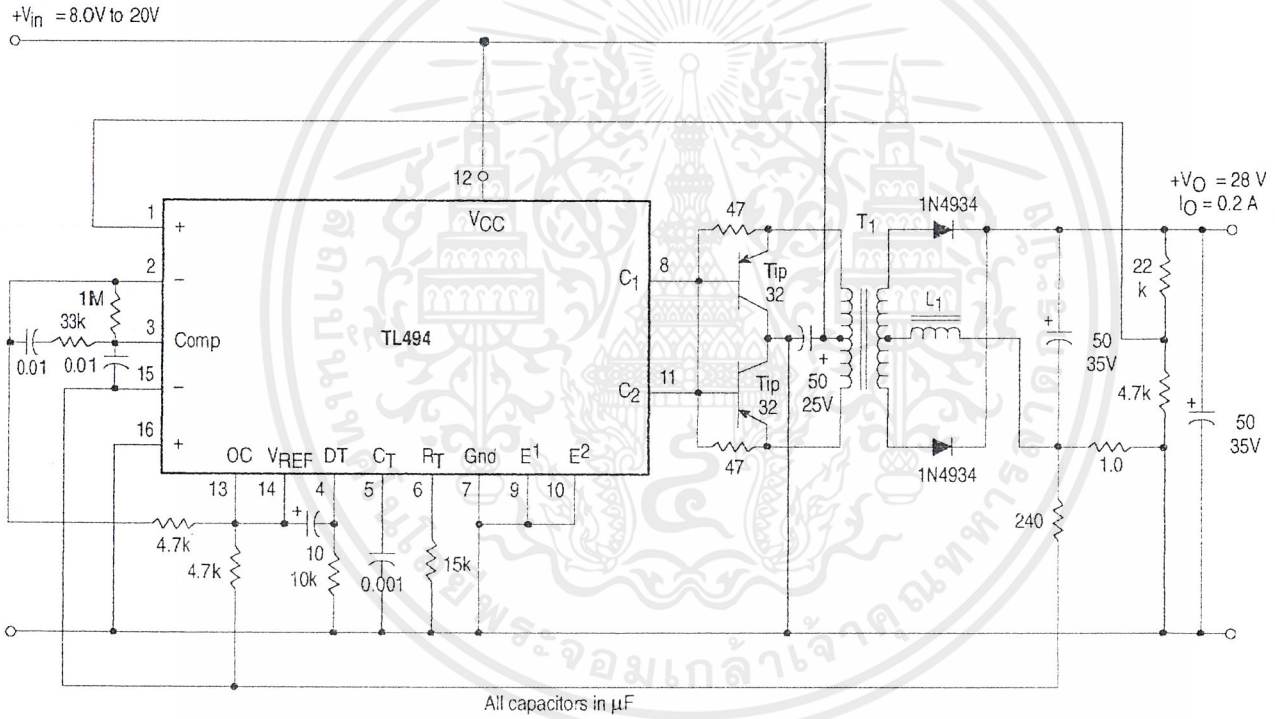


Figure 20. Pulse Width Modulated Push–Pull Converter

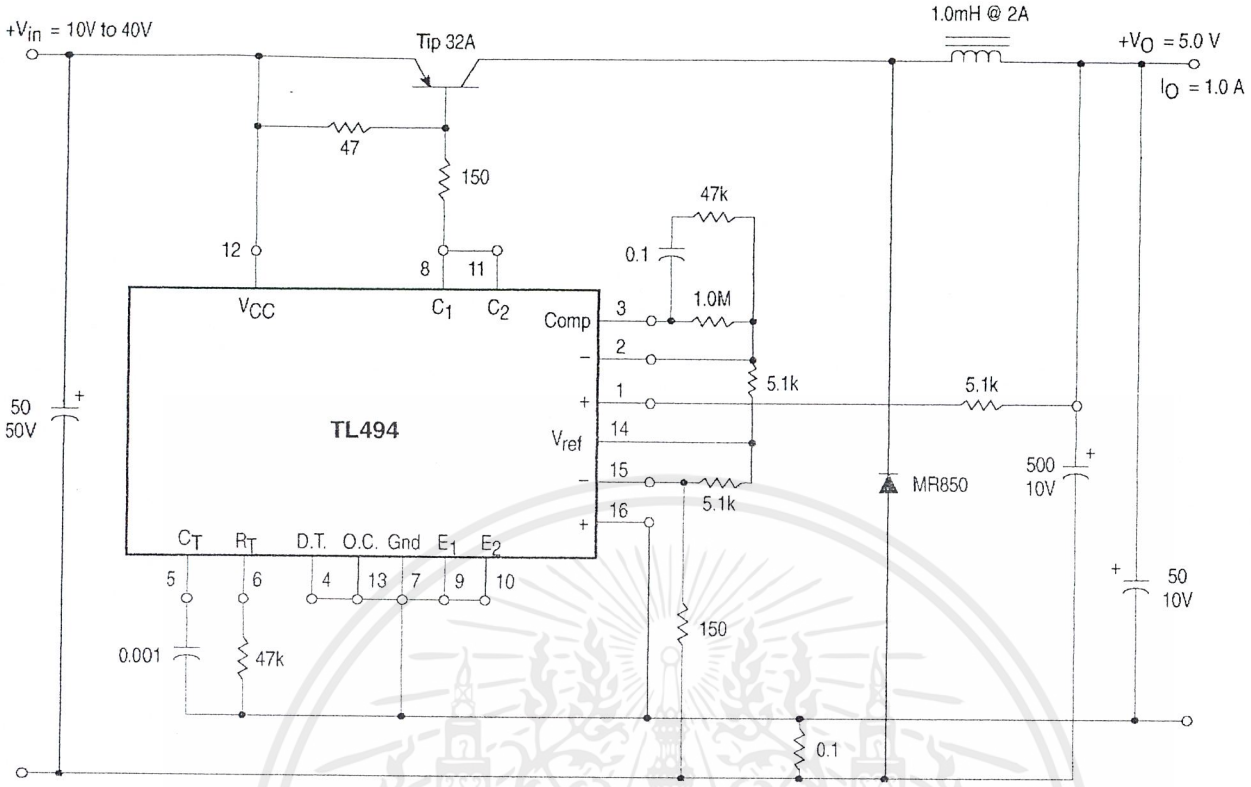


Test	Conditions	Results
Line Regulation	V_{in} = 10 V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	V_{in} = 28 V, I_O = 1.0 mA to 1.0 A	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	V_{in} = 28 V, I_O = 1.0 A	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	V_{in} = 28 V, R_L = 0.1 Ω	1.6 A
Efficiency	V_{in} = 28 V, I_O = 1.0 A	71%

L1 – 3.5 mH @ 0.3 A
T1 – Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 12OT C.T. #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P–L00–3CB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 21. Pulse Width Modulated Step–Down Converter

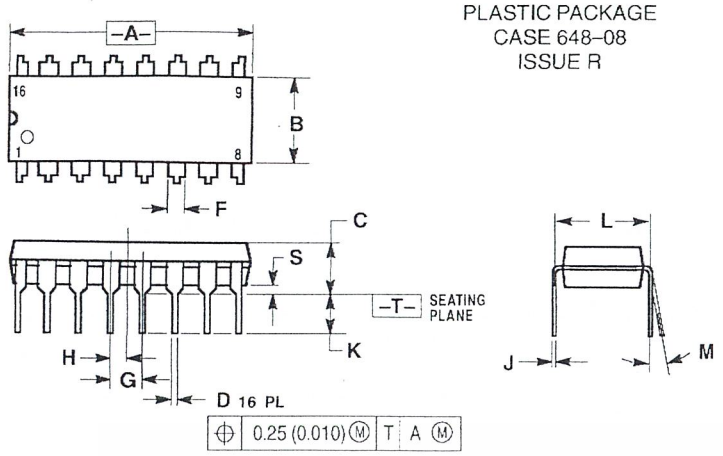


Test	Conditions	Results
Line Regulation	V_{in} = 8.0 V to 40 V	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	V_{in} = 12.6 V, I_O = 0.2 mA to 200 mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	V_{in} = 12.6 V, I_O = 200 mA	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	V_{in} = 12.6 V, R_L = 0.1 Ω	250 mA
Efficiency	V_{in} = 12.6 V, I_O = 200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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTLINE DIMENSIONS

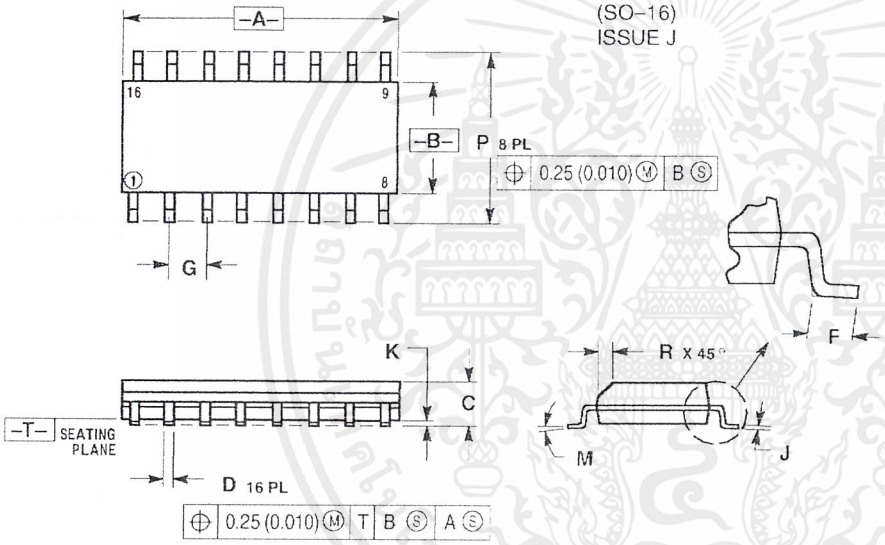
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648–08
ISSUE R



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B–05
(SO–16)
ISSUE J



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and Ⓜ are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution; P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1–800–441–2447 or 602–303–5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi–SPD–JLDC, 6F Seibu–Butsuryu–Center, 3–14–2 Tatsumi Koto–Ku, Tokyo 135, Japan. 03–81–3521–8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602–244–6609
INTERNET: http://Design–NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852–26629298

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีตามวัตถุประสงค์ทั้งนี้เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจากบุคคลดังต่อไปนี้

1. รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ
2. อ.สุรินทร์ คำฝอย
3. นายโชมัส ธรรมาธิษฐาน

และโดยเฉพาะอย่างยิ่งเพื่อนๆทุกคนที่ได้มีส่วนร่วมในความสำเร็จและความล้มเหลวบ้างในบางครั้ง

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณท่านอาจารย์ทุกท่านที่ได้อบรมสั่งสอนให้ความรู้อันเป็นประโยชน์แก่ตัวข้าพเจ้าซึ่งจะได้นำความรู้ที่มีค่านี้ไปพัฒนาสังคมและประเทศชาติต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

[1] Rashid, Muhammad H. **"Power Electronics Circuit, Device, and Applications."** Prentice Hall : New Jersey, 1993, Page 439-454.

[2] S. Zinn and S. L. Semiatin. **"Elements of Induction Heating Design , Control, and Application."** ASM International : Ohio, 1991.

[3] สุวัฒน์ ดั่น ,เทคนิคการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย,บริษัทเอนเทลไทย จำ กัด,2537

[4] John Davics & Petersimson "Induction Heating Handbook " McGraw Hill Newyork 1979 บทที่12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้