ปีการศึกษา 2538

เครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

INDUCTION MELTER

โดย

นาย ธีระวิทย์	เทพมะที	35104198	4B
นาย บัณฑิต	ถาวรทนต์	35104229	4B
นาย ปัญญา	ปัญจวีณิน	35104265	4B

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

วัน เดือน ปี 31 ก.ค. 2540
เลขทะเบียน 037023
เลขเรียกหนังสือ T 38116 ธ 648ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำ

นาย ธีระวิทย์ เทพมะที
นาย บัณฑิต ถาวรทนต์
นาย ปัญญา ปัญจวีณิน
รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ
อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ
ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

เครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำเป็นการหลอมโลหะที่ความถี่ใกล้เคียงกับบริเวณความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งที่ความถี่เรโซแนนซ์เป็นจุดที่ทำให้เกิดกำลังงานสูงสุด วงจรที่ใช้ในการเปลี่ยนความถี่ไฟฟ้าให้สูงขึ้นคือ วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิทชิ่ง หม้อแปลงเฟอร์ไรต์จะใช้ในการเพิ่มกระแสเอ็ดดี้ที่ผ่านไปยังโหลดให้สูงขึ้นเพื่อให้เกิดความร้อน ส่วนควบคุมการขับนำเบสให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสเป็นวงจรกระตุ้นภายนอก เครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำมีข้อดีคือ ไม่เป็นมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อมเพราะปราศจากการเผาไหม้ ประหยัดพลังงาน ราคาถูกและบำรุงรักษาง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUCTION MELTER

Teerawit Thapmatee
Bundit Thawornthon
Punya punjaweenin
Dr. Viriya Pichetjumreon
Anuwat Jangwanitlerd Adviser
1995

ABSTRACT

The principle of induction melter is melting at the resonance frequency . The resonance frequency will generate the maximum power . The circuit that uses to step up the frequency is the inverter . The transistor is chosen to use as switching part . Ferrite core transformer step up the current to load transfer to heat. Controll part for base drive of transistor is the force commutation circuit . The advantages of induction melter are freedom from detrimental gases and combustion product , save energy , cheap cost and low maintenance cost .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 วงจรเหนี่ยวนำความร้อน	
2.1 หลักการเหนี่ยวนำความร้อน	3
2.2 สภาพความต้านทาน	3
2.3 รังสีความร้อนที่เกิดขึ้น	4
2.4 ผลที่มีต่อผิวสำหรับการพิจารณาสแล็ปความยาวไม่จำกัด	5
2.5 ความลึกผิว	7
2.6 ความหนาแน่นกระแส ความหนาแน่นแม่เหล็ก และ ความหนาแน่นสนามไฟฟ้า	10
2.7 กระแสทั้งหมด	11
2.8 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ	11
บทที่ 3 เรคติไฟร์เออร์และอินเวอร์เตอร์	
3.1 เรคติไฟร์เออร์	15
3.1.1 วงจรเรคติไฟร์เออร์ชนิดหนึ่งเฟส ครึ่งลูกคลื่น	15
3.1.2 วงจนเรคติไฟร์เออร์ชนิดหนึ่งเฟส เต็มลูกคลื่น	15
3.1.3 วงจรเรคติไฟร์เออร์ชนิดสามเฟส ครึ่งลูกคลื่น	17
3.1.4 วงจรเรคติไฟร์เออร์ชนิดสามเฟส เต็มลูกคลื่น	19
3.2 ทรานซิสเตอร์กำลัง	21
3.2.1 กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของไบโพลาร์เพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์	21
3.2.2 อัตราการทนกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	23
3.3 อินเวอร์เตอร์	25
3.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบพุชพูล	25
3.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริจ	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 อินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริจ 27
3.4 วงจรสนับเบอร์ 29
3.4.1 วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส 29
3.4.2 วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน 31
บทที่ 4 หม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง
4.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง 33
4.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้ 34
4.2.1 ลักษณะและมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ 34
4.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ 36
4.2.3 การกำหนดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด ในแกนเฟอร์ไรต์ 39
4.2.4 การเลือกใช้ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ 39
4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและเซคั่นดารีของ หม้อแปลงไฟฟ้า 40
4.4 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด 41
4.4.1 ผลจากการนำกระแสแค่แพียงที่ผิวของขดลวดทองแดง 42
4.4.2 อัตราส่วนระหว่างความต้านทานที่กระแสสลับต่อความ ต้านทานที่กระแสตรงของลวดทองแดง(F_R) 42
4.5 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง 44
บทที่ 5 วงจรส่วนควบคุมการขับเบสของทรานซิสเตอร์
5.1 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน 46
5.1.1 การกำหนดเวลาคาบการทำงาน 46
5.1.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ 47
5.1.3 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ T_D 48
5.1.4 การเลือกใช้ Q และ Q2 ที่เอาพุทของไอซี 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 วงจรขับเบสทรานซิสเตอร์โดยใช้ Module drive transistor EXB 357 51

บทที่ 6 ผลการทดลอง 54

บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

7.1 สรุปผลการทดลอง 60

7.2 วิจารณ์ผลการทดลอง 61

7.3 แนวทางการพัฒนาต่อไป 61

ภาคผนวก

ผลการ simulate วงจรฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์

TL 494

Module drive transistor EXB 357

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงวงจรหม้อแปลงของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน	3
รูปที่ 2.2 ก) แสล็ปความยาวไม่จำกัดมีขดลวดบนผิวหน้า ข) มิติของสแล็ป	5
รูปที่ 2.3 แสดงการเปลี่ยนแปลง H กับความลึกผิว	8
รูปที่ 2.4 แสดง monogram ซึ่งเป็นวิธีการหาความลึกผิวด้วยการเทียบสเกล A,B,C	9
รูปที่ 2.5 ก) เส้นทางเดินแม่เหล็ก ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรม	14
รูปที่ 2.6 ก) วงจรแม่เหล็กขนาน ข) วงจรสมมูลย์ไฟฟ้าอนุกรม	14
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรเรคติไฟร์เออร์หนึ่งเฟส ครึ่งลูกคลื่น	15
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเรคติไฟร์เออร์แบบหม้อแปลงแท็ปกลาง	16
รูปที่ 3.3 แสดงวงจร Fully controlled single phase bridge	17
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรเรคติไฟร์เออร์แบบสามเฟส ครึ่งลูกคลื่น	17
รูปที่ 3.5 แรงดันเอาพุทและแรงดันคร่อมไดโอด R1 ในวงจรรูปที่ 3.4	19
รูปที่ 3.6 วงจรเรคติไฟร์เออร์แบบสามเฟส เต็มลูกคลื่น	19
รูปที่ 3.7 แสดงช่วงการนำกระแส แรงดันเอาพุท และแรงดันตกคร่อมไดโอด R1 ของวงจรรูปที่ 3.6	20
รูปที่ 3.8 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส	22
รูปที่ 3.9 กราฟพิกัดปลอดภัย ก) FBSOA ข) RBSOA	23
รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะสไปค์ที่ขอบขาขึ้นของกระแสไพรมารี	24
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบพุชพูล	25
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริจ	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.13 แสดงแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์และด้านไพรมารี ของหม้อแปลง 26
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรฟูลบริจอินเวอร์เตอร์ 28
รูปที่ 3.15 แสดงลักษณะการลดของกระแสและการเพิ่มของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส 30
รูปที่ 3.16 แสดงการต่อวงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ 30
รูปที่ 3.17 แสดงการต่อวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส 32
รูปที่ 4.1 แสดงตัวอย่างมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD 34
รูปที่ 4.2 แสดงตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD 35
รูปที่ 4.3 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์เนื้อสาร 37
ก) 3C8 ข) 3C6A
รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส 38
รูปที่ 4.5 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร 38
ก) 3C8 ข) 3C6A
รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง 41
รูปที่ 4.7 แสดงอัตราส่วนความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทานที่กระแสตรงของลวดทองแดง 44
รูปที่ 5.1 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ TL 494 46
รูปที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_TC_T ในการกำหนดความถี่ 47
รูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494 48
รูปที่ 5.4 แสดงวงจรการต่อเดดทามย์ 49
รูปที่ 5.5 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาพุทของ TL 494 50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6 การต่อวงจรสร้างพัลซ์ความถี่ 20 kHz ของ TL 494 50
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณเอาพุทQ1 และ Q2 ที่ C1 และ C2 51
รูปที่ 5.8 วงจรขับเบสทรานซิสเตอร์ 51
รูปที่ 5.9 แสดงขาและส่วนประกอบภายในของ EXB 357 52
รูปที่ 6.1 แสดงวงจรส่วนเพาเวอร์ทั้งหมด 54
รูปที่ 6.2 แสดงวงจรส่วนควบคุมการขับเบสทรานซิสเตอร์ 55
รูปที่ 6.3 ลักษณะสัญญาณขับเบสทรานซิสเตอร์ Q1 56
รูปที่ 6.4 ลักษณะสัญญาณขับเบสทรานซิสเตอร์ Q2 56
รูปที่ 6.5 แสดงแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมดีซีบัส 57
รูปที่ 6.6 แสดงลักษณะของแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่าน ด้านไพรมารีของหม้อแปลง 57
รูปที่ 6.7 แสดงลักษณะของแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์ Q1 58
รูปที่ 6.8 แสดงลักษณะของแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์ Q2 58
รูปที่ 6.9 แสดงลักษณะของแรงดันตกคร่อมด้านเซคั่นดารีของหม้อ แปลง(แรงดันที่โหลด) 59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

เครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำนั้นจะใช้หลักการของฟาราเดย์คือ เมื่อมีกระแสไหลเข้าไปในขดลวดจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้น ซึ่งความร้อนที่ใช้ในการหลอมจะเกิดจากสนามแม่เหล็ก กระแสและแรงดันจะผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำหน้าที่ในการสวิทชิ่งให้ความถี่สูงขึ้นเนื่องจากเป็นการหลอมโลหะที่ความถี่สูงใกล้เคียงกับจุดความถี่เรโซแนนซ์ ความถี่เรโซแนนซ์เป็นความถี่ที่ทำให้เกิดกำลังสูงสุด

หม้อแปลงไฟฟ้ากำลังจะใช้เพื่อเพิ่มกระแส eddy current ชนิดของแกนที่ใช้พันหม้อแปลงเป็นแกนเฟอร์ไรต์เนื่องมาจากที่ความถี่สูงนั้นแกนเฟอร์ไรต์จะเกิดกำลังสูญเสียน้อยกว่าที่เกิดจากแกนเหล็ก ส่วนขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะใช้เป็นท่อทองแดงพันเป็นขดลวดสำหรับสร้างสนามแม่เหล็ก และเบ้าที่ใช้ใส่โลหะที่ต้องการจะหลอมเป็นเบ้าชนิดแกรไฟต์สวมลงในขดลวดเหนี่ยวนำ

วงจรควบคุมที่ใช้ขับควบคุมการทำงานเป็นสวิทชิ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิทชิ่งเป็นวงจรกระตุ้นจากภายนอก (Force Commutation) ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้ในการควบคุมขับเบสได้ง่ายและอิสระ ดังจะกล่าวรายละเอียดในบทของวงจรควบคุม

เครื่องหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำมีข้อดีคือ ปราศจากเขม่า ควัน และก๊าซพิษเนื่องจากไม่มีการเผาไหม้ทำให้ไม่เป็นมลภาวะต่อสิ่งแวดล้อม ใช้เวลาในการหลอมเร็ว ราคาถูก ประหยัดพลังงาน บำรุงรักษาง่าย ส่วนประกอบของโลหะหลังจากการหลอมไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการหลอมโลหะโดยอาศัยการเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์

เนื้อหาและรายละเอียดของโครงงานนี้ได้แสดงไว้ในบทต่างๆดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงโครงงานทั่วๆไป วัตถุประสงค์

บทที่ 2 วงจรเหนี่ยวนำความร้อน ทฤษฎีของระบบ การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

บทที่ 3 เรคติไฟร์เออร์และอินเวอร์เตอร์ กล่าวถึงการทำงานของวงจรเรคติไฟร์เออร์และวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรสนับเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 หม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง เหตุผลที่ใช้หม้อแปลง การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง ขดลวดและชนิดของแกนที่ใช้พันหม้อแปลง

บทที่ 5 วงจรส่วนควบคุมการขับทรานซิสเตอร์ วงจรขับนำทรานซิสเตอร์และการทำงานของวงจรขับให้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทซ์

บทที่ 6 ผลของการทดลอง ลักษณะของแรงดันที่ดีซีบัส ลักษณะของแรงดันและกระแสของทรานซิสเตอร์ขณะเปิดปิด ลักษณะของแรงดันและกระแสคร่อมด้านไพรมารีของหม้อแปลง ลักษณะของแรงดันที่โหลด อุณหภูมิที่เบ้าหลอม

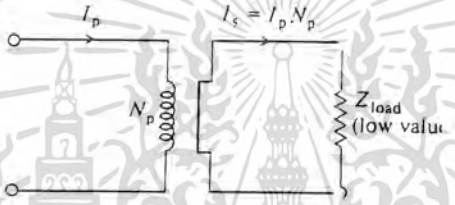
บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง รวมทั้งข้อเสนอแนะต่างๆเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
วงจรเหนี่ยวนำความร้อน

2.1 หลักการเหนี่ยวนำความร้อน

แนวความคิดเบื้องต้นมาจากหลักการของหม้อแปลง จากแบบโครงสร้างจะหมายถึงว่าเป็นหม้อแปลงที่มีขดลวดทุติยภูมิเพียงรอบเดียว ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรหม้อแปลงของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน

ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะมีจำนวนรอบเท่ากับ N_p และเบ้าหลอมที่สวมลงในขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนเปรียบเสมือนขดทุติยภูมิซึ่งมีเพียงรอบเดียว Z_{load} เป็นค่า impedance ของโหลดซึ่งมีค่าน้อยๆ ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิจะถูกคั่นด้วยช่องอากาศเล็กๆ

หลักการเหนี่ยวนำความร้อนจะใช้หลักการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งค้นพบโดยนายไมเคิล ฟาราเดย์ เมื่อมีกระแสไหลเข้าไปในขดลวดจะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวคล้องขดลวด (Flux Linkage) เป็นผลทำให้เกิดกระแสไหลทางขดลวดด้านทุติยภูมิเหมือนกับเป็นการส่งผ่านพลังงานจากขดลวดเหนี่ยวนำไปยังโหลด กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายจะเท่ากับกำลังที่สูญเสียในขดปฐมภูมิรวมกับขดทุติยภูมิ กำลังที่สูญเสียนี้ทำให้เกิดความร้อนที่ใช้ในการหลอมโลหะ

2.2 สภาพความต้านทาน (Resistivity)

สภาพความต้านทานของโลหะจะแปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิ ซึ่งโลหะส่วนใหญ่นั้นจะให้สภาพความต้านทานแปรตามอุณหภูมิค่อนข้างเป็นเส้นตรง

$$\rho_\theta = \rho_1[\,1 + \alpha(\,\theta - \theta_1\,)\,] \qquad 2.1$$

เมื่อ ρ_θ คือ สภาพความต้านทานที่อุณหภูมิ θ

ρ_1 คือ สภาพความต้านทานที่อุณหภูมิ θ_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางข้างล่างแสดงค่า α สำหรับโลหะต่างๆ

	α	$\rho_{20^\circ C}$(Ωm)	Melting point ($^\circ$C)
Aluminium	4.29×10^{-3}	2.65×10^{-8}	660
Brass(65% Cu , 35% Zn)	1.60×10^{-3}	6.40×10^{-8}	931
Bronze(90% Cu , 11% Zn)	1.86×10^{-3}	3.90×10^{-8}	1046
Copper	3.93×10^{-3}	1.72×10^{-8}	1084
Pure Iron	6.50×10^{-3}	9.71×10^{-8}	1538
Lead	3.36×10^{-3}	20.65×10^{-8}	327
(slightly non-linear)			
Silver	4.10×10^{-3}	1.59×10^{-8}	962

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าของ α สำหรับโลหะต่างๆ

เพื่อความง่ายในการคำนวณ เราจะจัดสมการใหม่ในรูปของ($\rho_2 + \rho_1$) / 2 = ρ_m จะได้

$$\rho_m = (\rho_2 + \rho_1)^2 / 4 \qquad 2.2$$

เมื่อ $\rho_1 = \rho_I(1 + \alpha\theta)$

2.3 <u>รังสีความร้อนที่เกิดขึ้น</u>

สำหรับการเหนี่ยวนำความร้อนที่อุณหภูมิสูงมากๆ จะเกิดการสูญเสียเนื่องจากรังสีความร้อน แต่จะตัดทิ้งได้ถ้าอุณหภูมิไม่เกิน 850 องศาเซลเซียส

ค่าความสูญเสียเนื่องจากรังสีความร้อน

$$P_R = 5.67\varepsilon[\theta_S^4 - \theta_a^4] / 10^8 \qquad 2.3$$

เมื่อ ε คือ สัมประสิทธิ์การกระจายของพื้นผิว

θ_S คือ ค่าอุณหภูมิของผิวในหน่วยของเคลวิน

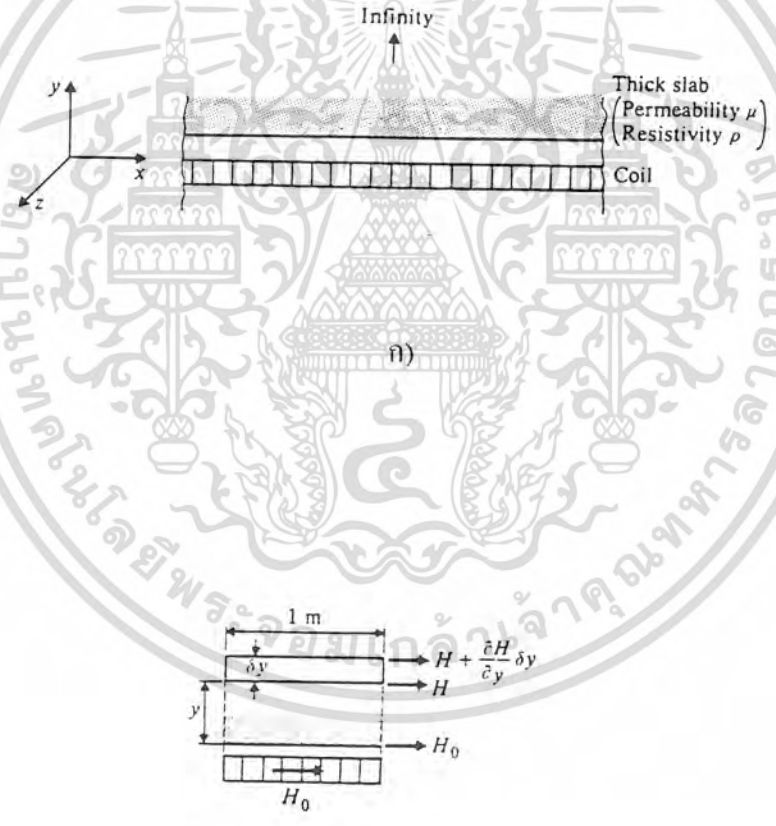
θ_a คือ ค่าอุณหภูมิของอากาศรอบๆในหน่วยของเคลวิน

P_R คือ ความสูญเสียเนื่องจากรังสีความร้อนต่อตารางเมตรของพื้นผิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ผลที่มีต่อผิวสำหรับการพิจารณาสแล็ปความยาวไม่จำกัด

โหลดที่ใช้สำหรับการเหนี่ยวนำความร้อนมักจะใช้ลักษณะรูปทรงกระบอก แต่การพิจารณาต่อไปนี้จะพิจารณาว่าโหลดมีลักษณะเป็นแผ่นสแล็ป เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์โดยเปรียบเสมือนทรงกระบอกที่มีรัศมีไม่จำกัดจะให้ผลอยู่ในรูปที่มีลักษณะคลื่นซายน์ และพิจารณาว่าโหลดมีความหนามากกว่าความลึกของผิวมาก



รูปที่ 2.2 ก) สแล็ปความยาวไม่จำกัดมีขดลวดบนผิวหน้า
ข) มิติของสแล็ป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปขดลวดถูกวางติดกับแผ่นหน้าสแล็ป พิจารณาว่าเป็นทรงกระบอกที่มีขนาดใหญ่มากและรัศมีไม่จำกัด ความยาวของสแล็ปในทิศ X นั้นเราจะพิจารณาว่ามีความยาว 1 เมตร ขดลวดที่พันจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก H ที่ผิวของสแล็ป H มีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อเมตร ดังนั้นสิ่งที่มีผลต่อสนามแม่เหล็กคือ ความต้านทานของขดลวดและแรงดันที่ขับกระแสของขดลวด สมมุติว่าขดลวดอยู่ใกล้กับสแล็ปมาก ดังนั้นสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่ขดลวดจะเกิดสนามแม่เหล็กที่สแล็ปด้วย สำหรับการเหนี่ยวนำความร้อนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้จะกลับขั้วบวกลบ สำหรับปัญหาทางฟิสิกส์เราจะให้ H อยู่ในแนวแกน X จะทำให้เกิดกระแสเอ็ดดี้ในทิศ Z

จากการกำหนดขอบเขตจะได้

$$H_X(y=0) = H_{0m}\cos \omega t \qquad 2.4$$

$$H_Y = H_Z = 0 \qquad 2.5$$

จะเกิดสนามแม่เหล็กในทิศ X อย่างเดียว

H_{0m} จะเป็นค่าสูงสุดของ H_X ที่ผิว(y=0)

จากสมการของแมกซ์เวลล์ อธิบายค่าสนามแม่เหล็ก (H) , สนามไฟฟ้า (E) , และความหนาแน่นกระแส (J) ในโลหะด้วยสมการ

$$\nabla^2 H = (\mu/\rho)\partial H/\partial t \,,\ \nabla^2 E = (\mu/\rho)\partial E/\partial t \,,\ \nabla^2 J = (\mu/\rho)\partial J/\partial t \qquad 2.6$$

เรียกว่า Skin effect equation

สำหรับสนามแม่เหล็ก

$$\nabla^2 H = \partial^2 H/\partial X^2 + \partial^2 H/\partial Y^2 + \partial^2 H/\partial Z^2$$

$$= (\mu/\rho)\partial(H_X + H_Y + H_Z)/\partial t \qquad 2.7$$

แต่ $H_Y = H_Z = 0$ ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในแกน X และ Z $\nabla^2 H = \partial^2 H_X/\partial Y^2$

ดังนั้นจะได้

$$\partial^2 H_X/\partial Y^2 = (\mu/\rho)\partial H_X/\partial t \qquad 2.8$$

สำหรับ H_X มีตัวแปร 2 ตัว คือ y และ t จะได้ว่า

$$H_X = H_X(y)\cos \omega t \qquad 2.9$$

เมื่อ $H_X(y)$ เป็นการเปลี่ยนแปลงของ H_X ด้วยความลึก y ซึ่งสามารถเขียนในรูปของเอกโปเนนเชียลในรูปส่วนจริงคือ $H_X(y)\, e^{j\omega t}$ แทนค่าลงในสมการที่ 2.6 จะได้

$$d^2 H_X/dy^2 - (\mu/\rho)j\omega H_X = 0 \qquad 2.10$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$d^2H_x/dy^2 - 2j\alpha^2 H_x = 0 \qquad 2.11$$

ให้ $k^2 = 2j\alpha^2$ จะได้

$$d^2H_x/dy^2 - k^2 H_x = 0 \qquad 2.12$$

แก้สมการจะได้ว่า H_x อยู่ในรูป

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

ใช้ค่าขอบเขตหา A_1 และ A_2 คือ $y = \alpha$, H_x ต้องจำกัด และ $A_1 = 0$ เมื่อ $y = 0$

$$H_x = H_{0m} \exp(j\omega t) \qquad 2.14$$

จะได้

$$H_x(y) = H_{0m} \exp(-\alpha y\sqrt{2j}) \exp(j\omega t) \qquad 2.15$$

ดังนั้น

$$H_x(y) = H_{0m} \exp[-(1+j)\alpha y + j\omega t]$$

$$= H_{0m} \exp(-\alpha y) \exp[j(\omega t - \alpha y)]$$

เอาเฉพาะส่วนจริง

$$H_x(y) = H_{0m} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \qquad 2.16$$

ซึ่งเป็นสมการที่สำคัญของการเหนี่ยวนำ

2.5 <u>ความลึกผิว</u> (Skin Effect)

ข้อกำหนด

1. ที่ผิว $y = 0$, $H_x = H_{0m} \cos \omega t$

2. ที่ทุกๆ ความลึกของสนามแม่เหล็กเป็นลักษณะของเอกโปเนนเชียล

สำหรับการเปลี่ยนแปลงถึงแม้จะมีความถี่เดียวกัน มีเฟสล้าหลังเท่ากับ αy สนามที่ผิวเมื่อ $y = 1/\alpha$ มีขนาด e^{-1} ค่าเฟสจะเปลี่ยนไป 1 เรเดียน(57.3 องศา) ที่ความลึกนี้ขนาดเป็น 1/e เท่ากับ 0.368ของค่าที่มีชื่อว่าความลึกผิว ที่ $y = 2/\alpha$ ขนาดจะเท่ากับ e^{-2} ดังนั้น H_{0m} สนามแม่เหล็กจะน้อยลง

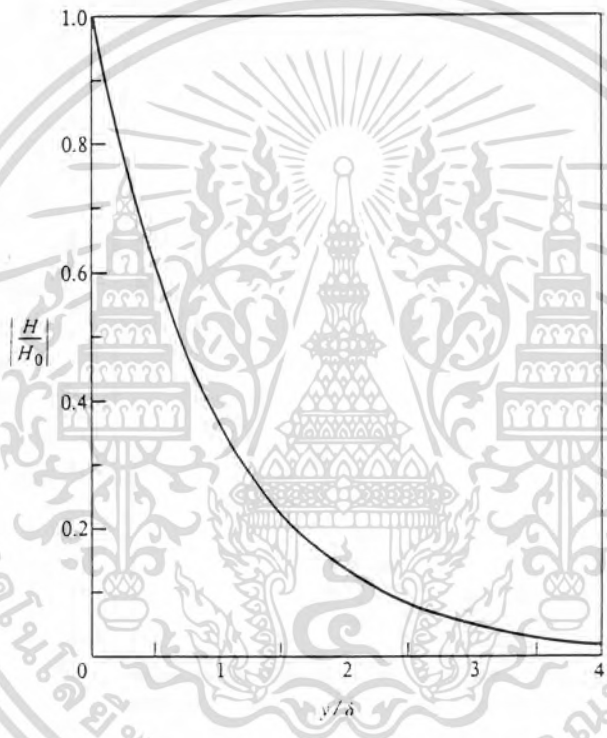
เมื่อกำหนดให้ $\alpha^2 = \mu\omega/2f$ จะได้ว่า

ความลึกผิว $\delta = 2\rho/\mu\omega$ 2.17

เมื่อ $\mu = \mu_0\mu_r$

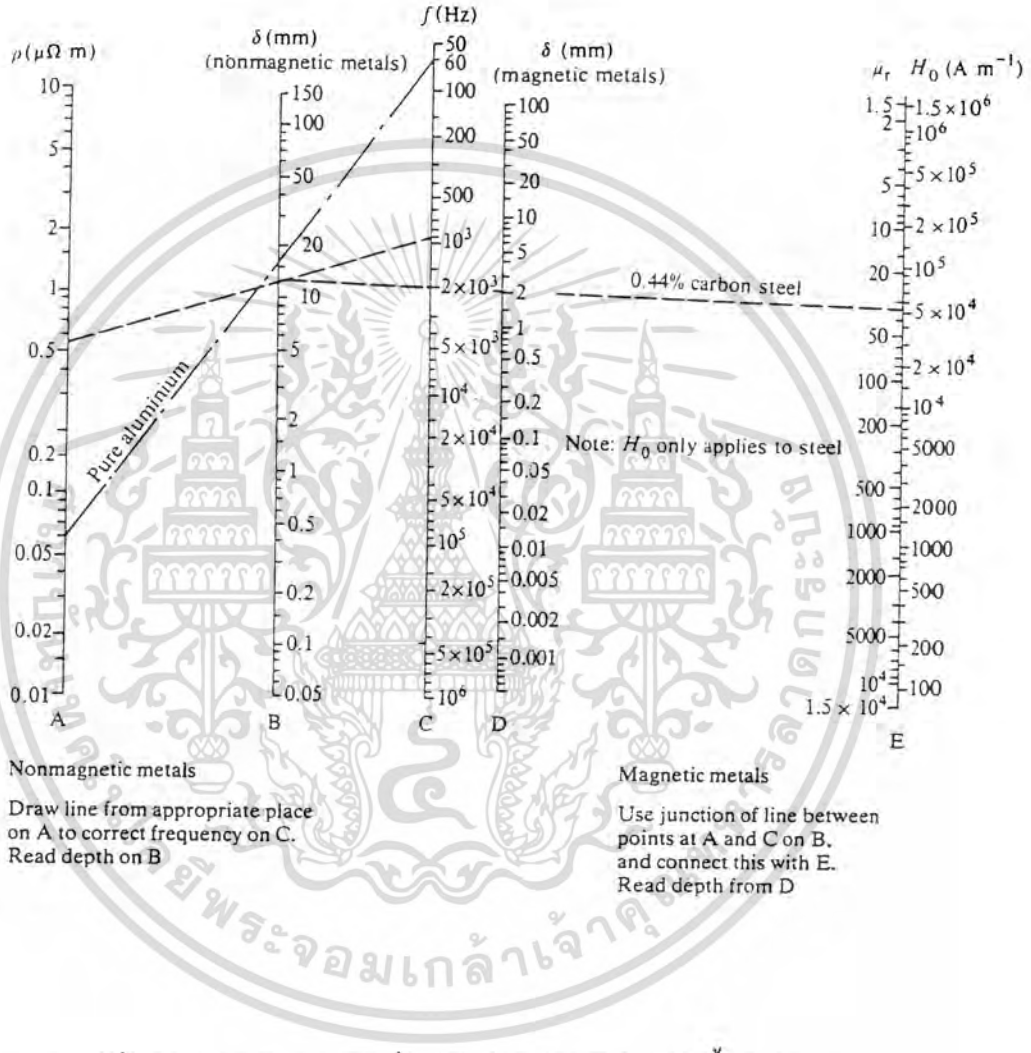
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความลึกของผิวจะแปรตามรากที่สองของความต้านทานกับส่วนกลับของรากที่สอง ของค่า permeability กับความถี่



รูปที่ 2.3 แสดงการเปลี่ยนแปลง H กับความลึกผิว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดง monogram ซึ่งเป็นวิธีการหาความลึกผิวด้วยการเทียบสเกล A,B,C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ความหนาแน่นกระแส ความหนาแน่นแม่เหล็กและความหนาแน่นสนามไฟฟ้า

โดยใช้สมการที่ 2.16 และจากความสัมพันธ์ $B = \mu H$ เมื่อเราพิจารณาว่าเนื้อโลหะให้การนำแม่เหล็กเป็นแบบเส้นตรงจะได้ว่า

$$B_X(y) = B_{0m} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) \qquad 2.18$$

เราสามารถใช้สมการของแมกซ์เวลล์ $J = \text{เคิร์ล } H$ เพื่อให้ได้ J ที่ทุกตำแหน่งของสแล็ป ดีเทอร์มิแนนท์สำหรับเคิร์ล H คือ

$$\begin{vmatrix} i & j & k \\ \partial/\partial X & \partial/\partial Y & \partial/\partial Z \\ H_X & H_Y & H_Z \end{vmatrix}$$

เราพิจารณาไปแล้วว่า $H_Y = H_Z = 0$ และไม่มีการเปลี่ยนแปลงความเข้มสนามแม่เหล็กในทิศทางของ X และ Z จะได้ว่า

$$\begin{vmatrix} i & j & k \\ 0 & \partial/\partial Y & 0 \\ H_X & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

และ

$$J = -k\{ -\exp(j\omega t)[\exp(-\alpha y\sqrt{2j})] \} H_{0m}$$

$$= k[\alpha\sqrt{2j} \exp(-\alpha y\sqrt{2j} + j\omega t)] H_{0m}$$

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

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

$$= k\alpha\sqrt{2} H_{0m}[\exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y + \pi/4)] \qquad 2.19$$

เมื่อ $y = 0$

$$J_{Z0} = \sqrt{2} H_{0m}\alpha \exp[j(\omega t + \pi/4)]$$

$$= \sqrt{2} H_{X0}\alpha \exp(j\pi/4)$$

ดังนั้น

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

$$= J_{0m} \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad 2.20$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของ J_x ไปในแนวเดียวกับ H และ B ความสัมพันธ์เป็นไปตามค่าของผิว

เรารู้ว่า $E = \rho J$ จะได้ว่า

$$E_x = \rho J_x = \rho J_{0m} \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y) \qquad 2.21$$

2.7 <u>กระแสทั้งหมด</u>

กระแสทั้งหมดในความกว้างสแล็ป 1 เมตรสามารถหาได้โดยการอินทิเกรต J ตลอดความลึกของสแล็ป

$$\text{กระแสต่อความกว้างเมตร} = \int J_z \, dy(x_1)$$

$$= \int J_{0m} \exp(-\alpha y)\cos(\omega t - \alpha y)dy$$

$$= J_{0m} \text{ ส่วนจริงของ} \int \exp[j\omega t - (1+j)\alpha y]dy$$

$$= J_{0m} \text{ ส่วนจริงของ } \frac{\exp[j\omega t - (1+j)\alpha y]}{-(1+j)\alpha}$$

$$= J_{0m} \text{ ส่วนจริงของ } \exp(j\omega t) / (1+j)\alpha$$

$$= J_{0m}\exp(j\omega t) / \alpha\sqrt{2}\exp(j\pi/4)$$

$$= J_{0m}\cos(\omega t - \pi/4) / \sqrt{2}\alpha \qquad 2.22$$

ด้วยเหตุนี้ กระแสทั้งหมดต่อหน่วยความกว้างจะตามหลังความหนาแน่นกระแสประมาณ 45 องศา แต่

$$J_{0m} = \sqrt{2}\, H_{0m}\alpha \exp j(\omega t + \pi/4)$$

จากสมการ 2.20 จะได้ว่า

$$\text{กระแสต่อความกว้าง(เมตร)} = [\sqrt{2}\, H_{0m}\alpha \exp j(\omega t + \pi/4)] \exp(-j\pi/4) / \sqrt{2}\alpha$$

$$= H_{0m}\exp(j\omega t) \qquad 2.23$$

2.8 <u>การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน</u>

การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนจะเริ่มต้นด้วยให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของเบ้าหลอมมีค่า H_m เพื่อทำให้เกิดความร้อน จะมีส่วนประกอบของเส้นแรงแม่เหล็ก 3 ส่วนที่เกี่ยวข้องดังแสดงในรูปที่ 2.5 a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ϕ_w คือ เส้นแรงแม่เหล็กของเบ้าหลอม

2. ϕ_g คือ เส้นแรงแม่เหล็กในช่องอากาศ

3. ϕ_C คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านขดลวด

กำลังที่สูญเสียและเส้นแรงแม่เหล็กของเบ้าหลอมมีความสัมพันธ์กับค่า H และเทอมของ p และ q

เส้นแรงแม่เหล็กของเบ้าหลอม

$$P_w = \mu\pi f H^2_{Rm}(l_w A_w)p \qquad 2.24$$

และ $$\phi_w = \mu H_{Rm} A_w(q - jp) \qquad 2.25$$

โดยที่ P_w คือ กำลังที่เบ้าหลอม (วัตต์)

H_{Rm} คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กบนพื้นผิว (แอมป์ต่อเมตร)

ϕ_w คือ เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดในเบ้าหลอม (Wb)

l_w , A_w คือ ความยาว และพื้นที่หน้าตัดของเบ้าหลอม (m , m^2)

เส้นแรงแม่เหล็กในช่องอากาศ

$$\phi g = \mu_0 H_{Rm} Ag \qquad 2.26$$

เส้นแรงแม่เหล็กในขดลวดเหนี่ยวนำ

$$\phi = [\mu_0 H_{0m} / \sqrt{2}\alpha][(1-j) / \sqrt{2}]$$
$$= \mu_0 H_{0m} \delta_C (1-j) / 2$$

จะได้

$$\phi_C = [k_r \mu_0 \delta_C \pi d_C / 2] H_{0m}(1-j) \qquad 2.27$$

ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมด

$$\phi_0 = \phi_w + \phi g + \phi_C$$

$$\phi_{0m} = \mu_0 H_{0m}[(Ag + \mu_r q A_w + k_r \pi d_C \delta_C /2) - j(\mu_r p A_w + k_r \pi d_C \delta_C /2)] \qquad 2.28$$

$$H_{0m} = \sqrt{2}\, I_C N_C / l_C \qquad 2.29$$

ค่าแรงดัน r.m.s. คือ

$$E_C = (j2\pi f N_C \phi_{0m}) / \sqrt{2} \qquad 2.30$$

แทนค่าต่างๆลงในสมการที่ 2.30 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_C = (2\pi f\mu_0 N_C^2 I_C)/l_C [(\mu_r pA_w + k_r \pi d_C \delta_C/2) + j(Ag + \mu_r qA_w + k_r \pi d_C \delta_C/2)] \quad 2.31$$

จากรูปที่ 2.6 จะได้ว่า

$$Z = (R_w + R_C) + j(X_C + Xg + X_w)^2$$

เมื่อ ความต้านทานของเบ้าหลอม $R_w = K(\mu_r pA_w)$ โอห์ม

ความต้านทานของขดลวด $R_C = K(k_r \pi d_C \delta_C /2)$ โอห์ม

ค่า reactance ของช่องอากาศ $Xg = KAg$ โอห์ม

ค่า reactance ของเบ้าหลอม $X_w = K(\mu_r qA_w)$ โอห์ม

ค่า reactance ของขดลวด $X_C = K(k_r \pi d_C \delta_C /2)$ โอห์ม

โดยที่ $K = [2\pi f\mu_0 N_C^2 / 2]$

ประสิทธิภาพของขดลวด

$$\eta = R_w / (R_C + R_w) \quad 2.32$$

ค่า power factor ของขดลวด

$$\cos \phi = (R_w + R_C) / Z \quad 2.33$$

ซึ่ง $Z^2 = (R_C + R_w)^2 + (Xg + X_w + X_C)^2$

กำลังของขดลวด $P = P_w / \eta$

VA ของขดลวด $(VA)_C = P/\cos\phi = I_C^2 Z$ 2.34

โวลต์ต่อรอบ

$$E_C / N_C = (\text{VA ของขดลวด}) / \text{แอมแปร์-เทิร์น}$$

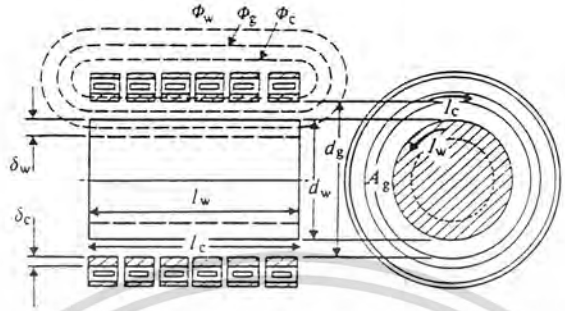
$$= (VA)_C / H_0 l_C \quad 2.35$$

แอมแปร์-เทิร์นของขดลวด

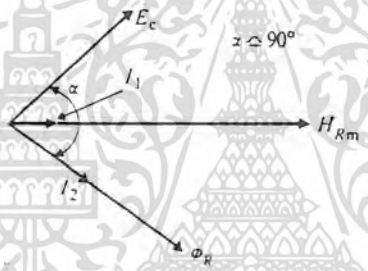
$$I_C N_C = H_0 l_C \quad 2.36$$

เมื่อทำการแทนค่าทุกตัวแปรและแก้สมการที่ 2.35 และ 2.36 ก็จะได้จำนวนรอบที่ต้องพันของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนซึ่งจากการแทนค่าทุกตัวแปรลงในสมการแล้วคำนวณจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนได้เท่ากับ 10 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

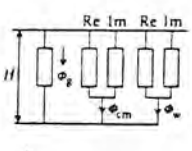


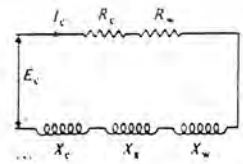
ก)



ข)

รูปที่ 2.5 ก) ทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็ก ข) เฟสเซอร์ไดอะแกรม





ก) ข)

รูปที่ 2.6 ก) วงจรแม่เหล็กวงขนาน ข) วงจรสมมูลย์ไฟฟ้าอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

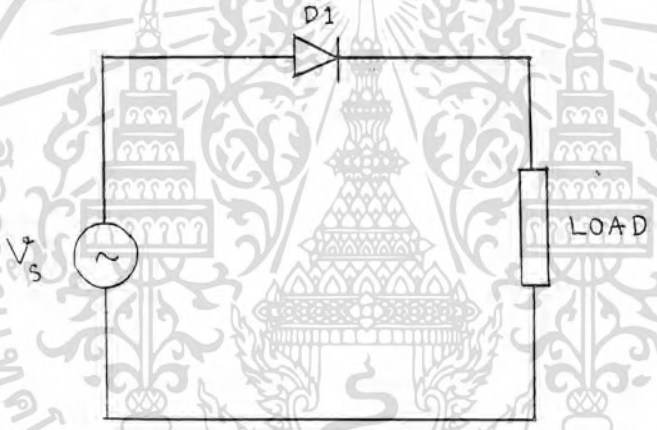
บทที่ 3
เรคติไฟร์เออร์และอินเวอร์เตอร์

3.1 เรคติไฟร์เออร์ (Rectifier)

การเปลี่ยนแปลงไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเป็นไฟฟ้ากระแสตรงให้กับโหลด แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จะไม่ราบเรียบเหมือนกับได้จากแบตเตอรี แต่จะประกอบด้วยripple ในที่นี้จะศึกษาวงจรการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

3.1.1 วงจรเรคติไฟร์เออร์ชนิดหนึ่งเฟส ครึ่งลูกคลื่น

(Single Phase half wave rectifier circuit)



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรเรคติไฟร์เออร์ชนิดหนึ่งเฟส ครึ่งลูกคลื่น

ในขณะที่ไดโอดได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัสคือ ที่แรงดันที่แอโนดเป็นบวกเมื่อเทียบกับคาโทด ไดโอดจะนำกระแสผ่านไปยังโหลด แรงดันที่ปรากฏที่โหลดคือแรงดันของแหล่งจ่ายเฉพาะซีกบวก และเมื่อไดโอดได้รับรีเวิร์ดไบอัสคือ แรงดันที่คาโทดเป็นบวกเมื่อเทียบกับแอโนด จะทำให้ไดโอดหยุดนำกระแส แรงดันที่โหลดในช่วงนี้จะเป็นศูนย์ จนกระทั่งไดโอดได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัสไดโอดก็จะนำกระแสอีกเป็นเช่นนี้สลับกันไป

3.1.2 วงจรเรคติไฟเออร์ชนิดหนึ่งเฟส เต็มลูกคลื่น

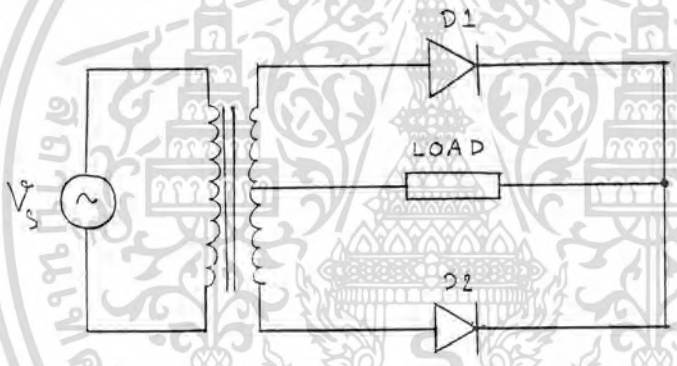
(Single Phase full wave rectifier circuit)

ในวงจรการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงชนิด 1 เฟส ครึ่งลูกคลื่นจะใช้ไดโอดเพียงตัวเดียว แต่ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงชนิด 1 เฟส เต็มลูกคลื่นมีลักษณะการต่อหลายแบบ ซึ่งจะอธิบายยังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก) Full wave rectifier with center tap transformer

การเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบเต็มลูกคลื่นโดยใช้หม้อแปลงที่มีจุดกึ่งกลางดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.2 จะใช้ไดโอดเพียง 2 ตัว เปลี่ยนกันนำกระแสตัวละครึ่งลูกคลื่น ไดโอดตัวที่ 1 จะนำกระแสขณะที่แรงดันของแหล่งจ่าย V_A เป็นบวกเมื่อเทียบกับจุดกึ่งกลางของหม้อแปลง ไดโอดตัวที่ 1 จะหยุดนำกระแสเมื่อ V_A ตกลงสู่ศูนย์คือที่มุม 180 องศา และไดโอดตัวที่ 2 จะเริ่มนำกระแสต่อผ่านไปยังโหลด ไดโอดตัวที่ 2 จะหยุดนำกระแสที่มุม 360 องศา และไดโอดตัวที่ 1 จะนำกระแสต่อเช่นนี้สลับกันไป



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเรคติไฟร์เออร์แบบหม้อแปลงแท็ปกลาง

$$V_{O(ave)} = (1/\pi) \int_0^{\pi} \sqrt{2}\, V_A \, SIN\, \omega t \, d\omega t$$

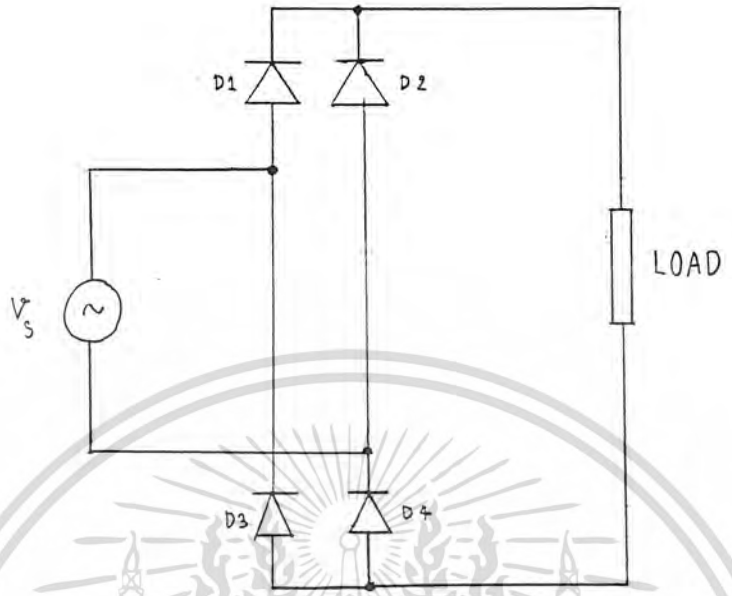
$$= (2\sqrt{2}\, V)/\pi \qquad 3.1$$

$V_A = V_B$ = แรงดันอาร์เอมเอส ระหว่างขั้ว A และ B เทียบกับจุดกึ่งกลางของหม้อแปลงทางด้านขดจ่ายไฟ

ข) Fully controlled single phase bridge

วงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแบบบริจ หนึ่งเฟสจะประกอบด้วยไดโอดจำนวน 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ในวงจรแบบนี้จะสามารถจ่ายพลังงานกลับสู่แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับได้ กระแสไหลผ่านโหลดเมื่อไดโอด 1 และ 2 เมื่อแรงดันแหล่งจ่ายอยู่ในไซเคิลบวกและจะหยุดนำกระแสเมื่อแรงดันตกเป็นศูนย์ที่มุม 180 องศา ไดโอด 3 และ 4 จะนำกระแสทันทีเมื่อเริ่มช่วงไซเคิลลบและจะหยุดนำกระแสเมื่อแรงดันของแหล่งจ่ายเป็นศูนย์ที่มุม 360 องศา ไดโอด 1 และ 2 ก็จะนำกระแสเช่นนี้สลับกันไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

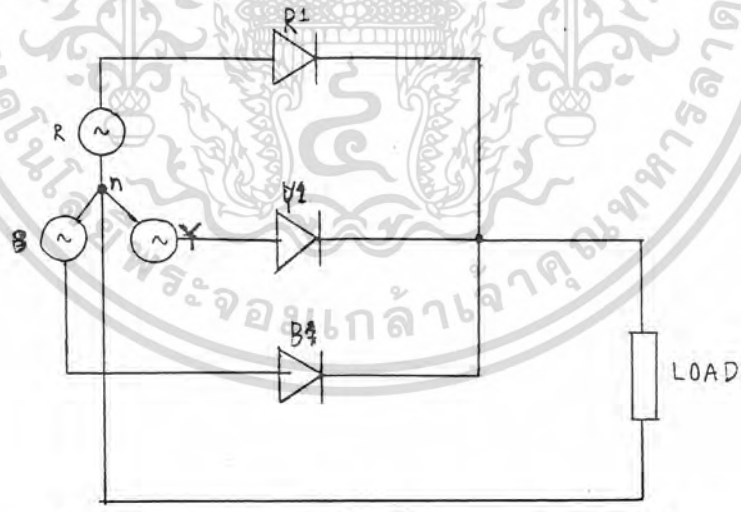


รูปที่ 3.3 แสดงวงจร Fully controlled single phase bridge

$$V_{O(ave)} = (2\sqrt{2}\ V) / \pi \qquad 3.2$$

3.1.3 วงจรเรคติไฟร์เออร์แบบสามเฟส ครึ่งลูกคลื่น

(Three phase half wave rectifier circuit)



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรเรคติไฟร์เออร์แบบสามเฟส ครึ่งลูกคลื่น

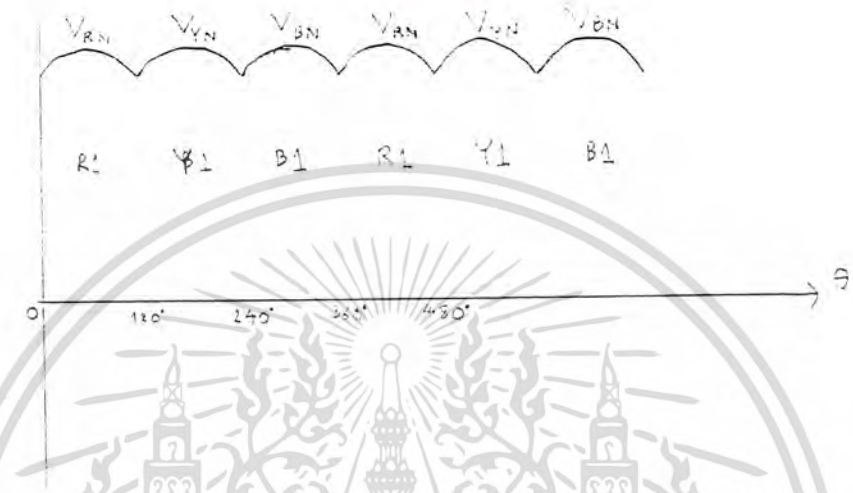
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส เป็นไฟฟ้ากระแสตรงชนิดครึ่งลูกคลื่นมีการต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.4 ไดโอดจะนำกระแสเมื่อได้รับแรงดันฟอร์เวิร์ดไบอัส นั่นคือ R1 จะนำกระแสในช่วง $V_{RN} > V_{YN}$ และ Y1 จะนำกระแสระหว่าง $V_{YN} > V_{BN}$ เรคติไฟร์เออร์แต่ละตัวจะนำกระแสเป็นมุม 120 องศา เมื่อให้ V_{RY} เป็นแรงดันอ้างอิง จะได้ช่วงที่เรคติไฟร์เออร์นำกระแสดังต่อไปนี้

เรคติไฟร์เออร์	ช่วงที่เรคติไฟร์เออร์	
R1	60-180 องศา	ช่วงนำกระแสจะเริ่มขณะที่ V_{BR} เปลี่ยนจากบวกเป็นลบจนกระทั่งแรงดัน V_{RY} เป็นลบ
Y1	180-300 องศา	ช่วงนำกระแสเริ่มจากขณะที่ V_{RY} เป็นลบจนกระทั่งแรงดันV_{YB}เป็นลบ
B1	300-420 องศา	ช่วงที่เริ่มนำกระแสเริ่มจาก V_{YB} เป็นลบจนกระทั่งแรงดันV_{BR}เป็นลบ

ในรูปที่ 3.5 แสดงแรงดันของเอาพุทและแรงดันคร่อมไดโอด R1 ขณะที่ไดโอดนำกระแสแรงดันคร่อมไดโอดจะมีค่าประมาณ 1 โวลต์ ไดโอดจะไม่นำกระแสเป็นมุม 240 องศา เมื่อ R1 กำลังนำกระแสแรงดันตกคร่อมประมาณ 1 โวลต์คือ ช่วงมุม 60 ถึง 180 องศา แต่ในช่วงระหว่าง 180 ถึง 300 องศา ไดโอด Y1 กำลังนำกระแส ขั้วคาโทดของ R1 จึงต่อเข้ากับเฟส Y และ ขั้วอาโนดของ R1 ต่อกับเฟส R แรงดัน V_{RY} เป็นลบ ไดโอด R1 จะได้รับรีเวิร์ดไบอัส และช่วงระหว่างมุม 300 ถึง 360 องศา แรงดันคร่อมไดโอด R1 คือ V_{BR} เป็นลบ ทำให้ไดโอด R1 ได้รับรีเวิร์ดไบอัส เพราะว่าไดโอด B1 กำลังนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



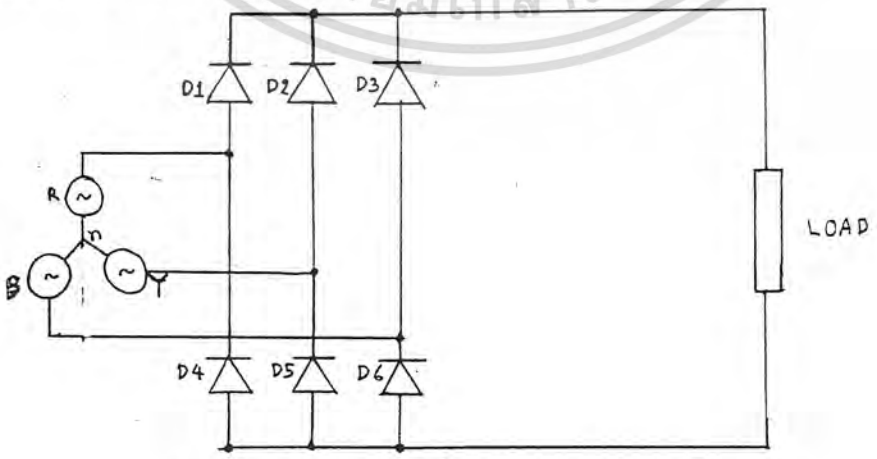
รูปที่ 3.5 แรงดันเอาพุทและแรงดันคร่อมไดโอด R1 ของวงจรในรูปที่ 3.4

$$V_{O(ave)} = (3\sqrt{3}/2\pi)\, V_{RMS(L-N)} \qquad 3.3$$

3.1.4 วงจรเรคติไฟร์เออร์แบบสามเฟส เต็มลูกคลื่น

(Three phase full wave rectifier circuit)

ข้อดีของการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส เป็นไฟฟ้ากระแสตรงในลักษณะของแบบเต็มลูกคลื่นคือ 1) ได้กำลังไฟฟ้าสูง 2) มี ripple น้อย 3) ไม่มี d.c. magnetization ในหม้อแปลงของวงจร จากข้อดีเหล่านี้ในโครงงานนี้จึงได้เลือกเรคติไฟร์เออร์ชนิดนี้มาใช้งาน เรคติไฟร์เออร์แบบสามเฟส เต็มลูกคลื่นสามารถต่อวงจรได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรเรคติไฟร์เออร์แบบสามเฟส เต็มลูกคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

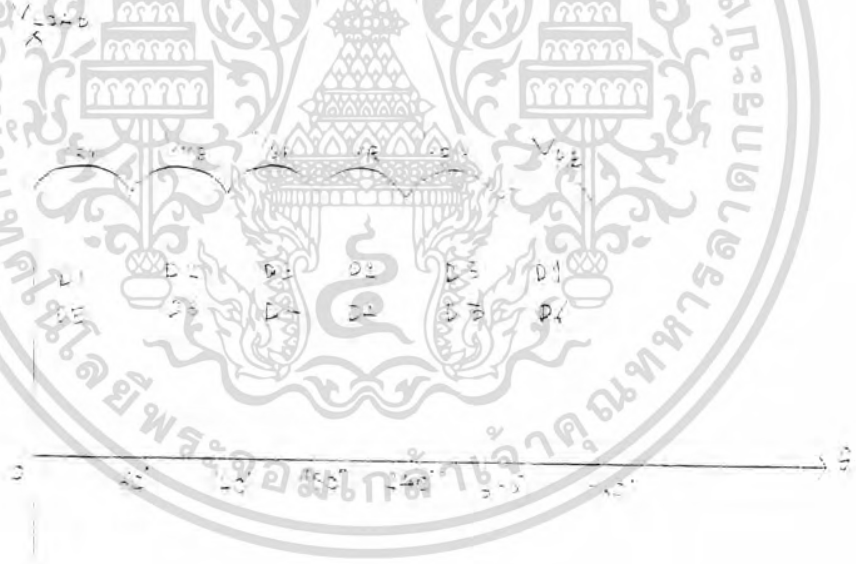
เมื่อ R1 และ Y2 นำกระแสแรงดัน Line V_{RY} จะปรากฏคร่อมที่โหลดเหมือนกับ R1 และ B2 นำกระแส แรงดัน Line V_{RB} จะปรากฏคร่อมที่โหลด ดังนั้นแรงดันที่โหลดจะเป็น V_{RY}, V_{RB}, V_{YB}, V_{YR}, V_{BR}, V_{BY}..... ขึ้นอยู่กับว่าไดโอดตัวไหนนำกระแส แรงดันเฉลี่ยเอาพุทจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{O(ave)} = (3/\pi) \int_{60^\circ}^{120^\circ} V_{RY}\, d\omega t$$

$$= (3/\pi) \int_{60^\circ}^{120^\circ} \sqrt{2}\, V_{RMS} \text{ SIN } \omega t\, d\omega t$$

$$= (3\sqrt{2}/\pi)\, V_{RMS(L-L)} [-\text{COS } \omega t]_{60^\circ}^{120^\circ}$$

$$= (3\sqrt{2}/\pi)\, V_{RMS(L-L)} \qquad 3.4$$



รูปที่ 3.7 แสดงช่วงการนำกระแส, แรงดันเอาพุท และแรงดันตกคร่อมไดโอด R1 ของวงจรรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ทรานซิสเตอร์กำลัง (Power Transistor)

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิทช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส(turn on) และเมื่อจะหยุดนำกระแส(turn off) รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส($V_{CE(SAT)}$) อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปของความร้อน (power dissipation) ขึ้นในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นก่อนที่จะนำเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาใช้งานจึงจำเป็นต้องศึกษากำลังงานสูญเสีย และเทคนิคการลดกำลังงานสูญเสียที่จะเกิดขึ้นเพื่อยืดอายุการใช้งาน และให้เกิดประสิทธิภาพในการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้มากที่สุดด้วย

ปัจจุบันไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ถูกเพาเวอร์มอสเฟตเข้ามาแทนที่อย่างรวดเร็ว เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตใช้เวลาในช่วงเปลี่ยนสถานะสั้น จึงเกิดกำลังสูญเสียต่ำกว่าและใช้งานที่ความถี่สูงๆ ได้ดี อย่างไรก็ตามไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราการทนแรงดันตกคร่อมสูงและมีราคาถูกกว่า รวมทั้งการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานได้เร็วขึ้นเพื่อให้ใช้งานได้ที่ความถี่สูงๆ และการลดกำลังงานสูญเสียยังคงมีการกระทำกันอยู่ในปัจจุบัน ดังนั้นไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงยังคงมีการใช้งานกันอยู่ และมีความจำเป็นที่จะต้องศึกษาให้เข้าใจลักษณะการทำงาน และการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เอาไว้ด้วย

3.2.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไบพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

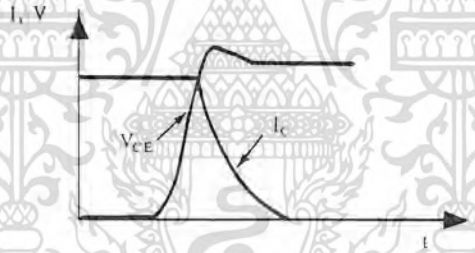
กำลังงานสูญเสียของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นไปได้ใน 2 ลักษณะคือ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (switching loss) และกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว (saturation loss) สำหรับการเปลี่ยนแปลงสถานะของการทำงานของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ทั้งในขณะที่เริ่มนำกระแส และขณะเริ่มหยุดนำกระแส แต่กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นสูงสุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นหลัก

เมื่อเริ่มให้กระแสไบอัสที่ขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์ และอีมิตเตอร์ (V_{CE}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{CC} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_{CE(SAT)}$ กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไหลก็ตามช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้น และกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำกว่าตอนหยุดนำกระแส

เมื่อหยุดให้กระแสไบอัสและป้อนกระแสไบอัสเป็นค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_S ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_S นี้จะเรียกว่า ช่วงเวลาสะสม (storage time) และขณะช่วงเวลา t_S นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้น และเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบอัสอยู่



รูปที่ 3.8 ลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
เมื่อเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (voltage rise time) เมื่อประจุสะสมในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (current fall time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะได้ว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูง และเป็นช่วงที่เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสนั้นอาจประมาณได้จาก

$$P = (0.5\ V_{CC}\ I_{PK}\ t_C) / T \qquad 3.5$$

เมื่อ P คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{CC} คือ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

I_{PK} คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

t_C คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส($t_C = t_r + t_f$)

T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

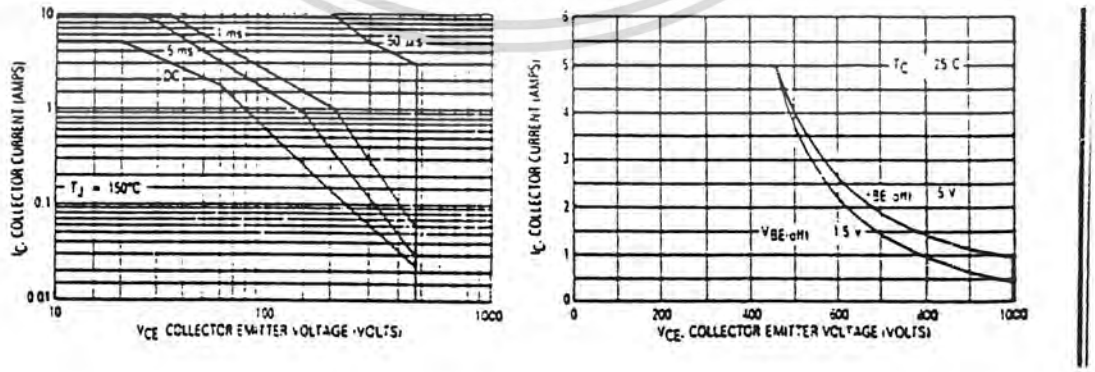
การทำให้กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดและลดความร้อนที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงานด้วย

3.2.2 อัตราการทนกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ความสามารถในการทนกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขึ้นอยู่กับเงื่อนไข 2 ประการ คือ อุณหภูมิเฉลี่ยที่รอยต่อ(Average Junction Temperature ; T_J) และเซคั่นดารีเบรคดาวน์(Secondary Breakdown)

โดยทั่วไปผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงพิกัดปลอดภัย SOA (Safe Operating Area) มาพร้อมกับดาต้าชีตที่ให้มากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์ กราฟ SOA จะเป็นข้อมูลเพื่อให้ทราบกำลังงานสูญเสียที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถทนได้ โดยที่ SOA จะแสดงพิกัดค่าต่างๆ ของกระแสและแรงดันขณะทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่จะไม่ทำให้อุณหภูมิเฉลี่ยของรอยต่อสูงเกินกว่าที่มันสามารถจะทนได้และไม่ทำให้เกิดเซคั่นดารีเบรคดาวน์

ปกติกราฟ SOA ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมี 2 ลักษณะคือ FBSOA (Forward Bias Safe Operating Area) และ RBSOA (Reward Bias Safe Operating Area) ตังอย่างของกราฟ FBSOA และ RBSOA แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 ก) และ ข) ตามลำดับ



ก) ข)

รูปที่ 3.9 กราฟพิกัดปลอดภัย ก) FBSOA ข) RBSOA (ที่มา:Motorola)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FBSOA และช่วงเวลาขณะที่เริ่มนำกระแส

ช่วงเวลาขณะที่เริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะสั้นกว่าช่วงเวลาขณะเริ่มหยุดนำกระแส กำลังงานสูญเสียไปในขณะที่เริ่มนำกระแสจึงมีค่าน้อยกว่า อย่างไรก็ตามเพื่อป้องกันการเกิดเซคั่นดารีเบรคดาวน์ผู้ออกแบบควรพิจารณาเงื่อนไขต่างๆ ที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มนำกระแสไว้ด้วย โดยต้องจำกัดค่าแรงดันตกคร่อมและกระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแสให้มีค่าอยู่ภายใต้พื้นที่ของกราฟ FBSOA อย่างแท้จริง

สำหรับอินเวอร์เตอร์บางแบบ ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส ที่ขอบขาขึ้นของกระแสไพรมารีมักจะมีสไปค์ (spike) เกิดขึ้นดังรูปที่ 3.10 สไปค์ที่เกิดขึ้นมักจะมีค่ายอดสูงกว่ากระแสปกติหลายเท่า แต่เกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ อย่างไรก็ตามกระแสสไปค์อาจทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมและกระแสอยู่นอกพิกัดของ FBSOA ได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ควรมีค่าน้อยกว่า 10 μs เพื่อให้อยู่ในช่วงของอัตราการทนกำลังสูงสุด (พัลส์ที่ 10 μs) ของพิกัด FBSOA

รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะของสไปค์ที่ขอบขาขึ้นของกระแสไพรมารี

RBSOA และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส

ขณะที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส พิกัดปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะแสดงโดยกราฟ RBSOA และจะขึ้นอยู่กับแรงดันไบอัสกลับของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสด้วยดังแสดงในรูปที่ 3.9 ข) ซึ่งจะเห็นได้ว่าลักษณะพิกัดขอบค่อนข้างแคบกว่า FBSOA ดังนั้นขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงต้องให้ความระมัดระวังเป็นพิเศษ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

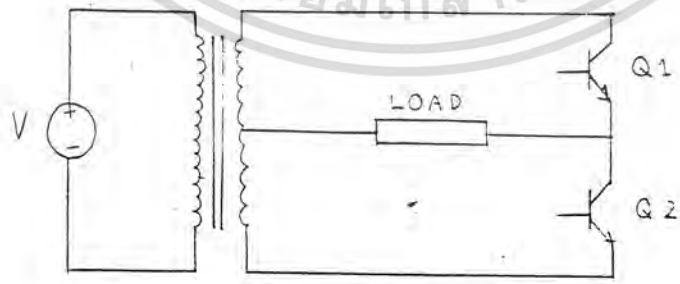
ในอินเวอร์เตอร์ส่วนใหญ่ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส จะมีแรงดันสไปค์ปรากฏขึ้นที่ยอดแรงดันตกคร่อมตัวมันในช่วงเวลาสั้นๆ ซึ่งจะเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมสูงสุดให้กับเพาเวอร์ทรานวิสเตอร์ ดังนั้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้จะต้องมีกราฟพิกัด RBSOA ให้ครอบคลุมค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นด้วย

3.3 อินเวอร์เตอร์ (Inverter)

อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรหลักที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับโดยอาศัยอุปกรณ์สวิทชิ่งเป็นสวิทช์ปิดเปิด ในโครงงานนี้ได้ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ในการสวิทชิ่งและใช้อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว ซึ่งจะขอกล่าวถึงอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันทั่วไป 3 แบบ คือ

3.3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบพุชพูล (Push Pull Inverter)

อินเวอร์เตอร์แบบนี้ใช้ทรานซิสเตอร์เพียง 2 ตัวเท่านั้น แต่ต้องมีหม้อแปลงเซ็นเตอร์แท็ป อินเวอร์เตอร์แบบนี้เหมาะสำหรับงานที่ไม่ต้องการกำลังสูงมากนัก เนื่องจากใช้หม้อแปลงเซ็นเตอร์แท็ปจะทำให้มีสไปค์โวลล์เตจเกิดขึ้นมาก และข้อเสียอีกอย่างหนึ่งของอินเวอร์เตอร์แบบนี้คือต้องพันด้านปฐมภูมิให้ขดลวดสองขดที่แบ่งโดยจุดกราวด์มีความสมมาตรกัน ลักษณะของอินเวอร์เตอร์แบบนี้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.11



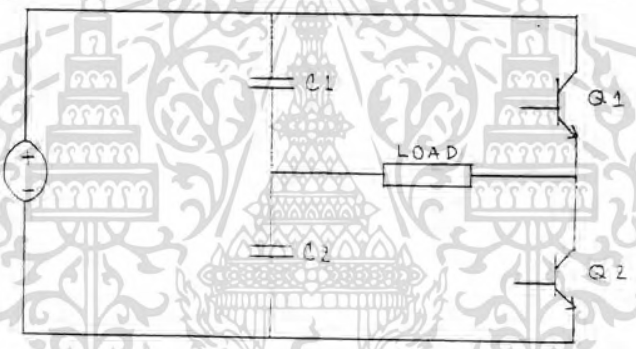
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบพุชพูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

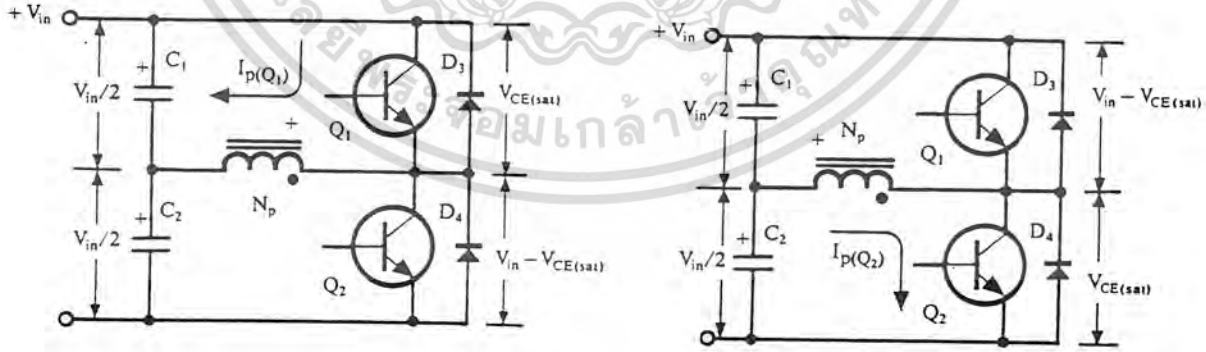
3.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริจ

(Half Bridge Inverter Circuit)

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมอยู่ทางด้านอินพุท เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตัวละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกันกับพุชพูลอินเวอร์เตอร์และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_b ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไพรมารี N_p ที่ต่ออยู่กับ C_b นั่นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริจ



ก) ข)

รูปที่ 3.13 ก) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(SAT)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(SAT)}$

ข) ขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(SAT)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(SAT)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสและ Q_2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ V_{in} - $V_{CE(SAT)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมไพรมารี N_P จะมีค่าเท่ากับ V_{CI} - $V_{CE(SAT)}$ หรือจะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2$ - $V_{CE(SAT)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแสและQ_1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2$ - $V_{CE(SAT)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไพรมารี N_P ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ V_{in} - $V_{CE(SAT)}$ เนื่องจาก $V_{CE(SAT)}$ มีค่าประมาณ 0.5 ถึง 1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ที่ด้านเซคั่นดารีจะมีลักษณะเดียวกันกับพุชพูลอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้ลักษณะอินเวอร์เตอร์แบบนี้

ข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้ก็คือ ค่ากำลังที่ออกมาจะน้อยกว่าแบบพุชพูลและแบบฟูลบริจครึ่งหนึ่ง เนื่องจากค่าแรงดันถูกลดลงครึ่งหนึ่งโดย C_1 และ C_2

คอมมิวเตติ้งไดโอด D_3 และ D_4 ที่ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะมีหน้าที่ 2 ประการ คือ

1.ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากค่าเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำจะถูกถ่ายเทออกไปยังอินพุทด้วยคอมมิวเตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2.ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแสขดไพรมารี N_P จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด Q_2 จะได้รับแรงดันที่คอลเล็กเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงจากแรงดันของขดไพรมารีและลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกับเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกันเป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด D_3 และ D_4 ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี่และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

3.3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริจ

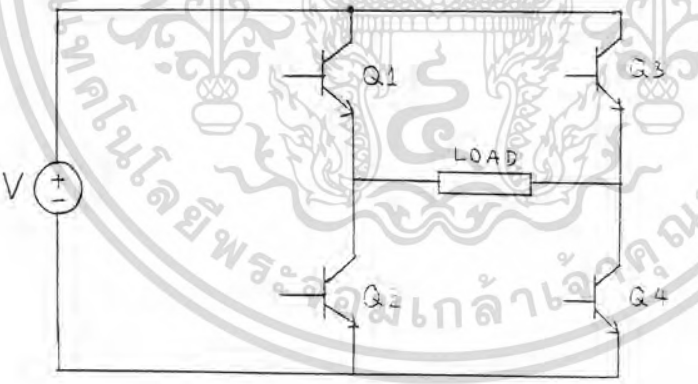
(Full Bridge Inverter Circuit)

ฟูลบริจอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีเท่ากับแรงดันอินพุท แต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเป็นเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุทเท่านั้น และค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสสูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นแต่ละตัวจะมีค่าเป็นครึ่งของกระแสสูงสุดในฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแส และหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q_2 และ Q_3 จะนำกระแสต่อพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือสลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกันกับฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(SAT)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนผลที่ได้จากพุชพูลอินเวอร์เตอร์นั่นเอง จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_4 ขณะหยุดนำกระแสมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(SAT)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3(SAT)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q_2 และ Q_3 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ1(SAT)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(SAT)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D_3 ถึง D_6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอดให้กับวงจรเพื่อป้องกัน Q_1 ถึง Q_4 เช่นเดียวกันกับฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรฟูลบริจอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรสนับเบอร์ (Snubber Circuit)

วงจรสนับเบอร์เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อลดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเกิดความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสนับเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (clame snubber) วงจรสนับเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกว่า วงจร RCD สนับเบอร์

3.4.1 วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงในขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสนั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว ดังแสดงในรูปที่ 3.14 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสนับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันที่คกคร่อมคอลเล็กเตอร์ และอีมิตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสนับเบอร์อาจทำได้ดังรูปที่ 3.15

การทำงานของวงจร RCD สนับเบอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และ ไดโอด D_1 ของวงจรสนับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวความต้านทาน R_1 ทิ้งไป แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = (I_{P(PK)} \times t_{Off}) / 2V_{in} \qquad 3.6$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = t_{On(Min)} / 3C_1 \qquad 3.7$$

เมื่อ $I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์

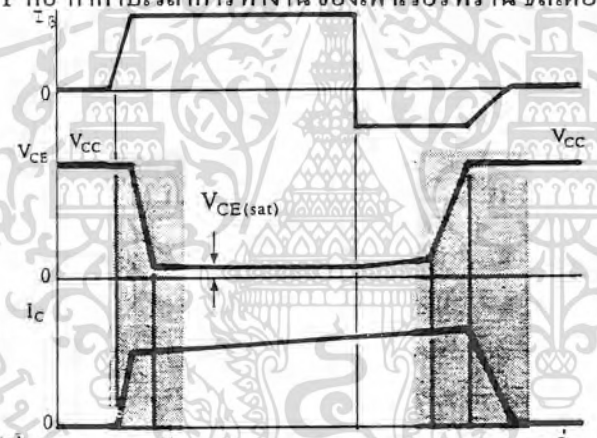
t_{On} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{Off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

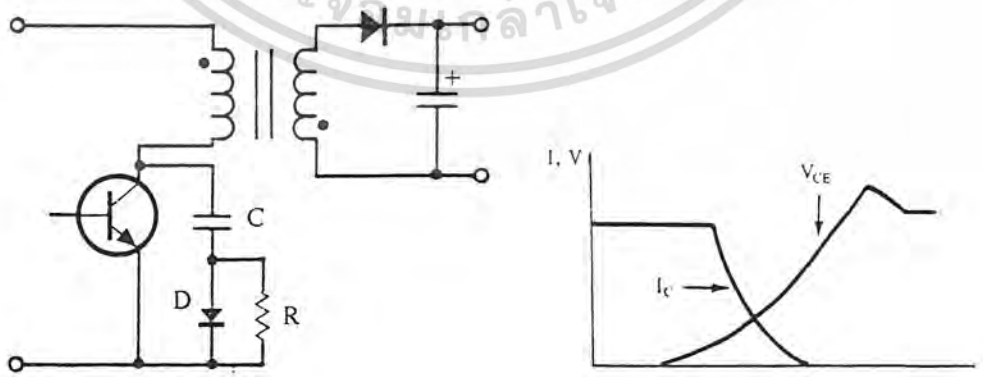
การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_O = C_1(2V_{in})^2 / 2T \qquad 3.8$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.14 แสดงลักษณะการลดของกระแสและการเพิ่มของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 3.15 แสดงการต่อวงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสมักจะทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันสามารถทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สนับเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 3.16

การทำงานของวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_1 จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D_1 จากแรงดันสไปค์ ค่าของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C_1 มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่ารงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดแรงดันสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C_1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R_1 แรงดันที่ตกคร่อมคอลเล็กเตอร์จะกลับสู่แรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำอันเป็นตังทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C_1 แทนนั่นคือ

$$1/2\ C_1V_C^2 = 1/2\ L_iI^2_{P(PK)} \qquad 3.9$$

เนื่องจาก V_C จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{CEO} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = L_iI^2_{P(PK)} / (V_{CEO} - V_{clamp}) \qquad 3.10$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี

(Leakage Inductance)

$I^2_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CEO} คือ อัตราการทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R_1 อาจหาได้จาก

$$R_1 = t_{Off(Min)} / 3C_1 \qquad 3.11$$

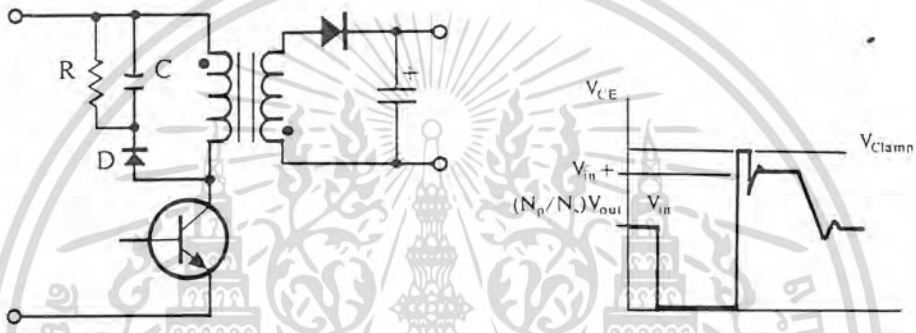
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานสูญเสียใน R_1 จะมีค่าเท่ากับ

$$P_O = 1/2 \left(L_i I^2_{P(PK)} / T \right) \qquad 3.12$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{Off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.16 แสดงการต่อวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
หม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง

หม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง(Power Transformer) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการเพิ่มกระแสเอ็ดดี้ที่ส่งผ่านไปยังโหลดเพื่อให้เกิดความร้อน แกนที่ใช้พันหม้อแปลงเป็นแกนเฟอร์ไรต์เนื่องจากลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลง ในบทนี้จะกล่าวถึงลักษณะของหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง ขนาดและลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์ การออกแบบหม้อแปลง ขนาดของขดลวดทองแดง

4.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง

แกนเฟอร์ไรต์(Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก(Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 0.3 ถึง 0.4 เทสลา และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงที่ใช้จึงเป็นแกนเฟอร์ไรต์ เฟอร์ไรต์ที่นำมาทำแกนของหม้อแปลงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งาน และมาตรฐานในการออกแบบ ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป

บอบบิ้น(Bobbin)

บอบบิ้นหรือแกนรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนสูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 4.1

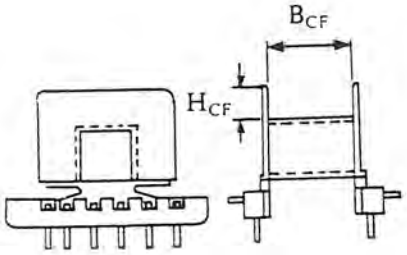
ลวดทองแดงอาบน้ำยา(Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งด้านไพรมารีและเซคั่นดารีของหม้อแปลงซึ่งกำลังไม่สูงมากนักปกติจะใช้ขดลวดทอดแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามที่ต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด

เทปฉนวน(Insulation Tape)

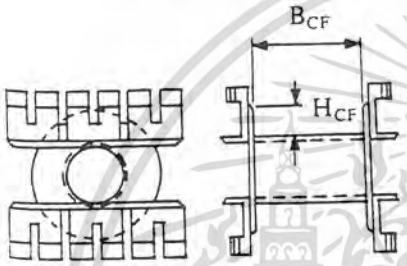
เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคั่นดารีด้วย วัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์(Mylar)หรือโพลีเอสเตอร์(Polyester)ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 ถึง 0.10 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



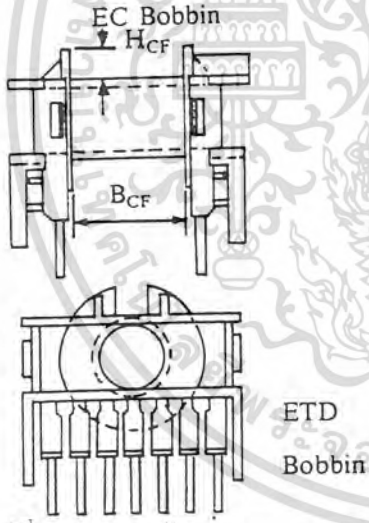
EE Bobbin

CORE TYPE	$A_w(cm^2)$	B_{CF}(mm)	H_{CF}(mm)	ℓ_{av}(mm)
E 814E250	0.17	6.7	2.1	34.29
E 813E187	0.33	9.3	3.2	36.32
E 813E343	0.36	10.0	3.2	47.50
E 812E250	0.58	10.1	4.9	55.12
E 782E272	0.80	17.3	4.7	55.88
E 375	1.05	16.5	6.6	73.41
E 21	1.14	17.9	6.0	86.36
E 783E608	1.78	26.3	7.1	92.96
E 348E772	1.81	26.3	7.1	99.06
E 625	1.32	21.2	6.4	94.9
E 55	2.80	33.1	8.6	113.03
E 75	2.42	26.2	8.1	119.38



EC Bobbin

CORE TYPE	$A_w(cm^2)$	B_{CF}(mm)	H_{CF}(mm)	ℓ_{av}(mm)
EC 35	0.97	21.5	4.8	50.04
EC 41	1.35	24.5	5.8	59.94
EC 52	2.13	28.3	7.7	72.90
EC 70	4.77	41.5	11.7	95.0



ETD Bobbin

CORE TYPE	$A_w(cm^2)$	B_{CF}(mm)	H_{CF}(mm)	ℓ_{av}(mm)
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

A_w = พื้นที่ช่องพันขดลวด

B_{CF} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้

H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

ℓ_{av} = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 4.1 แสดงตัวอย่างมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EC และ ETD (ที่มา: Ferroxcube)

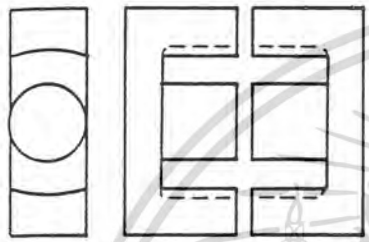
4.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

4.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกันเช่น แกนแบบ EI,EE,ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบบอบบิ้น การ

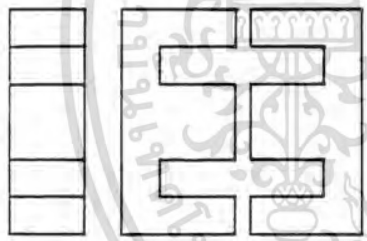
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ในรูปที่ 4.2



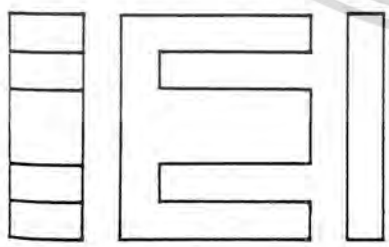
ETD

CORE TYPE	A_e (cm^2)	A_w (cm^2)	V_e (cm^3)	ℓ_e (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



EE

CORE TYPE	A_e (cm^2)	A_w (cm^2)	V_e (cm^3)	ℓ_e (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0



EI

CORE TYPE	A_e (cm^2)	A_w (cm^2)	V_e (cm^3)	ℓ_e (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

รูปที่ 4.2 แสดงตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน ในรูปที่ 4.3 จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE

จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น จนกระทั่งถึงจุดๆ หนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมากแม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็กก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่าแกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครึ่งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 4.4

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงจึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย

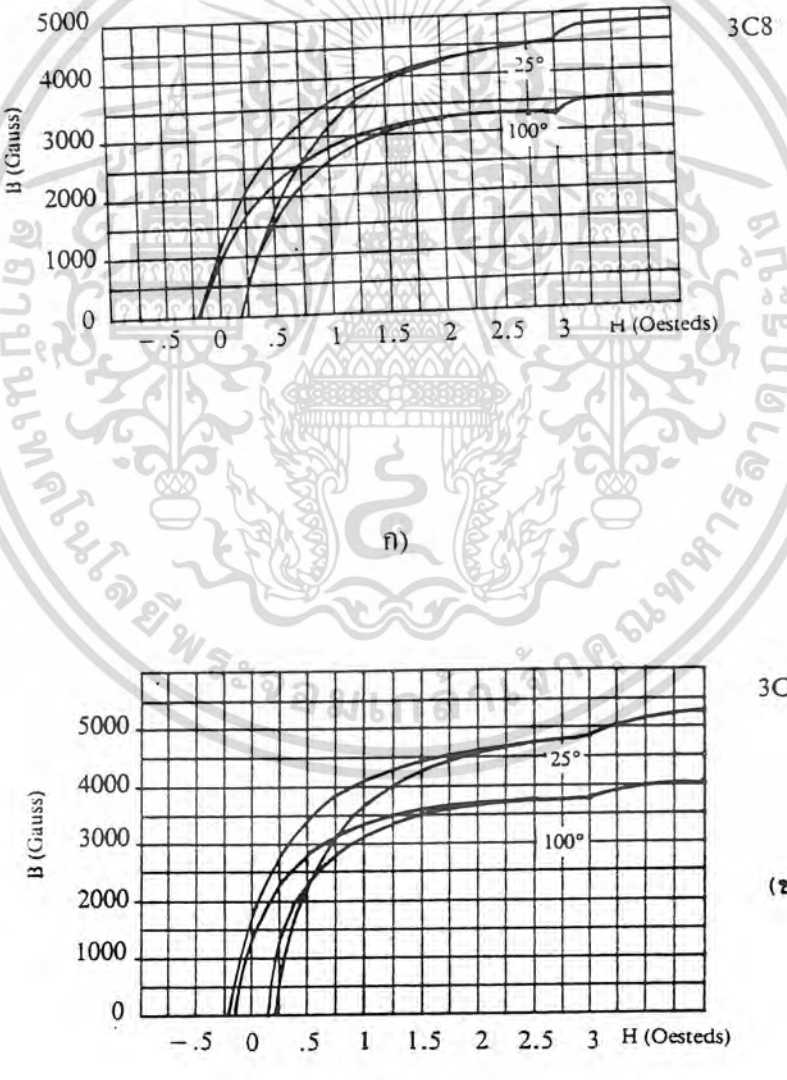
ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

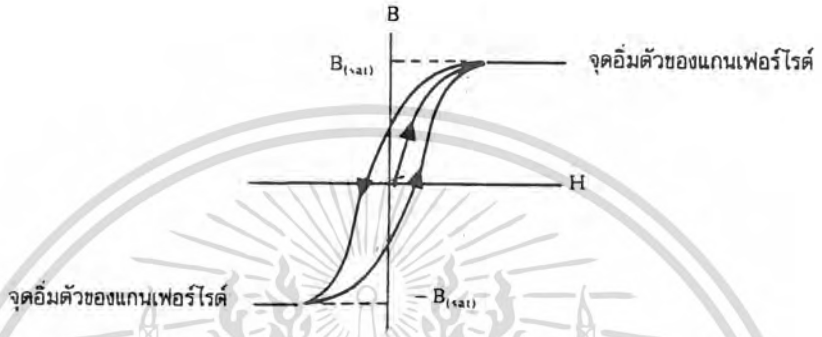
อาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ในรูปที่ 4.5 ปกติค่ากำลังงานสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร และมีค่าขึ้นกับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



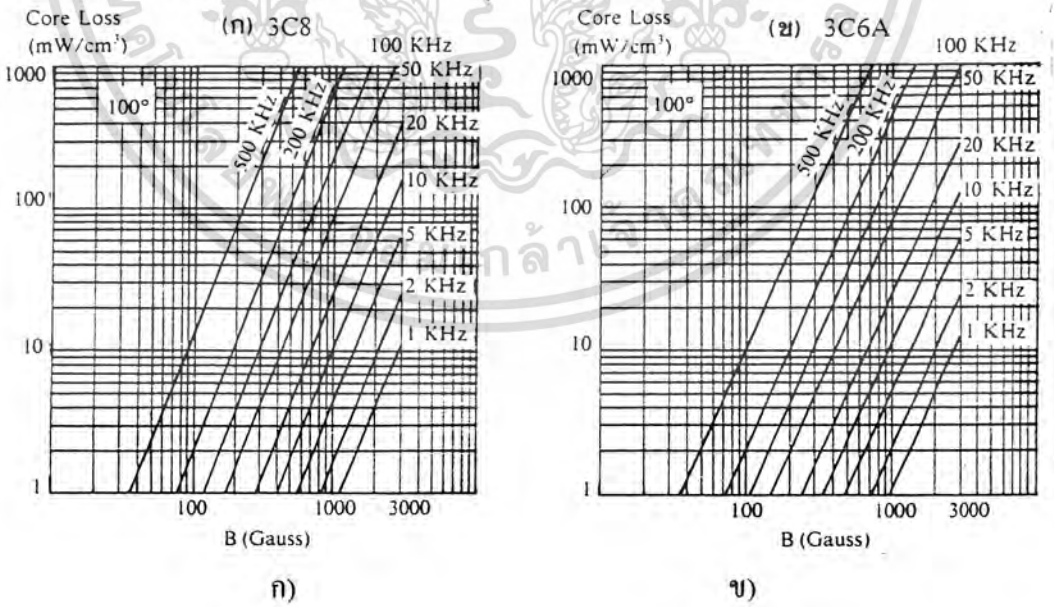
รูปที่ 4.3 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์เนื้อสาร

ก) 3C8 และ ข) 3C6A (ที่มา : Ferroxcube)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟซีกบนมาเท่านั้น ดังในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.5 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร ก) 3C8 และ ข) 3C6

(ที่มา : Ferroxcube)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$B = E / 4.44fN_pA \qquad 4.1$$

เมื่อ B คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน T

E คือ แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี V

N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดไพรมารี

A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ m^2

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงจ่ายกำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆแทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียในแกนมีค่ามากอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อควรคำนึงถึง 2 ประการ

1.แกนเฟอร์ไรต์จะต้องไม่อิ่มตัวขณะทำงาน

2.ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

4.2.4 การเลือกใช้ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์

การเลือกใช้ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ต้องพิจารณาจากกำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากหน้าตัดของแกน(A) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น(A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการต่างๆ ดังต่อไปนี้

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฟอร์เวิร์ดอินเวอร์เตอร์

$$P = (0.5B_{max}f\, AA_w / D) \times 10^{-3} \qquad 4.2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของพุชพูลอินเวอร์เตอร์

$$P = (B_{max} f AA_w / D) \times 10^{-3} \qquad 4.3$$

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฮาล์ฟบริจและฟูลบริจอินเวอร์เตอร์

$$P = (1.4 B_{max} f AA_w / D) \times 10^{-3} \qquad 4.4$$

โดยที่ B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เกาส์

f คือ ความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เฮิรตซ์

A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ ตารางเซนติเมตร

A_w คือ พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น ตารางเซนติเมตร

D คือ ความหนาแน่นกระแสในขดไพรมารี เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์

P คือ กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ วัตต์

ค่าของ B_{max} ที่เหมาะสมหาได้จากกราฟ ส่วนค่าของ A และ A_w เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยดูได้จากข้อมูลของผู้ผลิตที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์ ค่าของ D กำหนดได้จากขนาดของขดลวดทองแดงที่ใช้พัน

รูปที่ 4.6 แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนขนาดต่างๆ ในการใช้งานที่ความถี่ 20 ถึง 100 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ 4.2 , 4.3 , 4.4 โดยกำหนดค่าความหนาแน่น D ไว้ที่ 500 เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์

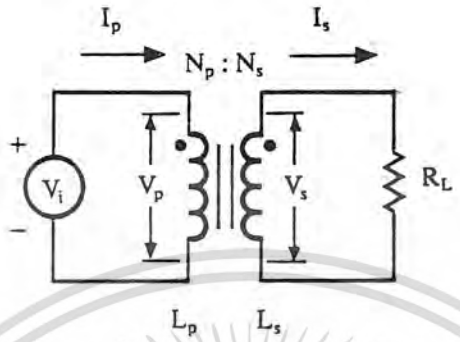
ในโครงงานนี้ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้จะมีขนาดใหญ่ที่สุดที่มีขายในท้องตลาด คือ แกนขนาด EE80 สาเหตุที่ใช้แกนใหญ่สุดเนื่องจากว่าต้องการให้ได้กำลังงานเอาพุทมากที่สุด

4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคคันดารีของหม้อแปลงไฟฟ้า

หม้อแปลงสวิทชิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคคั่นดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 4.6 จะเป็นดังนี้

$$V_P / V_S = N_P / N_S = I_S / I_P \qquad 4.5$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ $$N_P / N_S = \sqrt{L_P / L_S} \qquad 4.6$$

เมื่อ N_P คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี

N_S คือ จำนวนรอบของขดเซคคันดารี

V_P คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี

V_S คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคั่นดารี

L_P คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี

L_S คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคั่นดารี

I_P คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี

I_S คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคั่นดารี

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_P เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุท V_I โดย V_P จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_P = N_P A_E (dB/dt) \times 10^{-8} \qquad 4.7$$

และค่า V_P ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_I แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_P จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

4.4 <u>การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด</u>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยา (enamel copper wire) เป็นตัวพัน (ตารางที่ 4.1 จะแสดงขนาดและข้อมูลอื่นๆของเส้นลวดทองแดงอาบน้ำยาตามมาตรฐาน AWG ที่มีการผลิตจำหน่าย) ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

4.4.1 ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดง(Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลวน(Eddy current) ขึ้นภายในลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 4.7

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดงจนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลงมาเหลือ 37 เปอร์เซนต์ของค่าความหนาแน่นที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง(Skin depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.8 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นอยู่กับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 องศาเซลเซียส ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \sqrt{5.62 / f} \quad \text{มิลลิเมตร} \qquad 4.8$$

เมื่อ Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส มิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส กิโลเฮิรตซ์

4.4.2 อัตราส่วนระหว่างความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทานที่กระแสตรงของลวดทองแดง (F_R)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากความต้านทานของลวดทองแดงนั้นขึ้นกับค่าพื้นที่หน้าตัดนำกระแสของมัน และที่กระแสสลับพื้นที่หน้าตัดนำกระแสของลวดทองแดงจะลดลง เพราะกระแสที่ไหลได้เฉพาะที่ผิวของนำกระแส ดังนั้นความต้านทานที่กระแสสลับของลวดทองแดงจึงมีค่ามากกว่าความต้านทานเมื่อมันนำกระแสตรง

อัตราส่วนระหว่างความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับต่อความต้านทานของมันที่กระแสตรง หรือ F_R (resistance factor) อาจหาได้จาก

$$F_R = R_{ac} / R_{dc} = (d/2\Delta)^2 / (d/2\Delta)^2 - (d/2\Delta - 1)^3 \qquad 4.9$$

เมื่อ R_{ac} คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ โอห์ม

R_{dc} คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสตรง โอห์ม

d คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง มิลลิเมตร

Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส มิลลิเมตร

ในทางปฏิบัติ ค่า F_R อาจหาได้จากการประมาณค่าโดย

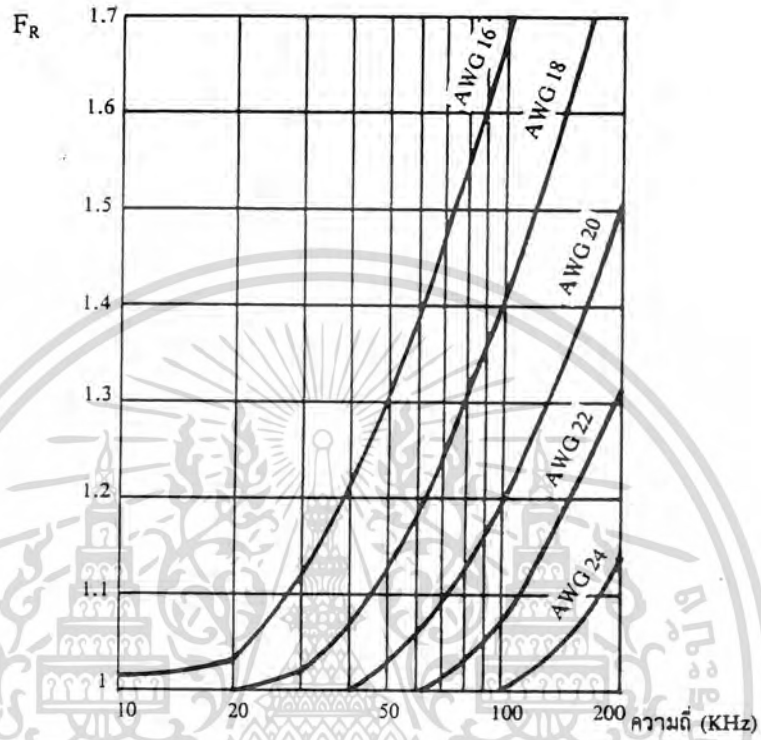
$$F_R \cong 1/4 (d/\Delta + 1) \quad \text{ถ้า } d/\Delta >= 5 \qquad 4.10$$

เมื่อเปรียบเทียบค่า F_R ของลวดทองแดงเบอร์ AWG 22 กับลวดทองแดงเบอร์ AWG 18 ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิรตซ์ ตามรูปที่ 4.7 จะได้ว่า ที่100 กิโลเฮิรตซ์ ค่าความต้านทานที่กระแสสลับ(R_{ac}) ของลวดทองแดงเบอร์ AWG 18 เมื่อเทียบกับค่าความต้านทานที่กระแสตรง(R_{dc}) ของมันจะมีค่ามากกว่าลวดทองแดงเบอร์ AWG 22 ขณะเดียวกันที่ความถี่เท่ากับ 20 กิโลเฮิรตซ์ จะไม่มีผลต่อความต้านทานของลวดทองแดง

ความหมายของค่าอัตราส่วน F_R ไม่ได้แสดงว่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่ามากขึ้นเมื่อขนาดของลวดทองแดงมากขึ้น โดยความจริงแล้วค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่าลดลงเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น แต่เนื่องจากความต้านทานที่กระแสตรงมีค่าลดลงมากกว่าเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น ดังนั้นค่าอัตราส่วน F_R จึงมีค่ามากขึ้น การใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่จึงไม่เกิดประโยชน์ใดๆที่ความถี่สูงๆ เพราะเกิดการสูญเสียมากกว่าเนื่องจากค่าความต้านทานที่กระแสสลับของมันขณะมีกระแสไหล

ค่าอัตราส่วน F_R จึงมีประโยชน์ในการเลือกขนาดของลวดทองแดง การกำหนดขนาดของลวดทองแดงและวิธีการพันขดลวดที่ให้ค่า F_R น้อยที่สุด จะทำให้เกิดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดงมีค่าน้อยที่สุดด้วยเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 แสดงค่าอัตราส่วนความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทานที่กระแสตรง(F_R) ของลวดทองแดงต่อความถี่ที่ลวดทองแดงขนาดต่างๆ

การแก้ปัญหาการนำกระแสที่เพียงผิวของลวดทองแดงเมื่อความถี่สูงจะทำได้โดยแทนที่จะใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่เส้นเดียวก็จะใช้ลวดทองแดงเส้นเล็กๆหลายๆเส้นมาตีเกรียวเข้าด้วยกันเพื่อเพิ่มพื้นที่การนำกระแส

4.5 <u>การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง</u>

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้ากำลังจะต้องทราบพิกัดกำลังไฟฟ้า(VA)ของหม้อแปลงที่จะใช้โดยการกำหนดแรงดันที่ด้านไพรมารีและแรงดันที่ต้องการทางด้านเซคั่นดารีจะทำให้รู้ค่า turn ratio(a) ของหม้อแปลง จำนวนรอบที่ต้องพันหาได้จากสมการ

$$E_p = 4.44\, f\, N_p\, BA \qquad 4.11$$

เมื่อ E_p คือ แรงดันไฟฟ้าทางด้านไพรมารี โวลต์

f คือ ความถี่ที่ใช้งาน เฮิรตซ์

N_p คือ จำนวนรอบที่ต้องพันทางด้านไพรมารี รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B คือ ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก เทสลา

A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ ตารางเมตร

จำนวนรอบที่ต้องพันทางด้านไพรมารี

$$N_P = E / 4.44f BA \quad \text{รอบ}$$

จำนวนรอบที่ต้องพันทางด้านเซคั่นดารี

$$N_S = N_P / a \quad \text{รอบ}$$

ส่วนการหาขนาดของขดลวดที่จะพันหม้อแปลงนั้นขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ด้านไพรมารีและด้านเซคั่นดารีโดยดูได้จากตารางการทนกระแสของลวดขนาดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

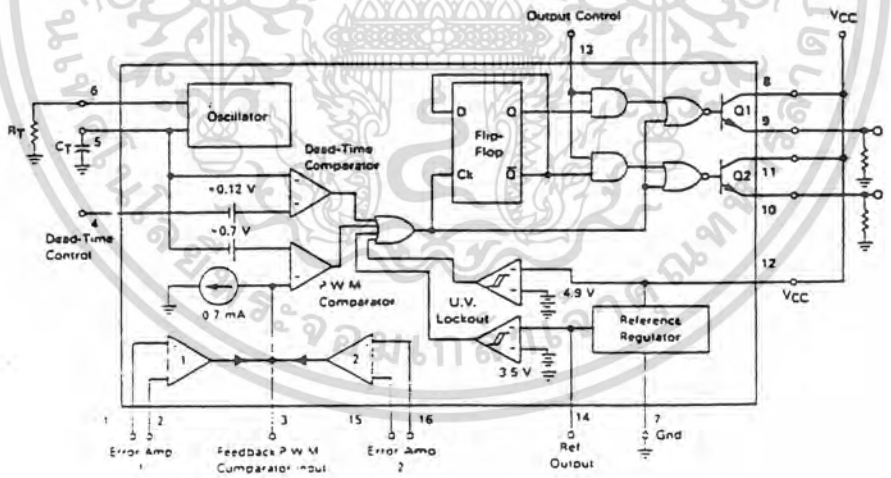
บทที่ 5

วงจรควบคุมการขับเบสของทรานซิสเตอร์

วงจรควบคุมการขับเบสของทรานซิสเตอร์จะมีหน้าที่ในการทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานเป็นสวิทซ์ปิดเปิด เพื่อทำให้เกิดความถี่สูงที่โหลด วงจรส่วนเพาเวอร์เป็นวงจรฮาล์ฟบริดอินเวอร์เตอร์เพราะฉนั้นจึงต้องสร้างวงจรขับขึ้นมา 2 ชุดมาขับทรานซิสเตอร์ให้สลับกันสวิทซ์ วงจรที่สร้างสัญญาณพัลซ์ได้ใช้ IC เบอร์ TL494 กำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ค่าเดดทามย์เท่ากับ 10 เปอร์เซนต์ ส่วนวงจรขับใช้ Module drive transistor EXB 357 ในการขับนำเบสของทรานซิสเตอร์

5.1 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยทำงานควบคุมจากโหมดแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นวงจรสร้างพัลซ์ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 5.1 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



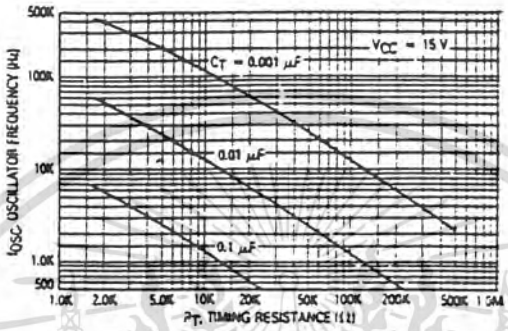
รูปที่ 5.1 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ TL 494

5.1.1 การกำหนดเวลาคาบการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาพุทพัลซ์กำหนดได้โดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T = R_T C_T / 1.1 \qquad 5.1$$



รูปที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_TC_T ในการกำหนดความถี่ที่ความถี่การทำงาน 20 กิโลเฮิรตซ์

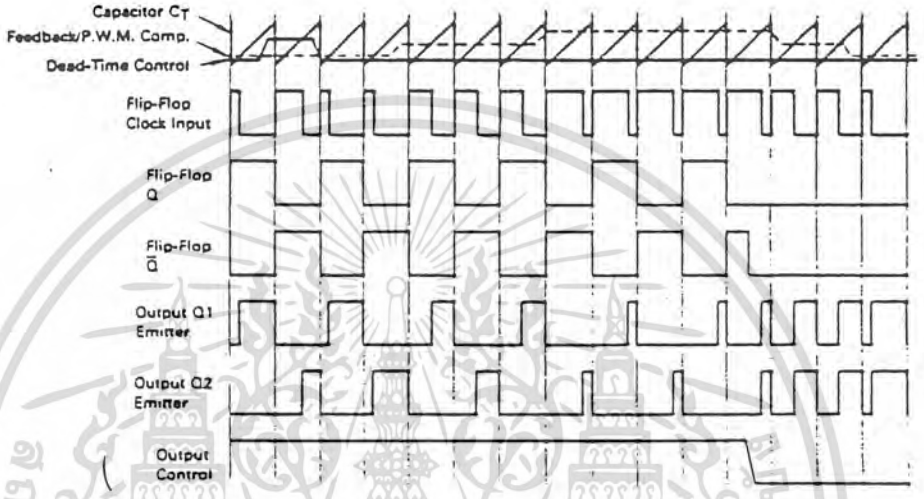
$R_T = 540\ \Omega$ $C_T = 39$ nF

5.1.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ความกว้านเอาพุทพัลซ์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 6 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง(Eerror Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาพุท Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_K ของ Flip-Flip อยู่ในสถานะ low เท่านั้น ซึ่ง C_K จะเป็น low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 สอง นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาพุทของอินเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาพุทของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันที่ป้อนหากมีค่าลดลงความกว้างเอาพุทของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาพุทพัลซ์ของไอซีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วย การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุทคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง (V_{CC}-2) โวลต์ และสามรถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาพุทของอินเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาพุทในลักษณะให้สถานะ High (Active high) โดยต่ออยู่กันในลักษณะ OR ที่ขา non- inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาพุทพัลซ์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาพุทของไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

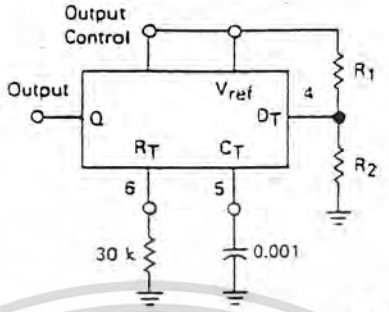


รูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

5.1.3 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ T_D (Dead Time)

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเผื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซนต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซนต์ ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13(output control) เข้ากับขา 14(+ 5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซนต์ ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 แสดงวงจรการต่อเดดทามย์

จากสูตร

$$\% \text{ ON} = 45 - [\, 80 / (\, 1 + R_1/R_2 \,) \,] \qquad 5.2$$

ต้องการ Dead time = 10% ดังนั้น % ON = 40 แทนค่าในสมการ 5.2 จะได้

$$R_1/R_2 = 15$$

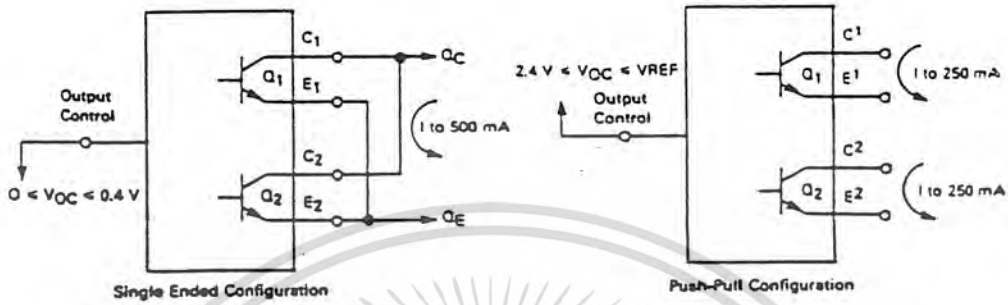
ให้ $R_1 = 15\ k\Omega$, $R_2 = 1\ k\Omega$

5.1.4 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาพุทของไอซี

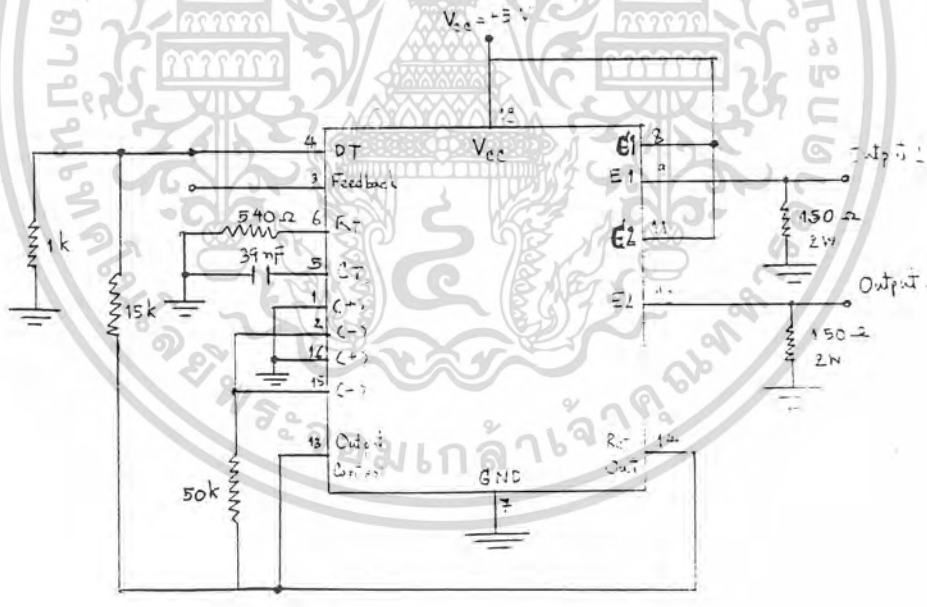
เอาพุท Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13(output control) โดยขณะที่ C_T ดิสชาร์จ เอาพุทของ Dead-Time Comparator จะให้พัลซ์ออกมา C_k จะมีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 V_{ref}) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับอินเวอร์เตอร์แบบพุชพูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น low โดนการต่อลงกราวน์(ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพันเลื่อยของไอซี(ช่วงนำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา

TI 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง V_{CC} = 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน V_{ref}=5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm$ 1.5 % ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

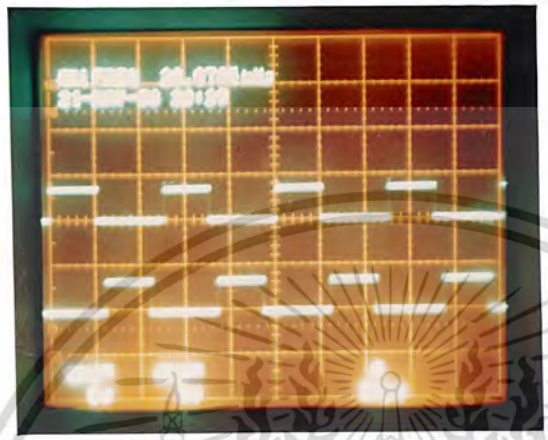


รูปที่ 5.5 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาพุทของ TL 494



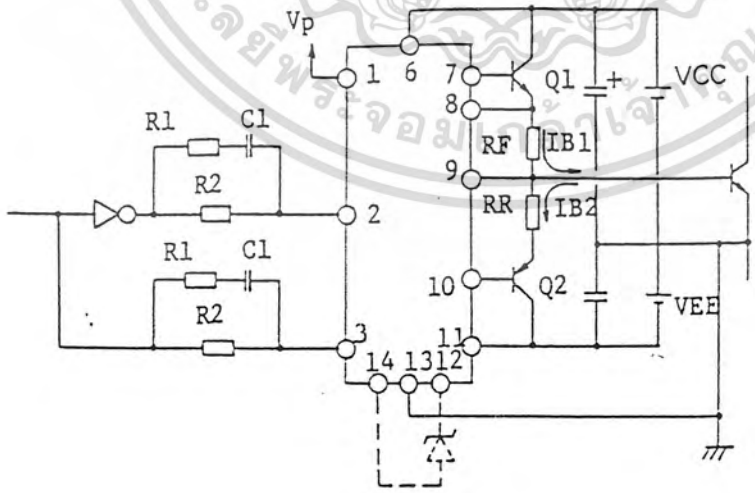
รูปที่ 5.6 การต่อวงจรสร้างพัลซ์ความถี่ 20 kHz ของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



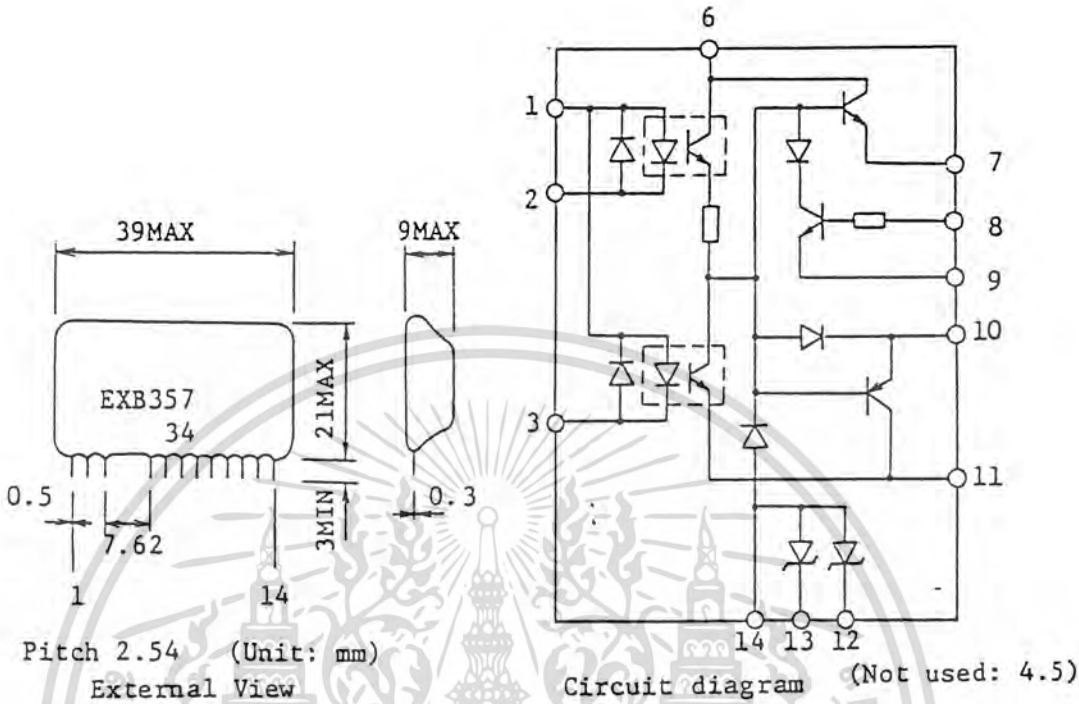
รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณเอาพุท Q1 และ Q2 ที่ C_1 และ C_2

5.2 วงจรขับเบสทรานซิสเตอร์โดยใช้ Module drive transistor EXB 357



รูปที่ 5.8 วงจรขับเบสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9 แสดงขาและส่วนประกอบภายในของ EXB 357

เมื่อวงจร PWM โดย TL 494 สร้างสัญญาณพัลซ์มีความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ จะนำมาผ่านวงจรขับเบสเพื่อทำหน้าที่ในการขยายกระแสไปขับทรานซิสเตอร์ส่วนเพาเวอร์ วงจรขับเบสเป็นดังรูปที่ 5.8 โดยใช้ Module drive transistor EXB 357 ภายใน Module ของ EXB 357 จะมี Opto-coupler เป็นตัวแยก(isolate) วงจรทางด้านอินพุทและเอาพุทออกจากกัน

ลักษณะการทำงานของวงจรก็คือ เมื่อมีสัญญาณพัลซ์จากวงจร PWM มาเข้านอทเกทเพื่อกลับสัญญาณจากอินพุทไปเข้าขา 2 และมีสัญญาณจากอินพุทไปเข้าขา 3 ก่อนที่จะต่อเข้าขา 2 และ 3 จะต้องมีค่าความต้านทาน และตัวเก็บประจุมาต่อเพื่อจำกัดกระแส(limit current) และเร่งสปีดกระแส(up speed) สัญญาณที่ขา 2 และ 3 จะมีลักษณะกลับเฟสกันดังนั้นออปโตไอโซเลตในตัวโมดูลจะสลับกันเปิดและปิด

ช่วงที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ส่วนเพาเวอร์ on เมื่อออปโตที่ขา 2 On จะทำให้มีกระแสไหลออกจากขา 7 เพราะทรานซิสเตอร์ที่ขา 7 ภายในโมดูล on กระแสที่ออกจากขา 7 จะไปขับ Q1(npn) ที่ทำหน้าที่ในการขยายกระแสผ่านความต้านทาน RF ไปยังทรานซิสเตอร์ส่วนเพาเวอร์ ทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวเมน on

ช่วงที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ส่วนเพาเวอร์ Off เมื่อออปโตที่ขา 3 On จะทำให้มีกระแสไหลเข้าขา 10 เนื่องจากทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่ขา 10 ภายในโมดูล on ทำให้ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q2(pnp) on ทรานซิสเตอร์ Q2 จะทำหน้าที่ดึงกระแสออกจากเบสของทรานซิสเตอร์ส่วนเพาเวอร์เพื่อทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวเมน off

ทรานซิสเตอร์ในวงจรฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์จะมีอยู่สองตัว ทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะทำหน้าที่สลับกัน on และ off ดังนั้นวงจรขับเบสจึงต้องมี 2 ชุด เพื่อขับเบสทรานซิสเตอร์ให้สลับกัน on และ off

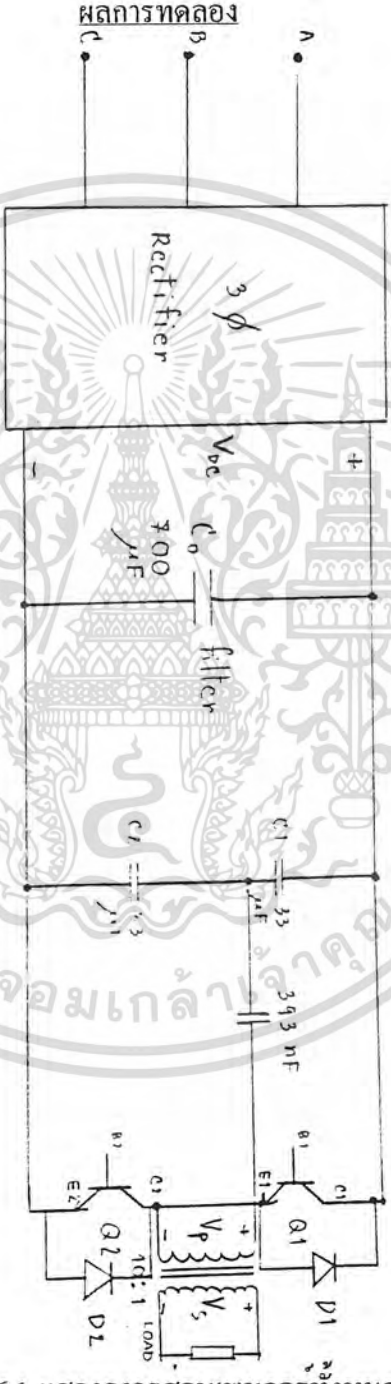
ช่วง on ทรานซิสเตอร์ตัวเมน เท่ากับ 2 โวลต์

ช่วง off ทรานซิสเตอร์ตัวเมน เท่ากับ -3.5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

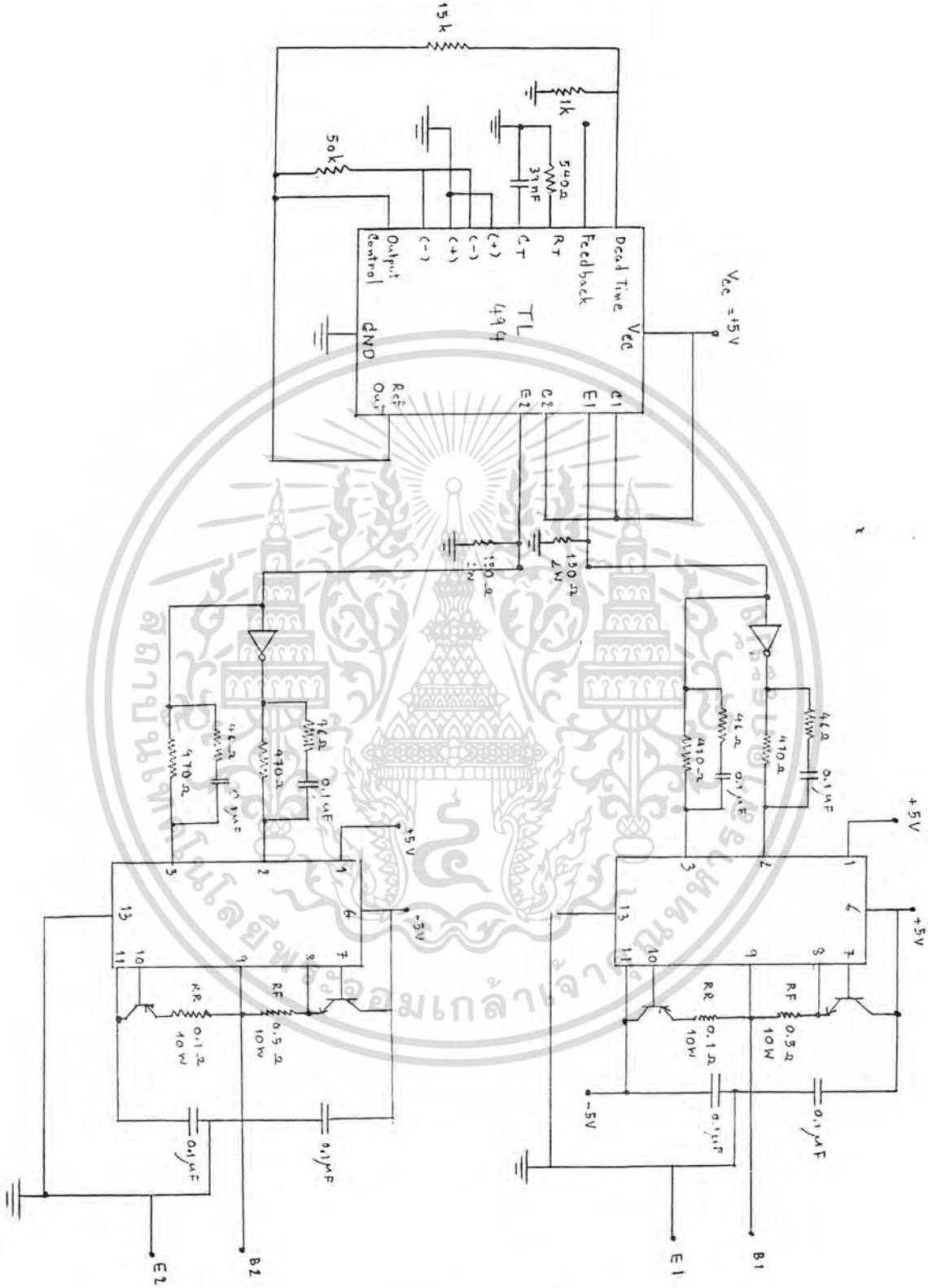
บทที่ 6

ผลการทดลอง



รูปที่ 6.1 แสดงวงจรสวนเพาเวอร์ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 แสดงวงจรส่วนควบคุมการขับเบสทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

1. แรงดันลายน์ทูลายน์

$$V_{AB} = V_{BC} = V_{AC} = 260 \quad V$$

2. กระแสอินพุทเข้าเรคติไฟร์เออร์

$$i_A = i_B = i_C = 1.1 \quad A$$

3. แรงดันที่ดีซีบัส

$$V_{DC} = 350 \quad V$$

4. แรงดันที่คร่อมด้านไพรมารีของหม้อแปลง

$$V_P = 400 \quad V \quad p\text{-}p$$

5. กระแสที่ไหลผ่านด้านไพรมารีของหม้อแปลง

$$i_p = 2.7 \quad A$$

6. แรงดันที่คร่อมด้านเซคั่นดารีของหม้อแปลง(แรงดันที่โหลด)

$$V_S = 40 \quad V \quad p\text{-}p$$

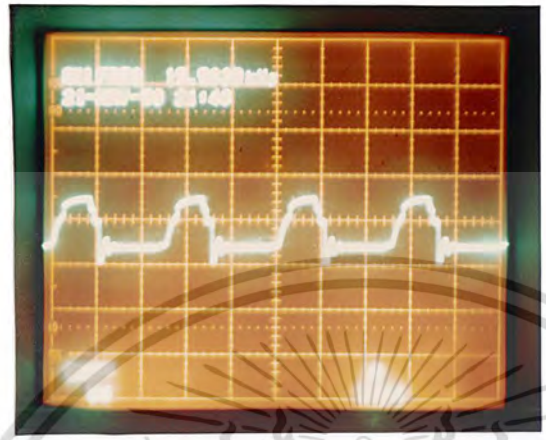
7. กระแสที่ไหลผ่านด้านเซคั่นดารีของหม้อแปลง(กระแสโหลด)

$$i_S = 27 \quad A$$

8. ความถี่ที่ใช้ในการหลอม

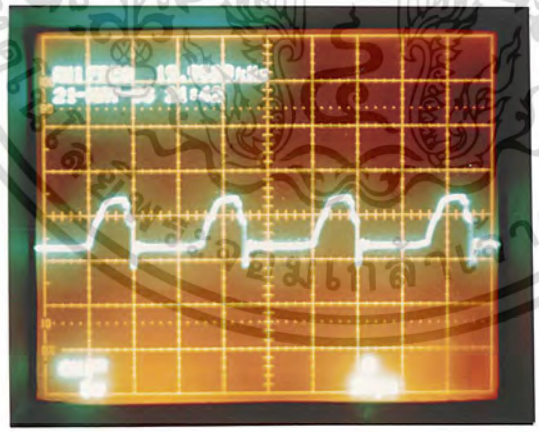
$$f = 20 \quad kHz$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 ลักษณะรูปสัญญาณขับเบสของทรานซิสเตอร์ Q_1

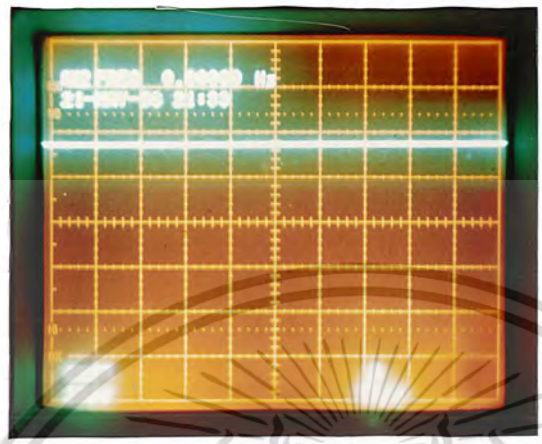
(CH1 5V/ DIVISION)



รูปที่ 6.4 ลักษณะรูปสัญญาณขับเบสของทรานซิสเตอร์ Q_2

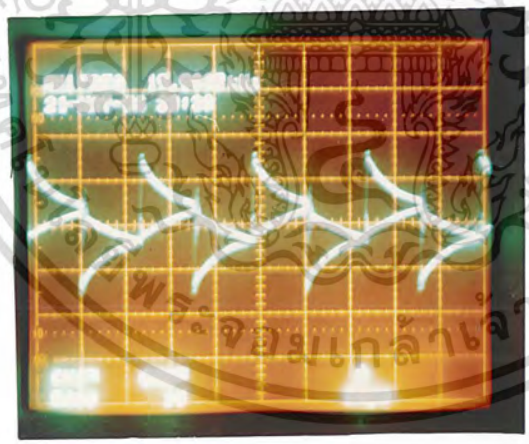
(CH1 5V/ DIVISION)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 แสดงแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมดีซีบัส

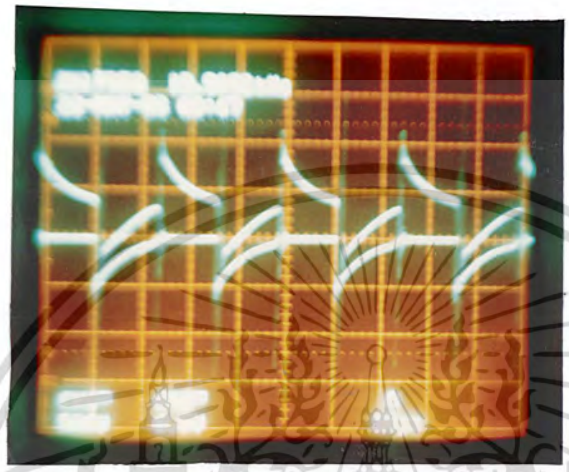
(CH1 200V/ DIVISION)



รูปที่ 6.6 แสดงลักษณะของแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่านด้านไพรมารีของหม้อแปลง

(CH1 500V/DIVISION CH2 1V/DIVISION)

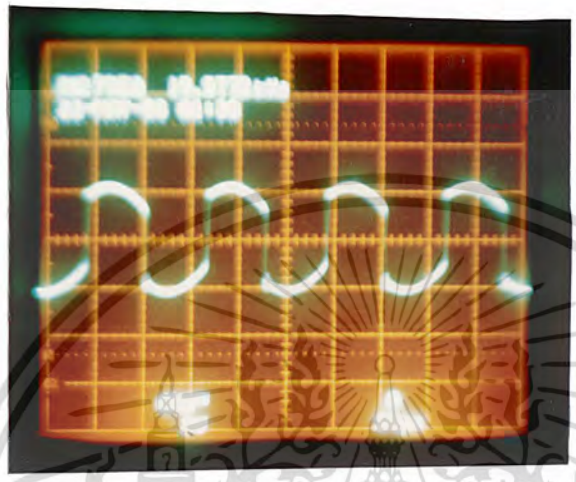
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.7 แสดงลักษณะของแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1
(CH1 500V/DIVISION CH2 0.5V/DIVISION)

รูปที่ 6.8 แสดงลักษณะของแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_2
(CH1 500V/DIVISION CH2 0.5V/DIVISION)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.9 แสดงลักษณะของแรงดันตกคร่อมด้านเซคั่นดารีของหม้อแปลง

(แรงดันที่โหลด)

(CH2 20V/DIVISION)

9. อุณหภูมิห้องเท่ากับ 22 องศาเซลเซียส

เมื่อเริ่มเดินเครื่องแล้วจับเวลาจนถึง 40นาที

อุณหภูมิที่เบ้าหลอมเป็น 230 องศาเซลเซียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7
สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

7.1 สรุปผลการทดลอง

จากรูปที่ 6.3 และ 6.4 เป็นรูปสัญญาณขับทรานซิสเตอร์ซึ่งทั้งสองสัญญาณจะมีเฟสกลับกันเพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองเป็นสวิทช์เปิด-ปิดสลับกัน สัญญาณซีกบวกประมาณ 2 โวลต์เป็นช่วงที่ทำให้ทรานซิสเตอร์on และสัญญาณซีกลบประมาณ -3.5 โวลต์เป็นช่วงที่ทำให้ทรานซิสเตอร์off ซึ่งช่วงที่ทรานซิสเตอร์on จะมีแรงดันคร่อมขาคอลเล็กเตอร์และอีมิตเตอร์ $V_{CE} = V_{CE(SAT)}$(ประมาณศูนย์) ทำให้มีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ และช่วงที่ทรานซิสเตอร์off จะทำให้มีแรงดันคร่อมขาคอลเล็กเตอร์และอีมิตเตอร์ $V_{CE} = V_{DC}$ เพราะเป็นวงจรแบบฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์แรงดันจะถูกชาร์จโดยตัวเก็บประจุตัวละครึ่งหนึ่งของแรงดันที่ดีซีบัส ช่วงนี้จะเป็นช่วงที่ไม่มีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์กระแสเป็นศูนย์ ดูได้จากรูปที่ 6.7 และ 6.8 เป็นรูปของแรงดันและกระแสของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ขณะon และ off ตามลำดับ ยอดแหลมที่สูงเกินค่าแรงดันปกติคือสไปค์ที่เกิดขึ้นเมื่อทรานซิสเตอร์on และ off ลักษณะของแรงดันตกคร่อมและกระแสที่ผ่านด้านไพรมารีของหม้อแปลงแสดงไว้ในรูปที่ 6.6 waveform ของกระแสจะตามหลัง(lag) waveform ของแรงดันอยู่เนื่องจากโหลดเป็น RL ที่กำหนดไว้จากการคำนวณให้กระแสตามหลังแรงดันเป็นค่าเพาเวอร์ปแฟกเตอร์เท่ากับ 0.7 pf. lagging (ค่า R ของขดลวดเหนี่ยวนำเท่ากับ 12.2 โอห์ม และค่า L ของขดลวดเหนี่ยวนำเท่ากับ 0.26 mH เมื่อ refer ไปทางด้านไพรมารีของหม้อแปลง ค่า turn ratio เท่ากับ 10)

จากสูตร $$\cos \phi = R / \sqrt{R^2 + (X_L^2 - X_C^2)} \qquad 7.1$$

$$X_L = 2\pi f L$$

$$= 2x22/7 \ x20000x0.26x10^{-3}$$

$$= 32.67 \ \Omega$$

$$0.7 = 12.2 / \sqrt{12.2^2 + (32.67^2 - X_C^2)}$$

จะได้ $$X_C = 20.22 \ \Omega$$

$$X_C = 1/ 2\pi f C$$

$$C = 393 \ nF$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ตัวเก็บประจุ C ขนาด 393 nF มาต่ออนุกรมกับด้านไพรมารีของหม้อแปลงเพื่อปรับค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ให้เท่ากับ 0.7 pf. lagging ซึ่งจากรูปกระแสตามหลังแรงดันเป็นค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับ 0.67 pf. lagging ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับ 0.7 pf. lagging ที่คำนวณไว้ ลักษณะของแรงดันจะใกล้เคียง square wave และลักษณะของกระแสมีลักษณะใกล้เคียงกับ sine wave ส่วนลักษณะแรงดันทางด้านเซคั่นดารีจะเป็น square wave มีซีกบวกและซีกลบเท่ากัน เนื่องจากที่โหลดเป็นไฟกระแสสลับดังแสดงในรูปที่ 6.9

อุณหภูมิที่เบ้าหลอมจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนถึงค่าๆหนึ่งจะหยุดนิ่ง(steady state) ซึ่งจากการทดลองอุณหภูมิจะหยุดที่ 230 $^{\circ}C$

7.2 วิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองกระแสที่โหลดจะตามหลังแรงดันมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เท่ากับ 0.67 pf. lagging ซึ่งต่างจากที่คำนวณไว้เล็กน้อยเนื่องจากความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดเหนี่ยวนำที่วัดได้อาจมีค่าคลาดเคลื่อนจากความเป็นจริงเล็กน้อยทำให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ไม่ได้ตามที่คำนวณไว้ตอนแรก แต่ก็แตกต่างเพียงเล็กน้อยลักษณะของแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์จะมีสไปค์เมื่อทรานซิสเตอร์on และ off และกระแสจะมี waveform ไม่ใช่ sine wave ทีเดียวเนื่องจากวงจรยังไม่เกิดการออสซิลเลตทำให้ลักษณะของกระแสเป็นดังรูปที่ 6.6 แรงดันที่โหลดจะเป็น square wave มีทั้งซีกบวกและซีกลบเท่ากันเพราะวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริจจะเปลี่ยนไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ และแรงดันที่โหลดจะเท่ากับ $\pm V_{DC} / 2$ อุณหภูมิที่เบ้าหลอมยังไม่สามารถหลอมโลหะพวกทองแดง ทองเหลือง อลูมิเนียมได้เนื่องจากอุณหภูมิยังไม่สูงพอเพียงแต่ทำให้โลหะเหล่านี้ร้อนเท่านั้น ที่หลอมได้คือตะกั่วซึ่งมีจุดหลอมเหลวต่ำที่สุด

7.3 แนวทางการพัฒนาต่อไป

ในโครงงานนี้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบฮาล์ฟบริจ แรงดันที่โหลดจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันกระแสตรงทำให้กำลังเกิดขึ้นน้อย ถ้าพัฒนาต่อไปควรเป็นวงจรฟูลบริจอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

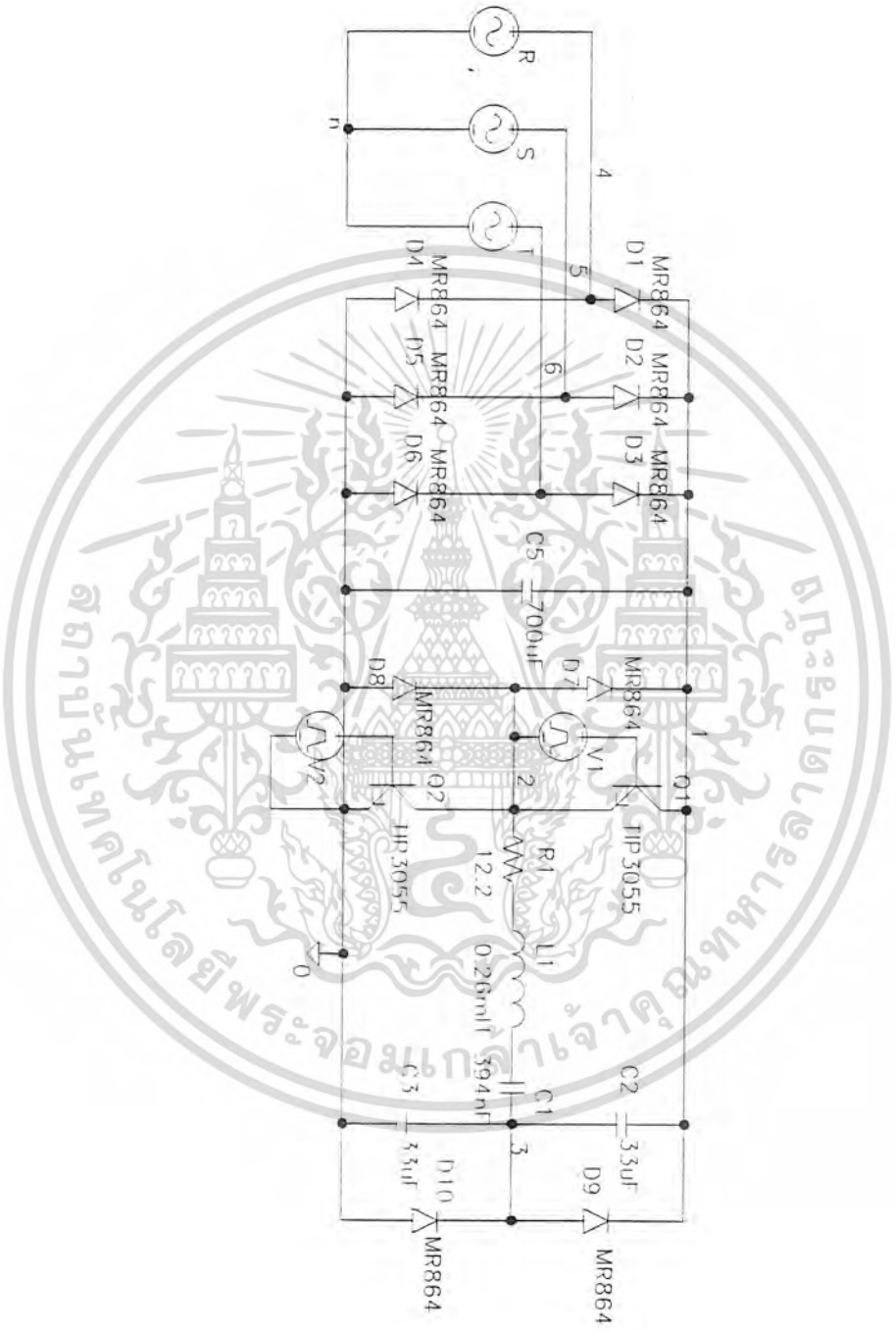
เพื่อให้แรงดันที่โหลดมีค่าเท่ากับแรงดันกระแสตรงทั้งบวกและลบ จะทำให้มีกำลังเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าของวงจรฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์ ส่วนกระแสที่ยังไม่เป็น sine wave ควรปรับความถี่ให้ได้ความถี่ที่เกิดการออสซิลเลต กระแสจะเป็น sine และแรงดันจะเป็น square wave หม้อแปลงไฟฟ้ากำลังควรออกแบบให้เพิ่มกระแสโหลดให้มากขึ้นเพื่อทำให้เกิดความร้อนสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการ simulate วงจรฮาล์ฟบริจอินเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* C:\MSIM53\MAIN.SCH

Date/Time run: 04/06/96 01:30:31

Temperature: 27.0

(A) C:\MSIM53\MAIN.DAT

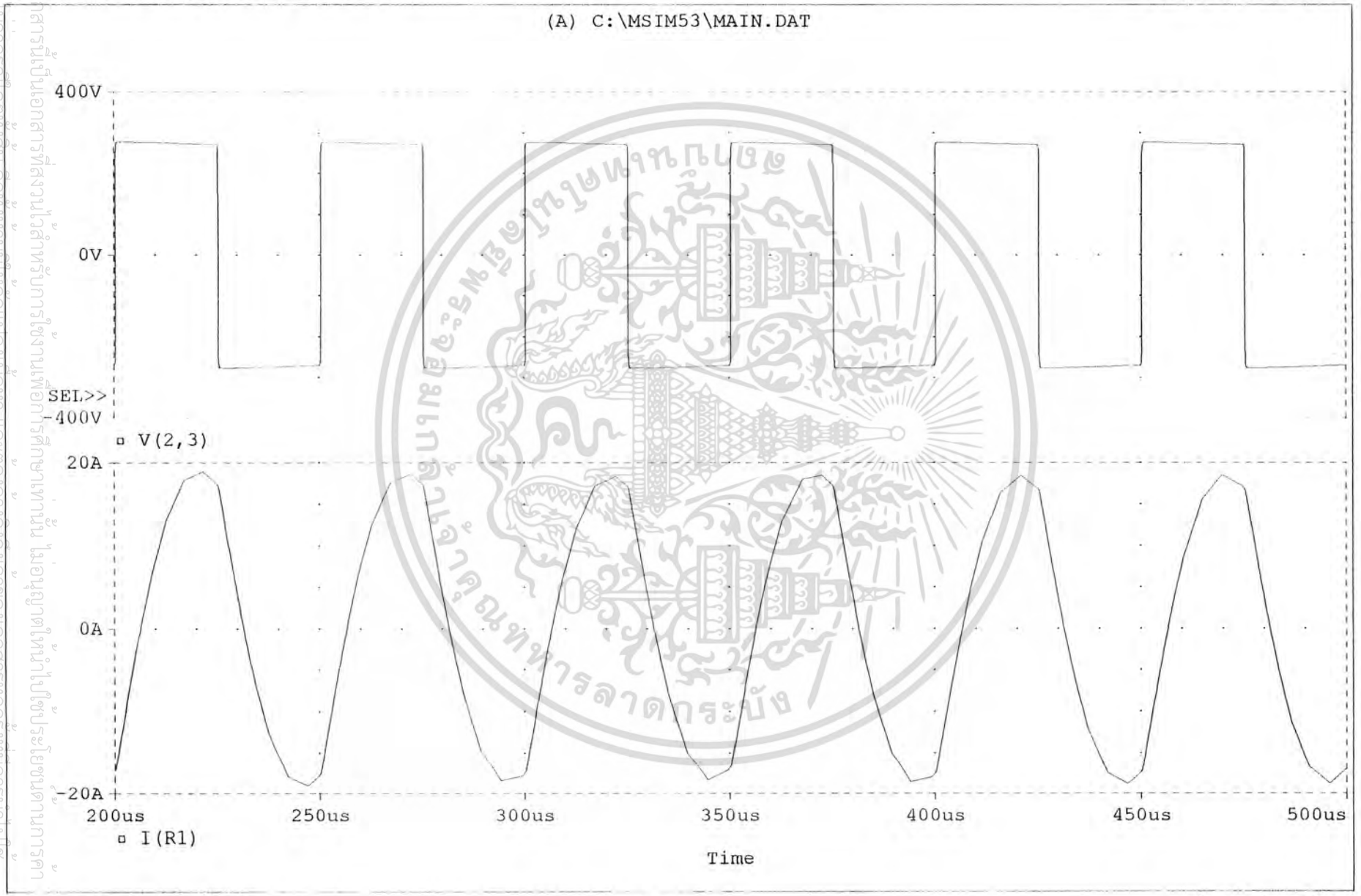
ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
คณะวิศวกรรมศาสตร์
กองทัพบก

Date: April 06, 1996

Time: 01:41:57

* C:\MSIM53\MAIN.SCH

Date/Time run: 04/06/96 01:30:31 Temperature: 27.0

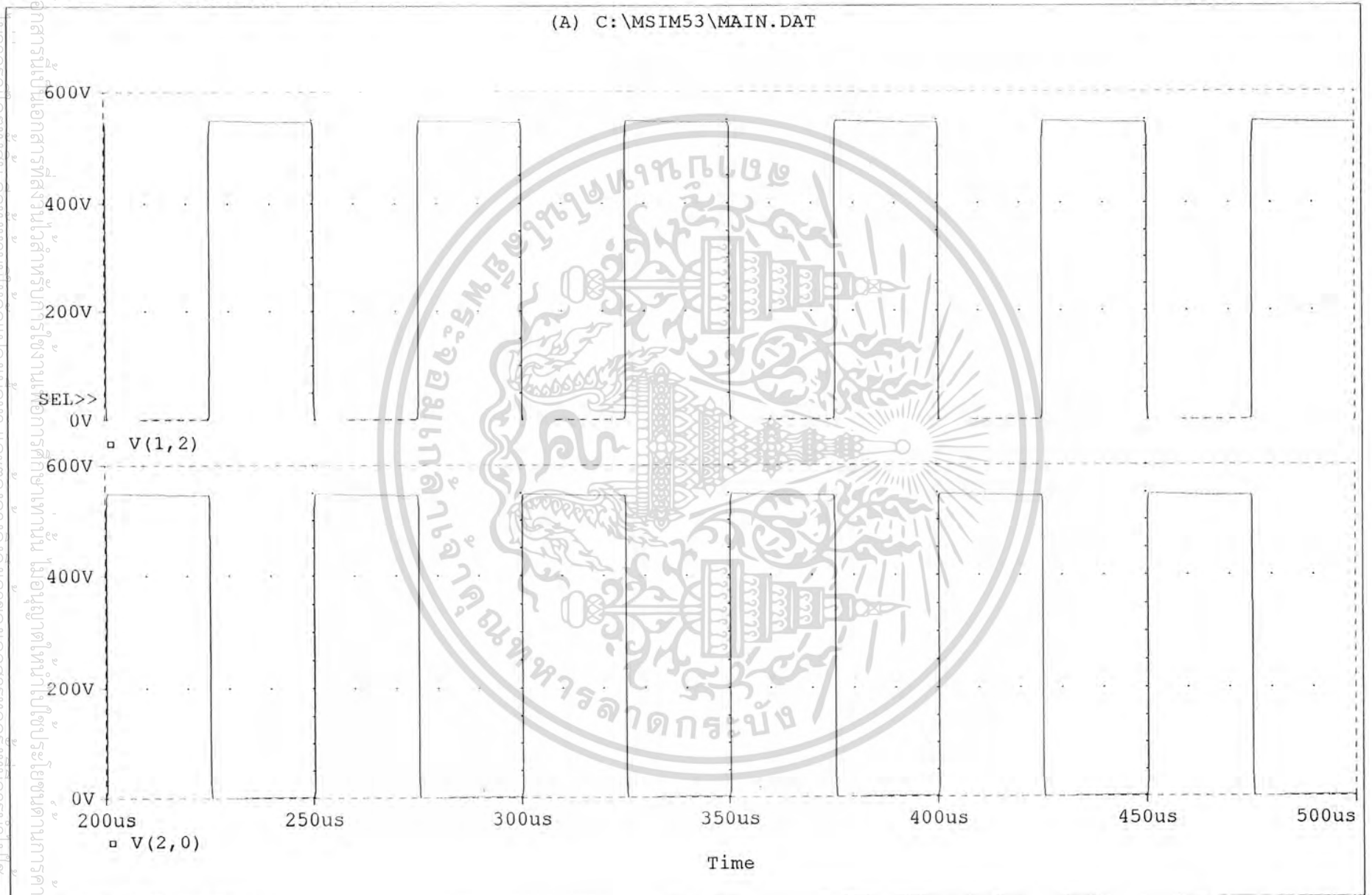


Date: April 06, 1996 Page 1 Time: 01:45:21

* C:\MSIM53\MAIN.SCH

Date/Time run: 04/06/96 01:30:31 Temperature: 27.0

(A) C:\MSIM53\MAIN.DAT



Date: April 06, 1996 Page 1 Time: 01:49:22

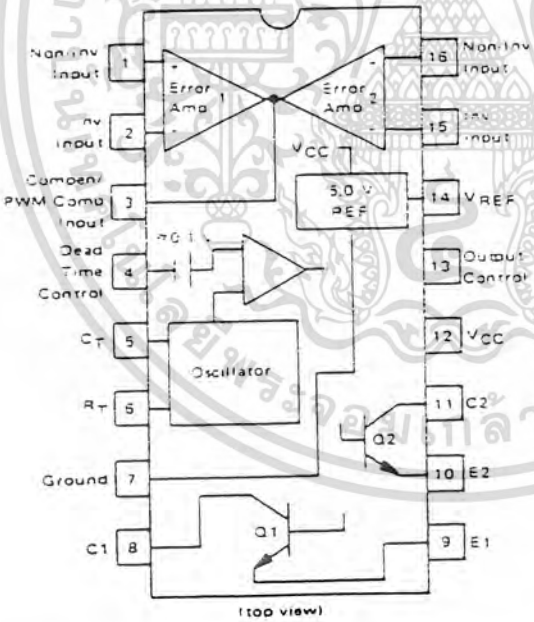
MOTOROLA

TL494

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout



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

SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS

J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 620-10

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-06

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494IN	−25° to +85°C	Plastic DIP
TL494IJ	−25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	−55° to +125°C	Ceramic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

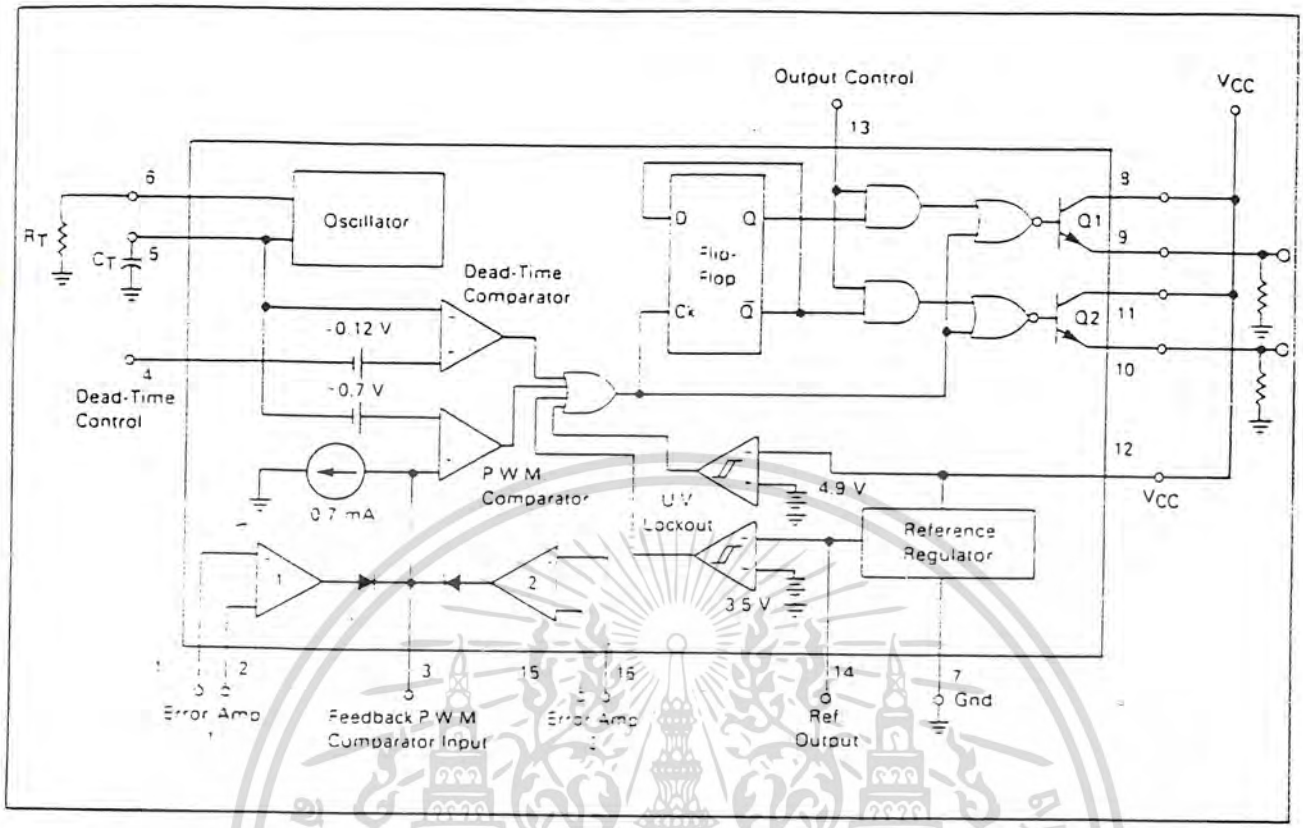
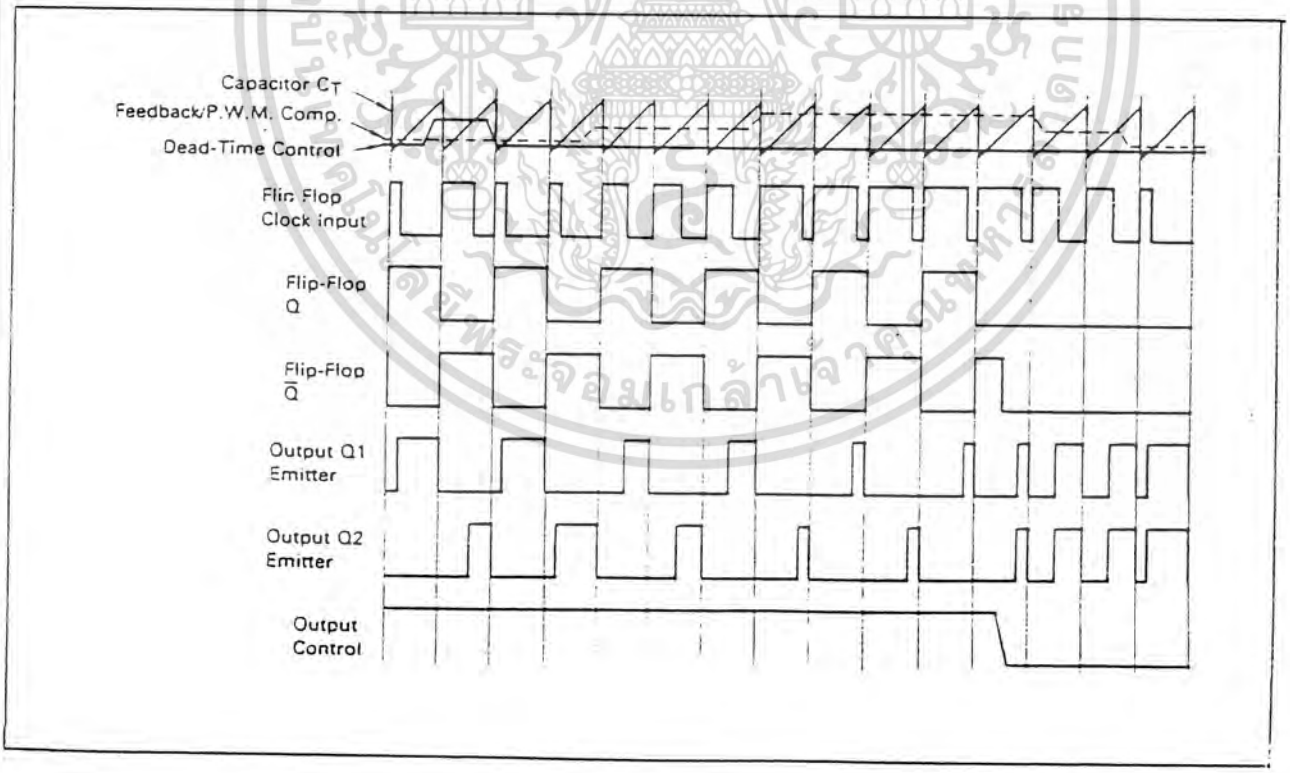


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Description

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

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

For more information refer to Figure 4

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

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

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

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

The TL494 has an internal 5 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of ±1.5% with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input Output Control	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}}$ =
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Push-pull operation	0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I_{C1}, I_{C2}	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	−0.3 to 42	−0.3 to 42	−0.3 to 42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45°C$	P_D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature Plastic Package Ceramic Package	T_J	 125 150	 125 150	 — 150	 °C °C
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to 70	−25 to 85	−55 to 125	°C
Storage Temperature Range Plastic Package Ceramic Package	T_{stg}	 −55 to 125 −65 to 150	 −55 to 125 −65 to 150	 — −65 to 150	°C

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V_{in}	−0.3	—	V_{CC} − 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

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

For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage (I_O = 1.0 mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V_{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg_{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I_O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg_{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V_{ref} = 0 V)	I_{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_{CE} = 40 V)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current (V_{CC} = 40 V, V_C = 40 V, V_E = 0 V)	$I_{E(off)}$	—	—	-100	—	—	-150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter (V_E = 0 V, I_C = 200 mA)	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
Emitter-Follower (V_C = 15 V, I_E = −200 mA)	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq$ 0.4 V)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State (V_{OC} = V_{ref})	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
Emitter-Follower (See Figure 14)		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	-0.1	-1.0	μA
Input Common-Mode Voltage Range (V_{CC} = 40 V, T_A = 25°C)	V_{ICR}	-0.3 to V_{CC} - 2.0	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain (ΔV_O = 3.0 V, V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	f_C	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V_O = 0.5 to 3.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	ϕ_m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio (V_{CC} = 40 V)	CMRR	65	90		dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV_{CC} = 33 V, V_O = 2.5 V, R_L = 2.0 kΩ)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_O -	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_O -	-2.0	-4.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)}$ = 0.7 V)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4}$ = 0 to 5.25 V)	I_{IB} (DT)	—	−2.0	−10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ) ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	DC_{max}	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8 —	3.3 —	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C_T = 0.001 μF, R_T = 30 kΩ)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage (V_{CC} = 7.0 V to 40 V, T_A = 25°C)	Δf_{osc} (ΔV)	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature (ΔT_A = T_{low} to T_{high}) (C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ)	Δf_{osc} (ΔT)	—	—	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} Increasing, I_{ref} = 1.0 mA)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref}, All Other Inputs and Outputs Open) (V_{CC} = 15 V) (V_{CC} = 40 V)	I_{CC}	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($V_{(Pin\ 4)}$ = 2.0 V) (See Figure 12) (C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, V_{CC} = 15 V)	—	—	7.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

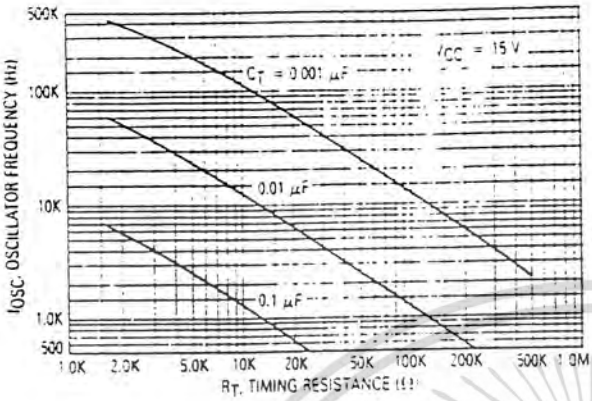


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

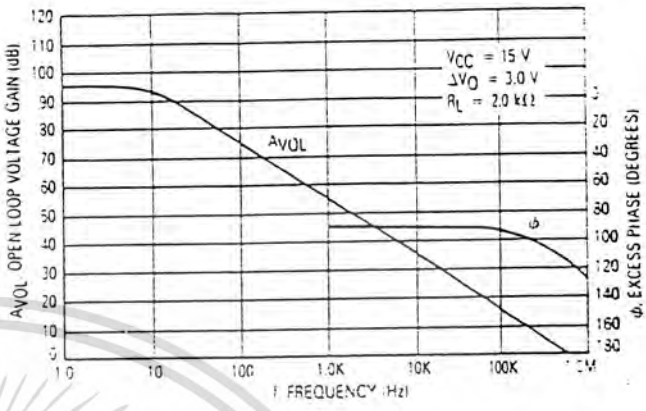


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

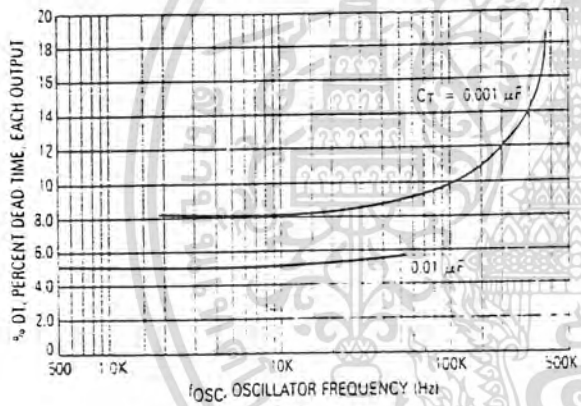


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

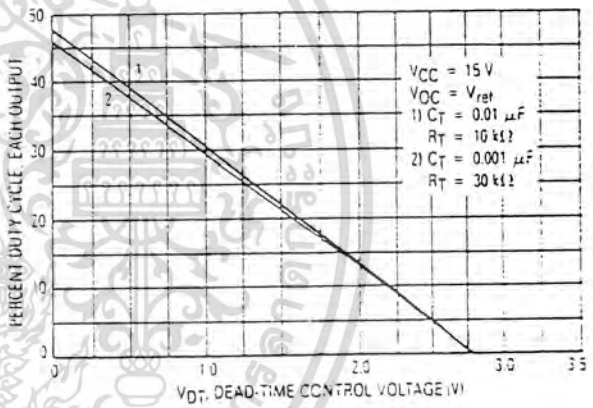


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

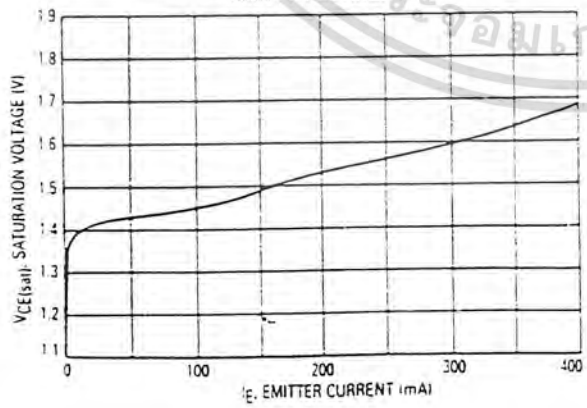
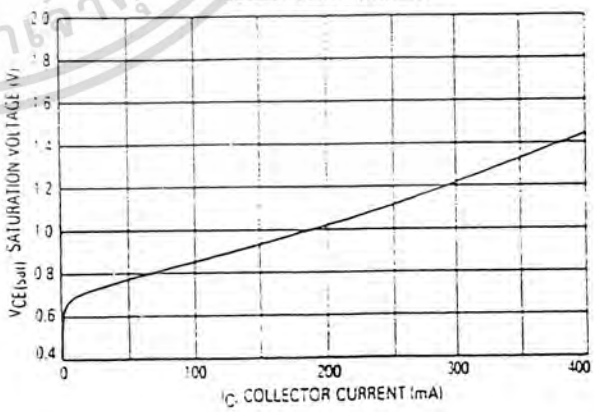


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

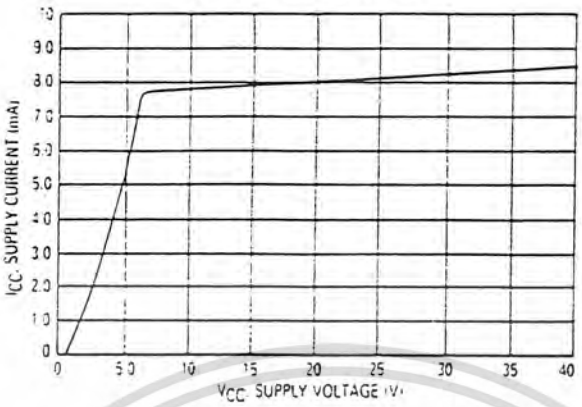


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

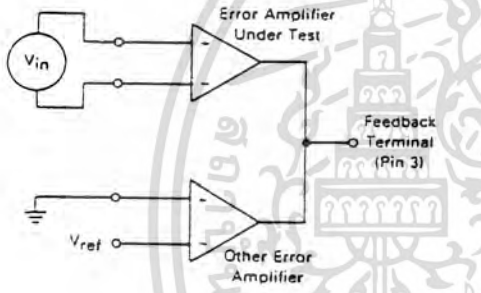


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

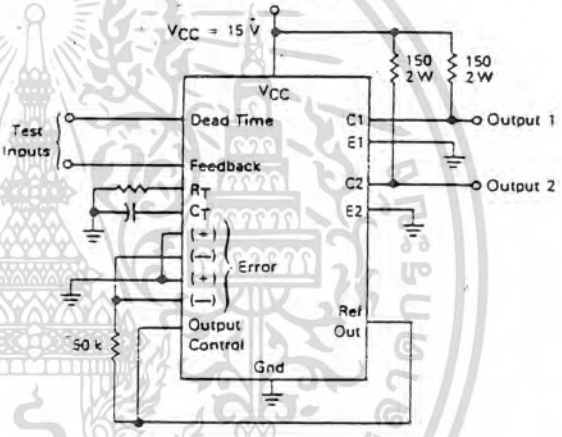


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

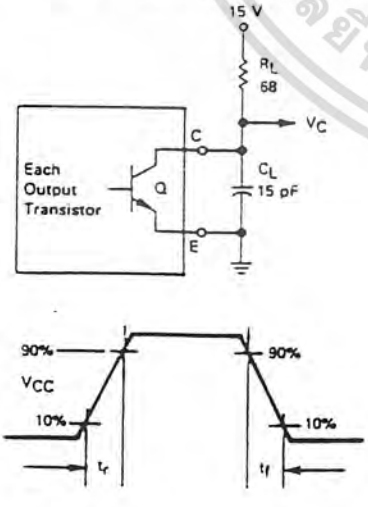
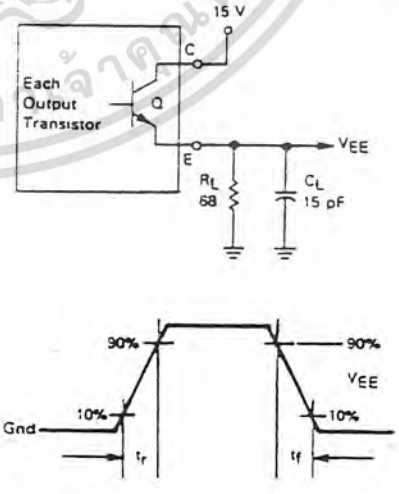


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

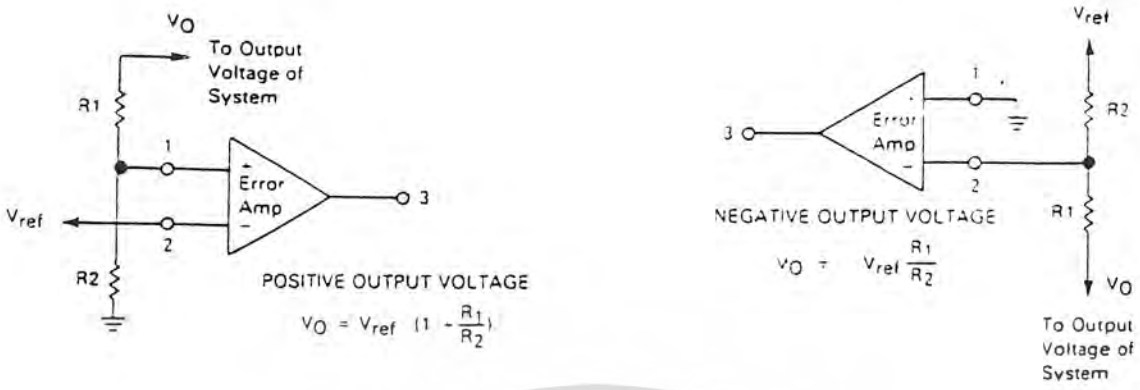


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

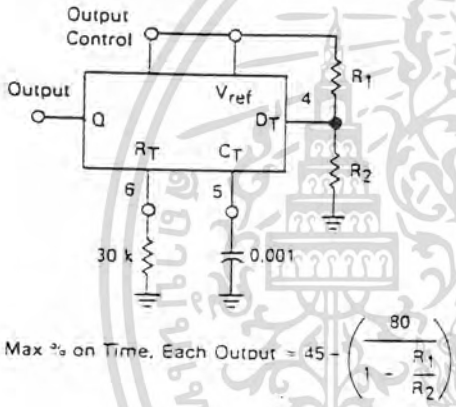


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

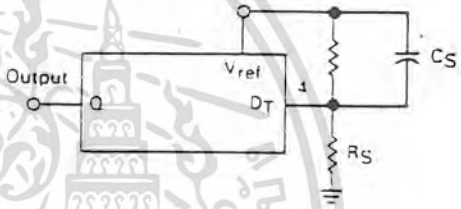
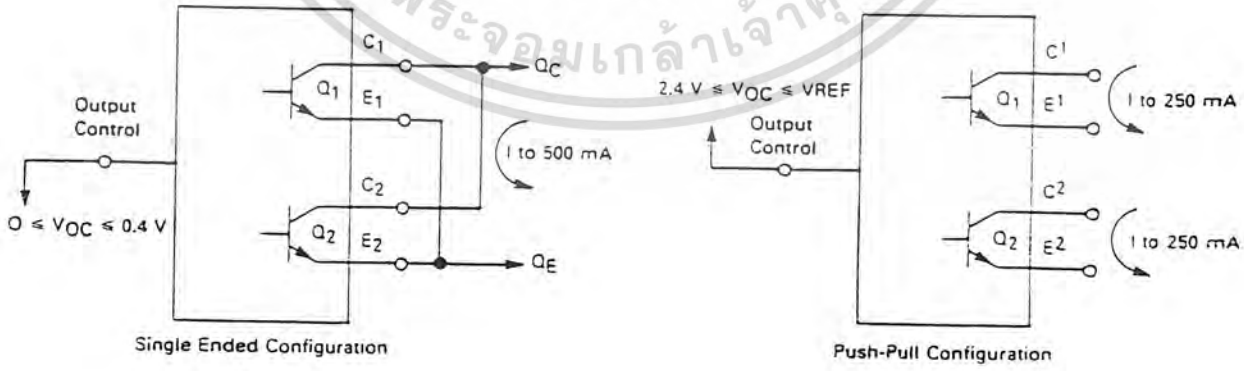


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

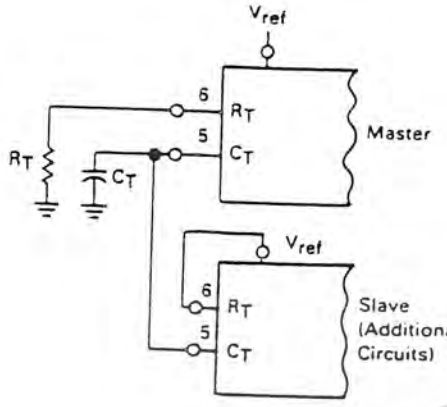


FIGURE 20 — OPERATION WITH V_{IN} > 40 V USING EXTERNAL ZENER

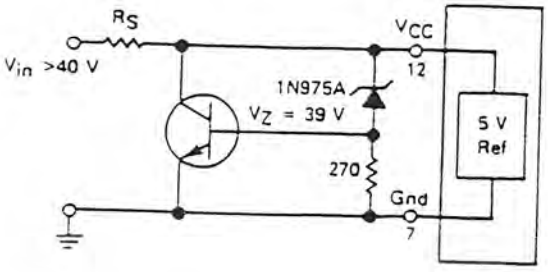
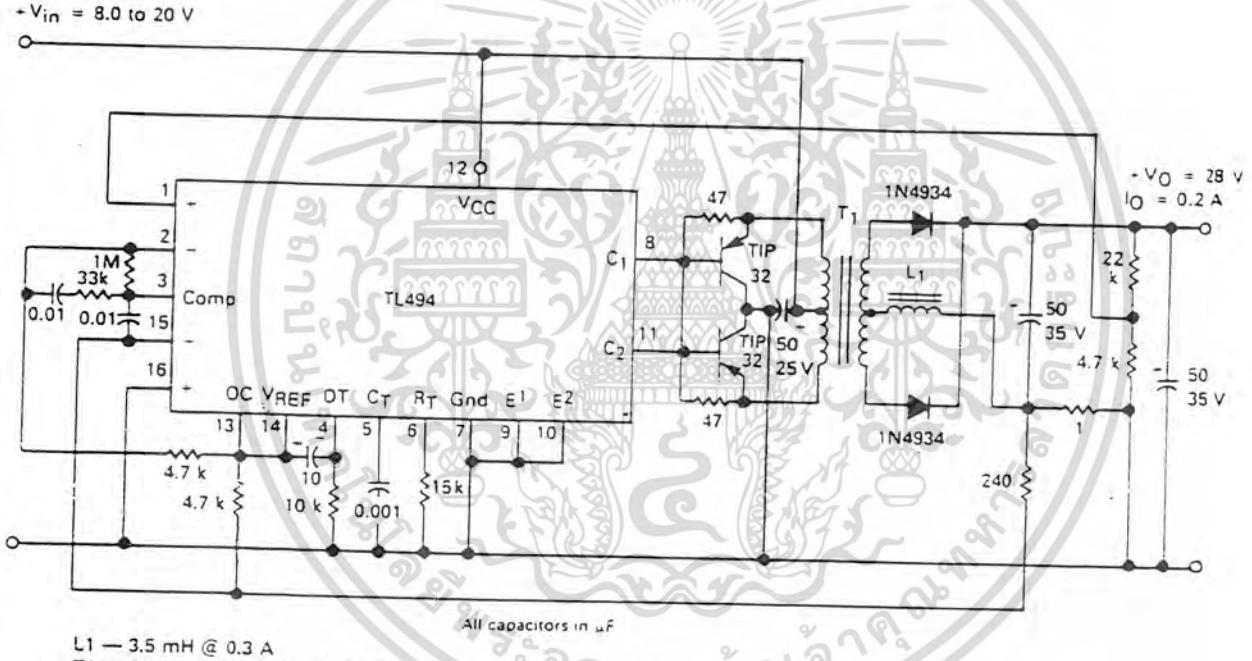


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER

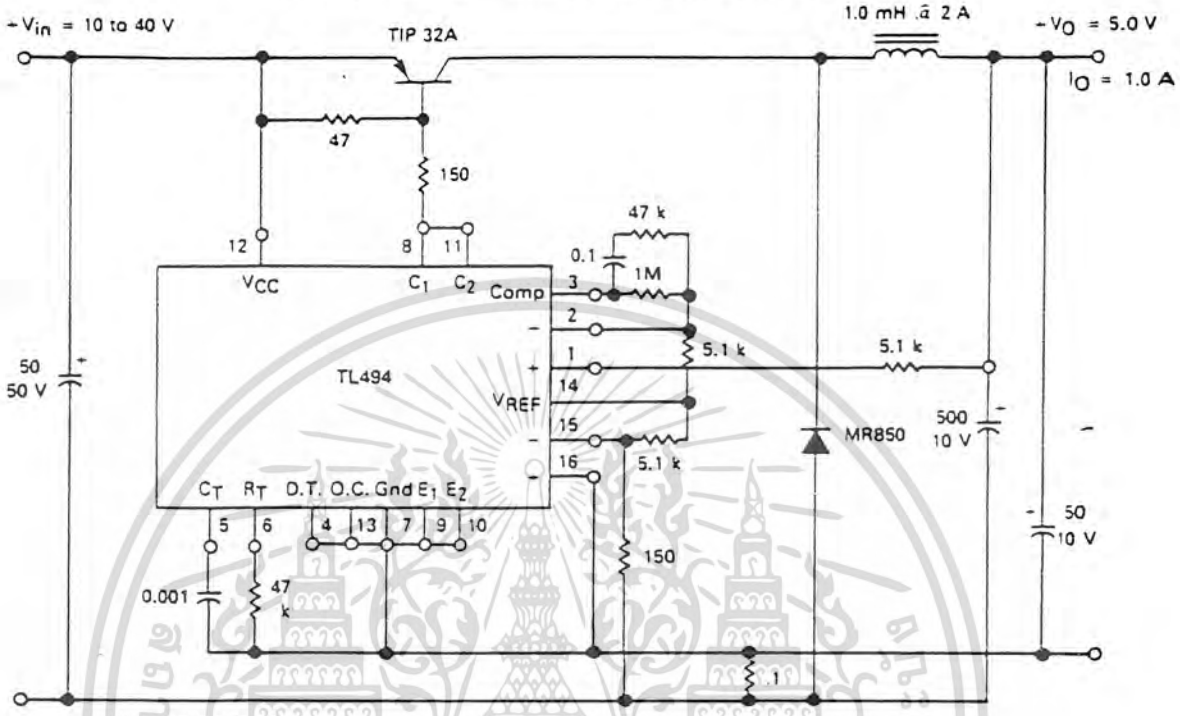


L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 120T C.T. #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	V_{in} = 10 V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	V_{in} = 28 V, I_O = 1 mA to 1 A	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	V_{in} = 28 V, I_O = 1.0 A	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	V_{in} = 28 V, R_L = 0.1 Ω	1.6 amps
Efficiency	V_{in} = 28 V, I_O = 1 A	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



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

Fuji Base Driver Module (Hybrid IC) EXB357

* Special features

. Includes opto-coupler; input and output are isolated electrically. (2500 VAC/1min).

. IC has high output current. (IB1 = 1.3 A. IB2 = 3.4 A)

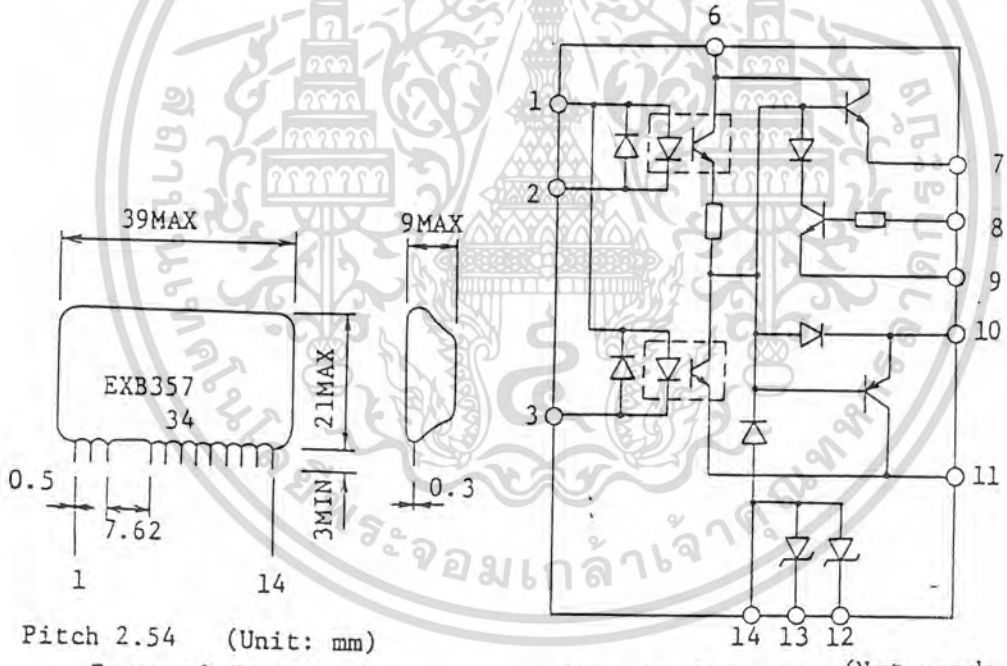
. Drives high dv/dt (4000 V/μs)

. Short switching time. (t stg < 5.0 μs)

. CMOS and TTL drives are available.

* Applications

Driver for transistors such as transistor inverters.



Pitch 2.54 (Unit: mm)
External View

Circuit diagram (Not used: 4.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* Ratings and Characteristics

Absolute maximum rating. (Ta = 25°C)

Items	Symbol	Condition	Rating	Units
Forward bias supply-voltage	VCC		11	V
Reverse bias supply-voltage	VEE		-11	V
Input current	IIN		2.6~9	mA
Forward bias output current	IBlout	duty=0.5	0.15	A
Reverse bias output current	IB2out	PW=20μs, f=5KHZ MAX	0.60	A
Power dissipation	PD	Ta=55°C	0.7	W
Isolation voltage	VISO	AC50/60HZ, 1min	2500	V
Operating ambient temperature	Ta		-10~55	°C
Surface temperature while operating	Tc		-10~85	°C
Storage temperature	Tstg		-25~125	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

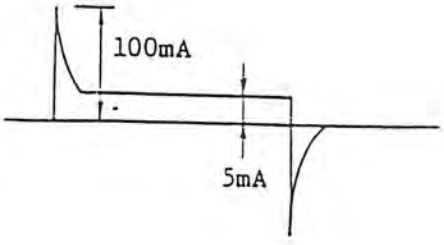
Electrical characteristics. (Ta = 25°C)

Item	Symbol	Condition	Value			Units
			MIN	TYP	MAX	
Current limited detecting voltage	Vs		5.0	-	1.2	V
Delay time	td		-	-	5.0	μs
Rise time	tr		-	-	1.5	μs
Storage time	tstg		-	-	5.0	μs
Reverse bias current descent rating	-dib2/ dt		6.0	-	-	A/μs
dv/dt capability for in-put and out-put	dv/dt		4000	-	-	V/μs

* Conditions

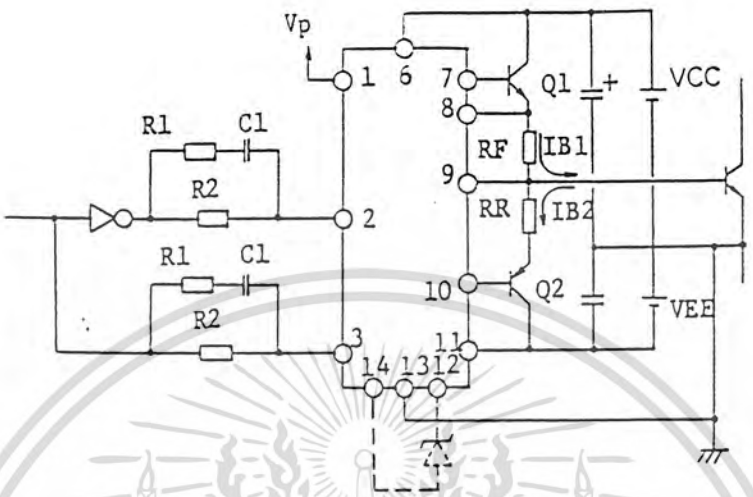
- Case temperature. (TC) = -10°C~85°C
- Junction temperature of driving transistor

  (Tj) = -10~130°C
- Driving wire length between base drive circuit and driven transistor module must be less than 30 cm.
- Cut-off current must be less than 405 A.
- VCC = VEE = 8.5 V ±15%
- Q1 : 2SD1157 RF: 0.75 Ω
- Q2 : 2SB757 2 parallel RR: 0.09 Ω
- Input current of base drive module



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

* Application Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้