

การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

INDUCTION MELTING



โดย
นายบุญชัย เอกเฉลิมชัย
นายสุรัตน์ พงศ์สิริพัฒน์

เลขหม.....
เลขทะเบียน..... 34149
วัน, เดือน, ปี..... 6 ต.ค. 2542

ปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2541

การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

INDUCTION MELTING



โดย
นายบุญชัย เอกเฉลิมชัย
นายสุรัตน์ พงศ์สิริพิพัฒน์

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

อ. สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

ผู้จัดทำ

1. นายบุญชัย เอกเฉลิมชัย
2. นายสุรัตน์ พงศ์ศิริพัฒน์


อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)


อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ. สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

นายบุญชัย เอกเฉลิมชัย

นายสุรัตน์ พงศ์ศิริพิพัฒน์

รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

จากทฤษฎีของฟาราเดย์ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับเตาหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำจากการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับเทียบกับเวลา ($E = d\phi/dt$) ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและมีกระแสไหลวนในเบ้าหลอม ทำให้มีความร้อนเกิดขึ้นจนสามารถหลอมชิ้นงานได้ ซึ่งจะทำการหลอมชิ้นงานที่เป็นอลูมิเนียม และเพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานไปสู่เบ้าหลอมให้มากที่สุด จึงต้องทำงานที่ความถี่โซแนนซ์ ซึ่งใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มคลื่นที่มีมอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตช์ ช่วยในการเปลี่ยนความถี่ไฟฟ้าให้สูงขึ้นใกล้เคียงกับความถี่โซแนนซ์ โดยเลือกใช้ที่ 21.73 kHz และใช้หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่ลดการสูญเสียขณะใช้งานที่ความถี่สูง ช่วยเพิ่มกระแสให้สูงขึ้นเพื่อไปทำให้เกิดกระแสไหลวนในเบ้าหลอม และทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานความร้อนจากเบ้าหลอมไปสู่ชิ้นงานหรืออลูมิเนียมให้มากที่สุดจนกระทั่งสามารถหลอมได้ ซึ่งใช้กำลังไฟฟ้าขนาด 1.8 kW.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Induction Melting

Boonchai Akchalermchai

Surat Pongsiripipat

Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen Advisor

Surin Khomfoi Advisor

1998

Abstract

In accordance with the Faraday's law, the magnetic flux induction is applied for induction furnace. Induced voltage and eddy current in crucible is produced by the derivation of Electromagnetic flux caused by AC voltage during the period of time ($E = d\phi/dt$). As the result, heat produced by eddy current can melt the work piece as requirement. In order to melt the aluminum work piece and transfer the energy effectively, the resonant frequency shall be applied in the full wave inverter which its switching device is MOSFET. The MOSFET's will switch from ordinary AC frequency 50 Hz to nearly the resonant frequency. We choose to use 21.73 KHz. Frequency as the resonant frequency in this project. We also use ferrite core for the matching transformer in order to minimize all losses during operation at high frequency. This can increase the eddy current in crucible and transfer the heat energy from the crucible to the work piece at the optimum point. The inducted melting process shall be succeeded completely by 1.8 KW. electrical power required.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ	3
2.1 หลักการเบื้องต้นของการให้ความร้อน	3
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน	7
2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเป้าหมายหลอม	7
2.2.2 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน	15
2.2.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มข้นกับอุณหภูมิและความเข้มสนามแม่เหล็ก	16
2.3 การคำนวณวงจรสมมูลของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	17
2.4 หลักการรีโซแนนซ์	24
2.4.1 วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม RLC	24
2.4.1.1 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L กับ C	27
2.4.1.2 Q แฟกเตอร์ของวงจรอนุกรม RLC	27
2.4.2 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน	28
2.4.2.1 Q แฟกเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานในทางปฏิบัติ	30
บทที่ 3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงและการควบคุม	31
3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท	31
3.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส	31
3.1.2 ฟิลต์	31
3.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท	31
3.1.4 ไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter)	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 อินเวอร์เตอร์	32
3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร	32
3.2.2 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์	34
3.2.3 ตัวเก็บประจุลึกลับ C_U เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก	34
3.3 หม้อแปลงความถี่สูง	37
3.3.1 ลักษณะแกนที่ใช้	37
3.3.1.1 การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์	38
3.3.1.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์	39
3.3.2 ขดลวดทองแดง	39
3.4 วงจรควบคุมสัญญาณขับเกทของมอสเฟตกำลัง	39
3.4.1 วงจรเรกูเลเตอร์	40
3.4.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์	40
3.4.2.1 ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน	40
3.4.2.2 การกำหนดเวลาคาบการทำงาน	40
3.4.2.3 การทำงานของไอซีในการกึ่งค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์	41
3.4.2.4 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (Dead Time)	41
3.4.2.5 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาท์พุทของไอซี	42
3.4.3 วงจร Drive และ Isolated	43
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	46
4.1 ผลของการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลด	46
4.1.1 ทดลองผลของการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลด	46
4.1.2 เปรียบเทียบความถี่รีโซแนนซ์ที่ได้จากการคำนวณ และการทดลองที่ค่าตัวเก็บประจุต่าง ๆ	49
4.2 การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลา	50
4.3 การหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์	53
4.4 ภาพสัญญาณต่าง ๆ	56
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. วงจรโดยรวมของการหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ
พร้อมรายการอุปกรณ์ของวงจรกำลังและเครื่องมือ
ที่ใช้ทำการทดลอง

ภาคผนวก ข. ข้อมูลของอุปกรณ์

- IRFP 460

- TL 494

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 การหาลอมแบบเหนี่ยวนำ	4
รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป	4
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน	5
รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นคลื่นเข้าหาลอม	6
รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของเข้าหาลอม	6
รูปที่ 2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเข้าหาลอมในอุดมคติ	7
รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวเข้าหาลอม	9
รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเข้าหาลอม	13
รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์ไคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน	13
รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไคอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็ก กับแรงดัน ในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ	14
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน	14
รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว	15
รูปที่ 2.13 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้อยผ่านเข้าหาลอม และขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก	18
รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก	20
รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า	20
รูปที่ 2.16 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ	23
รูปที่ 2.17 การพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_C$ กับความถี่ สำหรับวงจรอนุกรม RLC รีโซแนนซ์	24
รูปที่ 2.18 แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟส กับความถี่ สำหรับรีโซแนนซ์แบบอนุกรม	25
รูปที่ 2.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R , V_C และ V_L กับความถี่	26
รูปที่ 2.20 รูปเฟสเซอร์ไคอะแกรมของแรงดันในวงจร RLC รีโซแนนซ์	27

รูปที่ 2.21 แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรมรูปคลื่นกระแสที่จุกตรีโชนเนนซ์ ของวงจร RLC ขนาน	28
รูปที่ 2.22 แสดงวงจร RLC แบบขนานในทางปฏิบัติ	29
รูปที่ 2.23 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่ สำหรับรีโชนเนนซ์แบบขนาน	30
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	33
รูปที่ 3.2 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานานกว่า Q_2	35
รูปที่ 3.2 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลีดกิ้ง C_b เข้ามาในวงจร เพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์	36
รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดัน ที่ตกคร่อมไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุลีดกิ้ง C_b เข้ามาในวงจร	36
รูปที่ 3.4 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของหม้อแปลง	38
รูปที่ 3.5 บล็อกไคอะแกรมแสดงส่วนของวงจรควบคุม	39
รูปที่ 3.6 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ TL494	40
รูปที่ 3.7 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494	41
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรการต่อเคดตามย้	42
รูปที่ 3.9 แสดงการต่อวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ TL494	43
รูปที่ 3.10 แสดงวงจร isolate and drive	44
รูปที่ 4.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของโหลด เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง และมีจุกตรีโชนเนนซ์ต่างกัน	48
รูปที่ 4.2 แสดงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลา	52
รูปที่ 4.3 แสดงค่า P.F. ทางค่านินพุทเรกติไฟเออร์และเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ ที่แรงค่านินพุท AC ต่าง ๆ	54
รูปที่ 4.4 แสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ระดับแรงค่านินพุท AC ค่าต่าง ๆ	54
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณแรงค่านินและกระแสค่านินพุท	56
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณขั้วมอสเฟตของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์	56
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณกระแสและแรงค่านินเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ขณะทำงานที่ความถี่รีโชนเนนซ์	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงาน ที่ความถี่สูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์ กระแสล้าหลังแรงดัน	57
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงาน ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่รีโซแนนซ์ กระแสนำหน้าแรงดัน	58
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณค่านาฬาลงของกระแสและแรงดันที่ความถี่รีโซแนนซ์	58
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณค่านาฬิกาขึ้นของกระแสและแรงดันที่ความถี่รีโซแนนซ์	59
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุอนุกรมทางด้านทุติยภูมิ เปรียบเทียบกับกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง	59
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำและเข้าหลอด ทางด้านทุติยภูมิเปรียบเทียบกับกระแสทางด้านปฐมภูมิ ของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง	60



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1.1 การดึงกระแสของโหลดโดยมีการปรับความถี่ ที่จูลรีโซแนนซ์แตกต่างกัน	47
ตารางที่ 4.1.2 แสดงค่าความเหนี่ยวนำสมมูลย์ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ที่ได้จากการวัด ณ ความถี่รีโซแนนซ์ต่าง ๆ	49
ตารางที่ 4.1.3 แสดงความคลาดเคลื่อนของความถี่รีโซแนนซ์ที่ได้จากการทดลอง เปรียบเทียบกับค่าคำนวณ	50
ตารางที่ 4.2 การทดลองหลอมอลูมิเนียมประสม ที่แรงดัน 220 V. กระแส 6 A. 21.73 KHz. ที่อุณหภูมิห้อง 32 °C	51
ตารางที่ 4.3 แสดงการหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

เครื่องหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำนั้น มีลักษณะการทำงานของวงจรคือเริ่มป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่วงจรฟิวเตอร์และเรกติไฟเออร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อควบคุมให้มีกระแสไหลคงที่ และป้อนให้กับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทำการสวิตช์ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับกลับออกมา ซึ่งมีลักษณะคลื่นเป็นสแควร์ที่มีความถี่สูงขึ้น เป็นความถี่สูงๆ ใกล้เคียงกับความถี่รีโซแนนซ์ เนื่องจากที่ความถี่รีโซแนนซ์จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูงสุด จากคลื่นรูปสแควร์ที่ได้จากการสวิตช์ของมอสเฟตกำลังที่ละคู่สลับกันในวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จึงได้รูปคลื่นทั้งซีกบวกและซีกลบ โดยมีแอมพลิจูดเท่ากับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์ หลังจากนั้นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่รีโซแนนซ์นี้จะป้อนอินพุทให้กับหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่แปลงแรงดันให้ต่ำลงและเพิ่มกระแสที่ไหลไปยังโหลดให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อไปทำให้เกิดกระแสไหลวนในตัวเบ้าหลอมและมีความร้อนเกิดขึ้น จากนั้นจึงถ่ายเทความร้อนจากเบ้าหลอมไปสู่ชิ้นงานที่เป็นอลูมิเนียมเพื่อให้เกิดการหลอมขึ้น ซึ่งจะต้องคำนึงถึงผลของสกินเอฟเฟกต์ (Skin Effect) ที่จะทำให้มีกระแสไหลเฉพาะที่ผิวของชิ้นงานเท่านั้นเมื่อทำการหลอมที่ความถี่สูงๆ

ถ้าเรามองเปรียบเทียบกับหม้อแปลงเป็นหลักจะได้ว่ามีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมเปรียบเหมือนแกนเหล็ก ซึ่งเราจะต้องทำให้เกิดความร้อนขึ้นบนแกนเหล็กนี้ให้มากที่สุด ดังนั้นเราจึงอาศัยการสูญเสียของแกนเหล็กในรูปของพลังงานความร้อน นำมาใช้ให้เป็นประโยชน์หรือให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็กให้มากที่สุดนั่นเอง ซึ่งประกอบด้วยการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน และการสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส ดังสมการต่อไปนี้

$$\text{การสูญเสียในแกนเหล็ก} \quad P_c = P_h + P_e$$

$$\text{การสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน} \quad P_e = K_e f^2 B_{\max}^2$$

$$\text{การสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส} \quad P_h = K_h f B_{\max}^x$$

ข้อดีของการหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ คือ

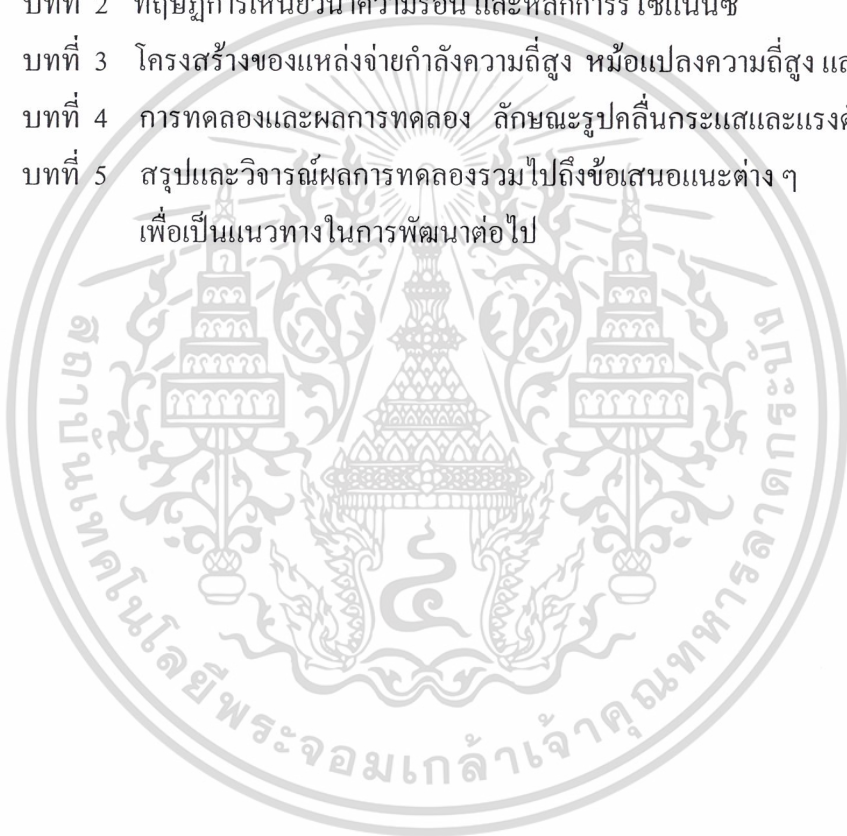
1. ใช้เวลาในการหลอมได้อย่างรวดเร็ว
2. มีค่าการสูญเสียน้อยกว่า และประหยัดพลังงาน
3. ใช้พื้นที่ในการทำงานน้อย เยียบ ปลอดภัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ส่วนประกอบของโลหะหลังการหลอมไม่มีการเปลี่ยนแปลง
6. ไม่เป็นมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อม เพราะไม่มีการเผาไหม้ของเชื้อเพลิง

ปริญญาบัตรฉบับนี้เป็นการศึกษาการหลอมอลูมิเนียม โดยอาศัยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูง โดยการใช้อินเวอร์เตอร์ ซึ่งกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐาน ส่วนประกอบของวงจร หลักการทำงานของวงจรส่วนต่างๆ ในวงจร โดยมีรายละเอียดในบทต่างๆ ดังนี้

- บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงโครงงานต่างๆ ไป
- บทที่ 2 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำความร้อน และหลักการรีโซแนนซ์
- บทที่ 3 โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูง หม้อแปลงความถี่สูง และการควบคุม
- บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดัน
- บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองรวมไปถึงข้อเสนอแนะต่างๆ เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

2.1 หลักการเบื้องต้นของการให้ความร้อน

การให้ความร้อนหรือการหลอมชิ้นงานนั้นจะใช้หลักการถ่ายเทความร้อนจากเข้าหลอมสู่ชิ้นงานหรือความร้อนที่เกิดจากตัวชิ้นงานเอง ซึ่งการจะทำให้เกิดความร้อนที่เข้าหลอมนั้นจะต้องอาศัยปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าและทางความร้อนร่วมกันซึ่งมีสาเหตุสำคัญอยู่สามประการคือ การเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า(Electromagnetic Induction) ปรากฏการณ์ผิว(Skin Effect) และการถ่ายเทความร้อน(Heat Transfer) ซึ่งสามารถอธิบายการให้ความร้อนแก่ชิ้นงานได้ดังนี้

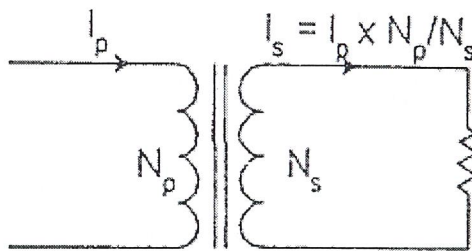
เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับผ่านเข้าสู่ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเข้าหลอมที่มีชิ้นงานอยู่ภายใน ซึ่งเข้าหลอมที่ใช้ในโรงงานนี้เป็นกรังไฟต์ซึ่งเป็นสารแม่เหล็ก (Ferromagnetic Materials) กระแสไฟฟ้าสลับจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กเคลื่อนผ่านขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเข้าหลอม ถ้าชิ้นงานที่ต้องการหลอมเป็นสารที่ไม่เป็นแม่เหล็ก(Non-Ferromagnetic Materials) แล้ว การหลอมชิ้นงานจะอาศัยกำลังงานที่เข้าหลอมได้รับแล้วทำการถ่ายเทพลังงานความร้อนที่เกิดขึ้นไปยังชิ้นงานนั้นหมายความว่าชิ้นงานจะสามารถถูกหลอมได้โดยอาศัยการถ่ายเทความร้อนจากเข้าหลอมสู่ชิ้นงานเพียงอย่างเดียว แต่ถ้าชิ้นงานที่ต้องการหลอมเป็นสารแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กส่วนที่เคลื่อนผ่านชิ้นงานจะเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน(eddy current) ไหลวนอยู่ภายในชิ้นงานด้วย โดยกระแสไหลวนส่วนมากจะไหลอยู่บริเวณผิวของชิ้นงานแล้วจะค่อยๆ ไหลลดลงแบบเอกซ์โปเนนเชียลเมื่อความลึกผิวของชิ้นงานมากขึ้นจุดอีกนัยหนึ่งก็คือกระแสไหลวนที่เกิดขึ้นส่วนใหญ่จะไหลอยู่บริเวณผิวของชิ้นงานนั่นเองปรากฏการณ์นี้เรียกว่า " Skin Effect " เนื่องจากกระแสไหลวนนี้จะไหลวนรอบชิ้นงานเป็นเส้นทางปิดดังนั้นจึงทำให้เกิดการขัดสีของโมเลกุลตามความถี่ของกระแสไฟฟ้าสลับจนกระทั่งทำให้เกิดความร้อนขึ้นบนชิ้นงานโดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเรียกว่า "Eddy Current Loss" ซึ่งความร้อนนี้ขึ้นอยู่กับกระแสที่เหนี่ยวนำ และความต้านทานสมมูลย์ของเส้นทางที่กระแสไหลผ่าน และความร้อนที่เกิดขึ้นจะถ่ายเทไปยังบริเวณอื่น โดยการแผ่รังสีที่บริเวณผิว การพาความร้อนและการนำความร้อน เพราะฉะนั้นชิ้นงานที่เป็นพวกสารแม่เหล็กจึงสามารถที่จะหลอมได้ โดยการอาศัยผลของการถ่ายเทความร้อนจากเข้าหลอมไปสู่ชิ้นงานและผลของ eddy current loss ที่เกิดขึ้นบนชิ้นงานร่วมกัน

รูปที่ 2.1 แสดงการหลอมแบบเหนี่ยวนำ ให้เห็นถึงเส้นทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเคลื่อนผ่านเข้าหลอมและไปตัดผ่านชิ้นงาน ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะสามารถเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนได้หรือไม่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางแม่

เหล็กและการนำไฟฟ้าของวัสดุที่จะนำมาใช้หลอม ถ้าหากเราพิจารณาการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนขึ้น โดยให้ทั้งระบบเป็นหม้อแปลงหนึ่งชุด ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบ และชิ้นงานเป็นโหลดที่ต่ออยู่ซึ่งความต้านทานสมมูลย์ของโลหะที่เป็นชิ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ แต่เบ้าหลอมจะมีค่าสูงเนื่องจากเป็นวัสดุที่ทำมาจากกราฟไฟต์ ดังนั้นความต้านทานสมมูลย์ในวงจรจึงเป็นผลของเบ้าหลอมเป็นส่วนใหญ่

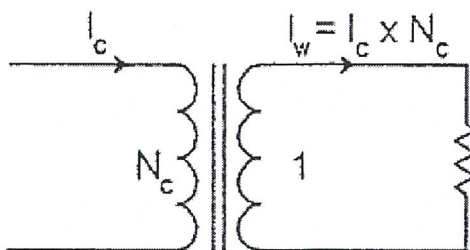


รูปที่ 2.1 การหลอมแบบเหนี่ยวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงทั่วไป

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของขดลวดให้ความร้อน

รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลของหม้อแปลงโดยทั่วไป ส่วนรูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ เบ้าหลอมและชิ้นงาน จะเห็นว่าถ้า I_C เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วน I_W เป็นกระแสที่ไหลในเบ้าหลอม กระแสทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$I_W = N_C I_C \quad (2.1)$$

โดยที่ N_C คือจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

กำลังสูญเสียเป็นความร้อนในเบ้าหลอมมีค่าเท่ากับ

$$P_W = N_C^2 I_C^2 R_W \quad (2.2)$$

โดยที่ R_W คือความต้านทานสมมูลของเบ้าหลอม

จากรูปที่ 2.1 และจากปรากฏการณ์ผิวถ้าพิจารณาว่ากระแสโดยส่วนมากไหลอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมูลของได้ดังรูปที่ 2.4 เมื่อทำการคลี่เบ้าหลอมออก ความต้านทานของเบ้าหลอมจะมีค่า

$$R_W = \frac{2\pi R \rho}{\delta l_W} \quad (2.3)$$

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานจำเพาะของเบ้าหลอม

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

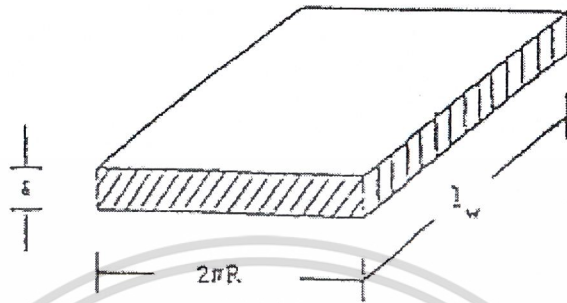
μ คือ ค่าความซาบซึมของเบ้าหลอม และ f, ω คือ ค่าความถี่

R คือ รัศมีของเบ้าหลอม

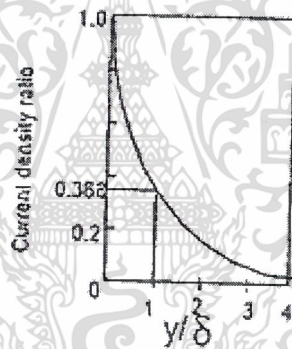
l_W คือ ความยาวของเบ้าหลอมซึ่งเท่ากับ ความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.3) ความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับ สภาพความต้านทาน ความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของเบ้าหลอมด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงแผ่นเคลือบเบ้าหลอม



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม

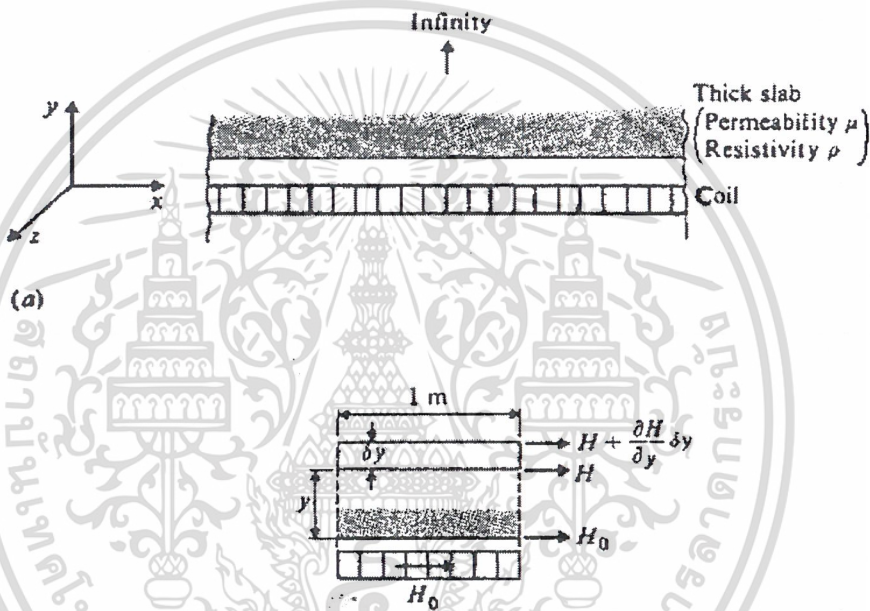
รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของเบ้าหลอม เนื่องจากปรากฏการณ์ผิว จึงทำให้ความหนาแน่นมีความสัมพันธ์กับระยะทางจากผิวเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล ที่ระดับความลึกผิว ความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่นของกระแสที่ผิวเบ้าหลอม จึงประมาณว่ากระแสโดยส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้

ถ้าพิจารณาการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะพบว่า ไม่มีการใช้แหล่งความร้อนจากภายนอกแต่ใช้เบ้าหลอมเป็นแหล่งความร้อนของตนเอง อีกทั้งเบ้าหลอมก็ไม่จำเป็นที่จะสัมผัสกับขดเอกสารนี้แล้วโครงสร้างแม่เหล็ก การให้ความร้อนในลักษณะนี้จึงสามารถทำได้สะดวกขึ้นประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของการเหนี่ยวนำความร้อน

2.2.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอม

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถอธิบายให้เข้าใจโดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในที่นี้จะอธิบายการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติที่เรียกว่า Semi - infinite slab ถ้าสามารถทำความเข้าใจกับเบ้าหลอมที่มีลักษณะอุดมคติ จะทำให้เข้าใจการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนกับเบ้าหลอม



รูปที่ 2.6 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับเบ้าหลอมในอุดมคติ

รูปที่ 2.6 แสดงระบบที่ประกอบด้วยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอมยาวและหนา มากโดยเบ้าหลอมจะวางอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เบ้าหลอมที่มีลักษณะเป็นอุดมคติดังกล่าว เทียบได้กับโพลตรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ ในที่นี้สมมติว่าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมมีค่าความเข้มสนามแม่เหล็กเป็น H_0 เนื่องจากขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กอยู่ชิดกับเบ้าหลอมมาก ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ขดลวดจะมีค่าเท่ากับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอม โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงกับเวลาในทิศทางตามแกน X และสร้างกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่ผิวเบ้าหลอมตามแกน Z โดยความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นปริมาณเวกเตอร์ ในที่นี้จะสมมติเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวเบ้าหลอมดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$H_x(y=0) = H_{om} \cos \omega t$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปดสิ่งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

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

เนื่องจากเข้าหาล้อมมีลักษณะเป็นอุดมคติทำให้ $H_y = H_z = 0$ ดังนั้น \vec{H} จะมีส่วนประกอบในทิศทางแกน X อย่างเดียว แสดงว่า

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

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

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

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

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

เขียนสมการใหม่ได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

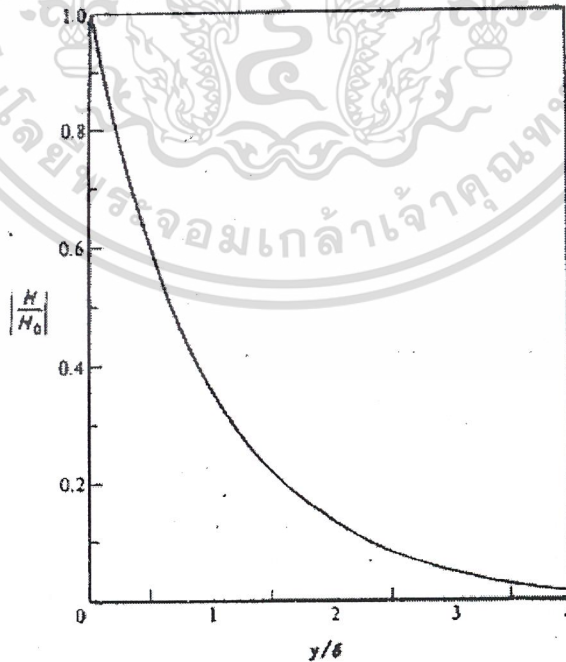
แต่ $\sqrt{2j} = \pm(1+j)$ ดังนั้น

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

ใช้คำตอบเฉพาะส่วนจริง

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

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



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับระยะจากผิวเบ้าหลอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.16) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง สัดส่วนของความเข้มสนามแม่เหล็กที่ระยะใด ๆ กับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวเปลือกหุ้ม ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.7 ถ้ากำหนดให้ความลึกผิวแทนด้วยสัญลักษณ์ ความลึกผิวนี้จะมีค่า $\sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}}$ จะเห็นว่าที่ระดับความลึกผิว

ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีค่าเพียง 0.368 ของค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ส่วนค่าความหนาแน่นกระแส ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก และฟลักซ์สนามแม่เหล็ก สามารถคำนวณได้ตามความสัมพันธ์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าดังนี้

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

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

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

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

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

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

ใช้เฉพาะส่วนจริงได้

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

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

เมื่อ $y = 0$

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลเฉลยของความหนาแน่นกระแส สามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้า จากความสัมพันธ์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ใช้เฉพาะส่วนจริง

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

จากสมการที่ (2.31) จะเห็นว่ากระแสต่อหนึ่งความยาวมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิว ซึ่งสอดคล้องกับกฎฟาราเดย์ที่ว่า

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ
$$I = H_{om} \cos \omega t$$

จากที่กล่าวมาเมื่อมีกระแสไหลในเบ้าหลอมย่อมเกิดความร้อนขึ้น กำลังสูญเสียต่อ 1 ตารางเมตรที่ผิวเบ้าหลอมจะมีค่า

$$P_s = \int_0^{\infty} \rho J_z^2(y) dy (x_1)(x_1) \quad (2.33)$$

เนื่องจากความหนาแน่นกระแสแปรตามเวลาเป็นรายคาบในการหาค่ากำลังสูญเสีย ต่อหนึ่งพื้นที่ จึงต้องหาค่าเฉลี่ยกำลัง 1 คาบเวลาด้วยสมการที่ (2.33) จึงเป็น

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

$$P_s = \frac{\rho}{2} J_{om}^2 \int_0^{\infty} \exp(-2\alpha y) dy \quad (2.35)$$

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

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

แต่จาก

$$\left| J_{om} \right| = \frac{\sqrt{2} |H_{om}|}{\delta} = \frac{2H_0}{\delta} \quad (2.36)$$

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

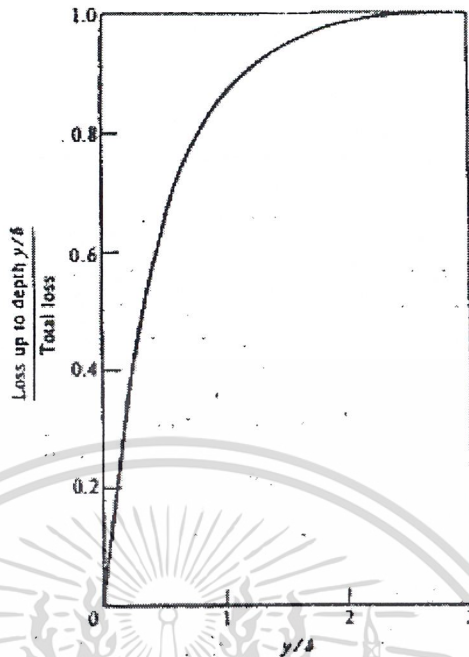
$$\frac{P_{sy}}{P_s} = 1 - \exp(-2\alpha y) \quad (2.37)$$

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

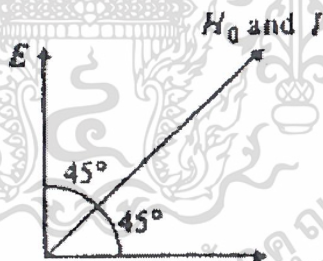
$$\begin{aligned} \phi &= \int B_x(y) dy \\ \phi &= \text{Real} \left[\mu H_{om} \int_0^{\infty} \exp(j\omega t - (1+j)y) dy \right] \quad (2.38) \end{aligned}$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิวกับระยะจากผิวเข้าหลอม



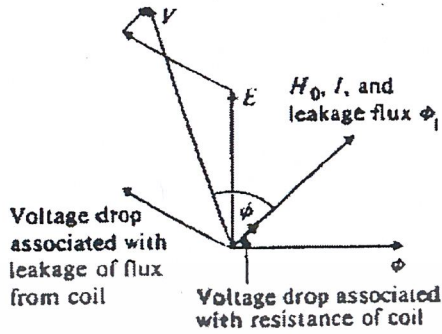
รูปที่ 2.9 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดัน

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

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

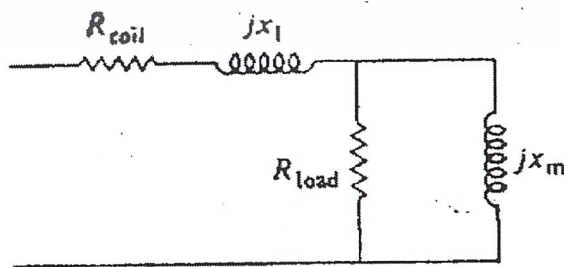
$$E = \frac{\mu N H_{om} \omega}{\alpha \sqrt{2}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \tag{2.41}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 เฟสเซอร์ไดอะแกรมแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเข้มสนามแม่เหล็กกับแรงดันในกรณีที่ตัวขดลวดไม่อุดมคติ

จากสมการที่ (2.39) และสมการที่ (2.41) จะเห็นว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมจะเป็นสัดส่วนกับค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H_{om} และมุมเฟสจะล้าหลังมุมเฟสของความเข้มสนามแม่เหล็กอยู่ $\frac{\pi}{4}$ และแรงดันที่เกิดขึ้นจะนำหน้ากระแสผลรวมอยู่ $\frac{\pi}{4}$ จากความสัมพันธ์ที่กล่าวสามารถนำไปเขียนเฟสเซอร์ไดอะแกรมของปริมาณต่าง ๆ ได้ดังรูป 2.9 จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมจะพบว่าในกรณีที่เข้าหาลอมเป็นลักษณะอุดมคติ วงจรทางไฟฟ้าจะมีตัวประกอบกำลังเป็นแบบล้าหลังที่มีค่าเป็น 0.707 แสดงว่าส่วนประกอบในส่วนของจริง และส่วนจินตภาพของอิมพีแดนซ์ในวงจรสมมูลย์มีค่าเท่ากัน แต่ความเป็นจริงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะมีความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งทำให้ตัวประกอบกำลังของระบบเลวลง และตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็มีความต้านทานของตัวเองอยู่แล้ว ทำให้เฟสเซอร์ไดอะแกรมของระบบเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 2.10 และสามารถเขียนวงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของระบบได้ ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อนกับชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 การประมาณการเหนี่ยวนำความร้อน

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

- โดยที่ δ คือค่าความลึกผิว
- ρ คือค่าความต้านทานจำเพาะ
- μ คือค่าความซึมซาบของเบ้าหลอม
- f คือค่าความถี่ที่ใช้งาน

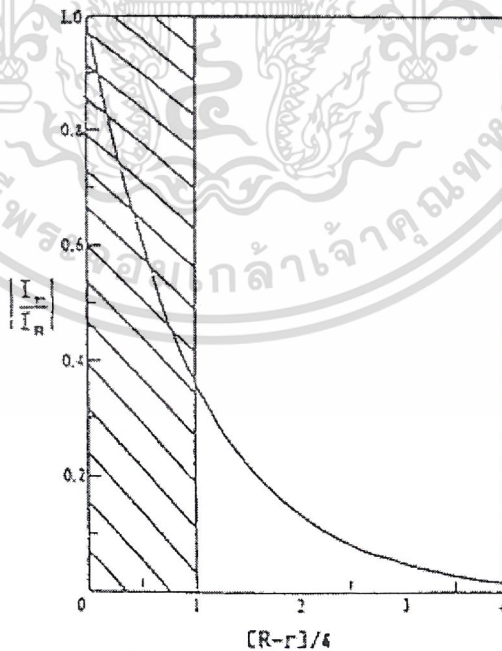
สำหรับเบ้าหลอมที่เป็นแท่งโลหะทรงกระบอกรัศมี R ให้

- I_R คือค่ากระแสที่ผิวเบ้าหลอม
- I_r คือค่ากระแสที่ระยะใด ๆ จากจุดศูนย์กลาง

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

$$I_r = I_R \exp\left[\frac{-(R-r)}{\delta}\right] \tag{2.43}$$

ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ระยะใด ๆ กับระยะจากผิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลในเบ้าหลอมได้จากการอินทิเกรต กระแสที่รัศมีใด ๆ กับความลึกกระแสที่ได้ จะมีค่าเท่ากับพื้นที่ใต้กราฟดังรูปที่ 2.12 แต่อย่างไรก็ตามพื้นที่ใต้กราฟดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับพื้นที่ที่เรงากกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าถึงแม้ว่ากระแสที่ไหลในเบ้าหลอมมีความสัมพันธ์กับระยะทางเป็น เอกซ์โพเนนเชียล แต่เหมือนกับว่ามีกระแสคงที่ขนาด I_R ไหลอยู่ที่ผิวเบ้าหลอมในระดับความลึก δ ถ้าเบ้าหลอมมีความยาว l_w แล้วมีความต้านทานสมมูลย์ที่กระแสคงที่ขนาด I_R ไหลผ่านจะมีค่า

$$R_w = \frac{2\pi R \rho}{\delta l_w} \quad (2.44)$$

ถ้าขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กมีจำนวนรอบเท่ากับ N_C และมีกระแสไหลผ่านขดลวดเป็น I_C และมีกระแสไหลผ่านเบ้าหลอม $N_C I_C$ กำลังปรากฏที่เบ้าหลอมจะมีค่า

$$P_w = \frac{2\pi R \rho}{\delta l_w} N_C^2 I_C^2 \quad (2.45)$$

ในกรณีที่ R ไม่ได้มากกว่า δ มาก ๆ แล้ว จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 l A_{wp} \quad (2.46)$$

ซึ่ง P เป็นตัวแปรที่ขึ้นอยู่กั $\frac{(2R)}{\delta}$ ในการคำนวณกำลังความร้อนที่เกิดขึ้นที่เบ้าหลอม กำลังที่ได้จะขึ้นอยู่กั ค่าความถี่ที่ใช้ งาน ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติของเบ้าหลอม ซึ่งหมายถึงขนาดและรูปร่าง รวมทั้งค่าความต้านทานจำเพาะ และค่าความซึมซาบของเบ้าหลอม เนื่องจากค่าความต้านทานจำเพาะและค่าความซึมซาบมีผลต่อกำลังไฟฟ้าที่เบ้าหลอม จึงควรศึกษา ว่าค่าเหล่านี้เปลี่ยนแปลงอย่างไร ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ หรือมีการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก แต่โดยทั่วไปความถี่จะไม่มีผลต่อค่าทั้งสองเท่าใดนัก

2.2.2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบกับอุณหภูมิ และความเข้มสนามแม่เหล็ก

ความซึมซาบโลหะนั้นปกติจะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่สำหรับสารที่เป็นประเภทเฟอร์โรแมกเนติก ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก กับความเข้มสนามแม่เหล็กจะเป็นเชิงเส้น แต่จะเป็นไปตามกราฟกระแสทำแม่เหล็ก จะพบว่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมกเนติกจะขึ้นอยู่กัความเข้มสนามแม่เหล็ก และระดับความอิ่มตัวของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กด้วย ได้มีการทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างความซึมซาบของสารกัความเข้มสนามแม่เหล็ก ได้ผลเป็นที่ยอมรับตามสมการที่ (2.47) นอกจากค่าความซึมซาบของสารเฟอร์โรแมกเนติก ยังมีความสัมพันธ์กัอุณหภูมิด้วย กล่าวคือปกติค่าความซึมซาบของสารประเภทนี้จะค่อนข้างมีค่าคงที่กั

อุณหภูมิ แต่ถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นถึงจุดอิ่มตัวค่าความซึมซาบของสารจะลดลงเป็นค่าความซึมซาบของสูญญากาศทันที มีผลให้สารนั้นหมดสภาพความเป็นสารแม่เหล็ก สำหรับเหล็กผสมคาร์บอน 0.50% จะมีอุณหภูมิอิ่มตัวอยู่ที่ประมาณ 760 °C

$$\mu = \left(1.43 * 10^6 \frac{B_s}{B_{om}} + 1 \right) \mu_0 \quad (2.47)$$

B_s ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัว

H_{om} ค่าความเข้มสนามแม่เหล็กสูงสุด

μ_0 ค่าความซึมซาบของสูญญากาศ

2.3 การคำนวณวงจรสมมูลย์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

เนื่องจากขดลวดให้ความร้อนมีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกับหม้อแปลง โดยขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะเป็นเสมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบเท่ากับจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ส่วนเบ้าหลอมจะเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิของหม้อแปลง ที่มีจำนวนรอบหนึ่งรอบ และขึ้นงานเป็นโหนดที่ต่ออยู่ซึ่งความต้านทานสมมูลย์ของโลหะที่เป็นขึ้นงานจะมีค่าค่อนข้างต่ำ โดยที่วงจรสมมูลย์ของขดลวดให้ความร้อน สามารถที่จะพิจารณาว่ามีความต้านทานต่ออนุกรมกับค่าความเหนี่ยวนำในทางปฏิบัติสามารถที่จะวัดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้โดยใช้เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ เครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์นี้จะสามารถวัดค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ได้ที่ค่าความถี่ต่าง ๆ ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรสมมูลย์ของขดลวด เบ้าหลอมและขึ้นงาน

จากรูปที่ 2.13 ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของเบ้าหลอม คือ H_{Rm} และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านระบบประกอบด้วย

ϕ_w เส้นแรงแม่เหล็กที่คล่องผ่านเบ้าหลอม

ϕ_g เส้นแรงแม่เหล็กที่คล่องผ่านอากาศ

ϕ_c เส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แสดงในหัวข้อ 2.2 สามารถสรุปได้ว่า

$$P_w = \mu \pi f H_{Rm}^2 (I_w A_w) p \quad (2.48)$$

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

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

ϕ_{yw} ค่ายอดของเส้นแรงแม่เหล็กที่คล่องผ่านเบ้าหลอม (Wb)

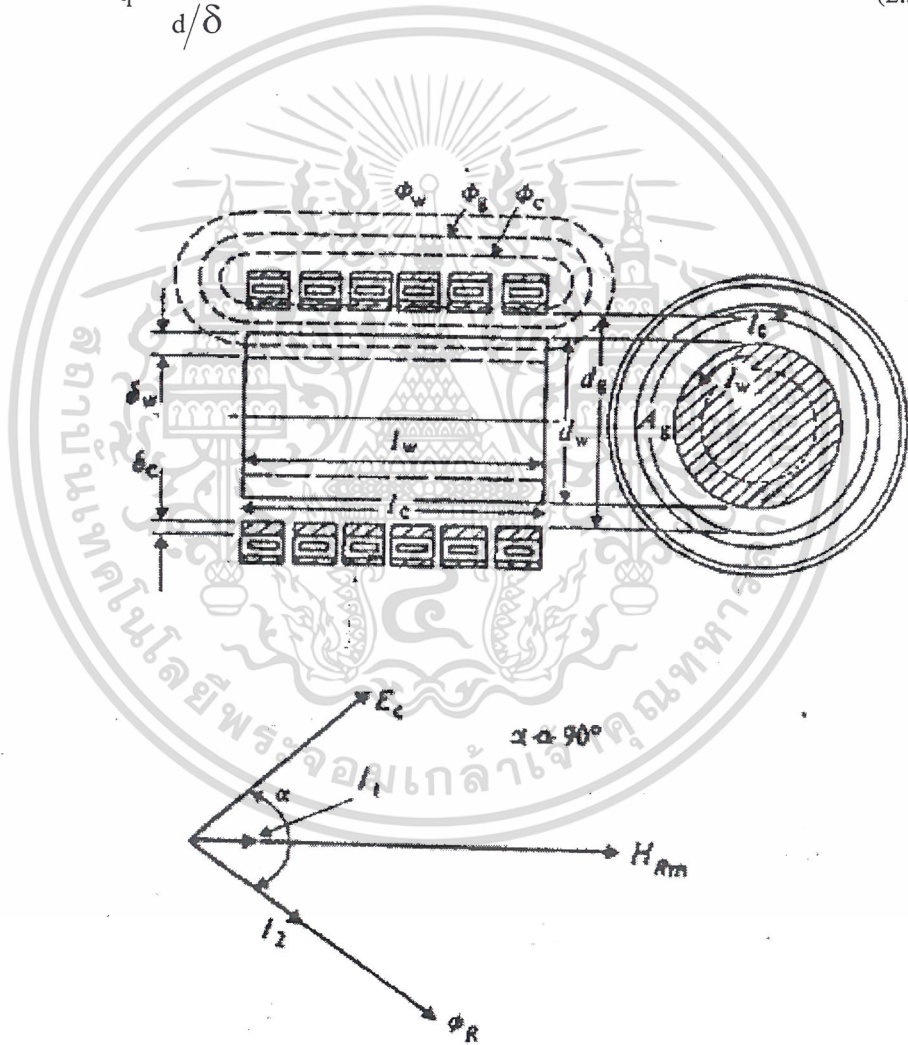
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานำเข้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

l_w ความยาวชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)
 A_w พื้นที่หน้าตัดของเบ้าหลอม (m^2)

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

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

$$q = \frac{2}{d/\delta} \quad (2.51)$$



รูปที่ 2.13 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้อยผ่านเบ้าหลอม และขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก

ϕ_u คือ ค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ ซึ่งปกติฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศจะ
 เอกสารนี้มีขนาดค่อนข้างใหญ่ในขณะที่ไม่มีเบ้าหลอม ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก แต่จะมีขนาดเล็กกว่า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมีเบ้าหลอมอยู่ในขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์ต้องผ่านจะลดลง นอกจากนี้ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ ยังผลให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเลวลง โดยปกติ

$$\phi_{gm} = \mu_0 H_{Rm} A_g \quad (2.52)$$

โดยที่ A_g คือพื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กต้องผ่านอากาศ

ϕ_c คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล้องขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก ตัวขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กก็เกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่เบ้าหลอม ตามปกติขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กจะสร้างจากทองแดงที่มีคุณสมบัติที่ไม่เป็นแม่เหล็ก จากทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสรุปได้ว่า

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

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

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

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

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

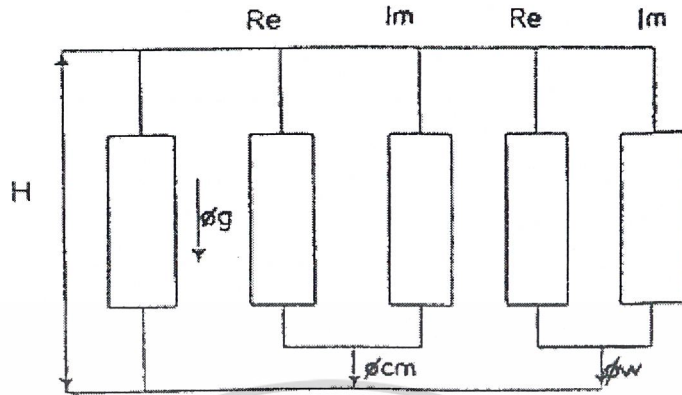
ให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันตกคร่อมขดลวด

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

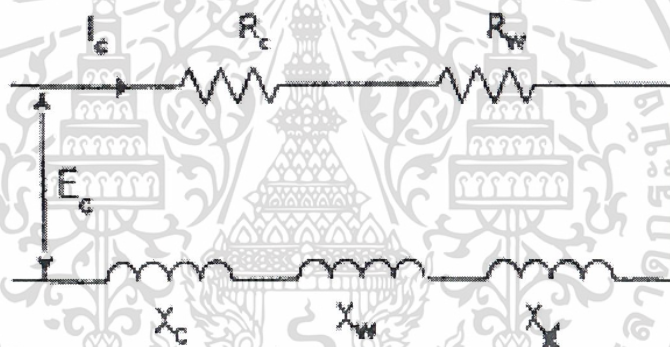
ได้ว่า

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_0}{I_0} N_c^2 I_c \left[\left(\mu_r p A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) + j \left(A_g + \mu_r q A_w + k_r d_c \delta_c \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (2.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 วงจรสมมูลย์ทางแม่เหล็ก



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้า

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

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \tag{2.59}$$

ความต้านทานข็องเบ้าหลอม $R_w = K(\mu_r p A_w)$ (2.60)

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

รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ $X_g = K A_g$ (2.62)

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

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ค่าเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณเป็นคุณสมบัติของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่สำคัญได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

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

$$= \frac{(VA)_c}{H_0 I_c}$$

Ampere Turn ของขดลวด

$$I_c N_c = H_0 I_c$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นถ้าพิจารณาโดยละเอียดจะได้ว่า

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ พบว่าค่าพารามิเตอร์ของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและเบ้าหลอม จะขึ้นกับลักษณะและขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก รวมทั้งจำนวนรอบของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กและถ้าพิจารณาให้ขดลวดและเบ้าหลอมคงที่ สำหรับความต้านทานเนื่องจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากเบ้าหลอมและขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะแปรตามรากที่สองของค่าความต้านทานจำเพาะ ความซึมซาบทางแม่เหล็ก และแปรผกผันกับรากที่สองของความถี่

ในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากแกนอากาศ พบว่าจะขึ้นกับลักษณะของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก พื้นที่หน้าตัดที่สนามแม่เหล็กค้ำผ่าน โดยจะไม่มีความสัมพันธ์กับความถี่

ถ้าพิจารณาค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก จะพบว่าเป็นการยากที่จะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ เพราะค่าเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก และคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของเบ้าหลอมด้วย และจากที่กล่าวมาจากการคำนวณจะคิดว่าเป็นกรณีอุดมคติคือขดลวดมีความยาวมาก ๆ และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่ค้ำผ่านช่องอากาศจะมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ ซึ่งในการคำนวณค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ค่าที่ได้อาจผิดไปจากความจริง เช่น ในกรณีฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ค้ำผ่านอากาศ จึงจำเป็นที่จะต้องเปลี่ยนสูตรที่ใช้ในการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด โดยจะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่ค้ำผ่านอากาศ รูปที่ 2.16 แสดงขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวนรอบเป็น N_c รอบ ซึ่งสูตรที่ใช้ในการคำนวณจะเป็นสูตรที่มีการปรับปรุงให้ถูกต้องยิ่งขึ้น

$$L_g = \lambda d N_c^2 (\mu H) \quad (2.78)$$

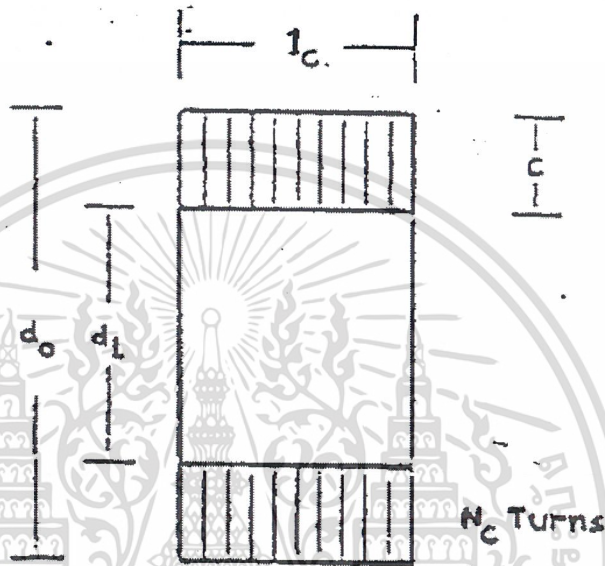
$$\lambda = \frac{0.1\pi^2}{\left\{ 0.45 + \gamma + \beta + \frac{2\gamma\beta(\gamma + 1_c)}{3(\gamma + 2)} \right\}} \quad (2.79)$$

$$\gamma = \frac{l_c}{d} \quad (2.80)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta = \frac{c}{d} \quad (2.81)$$

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



รูปที่ 2.16 ขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กที่มีจำนวน N_c รอบ

ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำที่คำนวณได้นี้จะมีค่าความเหนี่ยวนำของช่องอากาศทั้งหมด ในกรณีที่
มีเป้าหลอมอาจต้องคูณด้วยตัวประกอบ เพื่อให้เป็นเพียงพื้นที่ส่วนที่เป็นฟลักซ์สนามแม่เหล็กต้อง
ผ่านเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 หลักการรีโซแนนซ์

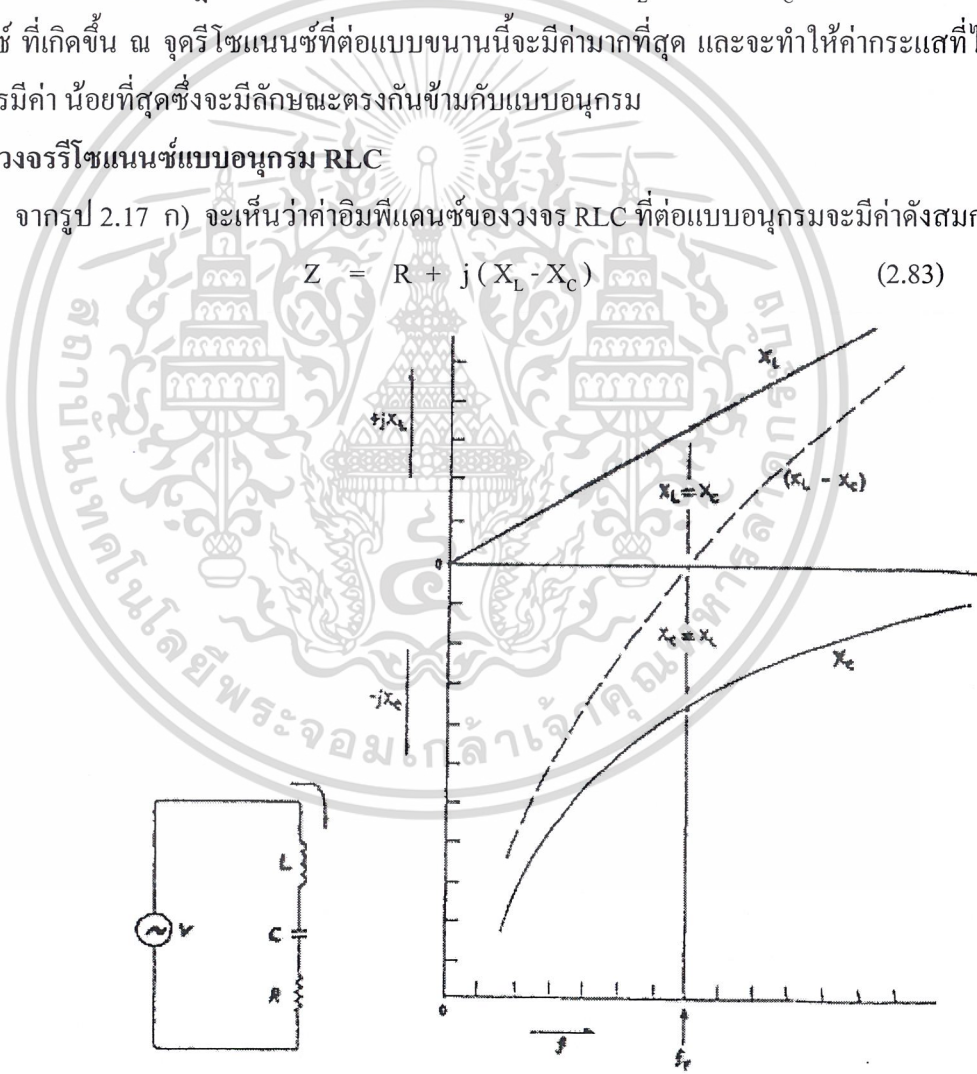
เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RLC จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุดนั่นคือ $Z=R$ ปรากฏการณ์เช่นนี้เราเรียกว่า “ปรากฏการณ์รีโซแนนซ์” และความถี่ที่เกิดขึ้น ณ จุดรีโซแนนซ์นี้เราจะเรียกว่า “ความถี่รีโซแนนซ์” และเนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดรีโซแนนซ์นี้มีค่าต่ำสุดดังนั้นค่ากระแสที่ไหลผ่านในวงจรจึงมีค่ามากที่สุด

ในการทำงานเดียวกันถ้าเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจร RLC แบบขนานจนถึงค่าหนึ่งก็จะพบว่าสามารถเกิดปรากฏการณ์รีโซแนนซ์ได้เช่นกันนั่นคือค่า X_L จะเท่ากับ X_C อย่างไรก็ตามค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้น ณ จุดรีโซแนนซ์ที่ต่อแบบขนานนี้จะมีค่ามากที่สุด และจะทำให้ค่ากระแสที่ไหลในวงจรมีค่าน้อยที่สุดซึ่งจะมีลักษณะตรงกันข้ามกับแบบอนุกรม

2.4.1 วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม RLC

จากรูป 2.17 ก) จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RLC ที่ต่อแบบอนุกรมจะมีค่าดังสมการ

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



ก) วงจรอนุกรม RLC

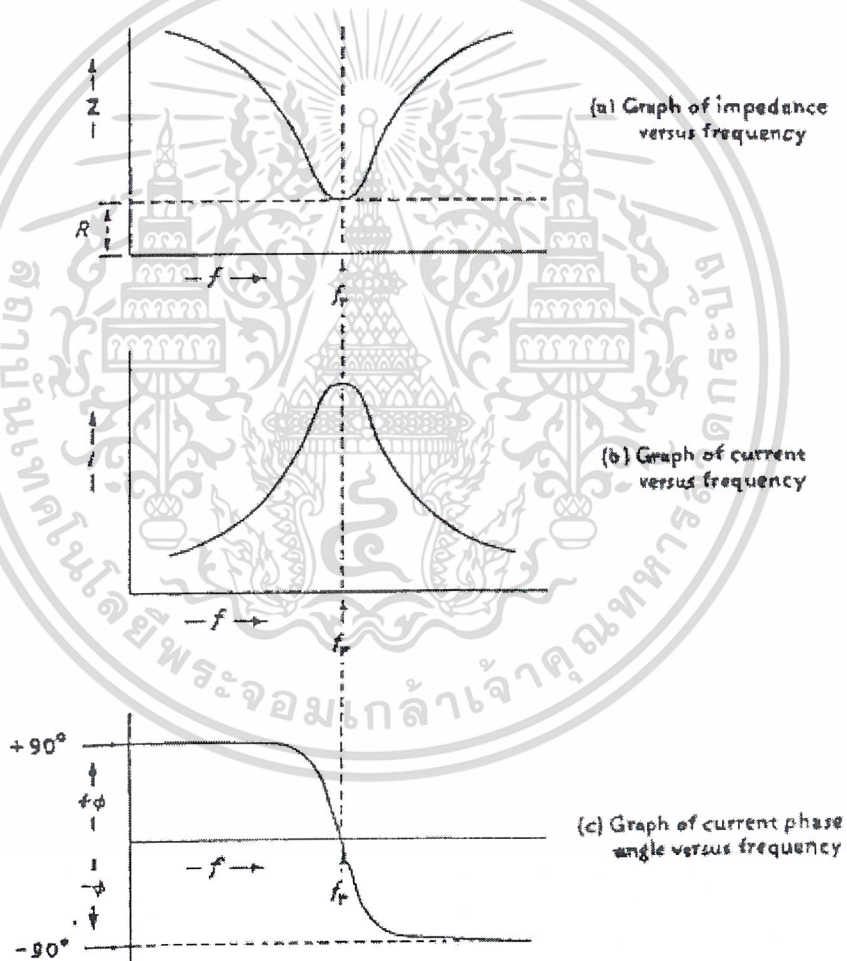
ข) X_L, X_C เมื่อพล็อตตามความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และ $X_C = 1/2\pi fC$ ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์จึงขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ จากรูป 2.17 ข) จะเห็นว่าเมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายไฟมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น

ค่า X_L ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นส่วน X_C จะมค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นด้วย โดยที่ผลรวมของค่ารีแอกแตนซ์จะมีค่าเท่ากับ $(X_L - X_C)$ ดังนั้นถ้าหากความถี่ของแหล่งจ่ายไฟมีค่าเท่ากับความถี่รีโซแนนซ์แล้ว ก็จะมีผลทำให้ค่านั้นคือ ค่า รีแอกแตนซ์จะมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือค่าอิมพีแดนซ์รวมจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของวงจร $Z = R$

จากรูป 2.18 จะได้ค่าอิมพีแดนซ์รวมและกระแสที่ไหลในวงจรที่ความถี่ใดๆ ดังสมการ



รูปที่ 2.18 แสดงกราฟอิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟส กับความถี่ สำหรับรีโซแนนซ์แบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ นั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2.84)

$$I = V/Z \quad (2.85)$$

และที่ความถี่รีโซแนนซ์จะได้ดังสมการ

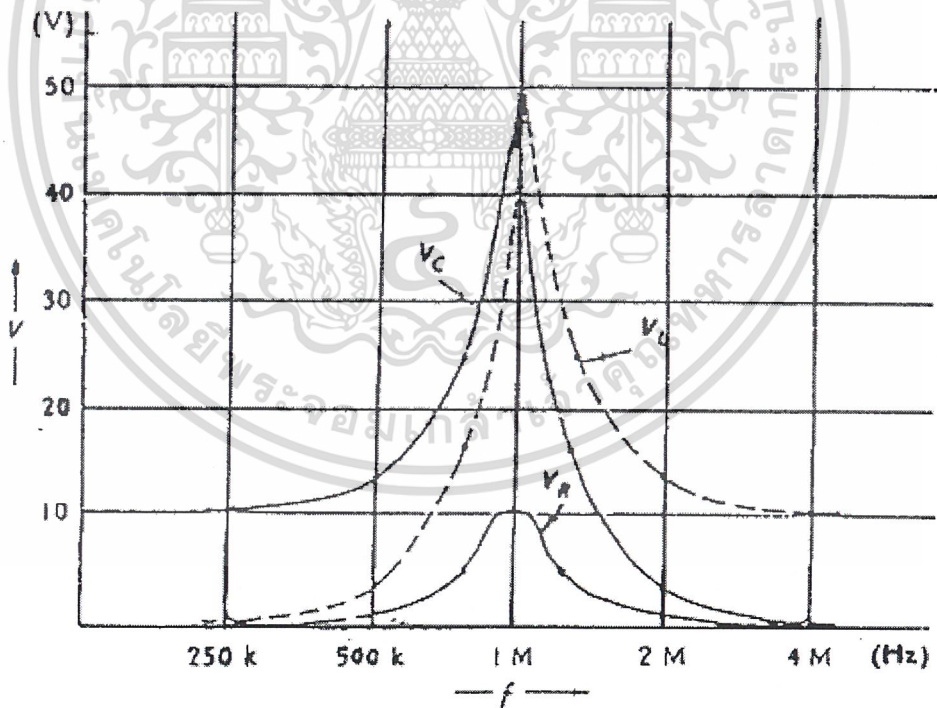
$$Z = R \quad (2.86)$$

$$I = V/R \quad (2.87)$$

เพราะฉะนั้นจะได้สมการของแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน , ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ความถี่ใดๆ ดังสมการ

$$V_R = IR, \quad V_L = IX_L, \quad V_C = IX_C \quad (2.88)$$

เมื่อนำค่า V_R, V_L และ V_C ที่ความถี่ใดๆ มาพล็อต จะได้ดังรูป 2.19 ซึ่งจะเห็นว่าที่ความถี่รีโซแนนซ์นั้น ค่า V_L และ V_C จะมีค่ามากกว่าแรงดันของแหล่งจ่ายหลายเท่า แต่ค่า V_R จะมีค่าเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่าย

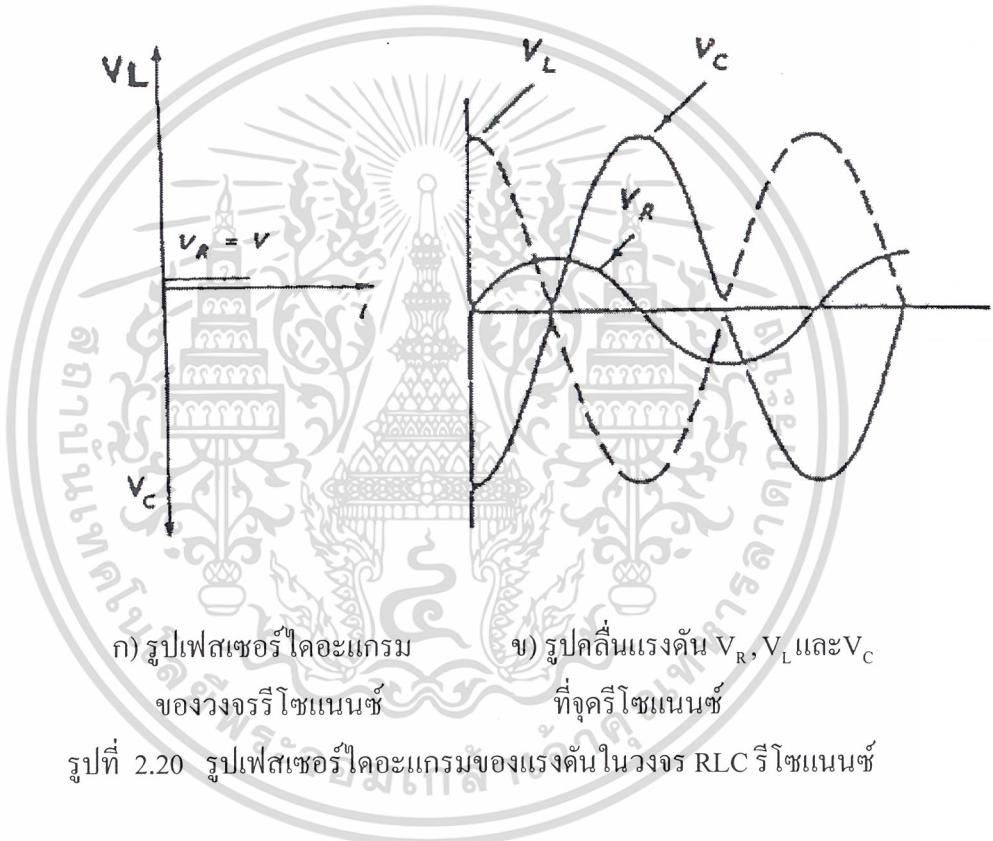


รูปที่ 2.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R, V_C และ V_L กับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1.1 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L กับ C

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



2.4.1.2 Q แฟกเตอร์ของวงจรอนุกรม RLC

พิจารณาสมการ I, V_L และ V_C ที่จุกรีโซแนนซ์จะได้ดังสมการ

$$I = V/R \quad (2.89)$$

$$V_L = IX_L = V X_L/R \quad (2.90)$$

$$V_C = IX_C = V X_C/R \quad (2.91)$$

โดยที่อัตราส่วน V_L/V และ V_C/V จะเรียกว่า “QUALITY FACTOR” ซึ่งจะมีค่าดังสมการ

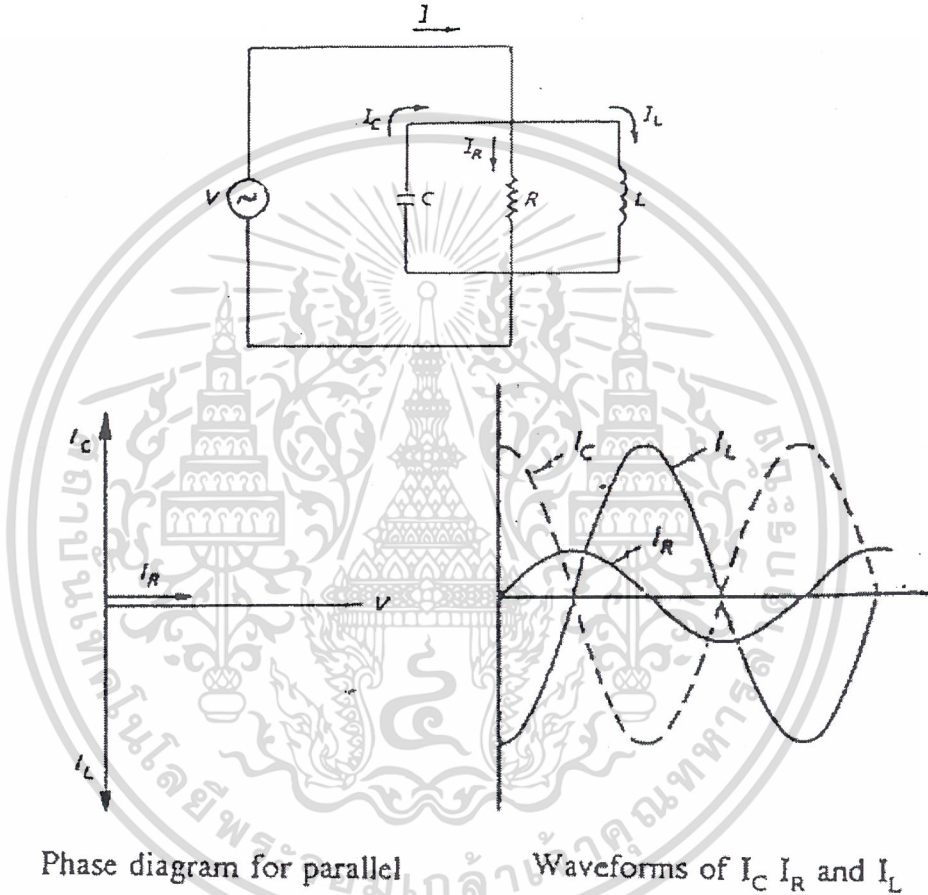
$$Q = X_L/R = X_C/R = 1/\omega CR \quad (2.92)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

จากรูป 2.21 จะเห็นว่าค่าอิมิตแดนซ์ของวงจรจะมีค่าดังสมการ

$$Y = 1/R + j(1/X_C - 1/X_L) \quad (2.93)$$



รูปที่ 2.21 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมรูปคลื่นกระแสที่จุดรีโซแนนซ์ของวงจร RLC ขนาน

ถ้าหากปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟไปจนมีค่าเท่ากับค่าความถี่รีโซแนนซ์แล้วจะมีผลทำให้ค่า X_L มีค่าเท่ากับ X_C เพราะฉะนั้นแอดมิตแดนซ์รวมจะมีค่าเท่ากับส่วนกลับของค่าความต้านทานของวงจร $1/R$ และกระแสที่ไหลในวงจรจะมีค่าต่ำที่สุดโดยจะมีค่าเท่ากับ V/R นอกจากนี้ก็จะมีพลังงานผ่านพลังงานกันระหว่าง L กับ C เช่นเดียวกับวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม

ในทางปฏิบัติวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานจะเป็นลักษณะดังรูป 2.22 โดยที่ค่าอิมิตแดนซ์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้ารวมของวงจรจะมีค่าดังสมการ

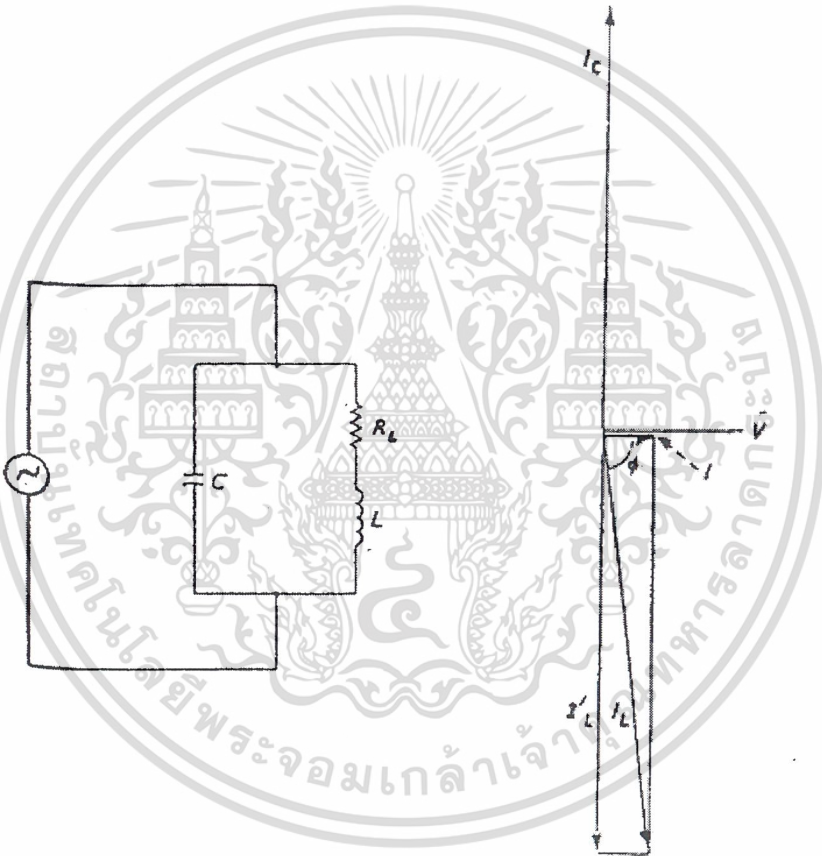
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y = 1/(R_L + j X_L) + 1/j X_C \quad (2.94)$$

โดยที่จุดรีโซแนนซ์นั้นค่า X_C จะมีค่าดังสมการ

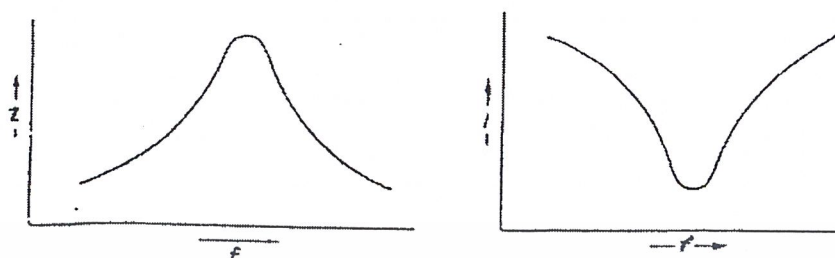
$$X_C = (R^2 + X_L^2) / X_L \quad (2.95)$$

$$Z = L/RC \quad (2.96)$$



รูปที่ 2.22 แสดงวงจร RLC แบบขนานในทางปฏิบัติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) ค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่

ข) ค่ากระแสกับความถี่

รูปที่ 2.23 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่สำหรับรีโซแนนซ์แบบขนาน

2.4.2.1 Q แฟกเตอร์ของวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานในทางปฏิบัติ

ค่า Q แฟกเตอร์ของวงจรนี้จะมีค่าดังสมการ

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

โดยที่ความถี่รีโซแนนซ์ (f_r) จะมีค่าดังสมการ

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

จากรูป 2.23 จะพบว่าวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานในทางปฏิบัติ นั้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุด และกระแสจะมีค่าสูงสุดที่ความถี่รีโซแนนซ์

จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าการทำงานที่จูลรีโซแนนซ์จะให้ค่ากำลังที่สูงที่สุด (P_{max}) เนื่องจากจะให้ค่ากระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำได้สูงสุดซึ่งจำเป็นอย่างยิ่งต่อการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนในเข้าหลอมเพื่อทำให้เกิดความร้อนสำหรับใช้ในการหลอมให้ได้มากที่สุดจนสามารถหลอมชิ้นงานหรือใช้เวลาในการหลอมให้น้อยที่สุดซึ่งสามารถทำได้โดยการทำให้ความถี่ของวงจรอินเวอร์เตอร์และความถี่ของวงจรตรงส่วนโหลดมีค่าตรงกัน โดยที่ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำในวงจรจะมาจากผลของขดลวด สร้างสนามแม่เหล็ก, เข้าหลอมและชิ้นงาน ส่วนตัวเก็บประจุที่ใส่เพิ่มเข้าไปก็เพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของวงจรให้ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

โครงสร้างของแหล่งจ่ายกำลังความถี่สูงและการควบคุม

3.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุตจะใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟฟ้าตรงให้เรียบเพื่อส่งแรงดันไปให้กับอินเวอร์เตอร์ต่อไป นอกจากนี้ยังมีฟิวส์ป้องกันอุปกรณ์เสียหายอีกด้วย

3.1.1 บริดจ์ไดโอดเรียงกระแส

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

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านบริดจ์ไดโอดขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ดังนั้นการเลือกบริดจ์ไดโอดจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสกระชากประมาณ 20-30 เท่าของพิกัดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง

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

ค่ากระแสเฉลี่ยที่บริดจ์ไดโอดขณะทำงาน ควรมีการเผื่อค่าไว้ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ในวงจร เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

3. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด V_{rm}

อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุด (V_{pack}) ของแรงดันไฟสลับทางด้านอินพุต และต้องมีการเผื่อค่าให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับด้วยเพื่อป้องกันทรานเซียนท์ในไฟสลับ

3.1.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีเกิดการลัดวงจร โดยต้องพิจารณาพิกัดแรงดันและพิกัดกระแส

3.1.3 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุต

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟฟ้าตรงจากบริดจ์ให้เรียบร้อมมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอดำเนินการที่อินเวอร์เตอร์ต้องการโดยลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่ง

อาศัยการชาร์จและการคายประจุ ดังนั้นสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

3.1.4 ไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter)

ไลน์ฟิลเตอร์ใช้ในการป้องกันการรบกวนของคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Interference - RFI) และการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference - EMI) เพื่อเสถียรภาพในการทำงาน

3.1.5 เซอร์กิตเบรกเกอร์ (Circuit Breaker)

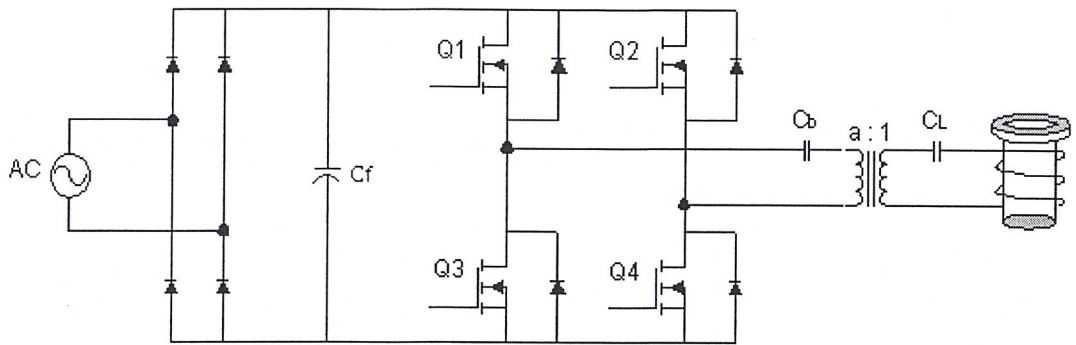
เซอร์กิตเบรกเกอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เปิดปิดให้กับวงจร และป้องกันการเสียหายของวงจรเนื่องจากโหลดเกินและการลัดวงจรอีกด้วย

3.2 อินเวอร์เตอร์

3.2.1 ลักษณะการทำงานของวงจร

ในโครงการใช้อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยอาศัยการสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

เราเลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับแบบฮาล์ฟบริดจ์แล้วจะมีข้อดีกว่าตรงที่แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนั้น จะมีระดับแรงดันเท่ากับแรงดันอินพุตไฟตรง แต่แบบฮาล์ฟบริดจ์จะมีเพียงครึ่งหนึ่งของระดับแรงดันอินพุตเท่านั้น ดังนั้นถ้าระดับแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบเท่ากัน แบบฟูลบริดจ์จะสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่าฮาล์ฟถึง 2 เท่า โดยที่อินเวอร์เตอร์จะคอยจ่ายไฟกระแสสลับผ่านหม้อแปลงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อนในเป้าหมายจนสามารถหลอมชิ้นงานได้ ซึ่งโครงการนี้ได้ใช้อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนความถี่ให้เป็นความถี่สูง ๆ ค่าหนึ่ง เนื่องจากกำลังความร้อนที่เกิดจากกระแสไหลวนในเป้าหมายนั้นแปรตามความถี่ ตามสมการ (2.46) นั่นเอง จากรูปที่ 3.1 อินเวอร์เตอร์มีหลักการทำงานดังนี้คือ เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส จะได้ Q2 และ Q3 นำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ ซึ่งจะทำงานสลับกันอย่างนี้เรื่อยไป โดยได้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q2 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอดทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Comutating Diode) ให้กับวงจรโดย

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายทอดออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

3.2.2 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_0 สำหรับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารณาจากวงจรพบว่า Q1 กับ Q3 และ Q2 กับ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุทและมอสเฟตอาจพังเสียหายได้ เนื่องจาก

1. ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแส เมื่อโหนดคิงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์มอสเฟตมีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็ว ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเสียหายได้

2. ถึงแม้ว่าจะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์มอสเฟตที่ครั้งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอ เพราะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตอาจเป็นไปไม่ได้ซ้ำเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในมอสเฟตขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์มอสเฟตที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่เดียวกันกับเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไบแอสที่เวลา $t = T/2$ เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทั้ง 4 ตัวนำกระแสพร้อมกันและเกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว

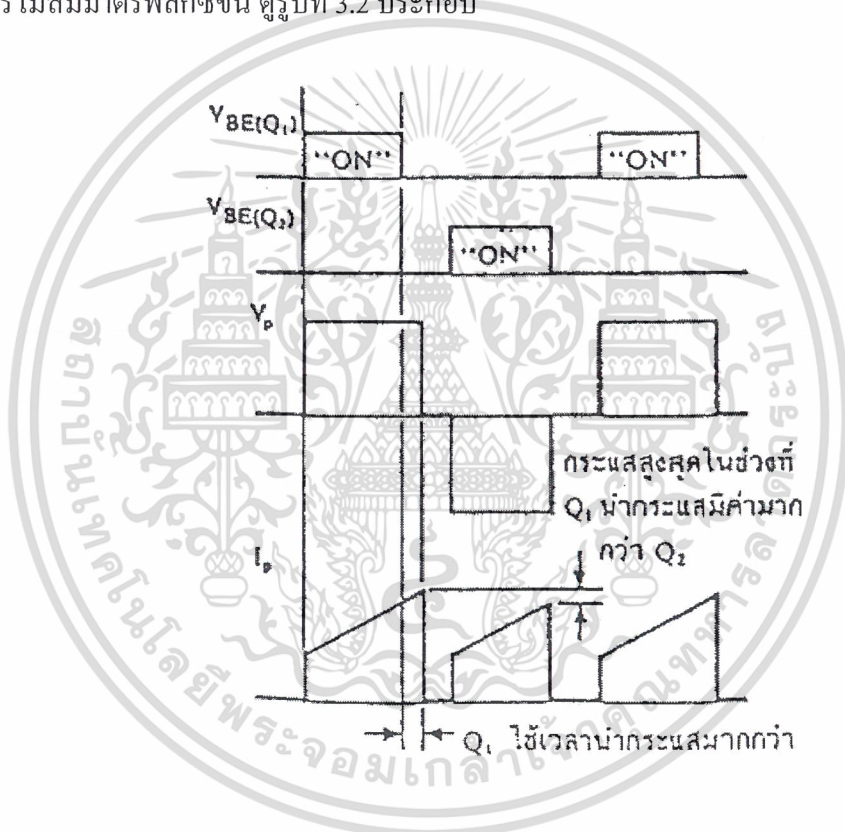
ดังนั้น การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_0 จึงมีความจำเป็น โดยปกติมักกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_0 ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าได้ไม่เกิน

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

3.2.3 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

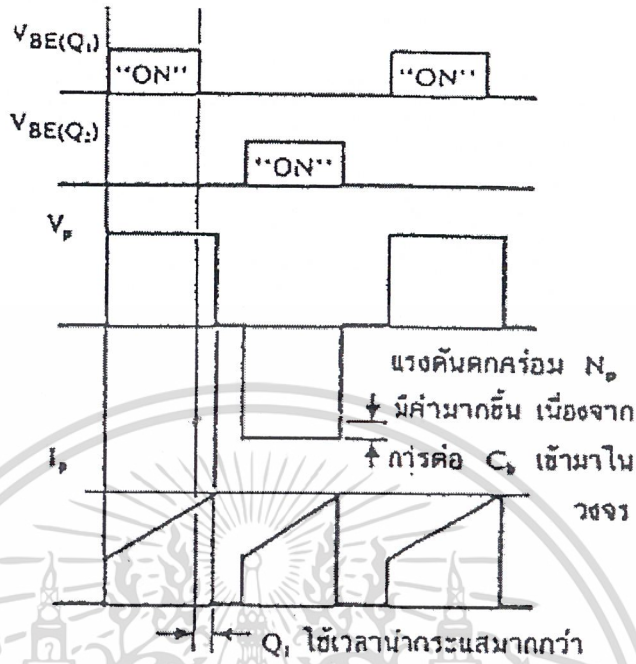
ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการต่อตัวเก็บประจุล้อยอกถึง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในเซตไพรมารี N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 กับ Q_4 และ Q_2 กับ Q_3 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากัน นั่นคือ หากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรพลักซ์ขึ้น จากรูปที่ 3.2 ประกอบ

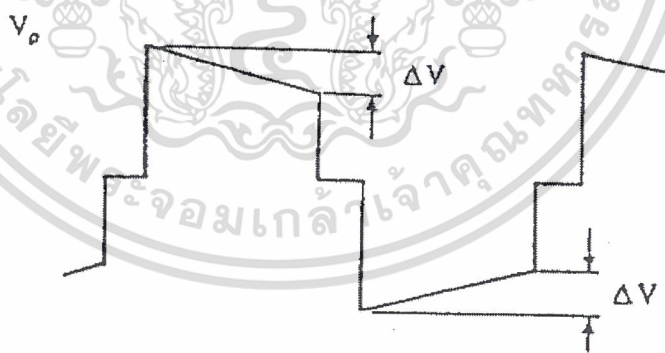


รูปที่ 3.2 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรพลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุล้อยกถึง C_b เข้ามาในวงจร เพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์



รูปที่ 3.3 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมไพรมารี เมื่อต่อตัวเก็บประจุล้อยกถึง C_b คั่นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุล้อยกถึง C_b คั่นเข้ามาในวงจรจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่ง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไปตกคร่อม C_b นั่นเอง ดูรูปที่ 3.3 และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อม ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

- ของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

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

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

3.3 หม้อแปลงความถี่สูง

3.3.1 ลักษณะแกนที่ใช้

โดยปกติในหม้อแปลงสวิตชิ่งนิยมใช้ “แกนเฟอร์ไรต์” เพราะมีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงและเกิดการสูญเสียต่ำที่ความถี่สูง ซึ่งในการเลือกจะต้องมีการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน ซึ่งขึ้นกับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน ดังแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

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

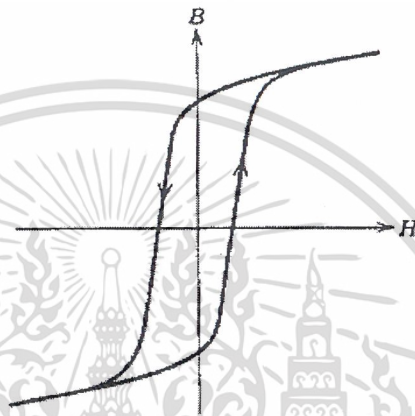
โดย	ΔB	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน (เกาส์)
	V	คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี (V)
	N_p	คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี (รอบ)
	A_c	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซ็นติเมตร)
	t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น (วินาที)

จากสมการ (3.4) พบว่าถ้าจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์มีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดของขดไพรมารี จะทำให้ใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

เมื่อความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟตขณะที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่า

สูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้น การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์จะต้องคำนึงถึง

3.3.1.1 การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 3.4 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของหม้อแปลง

จากลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสดังรูปที่ 3.4 พบว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H เพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จากจุดดังกล่าวแสดงว่า แกนเฟอร์ไรต์เริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation) ดังนั้นในการใช้งานจะต้องระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์อิ่มตัว โดย

1. การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์
2. การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air gap) ซึ่งช่วยป้องกันการอิ่มตัวของแกนและช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดมีค่ามากขึ้น ทำให้กำลังของหม้อแปลงเพิ่มขึ้น แต่อาจทำให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

3. การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ให้เหมาะสม เพราะถ้าแกนมีขนาดใหญ่เกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แต่ถ้าแกนมีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน

3.3.1.2 ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

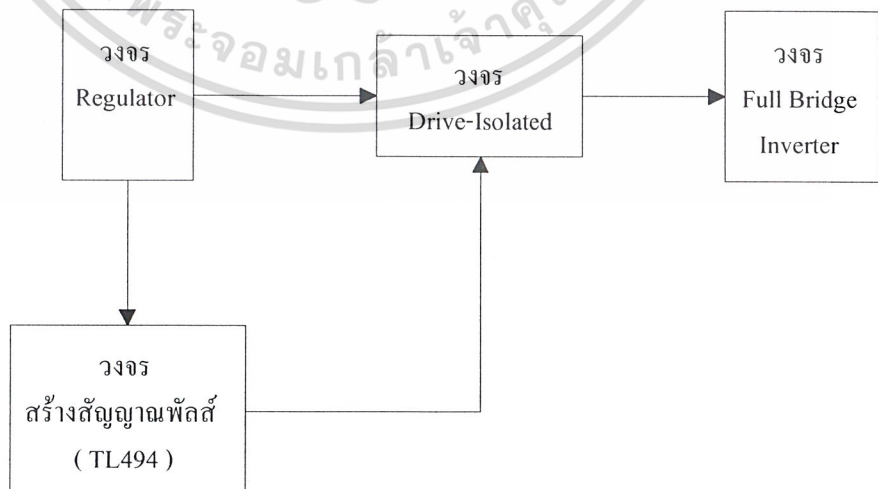
ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งทำให้แกนร้อน มีสาเหตุมาจากการสูญเสียที่เกิดจากลักษณะของฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเดินกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ซึ่งความสูญเสียจะมีค่าขึ้นกับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน และอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

3.3.2 ขดลวดทองแดง

ในการใช้งานความถี่สูง ขดลวดทองแดงจะนำกระแสได้เฉพาะบริเวณผิวของขดลวด เนื่องจากผลของปรากฏการณ์ผิว ทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง เป็นผลให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนรอบผิวมีค่าลดลงและเกิดการสูญเสียมากขึ้น ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มความหนาแน่นของกระแสไหลวน จึงต้องมีการใช้สายหลายเส้นตีเกลียวรวมกันให้มีค่าเท่ากับพื้นที่หน้าตัดของขดลวดเดิม

3.4 วงจรควบคุมสัญญาณขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง

วงจรควบคุมสัญญาณขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังจะมีหน้าที่ในการทำให้มอเตอร์กำลังทำงานเป็นสวิตช์เปิดเพื่อทำให้เกิดความถี่สูงที่โหลด วงจรส่วนเพาเวอร์เป็นวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์เพราะฉะนั้นจึงต้องสร้างวงจรขับเคลื่อน 2 ชุดสัญญาณที่มีเฟสตรงข้ามกันและในแต่ละชุดสัญญาณจะมี 2 สัญญาณที่มีเฟสตรงกัน เพื่อนำไปใช้ขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลังให้สลับกันทำงานเป็นคู่ ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ได้จาก IC เบอร์ TL494 โดยมีส่วนประกอบสำคัญดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงส่วนของวงจรควบคุม
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 วงจรเรกูเลเตอร์

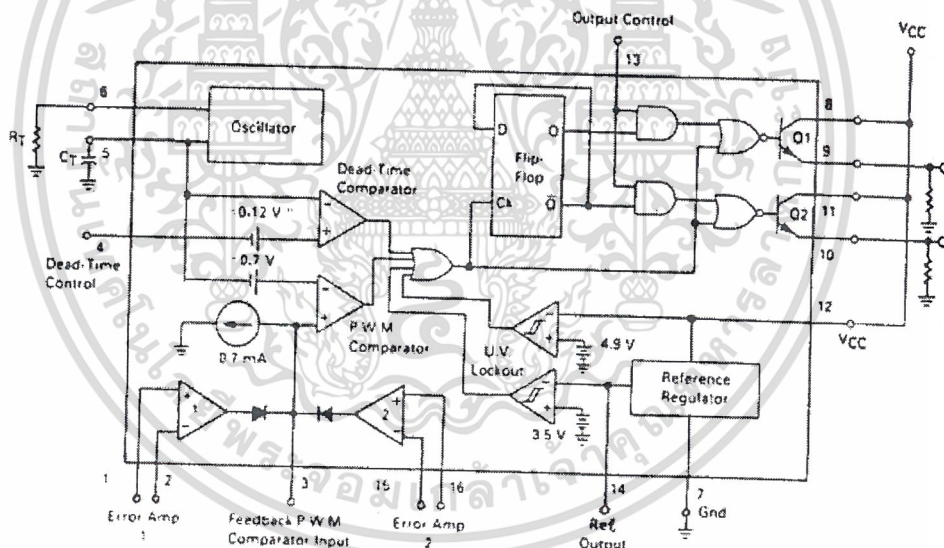
เป็นวงจรที่จ่ายแรงดันไฟตรงให้กับวงจรสร้างสัญญาณพัลส์และวงจรขับขาเกท ซึ่งใช้ IC Regulator เบอร์ 7812 รักษาแรงดันไฟตรงค่าบวกขนาด 12 V. ให้คงที่

3.4.2 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์

เป็นวงจรทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่สามารถปรับความถี่ได้ ซึ่งใช้ IC เบอร์ TL494 ที่มีลักษณะการทำงานดังนี้

3.4.2.1 ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยทำงานควบคุมจากโหมดแรงดัน ซึ่งโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL494 แสดงในรูปที่ 3.6 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



รูปที่ 3.6 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ TL494

3.4.2.2 การกำหนดเวลาคาบการทำงาน

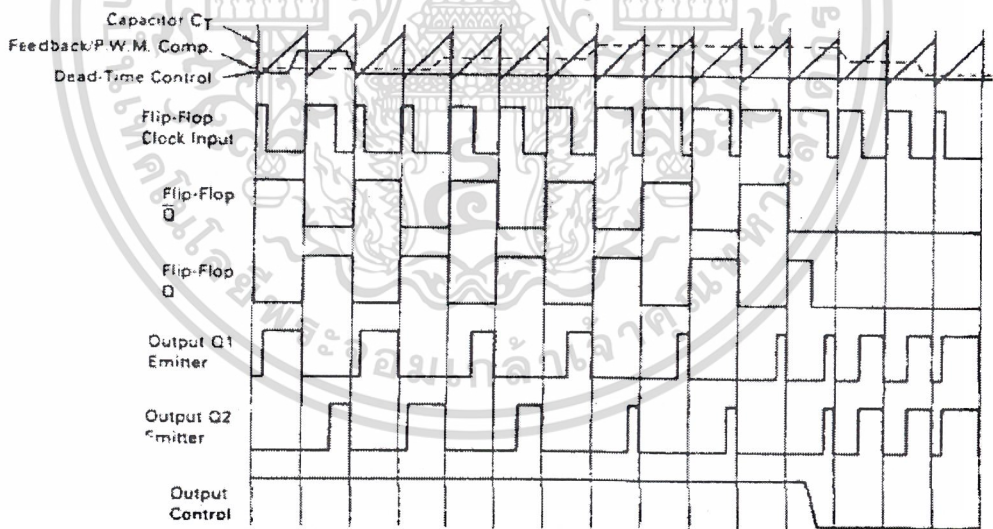
วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่ที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดได้โดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$T = R_T C_T / 1.1 \quad (3.5)$$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2.3 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 6 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง(Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขาของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่งจะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้งสอง นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้นจะทำให้ความกว้างเอาต์พุตของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันที่ป้อนหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตของไอซีจะเพิ่มขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมดตั้งแต่ -0.3 ถึง $V_{cc}-2$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ High (Active High) โดยต่ออยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกัน在这种ลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตของไอซี



รูปที่ 3.7 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

3.4.2.4 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (Dead Time)

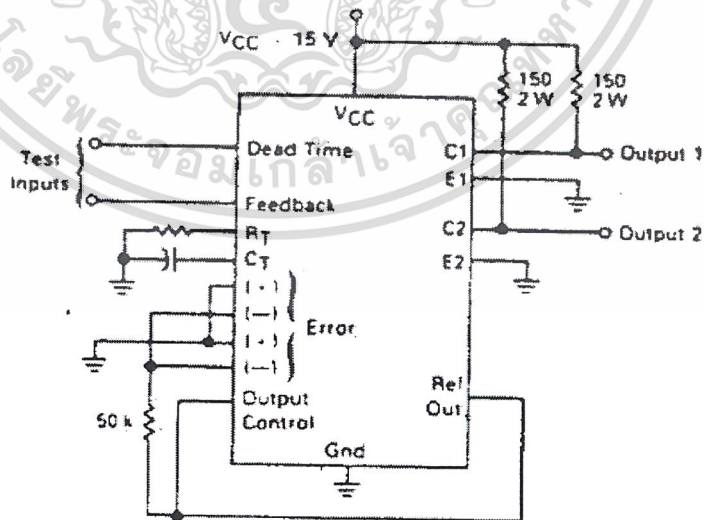
TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 โวลต์ ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลาสูงสุดของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

$$\text{จากสูตร} \quad \% \text{ ON} = 45 - [80 / (1 + R_1 / R_2)] \quad (3.6)$$

3.4.2.5 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาท์พุทของไอซี

การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ดีสชาร์จ เอาท์พุทของ Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมาที่มีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 V_{ref}) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับอินเวอร์เตอร์แบบพวงพุด ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยการต่อลงกราวด์(ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้น้ำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของ ไอซี (ช่วงนำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของคาบเวลา)



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรการต่อเดดทามย์

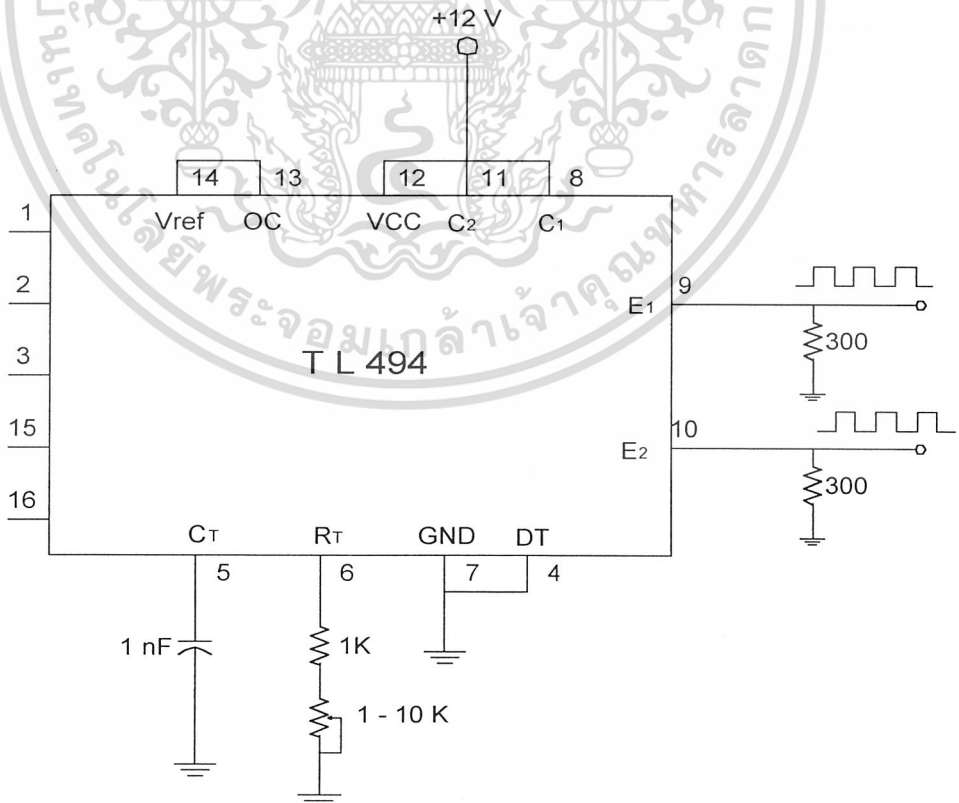
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $V_{cc} = 7$ ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อการทำงานในช่วง 0 ถึง 70°C

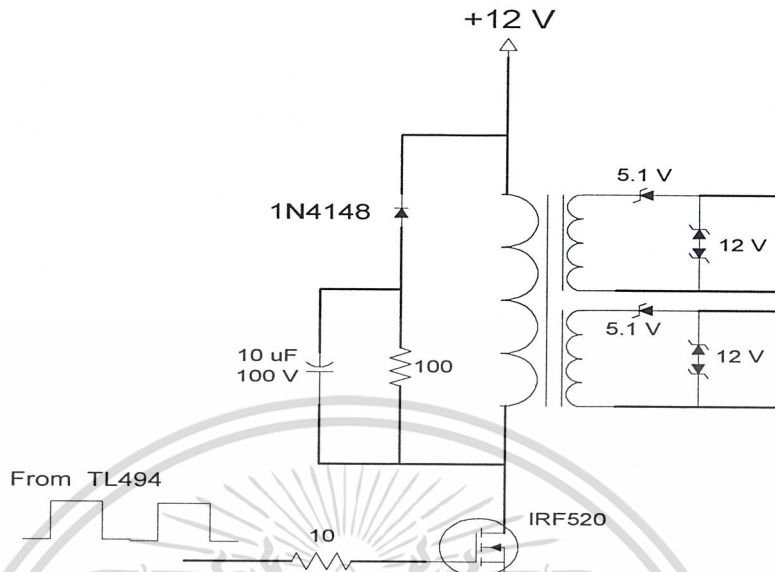
จากลักษณะการทำงานทั้งหมดของ TL494 จึงนำมาใช้สร้างสัญญาณพัลส์ให้กับวงจร Drive ของ Full Bridge Inverter โดยมีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 3.9

3.4.3 วงจร Drive และ Isolated

วงจรนี้จะมีหน้าที่รับสัญญาณพัลส์จากขา 9 และขา 10 ของ TL494 แล้วทำการ isolate หรือแยกกราวนด์ออกจากกันจากนั้นจึงสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อนำไปใช้ควบคุมการทำงานของวงจร full bridge inverter ทั้งนี้เพื่อป้องกันการลัดวงจรถึงกันของมอเตอร์กำลังในอินเวอร์เตอร์ โดยที่วงจรนี้จะมีส่วนประกอบดังรูปที่ 3.10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แก่บุคคลอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจร isolate and drive

ในการใช้งานนั้นเราจะใช้หม้อแปลงความถี่สูงที่มี turn ratio เท่ากับ 1:1 จำนวน 2 ตัว โดยแต่ละตัวจะมีขด secondary จำนวน 2 ขด ทั้งนี้ก็เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์ที่เหมือนกัน 2 สัญญาณ และมีกราวด์แยกกันสำหรับใช้ควบคุมเพาเวอร์มอสเฟต 1 คู่ของวงจร full bridge inverter ให้สามารถทำงานพร้อมกันได้โดยจะมีลักษณะการทำงานดังนี้ เพาเวอร์มอสเฟต Q1 จะรับสัญญาณพัลส์จากขา 9 ของ TL494 จึงทำให้ Q1 มีลักษณะการทำงานเหมือนกับเป็นสวิตช์ นั่นคือจะนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไป โดยเมื่อ Q1 นำกระแสจะมีผลทำให้มีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลง เพราะฉะนั้นจึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำที่ขดทุติยภูมิทั้ง 2 ขด นั่นคือจะทำให้เกิดสัญญาณพัลส์ 2 สัญญาณที่เหมือนกันทุกประการ โดยที่สัญญาณพัลส์ทั้งสองนี้จะเหมือนกับสัญญาณพัลส์ที่ขา 9 ของ TL494 ทุกประการ นั่นหมายความว่าเราได้ใช้หม้อแปลงความถี่สูงในการสร้างและแยกสัญญาณพัลส์เพื่อนำไปใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต 1 คู่ (Q1 และ Q4) ของวงจร full bridge inverter นั้นเอง ส่วนหม้อแปลงตัวที่สองนั้นก็จะมีหลักการการทำงานเหมือนกับหม้อแปลงตัวแรกทุกประการ เพียงแต่ว่าสัญญาณพัลส์จากขา 10 ของ TL494 ที่เข้าเพาเวอร์มอสเฟต Q2 นั้นจะกลับเฟสอยู่ 180 องศาจากสัญญาณพัลส์ขา 9 ของ TL494 เพราะฉะนั้นสัญญาณพัลส์ทั้งสองที่เกิดขึ้นทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวที่สองจึงกลับเฟสจากทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงตัวที่หนึ่งอยู่ 180 องศา ทั้งนี้ก็เพื่อนำไปใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต Q2 และ Q3 ของวงจร full bridge

inverter นั้นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าในวงจรจะมีวงจรสับเบอร์ต่ออยู่ทางด้านปฏิกิริยาของหม้อแปลงทั้งสองข้างนี้ก็เพื่อป้องกันแรงดันเกินหรือแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะที่ Q1 และ Q2 หยุดนำกระแส (OFF) ไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของตัวมัน โดยที่จะมีหลักการทำงานดังนี้ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส นั้น ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุด้วยค่าแรงดันสไปค์ซึ่งเป็นผลรวมของแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลงกับพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแรงแงของหม้อแปลงขณะนำกระแสรวมกัน โดยที่ตัวต้านทาน R ที่ต่อขนานกับ C จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ ซึ่งจะทำให้ค่าแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะหยุดนำกระแสถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัว C และเมื่อแรงดันสไปค์มีค่าลดลงตัว C ก็จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R เพราะฉะนั้นแรงดันสไปค์ที่ตกคร่อมตัวเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสจึงมีค่าลดลงจนเกือบเท่าแรงดันที่จ่ายให้กับหม้อแปลง นอกจากนี้ยังสามารถต่อวงจรสับเบอร์ต่อที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อลดกำลังสูญเสียในรูปความร้อนขณะเปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะขณะเริ่มหยุดนำกระแส โดยจะควบคุมแรงดัน V_{DS} ของตัวเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านตัวมันลดลงได้ทันกัน เพราะฉะนั้นจึงทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าลดลง แต่เนื่องจากในวงจรดังรูป 3.10 ค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะมีค่าน้อย ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องต่อวงจรสับเบอร์ต่อที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

วงจรโดยรวมของการหลอมโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ พร้อมอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ทำการทดลอง แสดงไว้ในภาพผนวก ก.

4.1 ผลของการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลด

4.1.1 ทดลองผลของการเปลี่ยนความถี่กับการดึงกำลังไฟฟ้าของโหลด

วัตถุประสงค์

1. เพื่อพิสูจน์ว่าที่จุกตรีโซแนนซ์ โหลดจะสามารถดึงพลังงานได้สูงสุด
2. เพื่อศึกษาผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ ที่ไม่ใช่จุกตรีโซแนนซ์

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อตัวเก็บประจุอนุกรมขนาด $18.8 \mu\text{F}$
2. ปรับแรงดันคงที่ 80 V . เปลี่ยนความถี่จากค่าสุดไปสูงสุด บันทึกผลการดึงกระแสของโหลดทางอินพุทของอินเวอร์เตอร์
3. สังเกตผลที่เกิดขึ้นกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สัญญาณแรงดันและกระแสของเอาต์พุทพร้อมกับแรงดันคร่อมมอสเฟต
4. เปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุอนุกรมเป็นขนาด 15.4 , 13.2 , 12.1 และ $9.9 \mu\text{F}$ ตามลำดับ ทำตามการทดลองข้อ 2 – 3

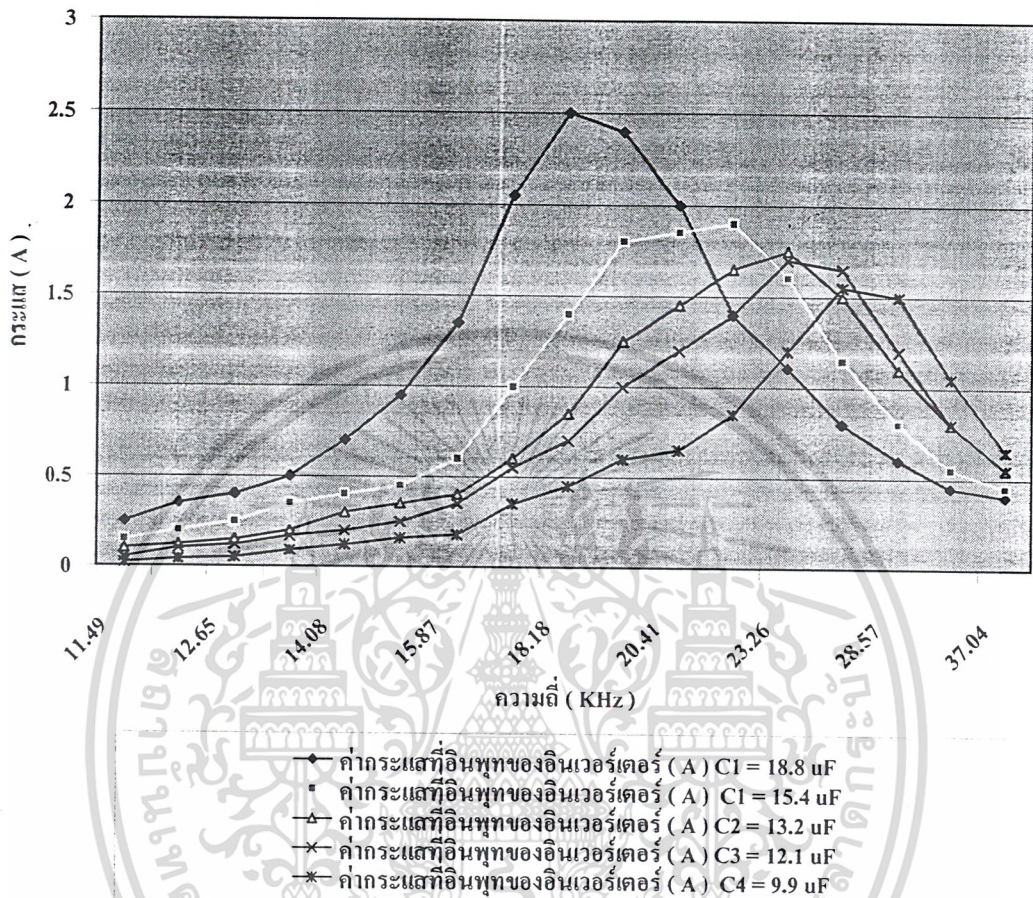
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.1.1 การตั้งกระแสของโหลดโดยมีการปรับความถี่ ที่จุกรีโซแนนซ์แตกต่างกัน

f (KHz)	ค่ากระแสที่อินพุทของอินเวอร์เตอร์ (A)				
	C1 = 18.8 uF	C1 = 15.4 uF	C2 = 13.2 uF	C3 = 12.1 uF	C4 = 9.9 uF
11.49	0.25	0.15	0.10	0.05	0.02
12.05	0.35	0.20	0.12	0.10	0.04
12.65	0.40	0.25	0.15	0.12	0.05
13.33	0.50	0.35	0.20	0.17	0.09
14.08	0.70	0.40	0.30	0.20	0.12
14.93	0.95	0.45	0.35	0.25	0.16
15.87	1.35	0.60	0.40	0.35	0.18
17.00	2.05	1.00	0.60	0.55	0.35
18.18	2.50	1.40	0.85	0.70	0.45
19.61	2.40	1.80	1.25	1.00	0.60
20.41	2.00	1.85	1.45	1.20	0.65
22.00	1.40	1.90	1.65	1.40	0.85
23.26	1.11	1.60	1.75	1.70	1.20
25.64	0.80	1.15	1.50	1.65	1.55
28.57	0.60	0.80	1.10	1.20	1.50
32.26	0.45	0.55	0.80	0.80	1.05
37.04	0.40	0.45	0.55	0.55	0.65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของโหลด
เมื่อความถี่เปลี่ยนแปลง และมีจูลรีโซแนนซ์ต่างกัน

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองจะเห็นว่าที่สภาวะรีโซแนนซ์จะเป็นสภาวะที่เหมาะสมที่สุดต่อการให้ความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ เนื่องจากเป็นสภาวะที่อิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าต่ำสุดทำให้มีกระแสไหลผ่านโหลดและเกิดพลังงานมากที่สุด นอกจากนี้จะเห็นว่าถ้าหากโหลดทำงานที่ความถี่รีโซแนนซ์สูงขึ้นไปจะทำให้กระแสไหลผ่านโหลดน้อยลงทำให้โหลดได้รับพลังงานน้อยลงตามไปด้วย ทั้งนี้เป็นเพราะผลของค่า Quality Factor ของโหลด เพราะฉะนั้นในการใช้งานเราควรคำนึงถึงค่าความถี่รีโซแนนซ์ที่จะใช้งานด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าที่สภาวะรีโซแนนซ์จะทำให้โหลดได้รับพลังงานสูงสุดก็ตาม แต่ก็ เป็นสภาวะที่ค่อนข้างขาดเสถียรภาพได้ง่าย เนื่องจากเป็นจุดที่โหลดทำงานอยู่ระหว่างสภาวะนำหน้าและล้าหลังพอดีอาจทำให้โหลดเกิดการเปลี่ยนสภาวะได้ง่าย จึงไม่เหมาะสมที่จะใช้งานที่จุดรีโซแนนซ์พอดี ดังนั้นในทางปฏิบัติเราจะทำงานที่สภาวะล้าหลังเล็กน้อยเพื่อความเสถียรภาพ โดยที่เราจะไม่ทำที่สภาวะนำหน้าทั้งนี้ เป็นเพราะว่าที่สภาวะนี้จะทำให้เกิดผลเสียต่อวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ง่าย

4.1.2 เปรียบเทียบความถี่รีโซแนนซ์ที่ได้จากการคำนวณและการทดลองที่ค่าตัวเก็บประจุต่าง ๆ

จากการวัดค่าความเหนี่ยวนำสมมูลย์ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่รีโซแนนซ์ที่ค่าตัวเก็บประจุต่าง ๆ ซึ่งได้จากการทดลองในตารางที่ 4.1.1 สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.1.2

ตารางที่ 4.1.2 แสดงค่าความเหนี่ยวนำสมมูลย์ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
ที่ได้จากการวัด ณ ความถี่รีโซแนนซ์ต่าง ๆ

ค่าตัวเก็บประจุ (μF)	ความถี่รีโซแนนซ์ (KHz)	ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลย์ (μH)
18.80	18.18	4.32
15.40	22.00	3.57
13.20	23.26	3.84
12.10	23.26	3.60
9.90	25.64	3.42

และจากความถี่รีโซแนนซ์ที่ได้จากการทดลองในตารางที่ 4.1.1 และ การคำนวณความถี่รีโซแนนซ์จากสมการ

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

สามารถหาความคลาดเคลื่อนได้ดังตารางที่ 4.1.3 โดยที่เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนหาจาก

$$\%Error = \frac{f_{r.exp} - f_{r.cal}}{f_{r.cal}} \times 100$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1.3 แสดงความคลาดเคลื่อนของความถี่ โชนแนนซ์ที่ได้จากการทดลอง
เปรียบเทียบกับค่าคำนวณ

ตัวเก็บประจุรีโชนแนนซ์ (μF)	ความถี่รีโชนแนนซ์ (KHz)		% Error
	คำนวณ	ทดลอง	
18.80	17.66	18.18	2.95
15.40	21.46	22.00	2.52
13.20	22.35	23.26	4.07
12.10	24.12	23.26	-3.56
9.90	27.33	25.64	-6.18

จากตารางจะเห็นว่าความถี่รีโชนแนนซ์ที่ได้จากการคำนวณและการทดลองมีความแตกต่างกันทั้งนี้อาจเป็นเพราะ ความไม่ละเอียดของเครื่องมือวัดหรือผู้ทำการทดลองเอง เป็นต้น

4.2 การเพิ่มขึ้นของอณูหุมิเทียบกับเวลา

วัตถุประสงค์

เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างอณูหุมิที่เพิ่มขึ้น โดยเทียบกับเวลา

ขั้นตอนการทดลอง

- 1) ปรับแรงดันให้คงที่ที่ 220V ที่ความถี่รีโชนแนนซ์เท่ากับ 21.73 KHz โดยใช้ลูมิเนียม ประสม ประมาณ 50 กรัม
- 2) บันทึกค่าอณูหุมิทุกๆ 30 วินาที จนกระทั่งหลอมชิ้นงานได้

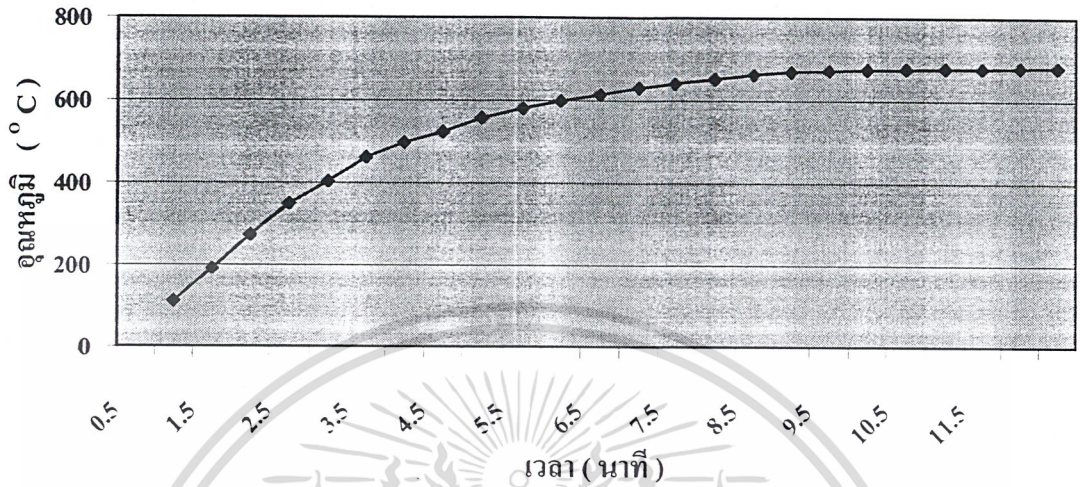
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.2 การทดลองหาลมอูมิเนี่ยม ที่แรงดัน 220 V. กระแส 6 A. 21.73 kHz.
ที่อุณหภูมิห้อง 32 °C

เวลา (นาที)	อุณหภูมิ (องศาเซลเซียส)
0.5	112
1.0	192
1.5	274
2.0	349
2.5	403
3.0	461
3.5	497
4.0	523
4.5	556
5.0	580
5.5	598
6.0	613
6.5	629
7.0	640
7.5	651
8.0	662
8.5	669
9.0	672
9.5	674
10.0	675
10.5	677
11.0	677
11.5	678
12.0	679

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิเทียบกับเวลา

สรุปผลการทดลอง

จะเห็นว่า อัตราการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่เบ้าหลอมและชิ้นงานเป็นไปอย่างรวดเร็วในช่วงแรก และมีแนวโน้มลดลงจนกระทั่งอุณหภูมิค่อนข้างคงที่ ทั้งนี้เป็นเพราะผลของกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ไหลในช่วงแรกสูงกว่าพลังงานความร้อนที่เกิดขึ้น และเมื่อเวลาผ่านไปพลังงานความร้อนเริ่มสูงขึ้นเรื่อย ๆ ในขณะที่กำลังงานที่ส่งไปยังไหลลดลงที่ ส่งผลให้แนวโน้มสุดท้ายมีพลังงานความร้อนเกือบจะเท่ากับกำลังงานที่เกิดขึ้นที่ไหล หรืออาจกล่าวได้ว่า เกิดสมดุลทางความร้อนคือพลังงานความร้อนที่ให้เท่ากับพลังงานความร้อนออกมา ทำให้อุณหภูมิเริ่มคงที่

4.3 การหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

วัตถุประสงค์

เพื่อหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

ขั้นตอนการทดลอง

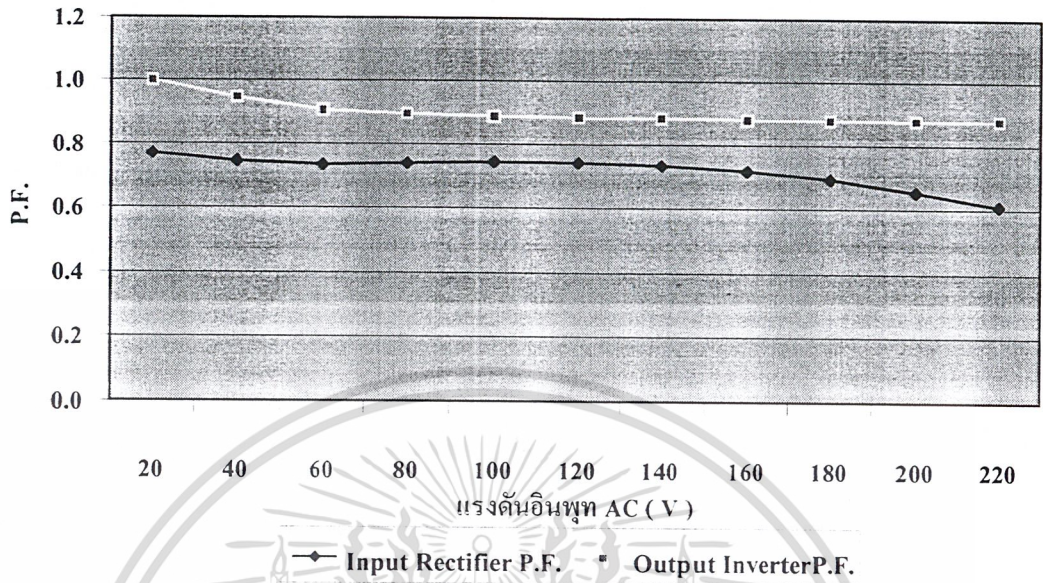
1. ป้อนแรงดันอินพุต AC เพิ่มขึ้นทีละ 20 V. จนถึงพิกัด 220 V.
2. ทำการบันทึกค่า กระแส , แรงดัน , Power Factor ทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ และ เอาท์พุตอินเวอร์เตอร์
3. คำนวณค่า P_{in} , P_{out} และประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จากค่าที่ได้จากการทดลอง

ผลการทดลอง

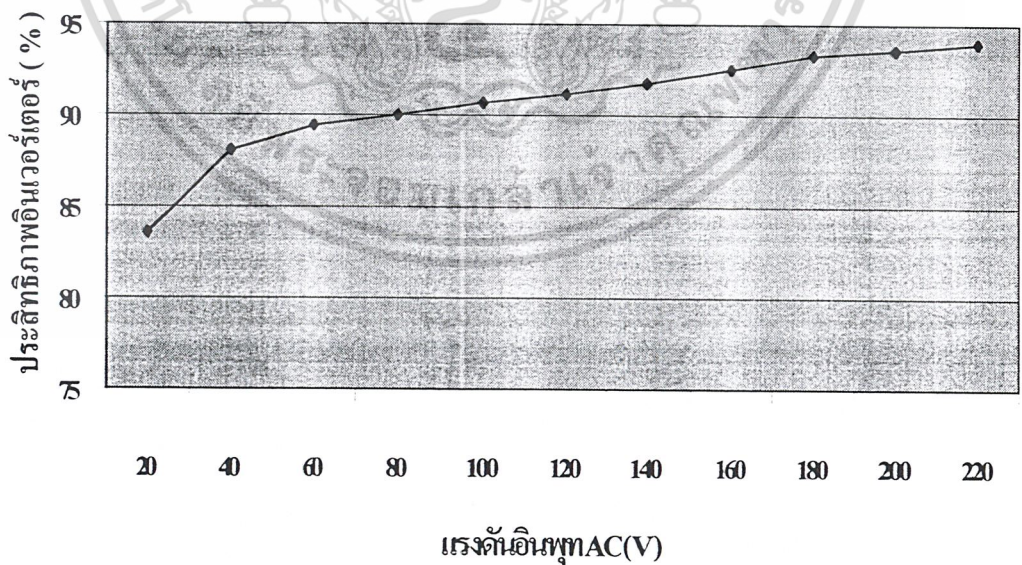
ตารางที่ 4.3 แสดงการหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

Input Rectifier				Output Inverter				ประสิทธิภาพ อินเวอร์เตอร์
Vac	Iac	P.F.	Pin	Vout	Iout	P.F.	Pout	
20.00	1.03	0.77	15.81	24.10	0.55	1.00	13.21	83.53
40.00	2.03	0.75	60.84	50.20	1.05	0.95	50.16	88.09
60.00	2.85	0.73	125.43	74.90	1.65	0.91	112.21	89.46
80.00	3.54	0.74	209.40	96.60	2.18	0.90	188.48	90.05
100.00	4.40	0.74	326.99	121.50	2.74	0.89	296.39	90.64
120.00	5.25	0.74	466.39	145.80	3.27	0.89	425.11	91.15
140.00	6.28	0.73	645.74	170.60	3.94	0.88	592.21	91.71
160.00	7.63	0.72	876.88	202.10	4.56	0.88	811.20	92.51
180.00	9.18	0.69	1145.49	232.60	5.22	0.88	1068.85	93.31
200.00	11.07	0.65	1443.92	261.40	5.89	0.88	1351.35	93.59
220.00	12.90	0.61	1728.88	286.80	6.46	0.88	1624.09	93.94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แสดงค่า P.F. ทางด้านอินพุทเรกติไฟเออร์และเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์
ที่แรงดันอินพุท AC ต่าง ๆ



รูปที่ 4.4 แสดงประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ระดับแรงดันอินพุท AC ค่าต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

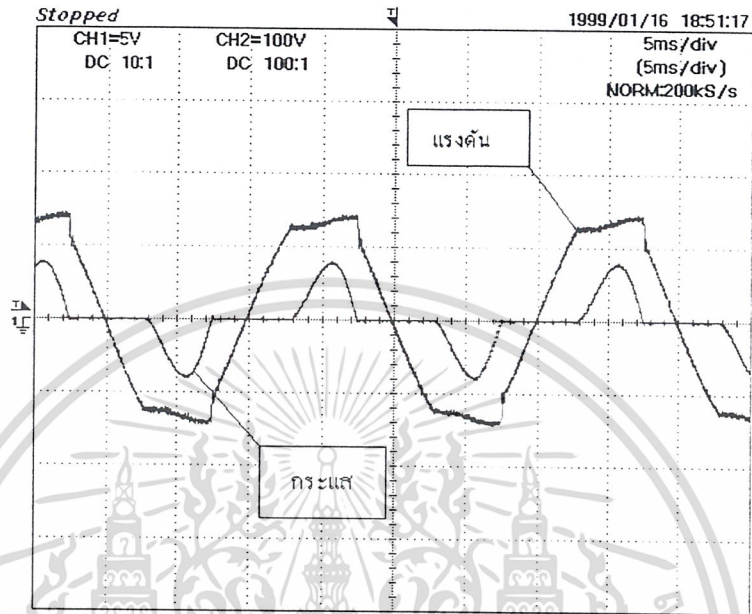
จากการทดลองได้ว่าอินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูงถึง 93.94 % ที่แรงดันพิกัด 220 V_{ac} และกระแสที่เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ 6.46 A.

จากกราฟรูปที่ 4.3 ค่า P.F. ที่ระดับแรงดันอินพุตต่าง ๆ มีค่าใกล้ 1 และคงที่ประมาณ 0.88 ล้าหลัง เนื่องจากเพื่อเสถียรภาพในการทำงานจึงปรับให้ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์สูงกว่าความถี่รีโซแนนซ์อยู่เล็กน้อย ทำให้ที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีกระแสล้าหลังแรงดัน และจากรูปที่ 4.4 ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์มีแนวโน้มสูงขึ้นตามระดับแรงดันอินพุต AC ที่ป้อนเข้า

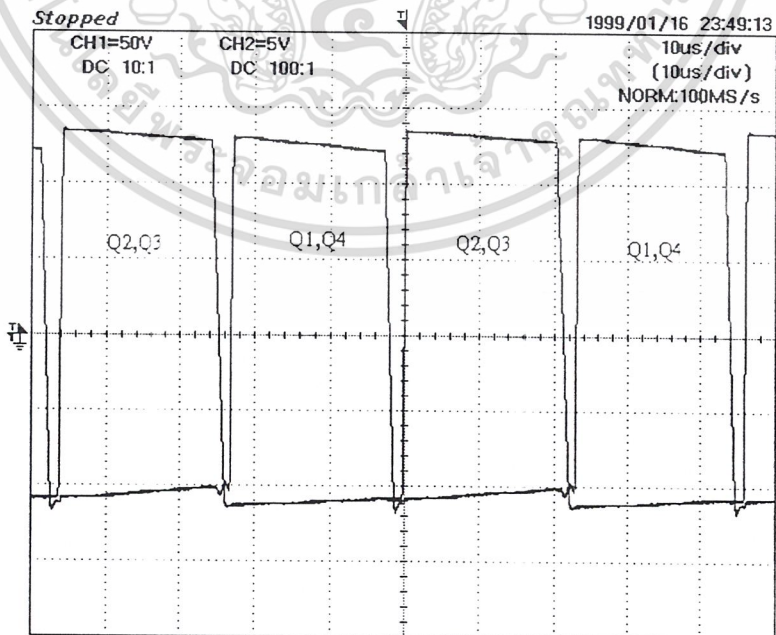


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ภาพสัญญาณต่างๆ

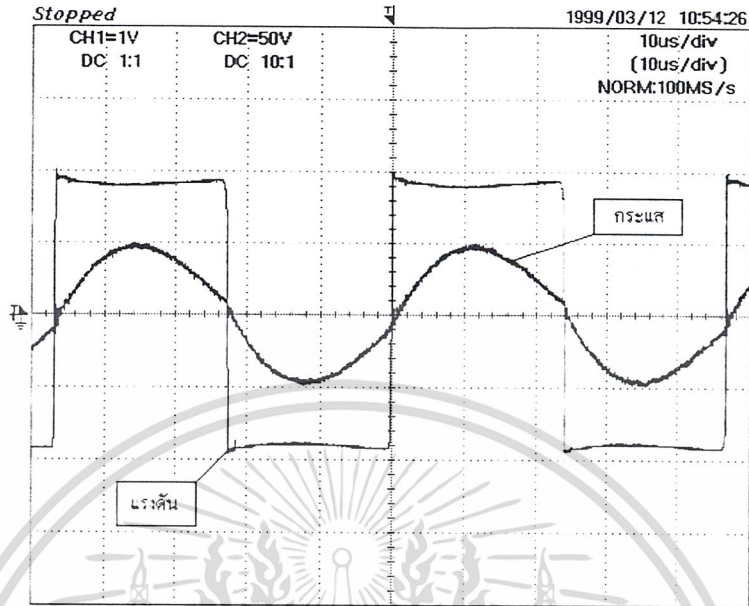


รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสด้านอินพุท

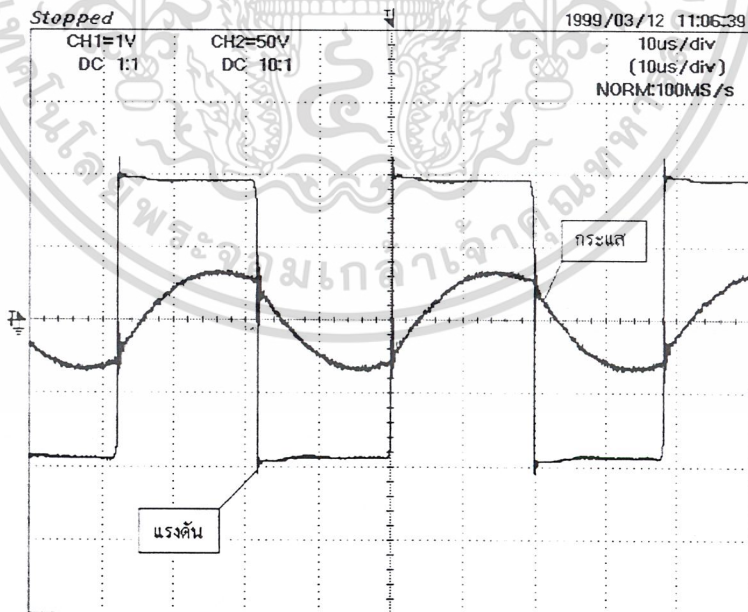


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

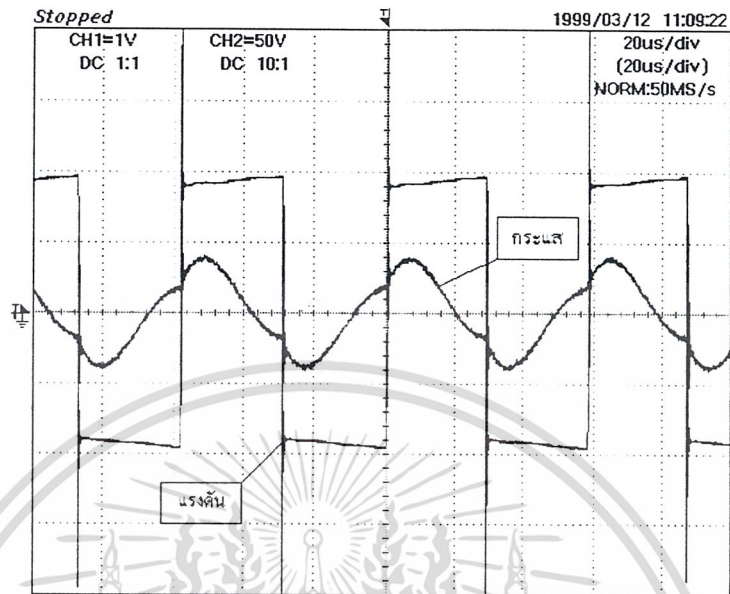
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณขั้วมอเตอร์ของวงจรพูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์



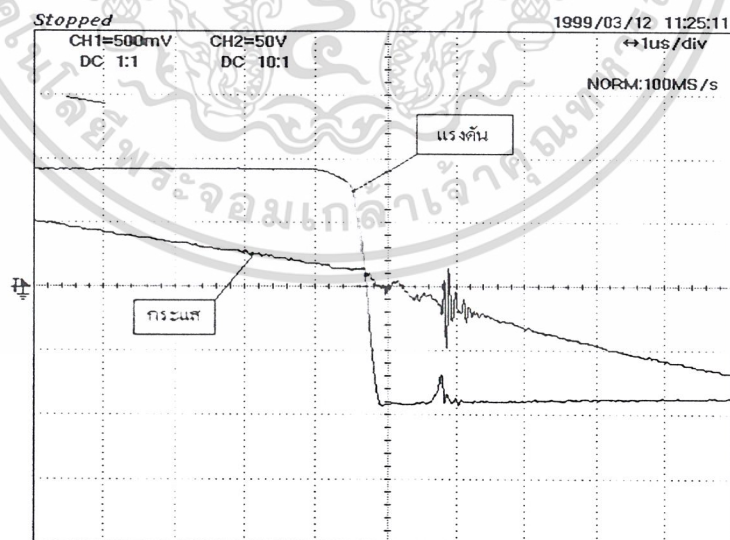
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ขณะทำงานที่ความถี่ 10 kHz



รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเชิงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ 10 kHz กระแสล้าหลังแรงดัน ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

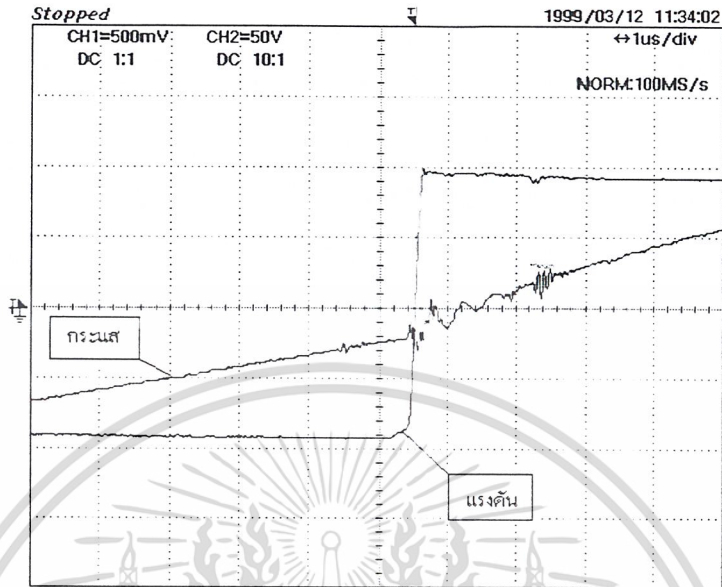


รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณกระแสและแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงาน ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่รีโซแนนซ์ กระแสหน้าหน้าแรงดัน

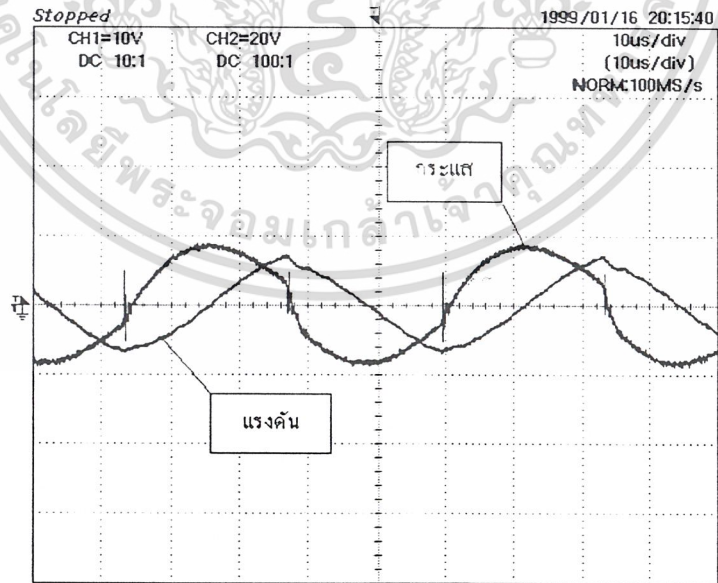


รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณด้านขาลงของกระแสและแรงดันที่ความถี่รีโซแนนซ์

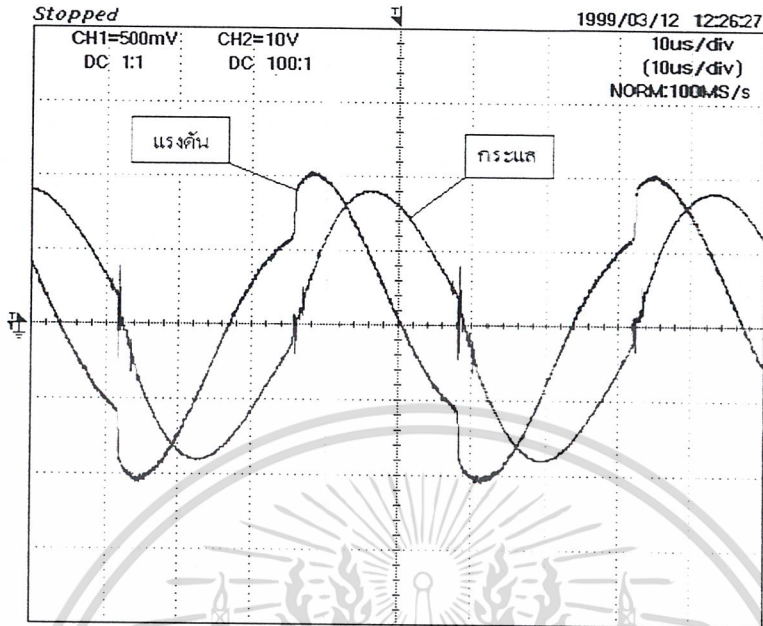
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณค่านานาขึ้นของกระแสและแรงดันที่ความถี่ไซแนส



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุอนุกรมทางด้านทุติยภูมิเปรียบเทียบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กับกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแบบลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำและเป้าหลอมทางด้านทุติยภูมิเปรียบเทียบกับกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

ในปัจจุบันได้มีการนำเอาหลักการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อทำให้เกิดความร้อนมาประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ มากมาย เครื่องหลอมก็เช่นกัน ซึ่งจากโครงการเราได้ทำการออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สูงประมาณ 20-22 KHz โดยใช้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงเพื่อลดขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ลง และทำงานที่สภาวะรีโซแนนซ์ เพื่อให้โหลดได้รับกำลังงานสูงที่สุดตลอดเวลาหรือเพื่อให้ชิ้นงานได้รับความร้อนจนกระทั่งสามารถหลอมชิ้นงานได้อย่างรวดเร็ว โดยอาศัยหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงช่วยเพิ่มกระแสที่จ่ายไปยังโหลด

ในโครงการนี้ เครื่องมีพิกัดแรงดันอินพุท 220 V_{AC} และกระแส 6 A. ที่ DC-Link ทั้งนี้ค่าพิกัดต่าง ๆ ขึ้นอยู่กับพิกัดของอินเวอร์เตอร์และระบบ Cooling ของเครื่อง

และจากที่ได้ทำโครงการมาพบว่ามีข้อดีและข้อเสีย ดังนี้

ข้อดี

- โครงการมีขนาดเล็กและเบาเนื่องจากใช้ที่ความถี่สูง
- ไม่มีมลภาวะที่เป็นพิษในระหว่างทำการหลอม

ข้อเสีย

- พิกัดของเครื่องยังต่ำอยู่ เนื่องจากใช้เวลาในการหลอมมาก ทำให้เกิดความร้อนสะสมในตัวอุปกรณ์ต่าง ๆ ตลอดเวลา
- สาเหตุจากเบ้าหลอมที่ใช้ยังมีข้อจำกัดทางด้านกั้นความร้อน เนื่องจากเบ้าหลอมที่ใช้ไม่ใช่เบ้าหลอมสำหรับการหลอมอลูมิเนียมโดยตรง

จากจุดด้อยของเครื่องเหล่านี้อาจมีแนวทางแก้ปัญหาคือ ต้องทำการเพิ่มพิกัดของเครื่องให้สูงขึ้นโดยการเพิ่มระบบ Cooling ที่มีประสิทธิภาพ จัดหาเบ้าที่มีคุณสมบัติกั้นความร้อนสูงขึ้น นอกจากนี้ควรจะจัดระบบปิดให้ในส่วนของเบ้าหลอมหรือใช้แผ่นกั้นความร้อนมาปิดล้อมเบ้าหลอมไว้เพื่อป้องกันการแผ่รังสีความร้อนหรือการสูญเสียความร้อนออกจากเบ้าหลอมกระจายสู่บรรยากาศภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

- วงจรโดยรวมของ INDUCTION MELTING
- รายการอุปกรณ์ของวงจรกำลังและเครื่องมือที่ใช้ทำการทดลอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ของวงจรกำลัง

1. Bridge Rectifier KBPC3508
2. C_L อิเล็กโทรไลต์ 1500 μF 400 V
3. R_1 ระบายความร้อน 10W 5K
4. C_H โพลีโพรไพลีน MKP 10 หรือ 4 1 μF
5. Q_1 - Q_2 มอสเฟตกำลัง เบอร์ IRFP460
6. C_o โพลีโพรไพลีน MKP 10 หรือ 4 8.1 μF
7. C_f โพลีโพรไพลีน MKP 10 หรือ 4 15.4 μF
8. ขดลวดเหนี่ยวนำ ใช้ท่อทองแดงขนาด 2 หุน เบอร์ 22 พร้อมทั้งสวมฉนวนกันความร้อนขนาด 6 มม. พัน 13 รอบ

เครื่องมือที่ใช้ทำการทดลอง

1. Variac 15 A, 1 เฟส 1 ตัว
2. Ammeter DC 10 A. 1 ตัว
3. Storage Scope 1 เครื่อง
4. เครื่องวัดอุณหภูมิ (Pyrometer) 1 ตัว
5. Digital Power Meter 1 เครื่อง
6. ปืนน้ำ 1 เครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ข้อมูลของอุปกรณ์

- IRFP 460

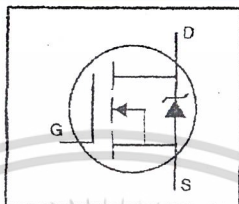
- TL 494



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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

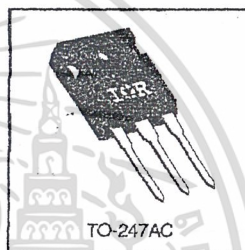


$V_{DSS} = 500V$
$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$
$I_D = 20A$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units	
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A	
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13		
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80		
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W	
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C	
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V	
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ	
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A	
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ	
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C	
T_{STG}		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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS/ΔT_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	μA	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	nA	V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I _D =20A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	V _{DS} =400V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _(on)	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V _{DD} =250V
t _r	Rise Time	—	59	—	ns	I _D =20A
t _(off)	Turn-Off Delay Time	—	110	—	ns	R _G =4.3Ω
t _f	Fall Time	—	58	—	ns	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	—	nH	
C _{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	870	—	pF	V _{DS} =25V
C _{trf}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	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	A	
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 negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°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 อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

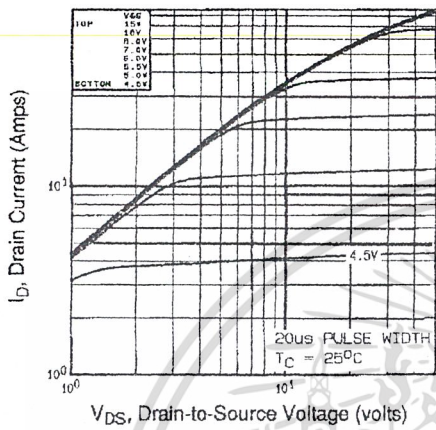


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

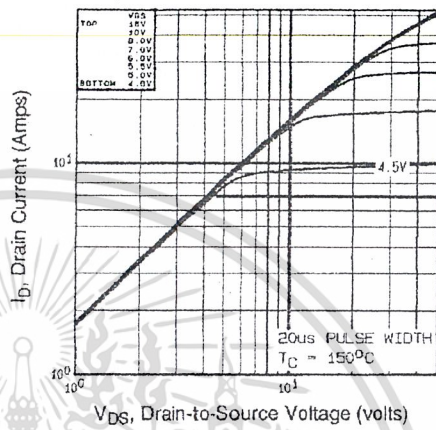


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

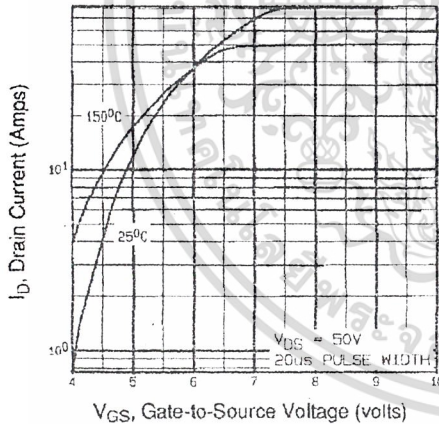


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

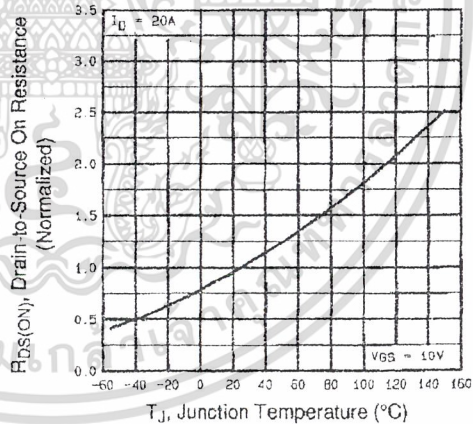


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

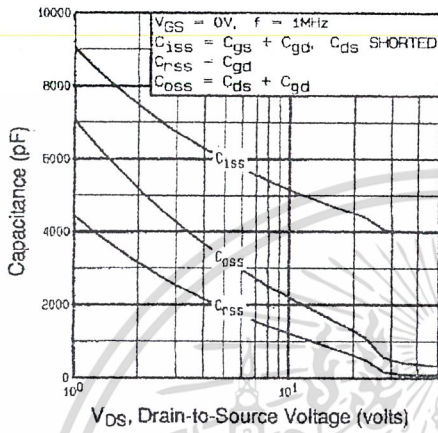


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

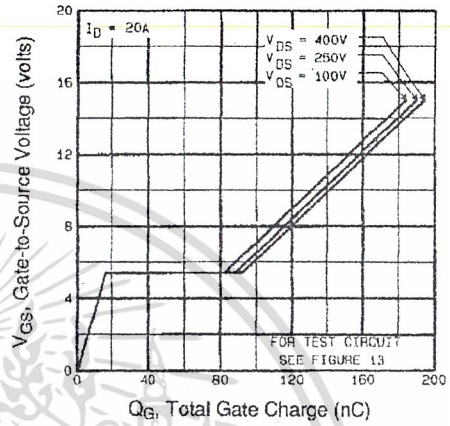


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

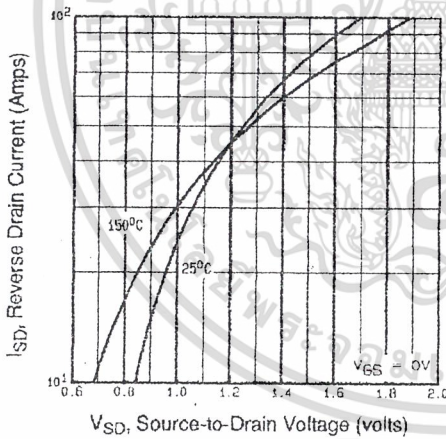


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

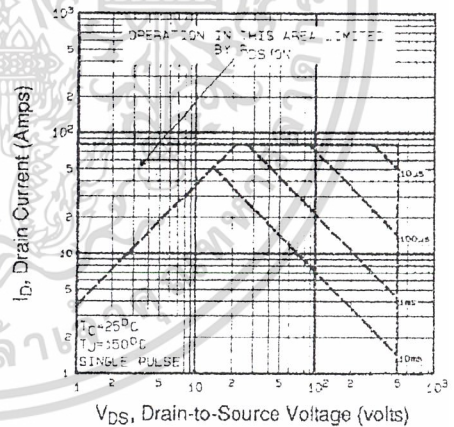


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

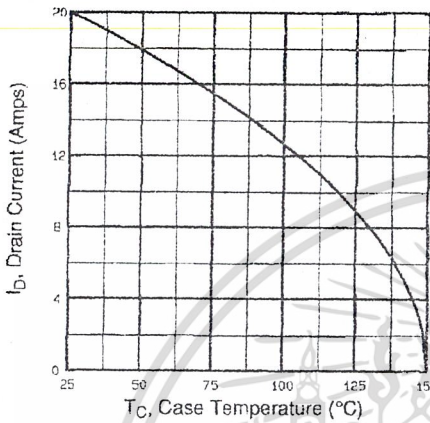


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

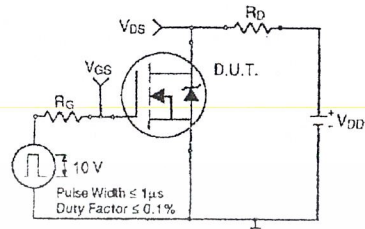


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

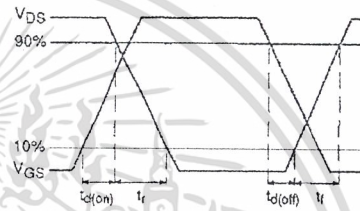


Fig 10b. Switching Time Waveforms

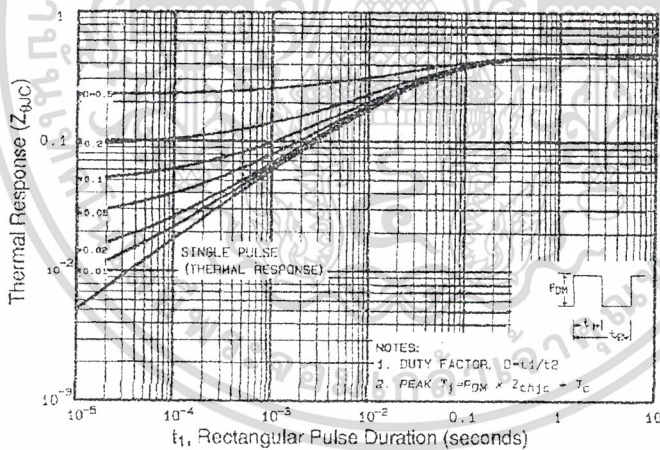


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

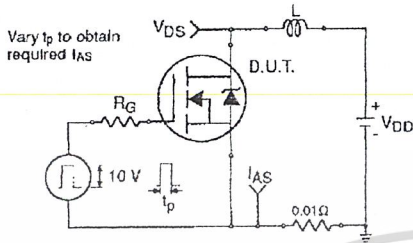


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

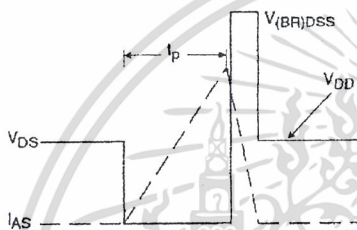


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

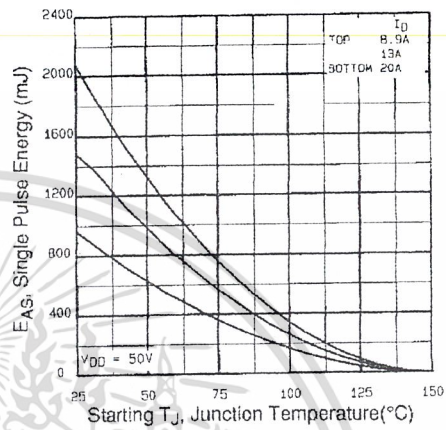


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

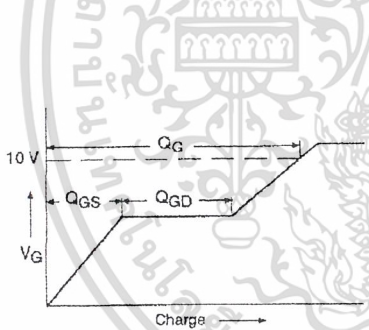


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

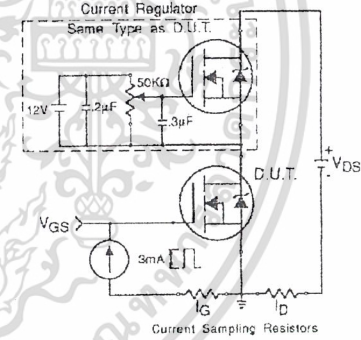


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

TL494

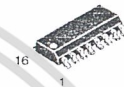
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

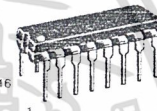
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation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

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



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



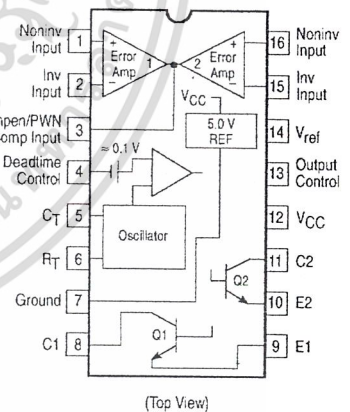
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

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 ≤ 45°C	P _D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	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.

PIN CONNECTIONS



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

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	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μ F
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ$ 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	μ A
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	–	–	–100	μ A
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter–Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	– –	10 0.2	– 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_r	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t_f	– –	25 40	100 100	ns

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

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

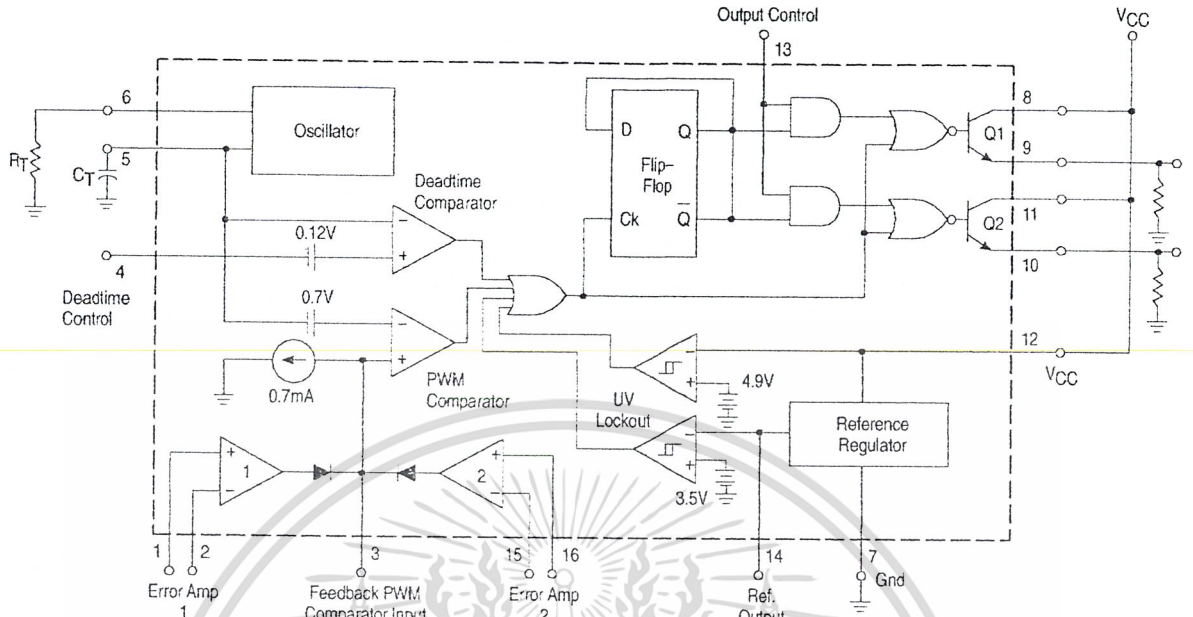
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to $V_{CC} - 2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity–Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity–Gain ($V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	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 ($V_{Pin 3} = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin 4} = 0\text{ V}$ to 5.25 V)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ($V_{Pin 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45	48	50	%
		–	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{Ih}	– 0	2.8 –	3.3 –	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn–On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	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) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	–	5.5	10	mA
		–	7.0	15	
Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{Pin 4} = 2.0\text{ V}$) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

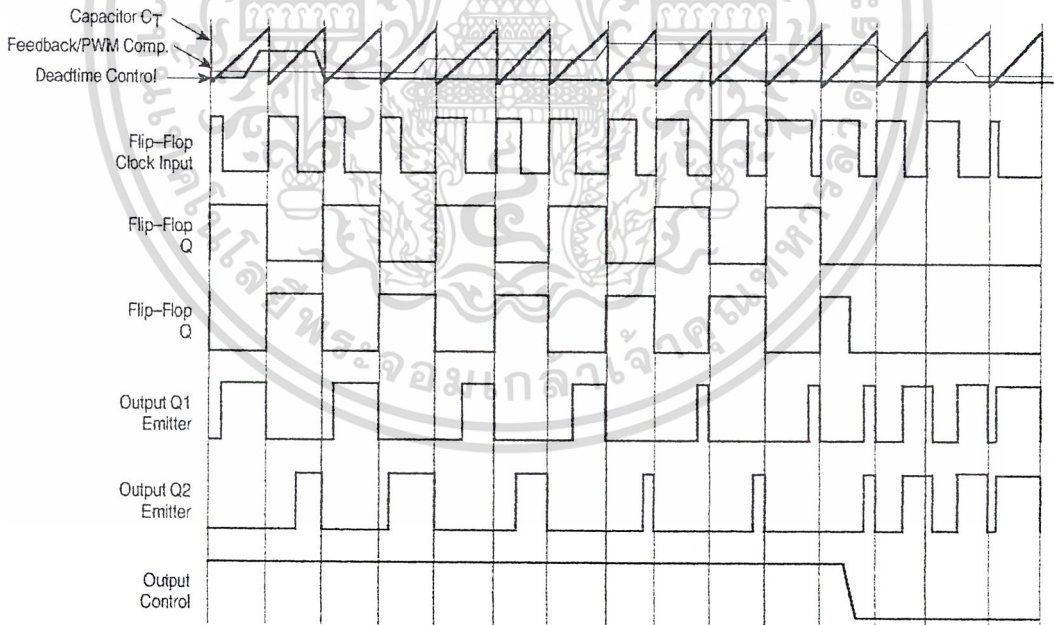
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



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:

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

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	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 for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common 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 $\pm 5.0\%$ 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

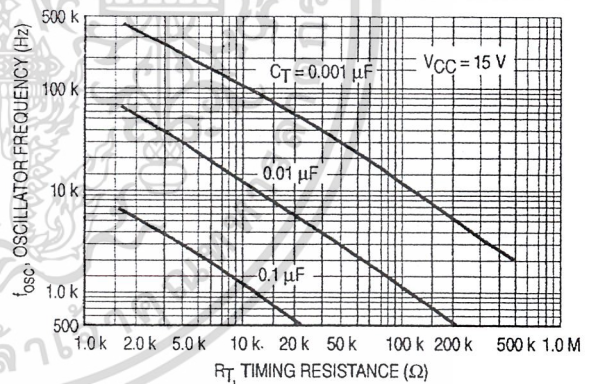


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

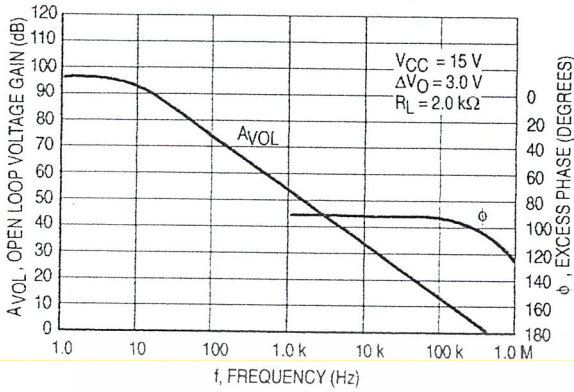


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

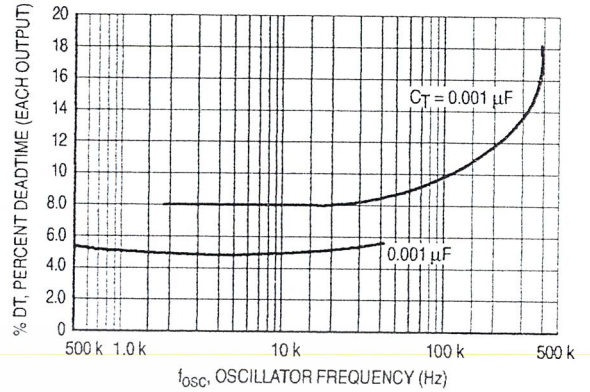


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

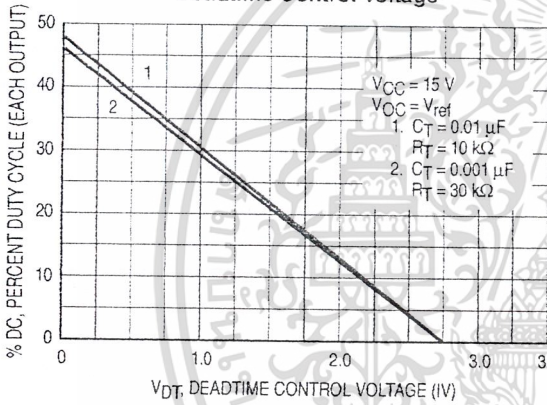


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

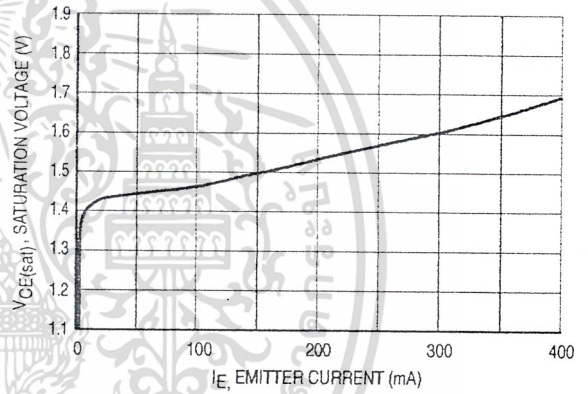


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

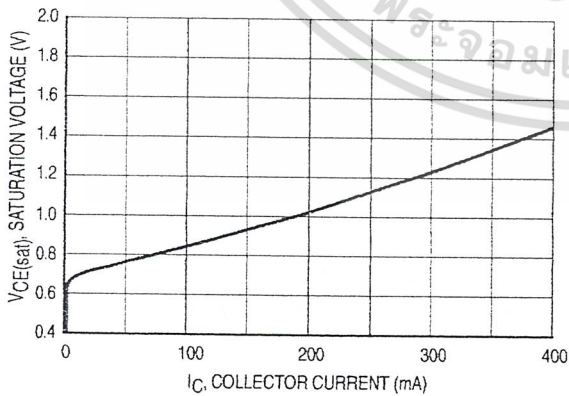


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

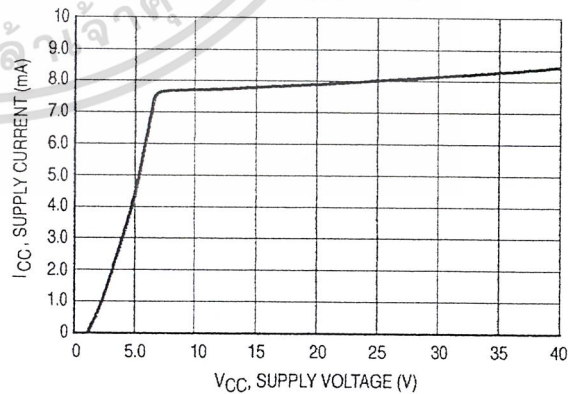


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

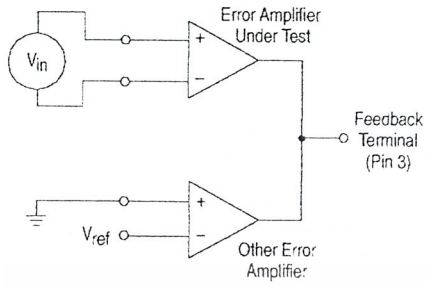


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

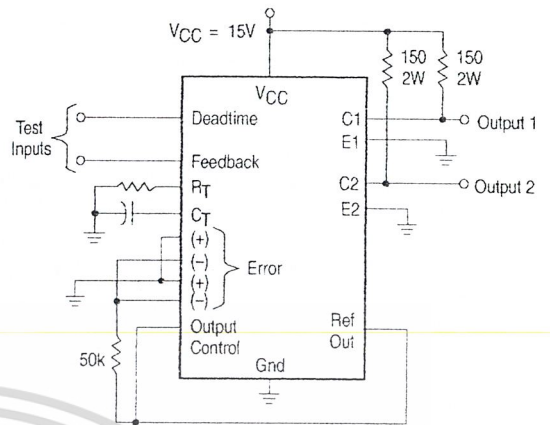


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

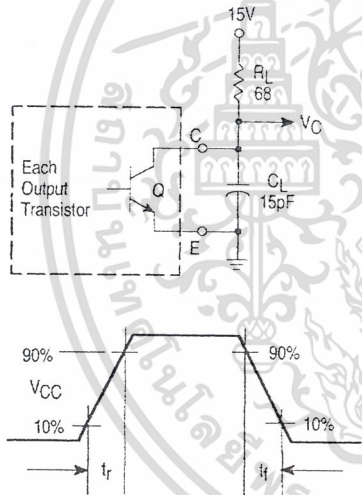


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

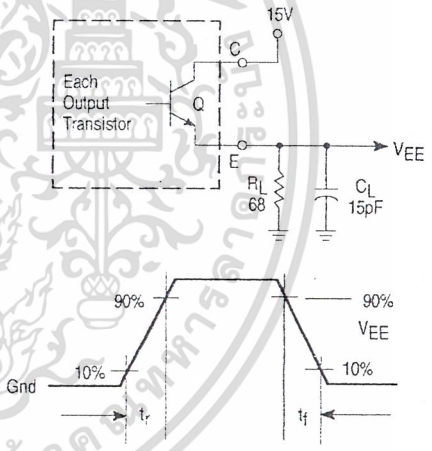


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

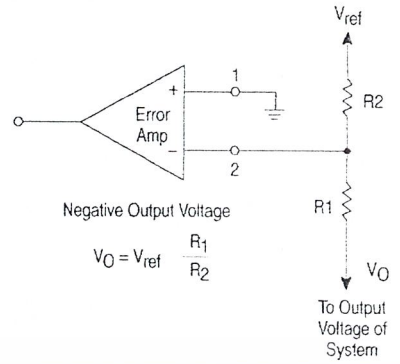
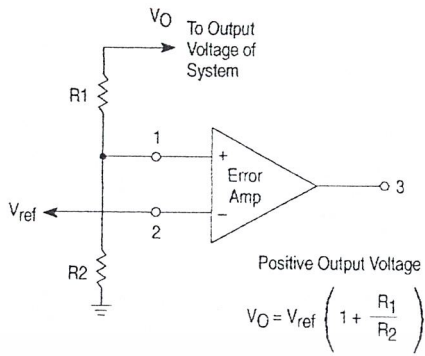


Figure 15. Deadtime Control Circuit

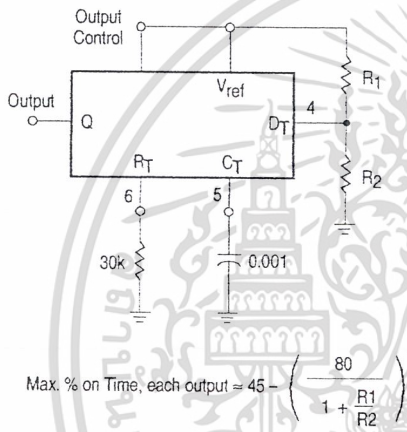


Figure 16. Soft-Start Circuit

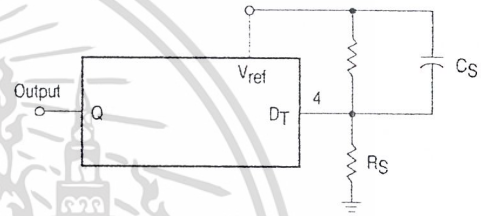


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

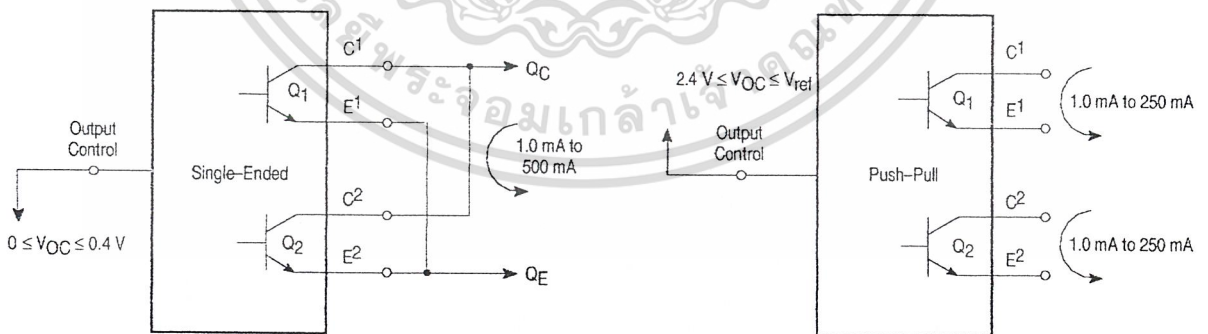


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

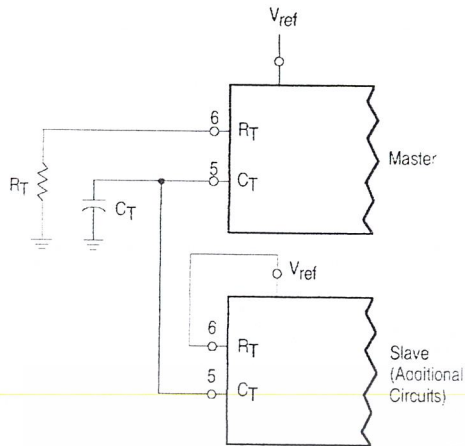


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

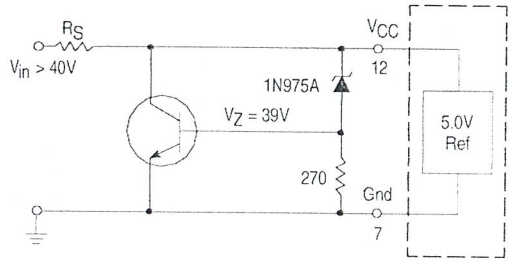
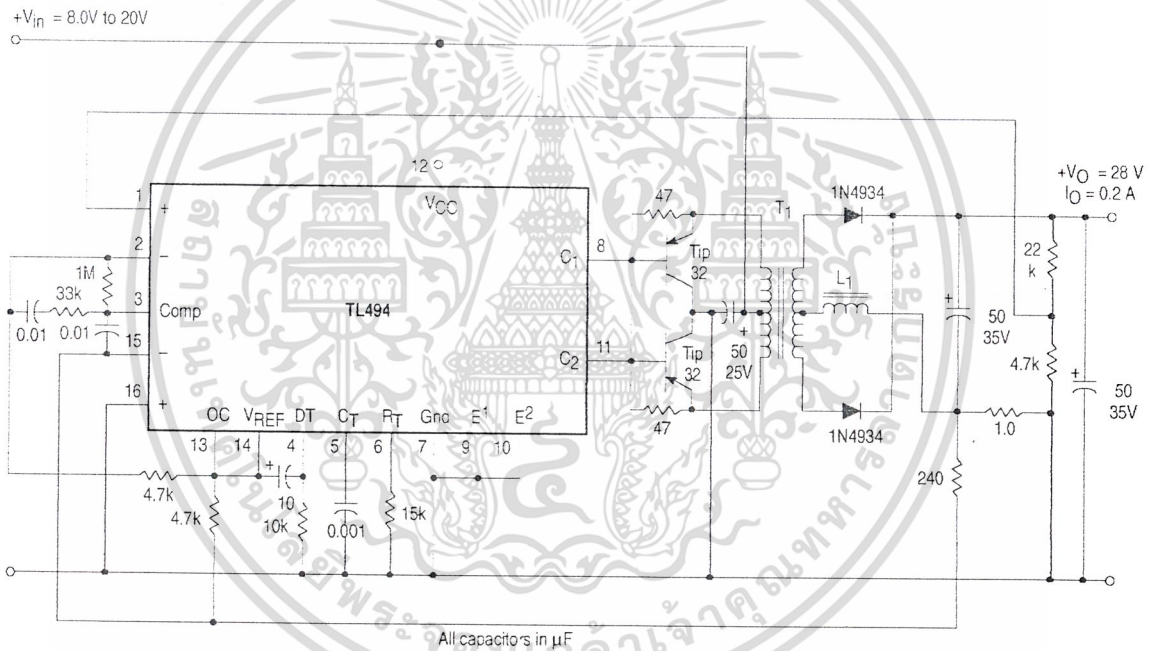


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

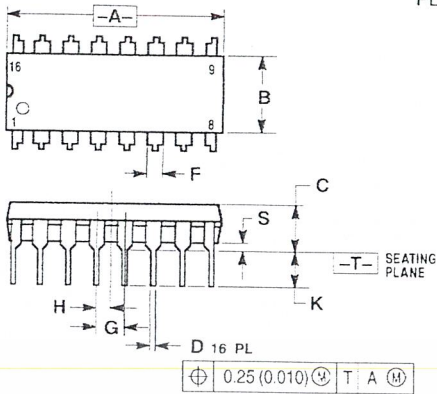


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V, }I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V, }I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V, }R_L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

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

TL494 OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R

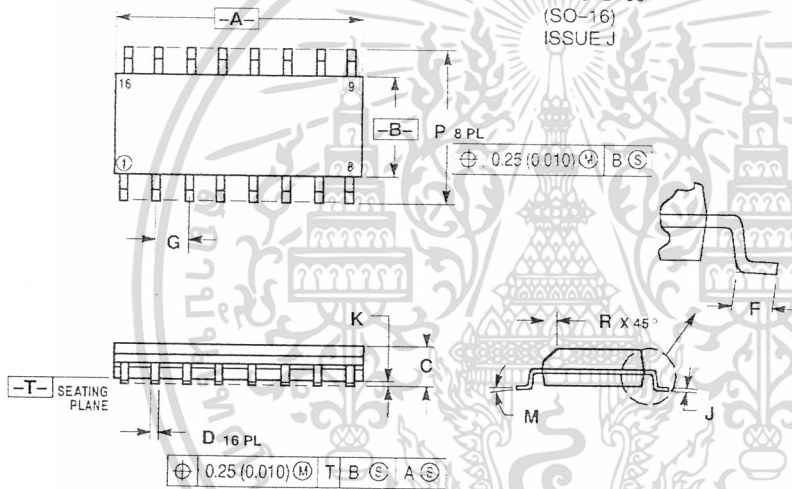


NOTES:

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	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	0.002	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°	19°	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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.60	10.00	0.386	0.393
B	6.60	4.90	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.066
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	0.006	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



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  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

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

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

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 ไม่อนุญาตให้
 ใดๆ ผลิตซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Motorola Inc. หรือผู้ถือลิขสิทธิ์
 ใดๆ ฝ่าฝืนจะถือว่าผิดกฎหมายและต้องรับผิดชอบต่อความเสียหายที่เกิดขึ้น
 ใดๆ อย่างไม่สามารถแก้ไขได้



กิตติกรรมประกาศ

ทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณ

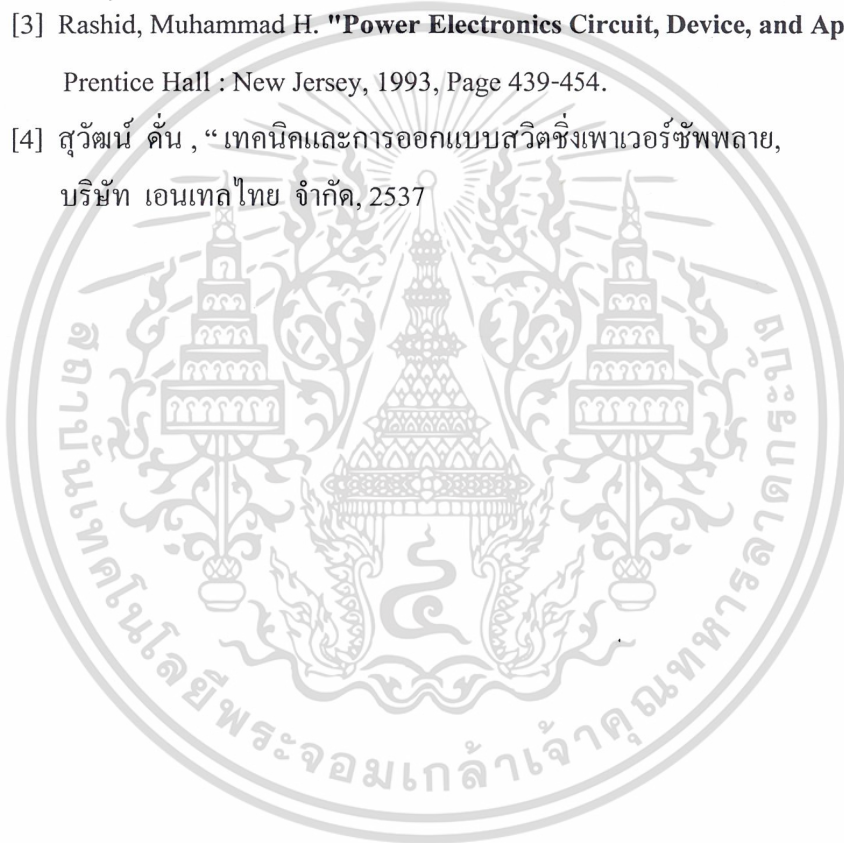
1. รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำตลอดจนการให้
อิสระทางด้านความคิดในการทำงาน
2. อ. สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำและช่วยเหลือในการทำงาน
โครงการตลอดจนช่วยจัดหาอุปกรณ์ในการทำโครงการ
3. นายโรมัส ธรรมาธิฐาน ที่ได้คำปรึกษาและช่วยเหลือในการทำงานโครงการตลอด
จนช่วยจัดหาอุปกรณ์ในการทำโครงการ
4. พี่อาร์ท ที่ช่วยให้คำปรึกษาและให้อุปกรณ์ในการทำโครงการ
5. เพื่อน ๆ ที่ให้อุปกรณ์ในการทำโครงการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] John Davies & Peter Simpson , “Induction Heating Handbook” , McGraw-Hill ,
New York , 1979
- [2] S. Zinn and S. L. Semiatin. "Elements of Induction Heating Design , Control,
and Application." ASM International : Ohio, 1991.
- [3] Rashid, Muhammad H. "Power Electronics Circuit, Device, and Applications."
Prentice Hall : New Jersey, 1993, Page 439-454.
- [4] สุวัฒน์ ดัน , “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย,
บริษัท เอนเทลไทย จำกัด, 2537



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้