



รีแอกเตอร์ความถี่สูง

HIGH FREQUENCY SATURABLE REACTOR

โดย

นายณภพกุล สมนาม
นายพิเชษฐ์ ยิ้มเลิศลักษณ์
นายวรวิทย์ เจียรพาณิชย์พงศ์
นายเศรษฐวรราช นาทปรียา

วัน เดือน ปี.....-4.ค.ค.2541
เลขทะเบียน.....038656
เลขเรียกหนังสือ.....T 400404/1917

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

038656

ปีการศึกษา 2540

รีแอกเตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูง

HIGH FREQUENCY SATURABLE REACTOR



โดย

นายนภพล สมนาม
นายพิเชษฐ์ ยิ้มเลิศลักษณ์
นายวรวิทย์ เจียรพาณิชย์พงศ์
นายเศรษฐวรรม นาดปรียา

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ธีรเอกเตอร์หนี้ยวนำความดีสูง

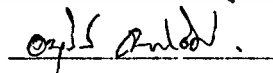
ผู้จัดทำ

- 
1. นายอภิภูต สมนาม
 2. นายพิเชษฐ์ ยิ้มเลิศลักษณ์
 3. นายวรวิทย์ เจียรพานิชย์พงศ์
 4. นายเศรษฐวรราช นาลปรียา



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีแอกเตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูง

นายนภพล สมนาม

นายพิเชษฐ์ ยิ้มเลิศลักษณ์

นายวรวิทย์ เจียรพาณิชย์พงศ์

นายเศรษฐวรรช นาดปรียา

ผศ. ประภาส ไพรสวรรณา อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. อนุวัฒน์ อางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

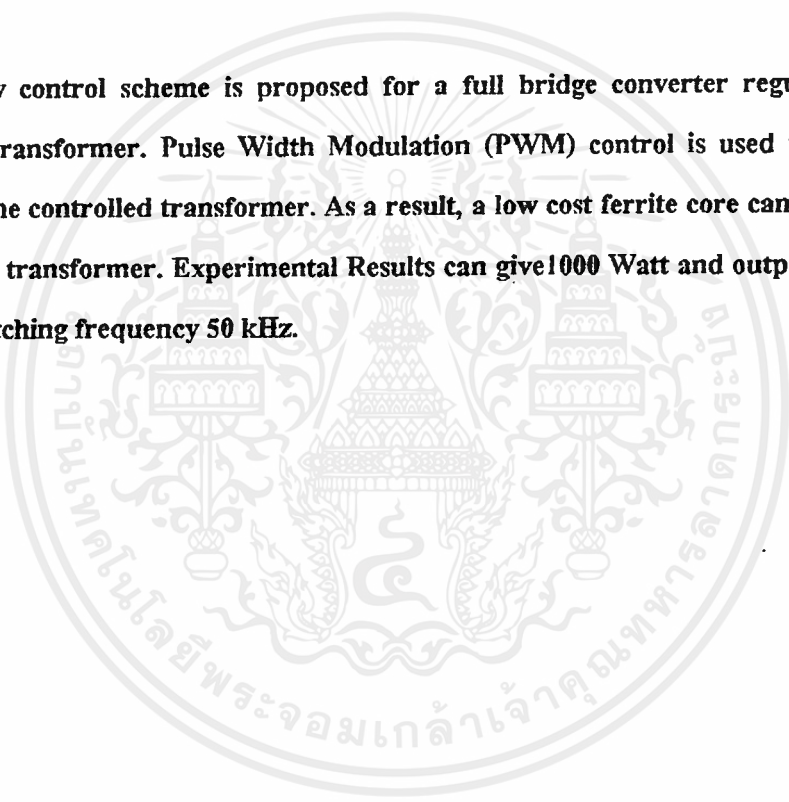
ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นรูปแบบการควบคุมของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อใช้กับสวิทซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยศึกษาในการควบคุมเพื่อเป็นแบบพัลส์วิดมอดูเลต (PWM) โดยจะควบคุมที่แกนควบคุมของขดลวดเหนี่ยวนำ โดยนำเอาแกนเฟอร์ไรต์มาใช้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่ควบคุมได้ ทำการทดลอง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ 1000 วัตต์ และเอาต์พุตเรกูลเตอร์ 60 โวลต์

HIGH FREQUENCY SATURABLE REACTOR**Noppadoln Somnarm****Phichet Yimlertluk****Worawut Jianpanitpong****Settawas Natpreeya****Asst. Prof. Prapas Prisuwanna Advisor****Anuwat Jangwanitlert Advisor****1997****ABSTRACT**

A new control scheme is proposed for a full bridge converter regulator using a controlled transformer. Pulse Width Modulation (PWM) control is used to reset the control core the controlled transformer. As a result, a low cost ferrite core can be used for the controlled transformer. Experimental Results can give 1000 Watt and output regulator 60 Volt at switching frequency 50 kHz.



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง	2
2.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบใช้หม้อแปลง ควบคุม	3
2.2 การควบคุมการส่งผ่านพลังงานโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวควบคุม	3
2.2.1 หม้อแปลงที่ใช้การควบคุมแบบแกนเดี่ยว	3
2.2.2 หม้อแปลงควบคุมที่ใช้แกน 2 แกน	4
2.2.3 หม้อแปลงที่ควบคุมแบบเชิงเส้น	5
บทที่ 3 วงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง	7
3.1 วงจรเรียงกระแส	7
3.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส	8
3.1.2 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	8
3.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์	11
3.2 ฟิวส์	12
3.3 RFI อินพุตฟิลเตอร์	12
บทที่ 4 วงจรสวิตชิงแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง	13
4.1 เพาเวอร์มอสเฟต	13
4.1.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	14
4.1.2 เสียงไชของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	15
4.1.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต	15
4.1.4 การกำหนดค่าเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	17
4.1.5 ข้อพิจารณาการใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต	19
4.2 ไอซีเบอร์ TL 494	20
4.2.1 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	21

4.2.2	การกำหนดค่าแคดไทม์	22
4.2.3	การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของ ไอซี	22
4.3	ไอซีเบอร์ IR 2113	24
4.4	หม้อแปลงแบบฟิลล์	25
บทที่ 5	หม้อแปลงสวิตซิ่ง	26
5.1	ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	26
5.1.1	แกนเฟอร์ไรต์	26
5.1.2	บอบขึ้น	27
5.1.3	ลวดทองแดงอาบนํ้ายา	27
5.1.4	เทปฉนวน	27
5.2	การออกแบบหม้อแปลงสวิตซิ่ง	27
5.2.1	การเลือกแกนเฟอร์ไรต์	27
5.2.2	การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง	29
5.3	ปัญหาที่พบทั่วไปในการออกแบบ	30
5.4	ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	30
5.5	การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	31
5.5.1	ผลจากการนำกระแสแค้ผิวของขดลวดทองแดง	32
5.5.2	ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด	34
5.6	วงจรสับเบอร์	35
บทที่ 6	วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต	37
6.1	ลักษณะของวงจรเรียงกระแสของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซิ่ง	37
6.1.1	ไดโอดชนิดฟาสต์และวารีฟาสต์	37
6.2	การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต	38
6.3	การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต	40
บทที่ 7	ผลการทดลองและรูปคลื่นแสดงผลการทดลอง	42
บทที่ 8	บทวิเคราะห์และสรุปการทดลอง	67
	ภาคผนวก	
	กิตติกรรมประกาศ	
	เอกสารอ้างอิง	

สารบัญญาน

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิทซ์แบบทั่วไป	2
รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิทซ์แบบใช้หม้อแปลงควบคุม	2
รูปที่ 2.3 แสดงหม้อแปลงควบคุมแบบแกนเดี่ยว	3
รูปที่ 2.4 แสดงหม้อแปลงควบคุมแบบ 2 แกน	4
รูปที่ 2.5 แสดงการต่อวงจรของ โครงงาน	6
รูปที่ 3.1 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทซ์	7
รูปที่ 3.2 แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาท์พุตของวงจรเรียงกระแสที่ได้ ที่โหลด และตัวต้านทานจำกัดกระแสค่าต่างๆ	8
รูปที่ 4.1 แสดงการทำงานของวงจรสวิทซ์	13
รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	14
รูปที่ 4.3 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	16
รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟต ถูกไบแอสให้นำกระแส	16
รูปที่ 4.5 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	17
รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลา	18
รูปที่ 4.7 แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกัลพอดอกซ์ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	20
รูปที่ 4.8 แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกัลพอดอกซ์ SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	20
รูปที่ 4.9 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL 494	21
รูปที่ 4.10 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_C ในการกำหนดความถี่	21
รูปที่ 4.11 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	22
รูปที่ 4.12 แสดงลักษณะการเลือกไอซีเอาท์พุตของ TL 494	23
รูปที่ 4.13 แสดงการต่อ ไอซีเบอร์ TL 494	24
รูปที่ 4.14 แสดงการต่อ ไอซีเบอร์ IR 2113	24
รูปที่ 4.15 แสดงการต่อหม้อแปลงแบบพัลส์	25
รูปที่ 5.1 แสดงการต่ออนุกรมกันของหม้อแปลงกำลังและหม้อแปลงควบคุม	26
รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส	28
รูปที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	31

รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดง	32
รูปที่ 5.5 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส	32
รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะการเกิดฟลักซ์รั่วไหล	34
รูปที่ 5.7 แสดงการต่อวงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน	35
รูปที่ 6.1 แสดงการต่อวงจรเรียงกระแส	37
รูปที่ 7.1 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมทรานซิชันของมอเตอร์เฟด (NOLOAD)	47
รูปที่ 7.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมขดลวดไพรมารีขงหม้อแปลงกำลัง (NOLOAD)	47
รูปที่ 7.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต (NOLOAD)	48
รูปที่ 7.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมทรานซิชันของมอเตอร์เฟด (FULL LOAD)	48
รูปที่ 7.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมขดลวดไพรมารีของหม้อแปลงกำลัง (FULL LOAD)	49
รูปที่ 7.6 แสดงรูปคลื่นกระแสไพรมารี (FULL LOAD)	49
รูปที่ 7.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต (FULL LOAD)	50
รูปที่ 7.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันอินพุต (FULL LOAD)	50
รูปที่ 7.9 แสดงรูปคลื่นกระแสอินพุต (FULL LOAD)	51
รูปที่ 7.10 แสดงรูปคลื่นวัตต์อินพุต (FULL LOAD)	51
รูปที่ 7.11 แสดงรูปคลื่นฮาร์โมนิกแรงดันอินพุต (NOLOAD)	52
รูปที่ 7.12 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (NOLOAD)	52
รูปที่ 7.13 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (NOLOAD)	53
รูปที่ 7.14 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 1 แฉว)	53
รูปที่ 7.15 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 1 แฉว)	54
รูปที่ 7.16 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 2 แฉว)	54
รูปที่ 7.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 2 แฉว)	55
รูปที่ 7.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 3 แฉว)	55
รูปที่ 7.19 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 3 แฉว)	56
รูปที่ 7.20 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 4 แฉว) เริ่มมีการควบคุม	56
รูปที่ 7.21 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 4 แฉว) เริ่มมีการควบคุม	57
รูปที่ 7.22 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 5 แฉว) มีการควบคุม	57
รูปที่ 7.23 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 5 แฉว) มีการควบคุม	58
รูปที่ 7.24 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 6 แฉว) มีการควบคุม	58
รูปที่ 7.25 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 6 แฉว) มีการควบคุม	59
รูปที่ 7.26 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (FULL LOAD) มีการควบคุม	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.27 แสดงรูปคลื่นแรงดันคั่นคร่อมรีแอ็คเตอร์ (FULL LOAD) มีการควบคุม	60
รูปที่ 7.28 แสดงรูปคลื่นกระแสไพรมารี (FULL LOAD)มีการควบคุม	60
รูปที่ 7.29 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต AC (FULL LOAD)มีการควบคุม	61
รูปที่ 7.30 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต DC (FULL LOAD)มีการควบคุม	61
รูปที่ 7.31 แสดงรูปหน้ากล้องขึ้นงาน	62
รูปที่ 7.32 แสดงรูปวงจรโดยรวมของขึ้นงาน	62
รูปที่ 7.33 แสดงรูปวงจรเรกติไฟเออร์อินพุตของขึ้นงาน	63
รูปที่ 7.34 แสดงรูปวงจรส่วนของวงจรสวิทซ์และฟิลเตอร์ของขึ้นงาน	63
รูปที่ 7.35 แสดงรูปวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ของขึ้นงาน	64
รูปที่ 7.36 แสดงรูปแหล่งจ่ายไฟ DC ของขึ้นงาน	64
รูปที่ 7.37 แสดงรูปวงจรสับเบอร์และฟิลเตอร์ของขึ้นงาน	65
รูปที่ 7.38 แสดงรูปวงจรหม้อแปลงกำลัง, ไดโอดเรกติไฟเออร์เอาต์พุต และ ไซค์เอาต์พุตของขึ้นงาน	65
รูปที่ 7.39 แสดงรูปวงจรหม้อแปลงควบคุมของขึ้นงาน	66
รูปที่ 7.40 แสดงรูปโหลดภาระที่ใช้ทดลอง	66



สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 5.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆของลวดทองแดงอาบนํ้าชา	33
ตาราง 7.1 แสดงผลการทดลองขณะไร้ภาระ(NO LOAD)	42
ตาราง 7.2 แสดงฮาร์โมนิกขณะทำการทดลองไร้ภาระ(NO LOAD)	43
ตาราง 7.3 แสดงผลการทดลองขณะมีภาระ (FULL LOAD)	44
ตาราง 7.4 แสดงฮาร์โมนิกขณะทำการทดลองมีภาระ(FULL LOAD)	45
ตาราง 7.5 แสดงผลการทดลอง(ไม่ใส่รีแอคเตอร์)	46
ตาราง 7.6 แสดงผลการทดลอง(ใส่รีแอคเตอร์)	46



บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาไปสู่เทคโนโลยีแบบใหม่โดยการนำหลักการของการสวิตชิงมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟเรียกว่า แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง(Switching Power Supply) ซึ่งจะเป็นลักษณะการใช้งานที่ความถี่สูง ซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงกำลัง โดยให้ไฟสลับแรงดันสูงต่อเข้าวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันโดยตรง จะได้เป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูงจากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิงและหม้อแปลงเพื่อแปลงกลับไปเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุตเพื่อกรองให้ได้แรงดันไฟตามต้องการ แต่ในอดีตการใช้แหล่งจ่ายไฟ(Power Supply) โดยทั่วไป จะเป็นลักษณะของแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ (Linear Power Supply) ซึ่งในระบบลิเนียร์จะใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำมาใช้ในการเปลี่ยนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันใช้งานตามที่ต้องการ และส่วนของวงจรเรียงกระแส ฟิวเตอร์ และเรกูเลเตอร์ตามลำดับ แต่ว่าหม้อแปลงที่ใช้งานที่ความถี่ต่ำจะมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และมีประสิทธิภาพต่ำ

ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่ความถี่สูงคือจะมีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากส่วนอินพุตเรกูเลเตอร์จะทำงานโดยไม่มีภาระเสตตลอดเวลา ในลักษณะสวิตชิงจะมีแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์เหล่านี้ น้อยมากทำให้มีกำลังสูญเสียต่ำ ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายแบบนี้จึงมีค่าสูงประมาณ 70 -80 เปอร์เซ็นต์ และเนื่องจากทำงานที่ความถี่สูง จึงทำให้อุปกรณ์ต่างๆมีขนาดเล็ก น้ำหนักต่อหน่วยกำลังงานต่ำ

ข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงคือ แรงดันเอาต์พุตจะมีการกระเพื่อม และในส่วนของ การสวิตชิงจะสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กและวิทยุ(EMI / RFI) ซึ่งจะไปรบกวนการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ เช่น วิทยุ โทรทัศน์ เครื่องมือวัดต่างๆ ระบบคอมพิวเตอร์ ระบบการสื่อสาร และระบบควบคุมต่างๆ แต่ทั้งนี้ก็มีวงจรอิเล็กทรอนิกส์สำหรับขจัดปัญหาสัญญาณรบกวนดังกล่าว รวมถึงการกระเพื่อมของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตด้วย

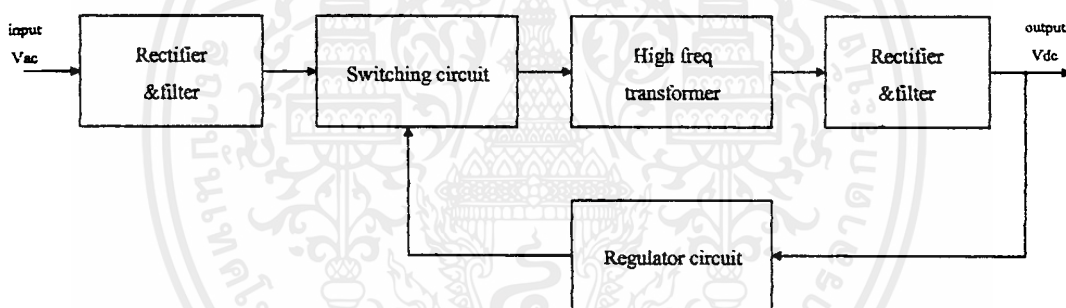
แต่อย่างไรก็ตาม ประสิทธิภาพของการแปลงพลังงานยังมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับแบบอื่น จึงถูกพัฒนาด้วยการใช้ PWM(Pulse Width Modulation) ควบคุม ในการเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงขึ้นเป็นสำคัญ นอกจากนี้ยังสามารถแก้ไขให้มีการออกแบบอุปกรณ์นี้เป็นไปตามมาตรฐาน ซึ่งเป็นผลดีอย่างยิ่ง สำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงนั้นจะมีการควบคุมระดับศักดาไฟฟ้าให้คงที่ได้โดยการปรับค่าเวลาเดดไทม์ของสัญญาณ PWM แต่สำหรับโครงการนี้จะใช้หลักการของหม้อแปลงมาใช้ในการควบคุมคือ หม้อแปลงคอนโทรลมาควบคุมแทน

บทที่ 2

หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

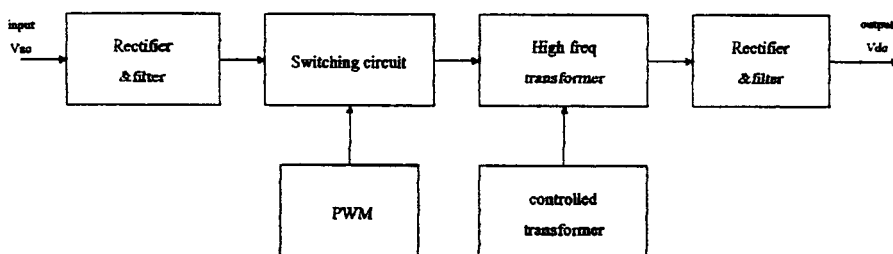
ระบบของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงซึ่งโดยทั่วไปจะประกอบด้วยส่วนประกอบหลักๆดังนี้

1. วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต (Input Rectifier and Filter Circuit) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
 2. วงจรสวิตชิง ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
 3. หม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงค่าหนึ่งไปยังระดับตามต้องการที่ความถี่สูงเดียวกัน
 4. วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตามต้องการ
- ซึ่งทั้ง 4 วงจร แสดงออกมาเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูป



รูปที่ 2.1 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแบบทั่วไป

ส่วนโครงงานชิ้นนี้จะเป็นอีกลักษณะหนึ่งของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ซึ่งมีข้อแตกต่างกับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบเดิมตรงที่การควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ ซึ่งการควบคุมแบบเดิมนั้นจะใช้การเปลี่ยนเดดไทม์ (Dead Time) ของการสวิตชิง แต่โครงงานชิ้นนี้จะใช้หลักการของหม้อแปลงมาควบคุมแทน ซึ่งจะทำให้การควบคุมเสถียรภาพของโครงงานดีขึ้น โดยจะมีหลักการทำงานดังรูป



รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบใช้หม้อแปลงควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

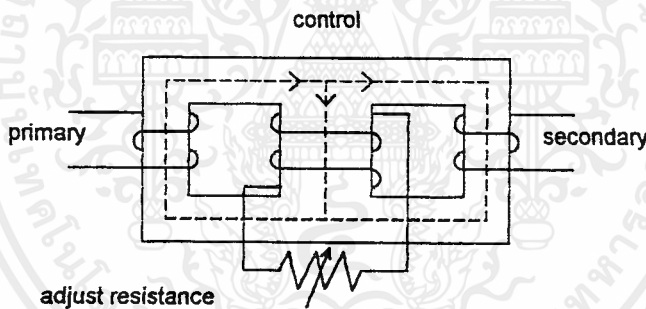
2.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟสวิทชิงแบบใช้หม้อแปลงควบคุม

ในโครงการนี้ แหล่งจ่ายไฟสวิทชิงถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรง 310 โวลต์ โดยผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ และทำการชาร์จประจุที่ตัวเก็บประจุซึ่งเป็นฟิลเตอร์ของส่วนอินพุตทำการกรองให้แรงดันไฟเรียบยิ่งขึ้น(และมีประโยชน์ในการช่วยจ่ายแรงดันแอดพุต เมื่อค่านไฟสลับมีการกระเพื่อมหรือมีค่าตกลงมา) เพื่อส่งไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยในส่วนของคอนเวอร์เตอร์จะมีเพาเวอร์มอสเฟตเป็นตัวตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 50 กิโลเฮิร์ต จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิทชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้

2.2 การควบคุมการส่งผ่านพลังงานโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวควบคุม

จะแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อใหญ่คือ

2.2.1 หม้อแปลงที่ใช้การควบคุมแบบแกนเดี่ยว

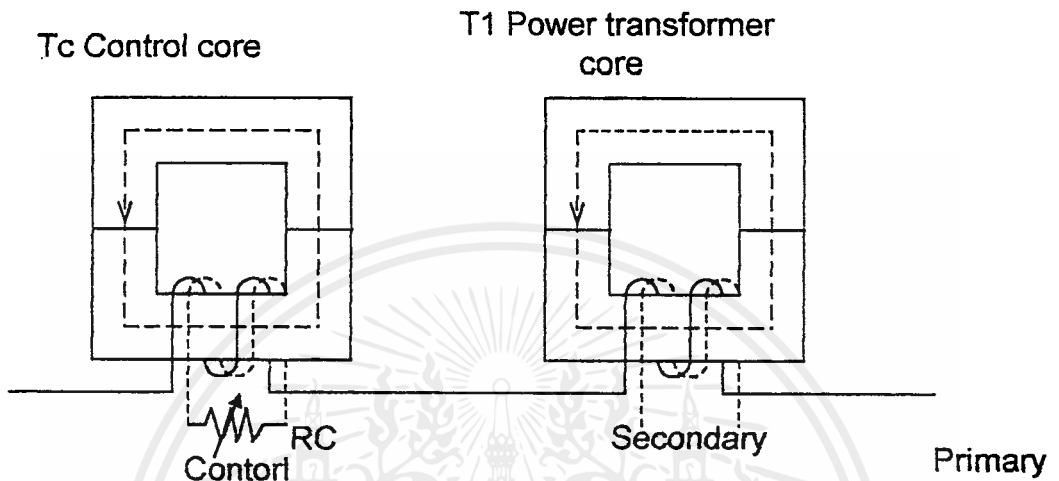


รูปที่ 2.3 แสดงหม้อแปลงควบคุมแบบแกนเดี่ยว

ในรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นลักษณะการควบคุมหม้อแปลงที่ใช้แกนรูปตัว E ขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิจะพันอยู่บนแกนด้านนอกทั้งสองของหม้อแปลง ส่วนขดลวดควบคุมจะพันอยู่ที่แกนกลางของหม้อแปลง ฟลักซ์แม่เหล็กที่สร้างโดยแรงดันด้านปฐมภูมิจะถูกแยกออกเป็นส่วนของทุติยภูมิกับ ส่วนที่ผ่านขากลางของหม้อแปลง การเปลี่ยนค่ารีลักซ์แทนท์แม่เหล็กที่ขากลาง (ระหว่างด้านปฐมภูมิกับทุติยภูมิ) จะทำให้สามารถควบคุมและกำหนดค่าพลังงานทางด้านทุติยภูมิได้ ซึ่งค่ารีลักซ์แทนท์แม่เหล็กที่ขากลางนี้จะสามารถควบคุมทางไฟฟ้า โดยการใช้ความต้านทานที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ ในกรณีอุดมคตินั้นเมื่อกำหนดให้ $R=0$ จะไม่มีฟลักซ์กระแสสลับไหลผ่านขากลางของหม้อแปลงและส่วนของปฐมภูมิกับทุติยภูมิจะเข้าคู่กันอย่างสมบูรณ์

เมื่อเพิ่มค่าให้กับตัวต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ฟลักซ์จะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่ผ่านขากลาง และส่วนที่ผ่านด้านทุติยภูมิ (ซึ่งจะมีค่าลดลงจากเดิมที่ $R=0$) ดังนั้นแรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำในด้านทุติยภูมิก็จะถูกลดลงไปด้วย

2.2.2 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกน 2 แกน



รูปที่ 2.4 แสดงหม้อแปลงที่ควบคุมแบบ 2 แกน

ยังมีอีก 2 แนวทางที่เพิ่มเข้ามาในการควบคุมหม้อแปลงโดยการใช้แกนเดี่ยว 2 แกนซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะการพันขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งการต่อเชื่อมแบบอนุกรมจะเหมาะสมมากที่สุดสำหรับการควบคุมหม้อแปลงในรูปที่ 2.4 แสดงให้เห็นถึงลักษณะการพันขดลวดแบบต่อเชื่อมอนุกรม ซึ่งขดลวดปฐมภูมิจะพันลงบนแต่ละแกน และจะต่อเชื่อมกันแบบอนุกรมในขณะที่ขดลวดควบคุมเปิดวงจรอยู่ แรงดันขดลวดปฐมภูมิจะถูกใช้เพื่อส่วนใหญ่จะข้ามด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกำลัง และจะเกิดการส่งผ่านพลังงานอย่างง่ายดาย ส่วนเมื่อขดลวดควบคุมเปิดวงจร (R_c จะมีค่าไม่จำกัด) พลังงานที่ถูกส่งผ่านจะถูกบล็อกโดยแมกนีโตอินดักซ์แดนซ์ของแกนควบคุมจะมีค่ามาก เพราะว่ากระแสปฐมภูมิของ T_1 จะถูกจำกัดโดยกระแสแมกนีโตอินดักซ์ (T_c) ซึ่งจะมีค่าน้อยมากเมื่อ T_c ไม่อิ่มตัว

ดังนั้นการควบคุมค่าของตัวต้านทาน R_c จะทำให้สามารถควบคุมพลังงานที่ถูกส่งผ่านจากด้านปฐมภูมิไปยังด้านทุติยภูมิได้และยังสามารถกำหนดแรงดันเอาต์พุตได้ การอิ่มตัวของแกนควบคุมจะไม่เป็นอุปสรรคกับฟลักซ์ที่ต่อระหว่างปฐมภูมิและทุติยภูมิเพราะพลังงานของฟลักซ์ที่ถูกส่งผ่านกับที่ถูกควบคุมแยกจากกัน ซึ่งต่อไปขดลวด 2 ขด สามารถแทรกอยู่ในโครงสร้างเลยเพื่อที่จะได้รับการต่อที่ดี ซึ่งจะทำให้ได้ประสิทธิภาพของพลังงานที่ดีขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อพลังงานเอาต์พุตมีค่ามาก จากเหตุผลที่กล่าวมานี้ทำให้ลักษณะการต่อเชื่อมแบบอนุกรมจะถูกใช้ต่อไป

2.2.3 มอเตอร์ที่ควบคุมแบบเชิงเส้น

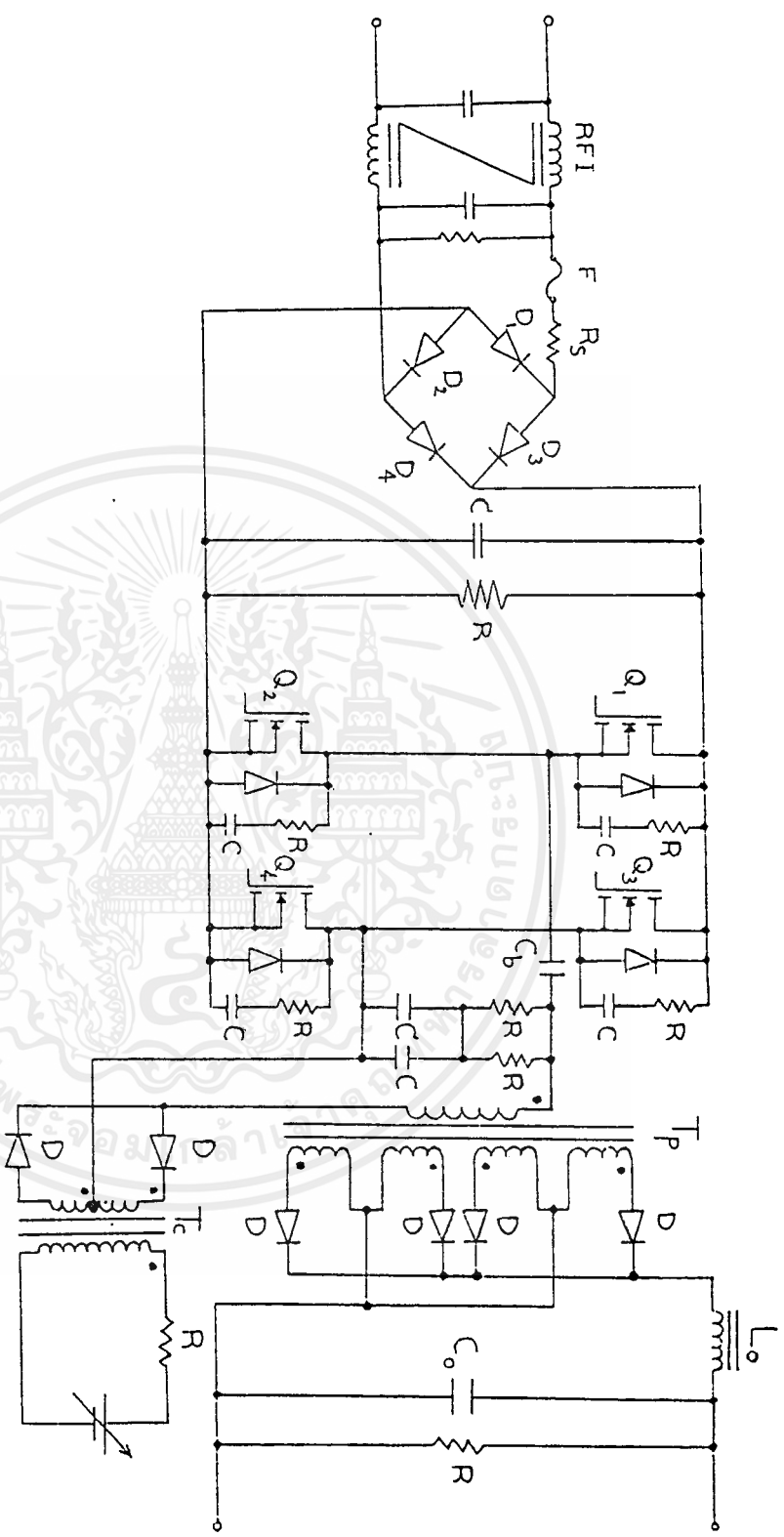
โดยปกติแล้วหน้าที่ของการควบคุมมอเตอร์คือสามารถปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้เพื่อรองรับการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดโดยการควบคุมความต้านทาน R_c ในขดลวดควบคุมต่อมาความต้านทาน R_c จะถูกพัฒนาไปเป็นมอสเฟต (MOSFET) ซึ่งคิวตี้ไซเคิลของแรงดันทุติยภูมิของมอเตอร์กำลัง จะถูกควบคุมและแรงดันเอาต์พุตสามารถปรับค่าได้ แต่อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของวงจรก็ยังมีค่าซึ่งก็จะสามารถแก้ไขได้โดยการใช้การควบคุมแบบ PWM เพื่อควบคุมมอเตอร์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพให้ดีขึ้น

จากที่แสดงหลักการของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแบบใช้มอเตอร์ควบคุมจะเห็นว่า ถ้านำหลักการของมอเตอร์ควบคุมแบบเชิงเส้นมาใช้จะทำให้ได้การรักษาระดับศักย์ไฟฟ้าที่ดีที่สุดจึงนำมาใช้ในโครงการนี้

2.3 หลักการทำงานของมอเตอร์ที่ควบคุมที่ต่ออนุกรมกัน

จุดประสงค์ของการนำมอเตอร์มาต่ออนุกรมกันก็เพื่อที่จะต้องการแรงดันตกคร่อมมอเตอร์ตัวที่ใช้งาน (มอเตอร์กำลัง) ให้มีค่าคงที่ ไม่ว่าจะแรงดันอินพุตรวมของมอเตอร์ทั้งสองตัวจะมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันสภาวะปกติ คือแรงดันที่ส่วนที่มากหรือน้อยกว่าปกติจะไปตกคร่อมมอเตอร์ควบคุม

การที่จะให้แรงดันตกคร่อมมอเตอร์ควบคุมมากหรือน้อยนั้นสามารถทำได้โดยควบคุมการอิ่มตัวของมอเตอร์ คือการที่มอเตอร์อยู่ในสภาวะอิ่มตัว แรงดันที่ตกคร่อมด้านปฐมภูมิของมอเตอร์จะลดต่ำลงมากและในสภาวะปกติก็จะมีแรงดันตกคร่อมที่ค่าหนึ่ง ดังนั้นจึงอาศัยการควบคุมการอิ่มตัวของมอเตอร์ควบคุมในการรักษาระดับแรงดันของมอเตอร์กำลังได้ ทำได้โดยการเพิ่มหรือลดกระแสซึ่งเป็นผลจากการลัดวงจรทางด้านทุติยภูมิของมอเตอร์ควบคุม ในโครงการนี้จะใช้การควบคุมแบบ PWM โดยใช้ความแคบ-กว้างของพัลส์ ซึ่งจะมีผลต่อกระแสและการอิ่มตัวของมอเตอร์ควบคุม



รูปที่ 2.5 แสดงการต่อวงจรของโครงการ

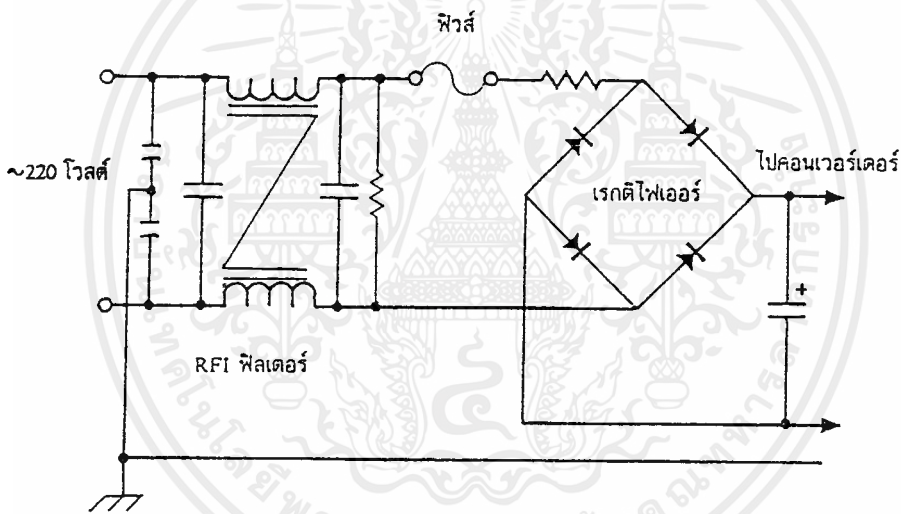
- RFI = 220 V, 15 A
- F = 10 A
- RS = 0.5 Ω, 40 W
- D1, D2, D3, D4 = Full Bridge 1000 V, 25 A
- C1 = 2000 μF, 500 V
- R1 = 50 kΩ
- Q1, Q2, Q3, Q4 = ITRF 450
- R = 100 Ω, 10 W
- C = 223 F
- C0 = 3000 μF, 200 V
- RO = 1 kΩ, 10 W
- RS = 3.667 Ω, 15W
- VB = 0 - 30 V dc
- Tp = EE 55
- Tc = Magnetic J(U-U)

บทที่ 3

วงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง โดยทั่วไปแล้วจะถูกออกแบบมาให้ใช้กับแรงดันไฟสลับ 110 หรือ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยในวงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง ตัวอย่างการจัดวงจรที่อินพุตของแหล่งจ่ายแบบสวิตชิ่งแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ

1. วงจรเรียงกระแส (Rectifier)
2. ฟิวส์ (Fuse)
3. RFI ฟิวเตอร์ (RFI Input Filter)



รูปที่ 3.1 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

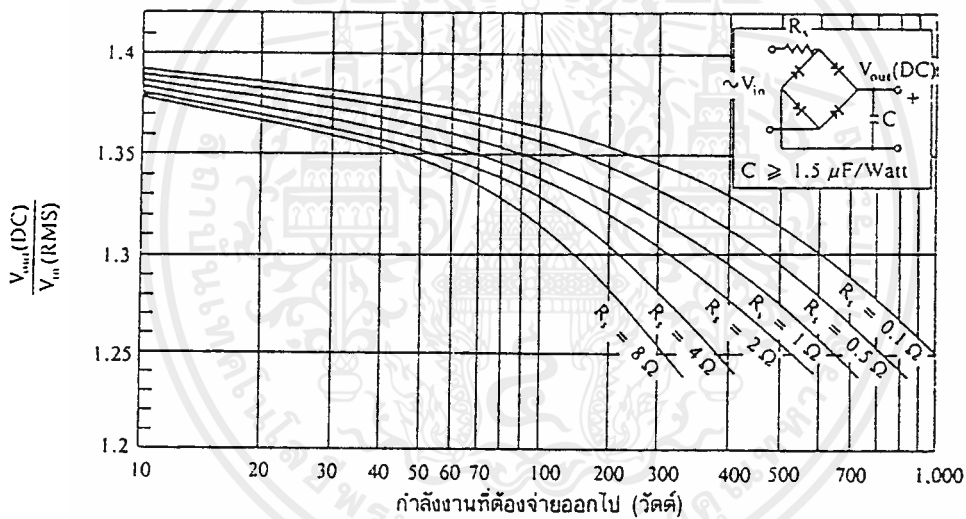
3.1 วงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแส นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิวเตอร์ วงจรเรียงกระแสประกอบด้วย อุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส ตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ และไดโอดเรกติไฟเออร์ วงจรเรียงกระแสมีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

3.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส

ตัวต้านทานจำกัดกระแสมีประโยชน์มากในวงจรเรียงกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วย การกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแสไว้ในวงจรจะทำให้กระแสไหลในขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้าๆ และลดกระแสกระชาก ตัวต้านทานต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากวงจรเรียงกระแสที่มีตัวเก็บประจุเป็นตัวกรองนั้นค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของความต้านทาน และกำลังงานของวงจรเรียงกระแสที่จ่ายออกไป ดังแสดงในรูปที่ 3.2

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส จะทำให้ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน การกำหนดค่าตัวต้านทาน จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งด้วย



รูปที่ 3.2 แสดงค่าเฉลี่ยของแรงดัน ไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสที่ได้ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแสค่าต่างๆ

3.1.2 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีความเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอดตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรเรียงกระแสจะเป็นลักษณะของการชาร์จและคายประจุ ซึ่งค่าของกระแสขณะชาร์จและคายประจุมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุ และภาวะของโหลดที่เอาต์พุต

การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่ใช้กับวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ โดยเฉลี่ยแล้วต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ อย่างไรก็ตามเงื่อนไขยังไม่เพียงพอจะต้องพิจารณาปัจจัยอื่นๆด้วย ดังต่อไปนี้

1. อัตราทนกระแสกระเพื่อมของตัวเก็บประจุ(RMS Ripple Current Rating)

กระแสกระเพื่อมในตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เกิดจากการชาร์จและคายประจุของตัวเก็บประจุงานปกติแล้วผู้ผลิตจะระบุอัตราทนเอง ค่ากระแสกระเพื่อมของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ทำให้ตัวเก็บประจุร้อนและลดอายุการใช้กระแสกระเพื่อมมาให้

2. การกระเพื่อมที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส(Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสจะมีผลต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสมีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป และทำให้แรงดันไฟสลับในช่วงอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแคบลง ปกติการออกแบบจะกำหนดให้ค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันที่ได้จากรูปที่ 3.2

ค่าของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ คำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad \text{.....(3.1)}$$

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส อาร์เอ็มเอสแอมป์

Δt คือ ช่วงเวลาที่ คายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่วงจรเรียงกระแสด้านอินพุต

โดยค่า หากาก

$$I_e = \frac{P_{IN}}{V_{IN(rms)}} \quad \text{.....(3.2)}$$

เมื่อ P_{IN} คือ กำลังงานที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุต วัตต์

$V_{IN(rms)}$ คือ ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต อาร์เอ็มเอสโวลต์

3. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Hold-up Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ยังสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับที่ต่ำกว่ากำหนด และเพื่อให้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีค่าโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุจะต้องมีค่ามากพอเพื่อจะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายกระแสแรงดันไฟสลับ ค่าของตัวเก็บประจุสามารถคำนวณได้จาก

$$C = \frac{2P_0 t_H}{\eta (V_s^2 - V_r^2)} \quad \dots (3.3)$$

เมื่อ P_0 คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

η คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

V_s คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

V_r คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

t_H คือ ค่าช่วงเวลาโฮลด์อัฟที่ต้องการ มีค่าประมาณ 0.02 ถึง 0.05 วินาที

4. อัตราหนแรงดัน

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรใช้อัตราหนแรงดันของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่มีแรงดันไฟสลับอินพุต 187 - 264 โวลต์ ตัวเก็บประจุควรมีอัตราหนแรงดันอย่างต่ำที่ 385 โวลต์ หรือ 400 โวลต์ เป็นต้น

5. ขนาดและราคา

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ปกติจะเป็นอิเล็กโทรไลต์ที่อัตราหนแรงดันสูงๆ ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์จะมีขนาดใหญ่และมีราคาแพง การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีอัตราหนแรงดันและค่าความจุสูงเกินไป จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเกินความจำเป็น กินเนื้อที่และขนาดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ขนาดและราคาจึงเป็นปัจจัยหนึ่งที่ต้องพิจารณาก่อนตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเช่นกัน

3.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังนี้

1. ค่ากระแสกระชากสูงสุด (Maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรกติไฟเออร์จะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = \frac{V_{(peak)}}{(R_s + ESR)} \quad \dots(3.4)$$

เมื่อ V_{peak} คือ แรงดันยอดสลับสูงสุดของไฟสลับอินพุต

ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงของค่าตัวเก็บประจุต่ำสุด

R_s คือ ค่าความต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรกติไฟเออร์จะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก ประมาณ 20 - 30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบอัสตรงของมัน ค่าของกระแสกระชากอาจลดลงได้โดยเพิ่มค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส แต่ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทชิงจะลดลงเนื่องจากกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานจำกัดกระแส

2. ค่ากระแสกระชากสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรง (Maximum Forward Current)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสกระชากสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรงของไดโอดเรกติไฟเออร์จึงหาได้จากค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบอัสตรง (Maximum Average Forward Current : I_{FM})

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรกติไฟเออร์จะได้รับขณะทำงาน ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดของไดโอดที่ประมาณ 1.5 - 2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งานด้วย

4. อัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด (V_{RRM})

สำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทชิง ปกติวงจรเรียงกระแสต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดของไดโอด จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับ อย่างไรก็ตาม ควรพิจารณาเพื่อค่าแรงดันไบอัสกลับให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนท์ขึ้นได้ในสายไฟสลับ

3.2 ฟ้าผ่า

ฟ้าผ่ามีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟ้าผ่าเพื่อใช้ในส่วนวงจรเรียงกระแสในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้น ต้องพิจารณาเกี่ยวกับอัตราทนแรงดัน(Voltage Rating) และค่าอัตราทนกระแส(Current Rating) ให้มีความเหมาะสม เพื่อเพิ่มอายุการใช้งานของอุปกรณ์ในวงจร

3.3 RFI อินพุตฟิลเตอร์

การทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจึงจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปยังภายนอกให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวน ที่ใช้กันโดยทั่วไปของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งก็คือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับแรงดันไฟสลับ เพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งที่โหมดความแตกต่าง (Differential Mode) และที่สัญญาณโหมดรวม(Common Mode)

บทที่ 4

วงจรสวิทชิงแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

การสร้างสัญญาณไฟสลับความถี่สูงนั้น จะได้มาจากการสั่งให้อุปกรณ์สวิทชิงทำการสวิทชิงที่ความถี่สูงโดยอุปกรณ์สวิทชิงนั้น โครงการนี้จะเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตในการสวิทชิงที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งการที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำการสวิทชิงได้ก็ต้องมี ไอซี สร้างสัญญาณ PWM ขึ้นซึ่งโครงการนี้ก็เลือกใช้ ไอซี เบอร์ TL 494 แต่เนื่องจากขีดจำกัดของการจ่ายโหลดจึงต้องมีวงจรขับเพื่อรองรับกับโหลดที่เพิ่มขึ้น ซึ่งโครงการนี้จะเลือกใช้ ไอซี เบอร์ IR 2113 ในการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นและยังจะต้องมีการแยกกราวด์ของมอสเฟตแต่ละตัวเพื่อที่จะแยกสัญญาณเกต-ซอร์สของแต่ละวงจรรอบออกจากกัน และยังช่วยกำจัดสัญญาณรบกวน เนื่องจากระบบกราวด์ที่ทำงานร่วมกัน



รูปที่ 4.1 แสดงการทำงานของวงจรสวิทชิง

การทำงานของวงจรสวิทชิงประกอบด้วยอุปกรณ์ต่างๆดังนี้

4.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มเพาเวอร์มอสเฟต ทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม เช่น UC 3842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็ว ในการผลิตสวิทชิงเพาเวอร์ที่แพร่หลายในตลาดอุตสาหกรรมในปัจจุบัน

โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นได้ทั้งในลักษณะ N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตามในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel เท่านั้น

4.1.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาใน ลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูง ความสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

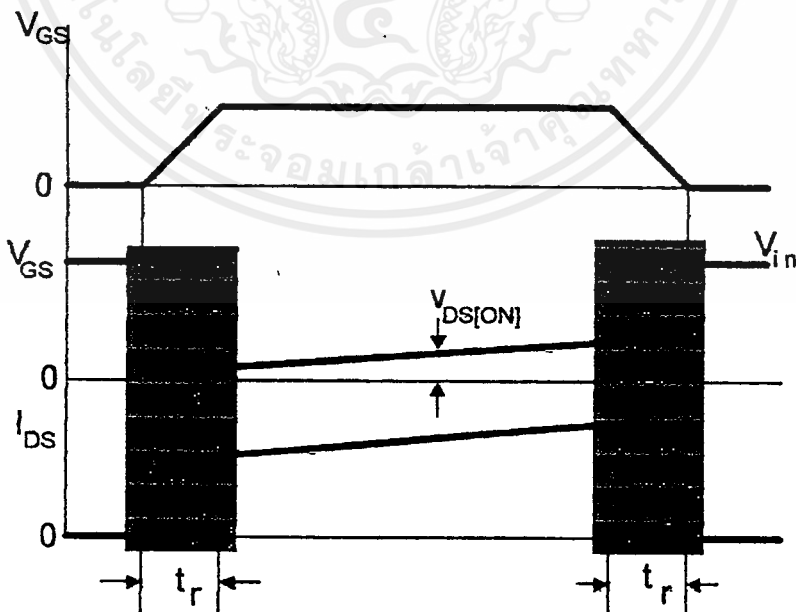
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้ง 2 ช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad \text{Watt} \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

$$P_{SW(on)} = 0.5 I_{PK(on)} V_{in} t_r / T \quad \text{Watt} \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

$$P_{SW(off)} = 0.5 I_{PK(off)} V_{in} t_f / T \quad \text{Watt} \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

$$P_C = I_{D(rms)}^2 \cdot R_{DS(on)}(T_j) \quad \text{Watt} \quad \dots\dots\dots(4.4)$$



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส (ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง)

$P_{SW(on)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$P_{SW(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
P_C	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$0.5 I_{PK(on)}$	คือ กระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
$0.5 I_{PK(off)}$	คือ กระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
$I_{D(rms)}$	คือ กระแสอาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
$R_{DSon}(T_j)$	คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงาน
t_r	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
t_f	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

หมายเหตุ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสในคาட்சิตของผู้ผลิตส่วนใหญ่มีกระบวนมาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น t_r และ t_f แทน t_{on} และ t_{off} เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

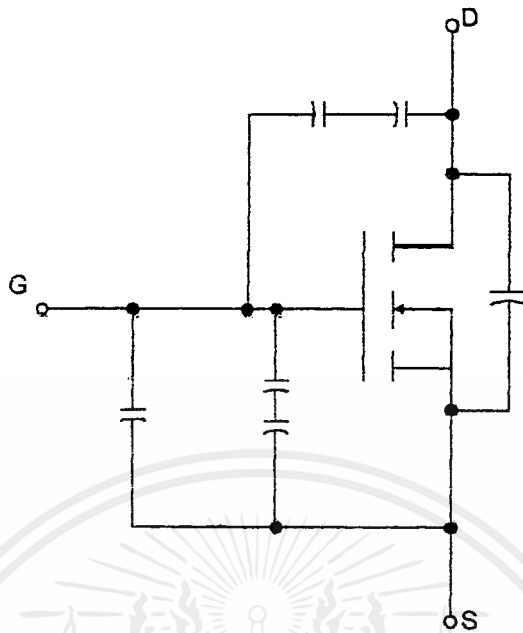
4.1.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากการมีเงื่อนไขการไบอัสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเลกเตอร์และอีมิเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอีมิเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตามเพื่อให้มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆสำหรับการบังคับเพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเป็นอันดับแรกเสียก่อน

4.1.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต

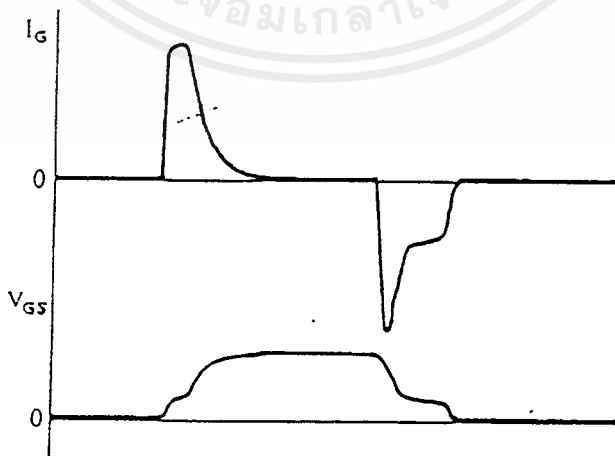
เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆขาต่างๆของมันดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงตัวเก็บประจุแฝงอยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันที่คกคร่อมขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 4.4

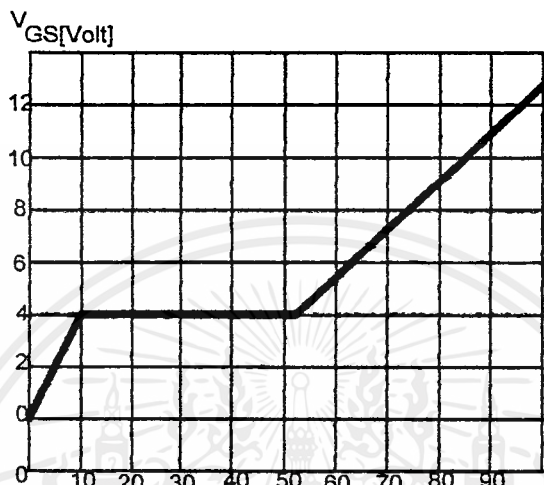
โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส

4.1.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตจะให้กราฟค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในค้ำชีตด้วย (รูปที่ 4.5) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการ คำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต

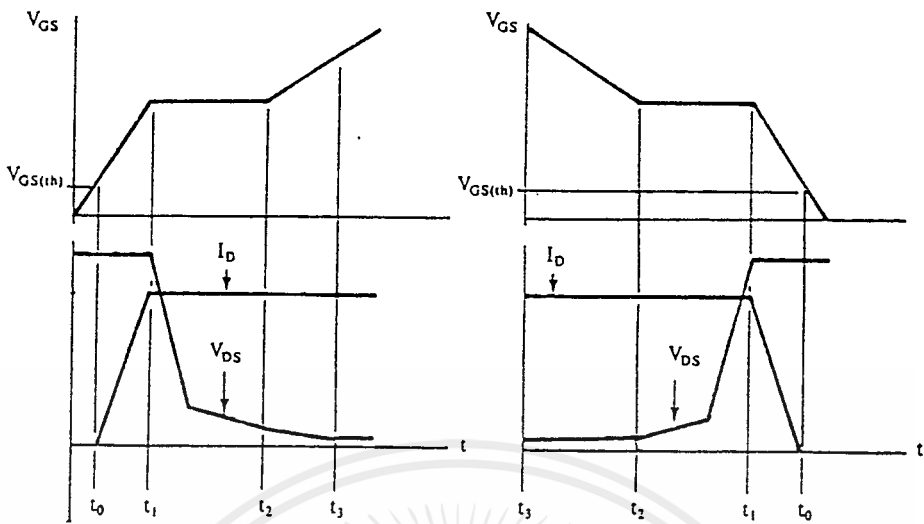


รูปที่ 4.5 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

ลักษณะของกราฟแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (Turn-on Delay Time)
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Rise Time)
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (Excess Charge Time)

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มซาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาน่าก่อนเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สเป็นเวลา t_0 ค่าของแรงดันจะไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันคกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง แรงดันที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 4.6 ในเวลาสะสมประจุส่วนเกินค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุดำเนินไปในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 แต่ประจุที่สะสมเพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลานานในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็นจะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นด้วย



รูปที่ 4.6 แสดงการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการนำกระแส (g) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ MOSFET (ข)

เนื่องจากเพาเวอร์ MOSFET ไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะเริ่มนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์ MOSFET จึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไป เช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุมีค่าเท่ากัน ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 การเริ่มหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลานอน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาดำเนินการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟรูปที่ 4.5 ของเพาเวอร์ MOSFET แต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลานำกระแส t_r และช่วงเวลารับหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \quad \dots(4.5)$$

เมื่อ Q_G คือค่าประจุที่จากกราฟ คูลอมป์

I_G คือค่ากระแสที่ได้จากชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ แอมป์

หมายเหตุ กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากการวัดผู้ผลิตจะให้กระแสเกต I_G สำหรับชาร์จประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์ MOSFET อาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลที่นอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart ซึ่งจะไม่บอกค่าในที่นี้ อย่างไรก็ตาม ถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์ MOSFET ให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการที่ 4.5 ก็นับว่าได้ใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์ MOSFET ให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์ MOSFET จะต้องมีลักษณะของการจ่ายและนำกระแส (Source and



Sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์เพื่อให้แรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{GS} ค่ามากพอ เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ (ประมาณ 10 โวลต์)

4.1.5 ข้อพิจารณาการใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $V_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลงต่างจากกรณีของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสจะไหลมากยิ่งขึ้น ซึ่งมักจะเกิดการพังเสียหายได้อย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

พิสัยปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังที่ปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะ ดังนี้คือ

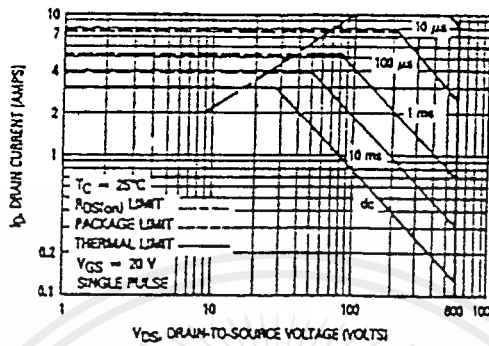
1. ขีดจำกัดของแรงดันคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain-Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_D สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้เกิด โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต แสดงไว้ในรูปที่ 4.7 และเช่นเดียวกันกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิสัยของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญ และผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งานทุกครั้ง รวมถึงการป้องกันการเกิดเงื่อนไขที่จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังเกิดการเสียหายได้ขณะทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วย

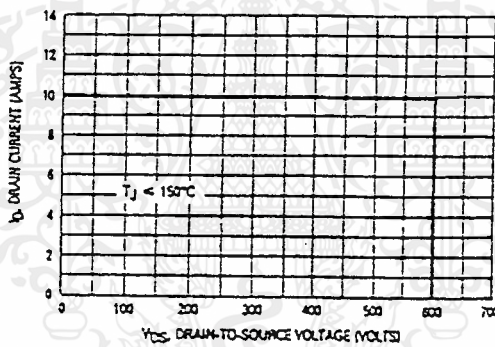
พิสัยปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operating Area) เป็นกราฟแสดงพิสัยกระแสและแรงดันใช้งานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิสัยปลอดภัยทั้งในช่วงเวลาเริ่มจะนำกระแส และช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติกกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตเช่นเดียวกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างกราฟ SSOA แสดงไว้รูปที่ 4.8 และเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แล้วจะเห็นได้ว่า SSOA จะมีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่าและขีดจำกัดกำลังจะอยู่ที่แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแสคร่อม I_D สูงสุดเท่านั้น



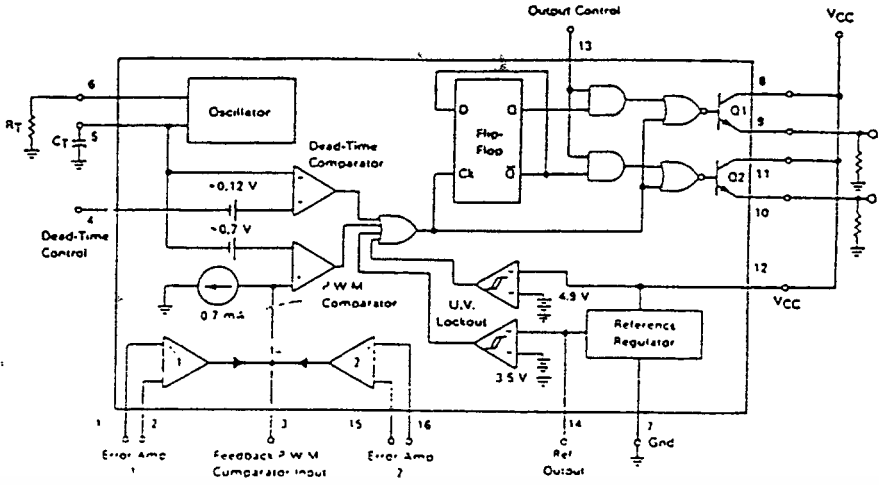
รูปที่ 4.7 แสดงตัวอย่างกราฟพิสัยปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต (ที่มา : Motorola)



รูปที่ 4.8 แสดงตัวอย่างกราฟพิสัยปลอดภัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต (ที่มา : Motorola)

4.2 ไอซีเบอร์ TL 494

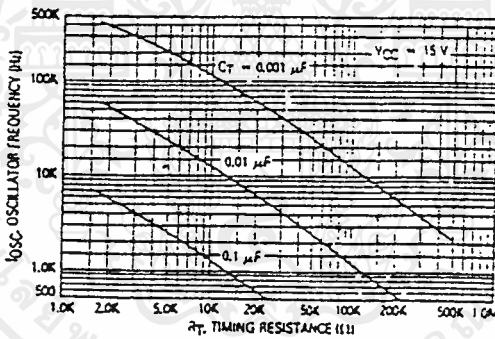
ไอซีเบอร์ TL 494 เป็น ไอซีสำเร็จรูปที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยจะสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมาควบคุมความถี่ให้คงที่ โดยที่ภายในจะสร้างสัญญาณฟันเลื่อย(saw tooth) ขึ้นภายในตัว ไอซี



รูปที่ 4.9 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494

โดยที่ความถี่นี้จะขึ้นอยู่กับส่วนประกอบภายนอก 2 ตัวคือ R_T และ C_T ในซึ่งจะต่อกับขา 5 และ 6 ดังแสดงในรูปด้านล่าง ซึ่งความถี่นี้จะได้จากสมการ

$$f_{osc} = \frac{11}{R_T C_T} \quad \dots\dots(4.6)$$



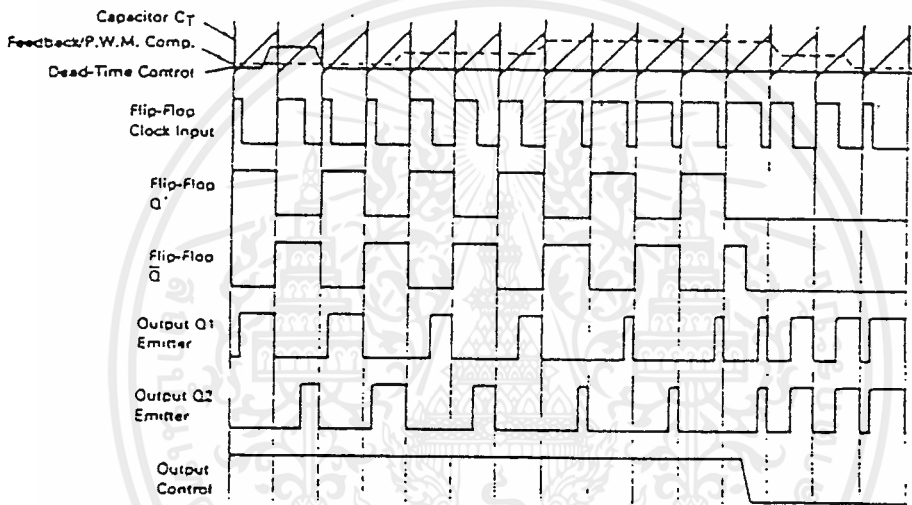
รูปที่ 4.10 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่

4.2.1 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบของสัญญาณพื้นเลี้ยงที่ขาชอร์ต กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายเออเรอร์ (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Computer ส่วนนอร์เกต(NOR Gate) ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_K ของฟลิปฟลอป (Flip-Flop) อยู่ในสถานะ “ low ” เท่านั้นซึ่ง C_K จะเป็น “ Low ” ได้ก็คือเมื่อแรงดันของสัญญาณพื้นเลี้ยงมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรขยายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัวนั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้นความกว้างของเอาต์พุตพัลส์

ของไอซีจะลดลงในทางกลับกัน หากแรงดันป้อนกลับมีค่าลดลงความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรรขยายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอน โหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{CC}-2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ วงจรรขยายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะในสถานะ "High" (Active High) โดยค่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Computer การต่อในลักษณะนี้ วงจรรขยายเออเรอร์ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ ไอซี



รูปที่ 4.11 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

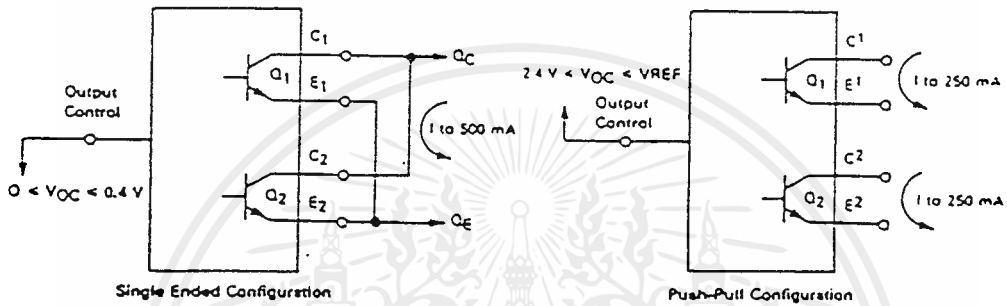
4.2.2 การกำหนดค่าเดดไทม์ (T_D)

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเดดไทม์ T_D ของวงจรมองได้เองด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเดดไทม์สูงสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+5 V_{CC}) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

4.2.3 การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกับทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_T คิซาร์จเอาต์พุตของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

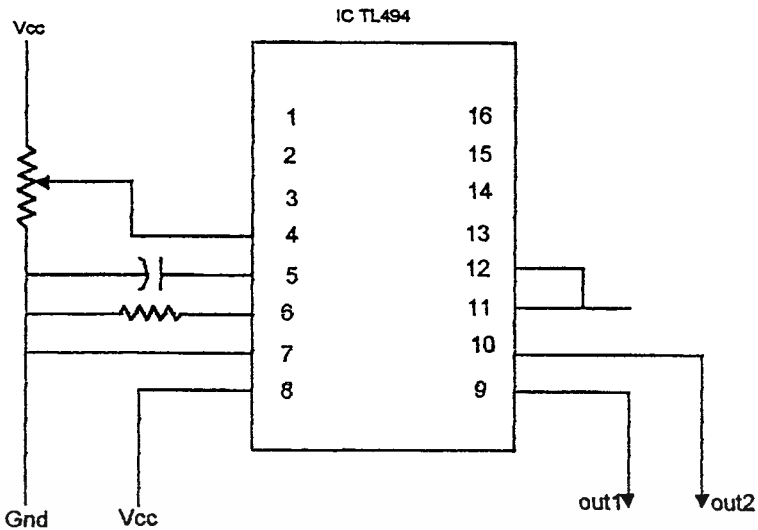
Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C_K จะมีสถานะเป็น "High" และหยุดการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+ 5 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของฟลิปฟล็อป เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพวงพุด ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพินเดียวของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิกฟลิปฟล็อป) Q_1 และ Q_2 จะสามารถทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้นในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพินเดียวของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลา)



รูปที่ 4.12 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL494

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

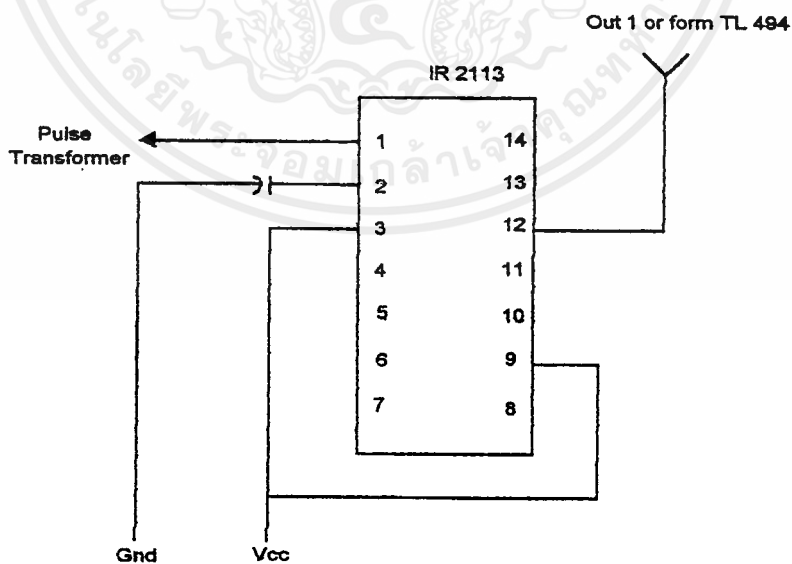
การต่อไอซีเบอร์นี้ขา 5 และขา 6 จะต้องคำนวณจากสูตรด้านบนคือ $f_{OSC} = 1.1/R_T$ เราจะตั้งค่า C_T ไว้ที่ 1 นาโนฟารัด โดยที่โครงการนี้ต้องการความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ เพราะฉะนั้นจะคำนวณจากสูตรได้ค่า $R_T = 1.1$ กิโลโอห์ม ส่วนขา 4 นั้นจะมีไว้เพื่อควบคุมเดดไทม์ของสัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงป้อนเข้าจะใช้ค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้มาเป็นตัวควบคุมระดับแรงดันของสัปดาห์ไฟฟ้า



รูปที่ 4.13 แสดงการต่อ ไอซีเบอร์ TL 494

4.3 ไอซีเบอร์ IR 2113

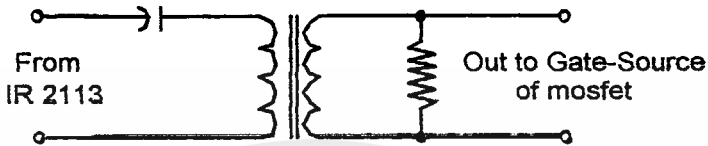
วงจรนี้มีไว้ทำหน้าที่ขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟต ในส่วนของไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ซึ่งจะสวิตช์ตามไอซีเบอร์ TL 494 โดย IR 2113 นี้เป็นไอซีสำเร็จรูปที่จะทำให้สามารถประหยัดขนาดของวงจรขับเคลื่อนให้ลดลงได้ การทำงานของไอซีเบอร์นี้จะขยายให้สัญญาณมีความแรงพอที่จะจ่ายให้กับมอสเฟตได้ สำหรับการต่อวงจรของ IR 2113 ก็จะเป็นดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แสดงการต่อ ไอซีเบอร์ IR 2113

4.4 หม้อแปลงแบบพัลส์

วงจรขับมอสเฟตจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน แต่การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลือนระดับของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลง และอาจมีปัญหาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ จึงต้องต่อวงจรขับหม้อแปลงลักษณะด้านล่าง



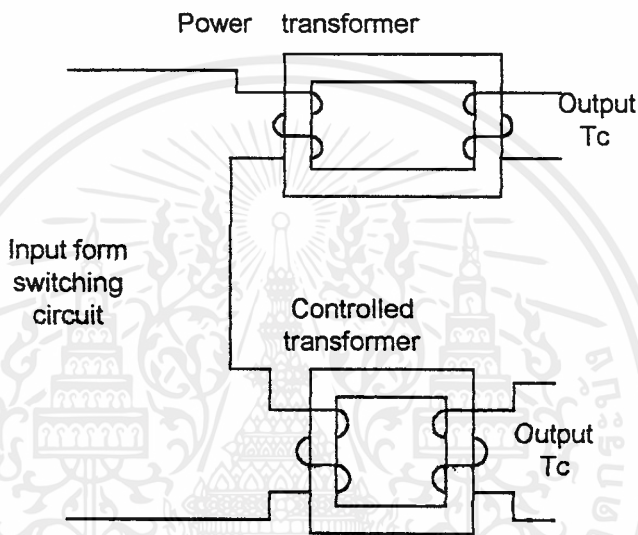
รูปที่ 4.15 แสดงการต่อหม้อแปลงแบบพัลส์



บทที่ 5

หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญมากเนื่องจากเป็นตัวส่งผ่านกำลังงาน และการออกแบบนั้นต้องคำนึงถึงปัจจัยหลายอย่างเช่น ความถี่ ขนาดกำลัง แรงดัน กระแส และปัจจัยอื่นๆอีก โดยหม้อแปลงสวิตชิงที่ใช้ในโครงงานนี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ส่วนของหม้อแปลงกำลัง และหม้อแปลงควบคุม ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในบทนี้



รูปที่ 5.1 แสดงการต่ออนุกรมของหม้อแปลงกำลังและหม้อแปลงควบคุม

5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ให้ มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟต่ำที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตเพื่อความปลอดภัยในการทำงาน ซึ่งมีรายละเอียดของอุปกรณ์ดังนี้

5.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferrromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความแม่เหล็กฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3000

ถึง 4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้หม้อแปลงเป็นแกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้บนแกนสวิตชิงมีรูปร่างแตกต่างกันออกไป ขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

5.1.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากวัสดุชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยในการพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและการบัดกรี

5.1.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จนวนรอบตามต้องการ ส่วนหม้อแปลงสวิตชิงที่ต้องการกำลังสูงๆ จะใช้แผ่นทองแดง ซึ่งการใช้แผ่นทองแดงนั้นจะทำให้การพันง่ายและสะดวกขึ้น ขนาดของขดลวดหรือแผ่นทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ

5.1.4 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้สำหรับพันเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

5.2 การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง

ต้องพิจารณาถึงต่างๆดังนี้

5.2.1 การเลือกแกนเฟอร์ไรต์

สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่นแกนแบบ EE ,EI ,ETD ,Toroid ,UU เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกน

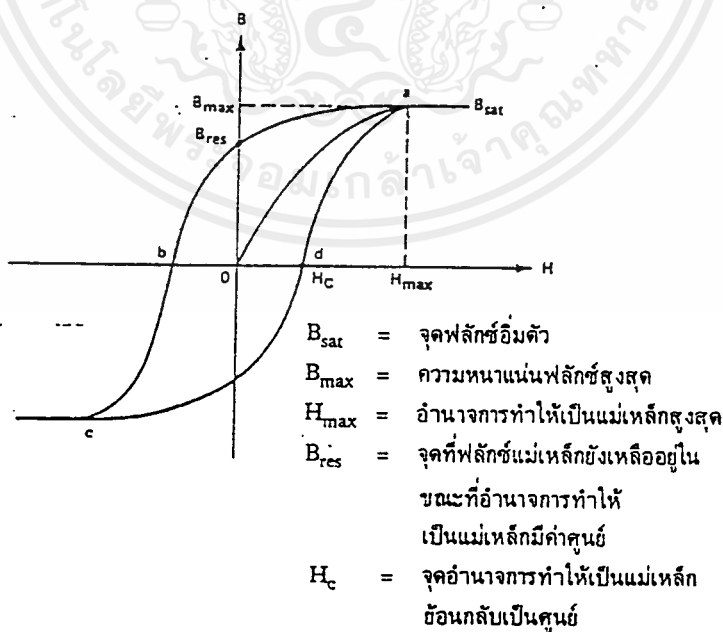
เฟอร์ไรต์บนบอบบีบจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้

ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำการเฟอร์ไรต์ ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้แก่กับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธเยียดคุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่จะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์(Core Loss)

1. เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน โดยค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็กก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครั้งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีรูปร่างเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศทางเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะของกราฟซิกบนและซิกล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นบนแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเทอรีซิสของแกน(Hysteresis Loss)และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวน(Eddy Current Loss)

5.2.2 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{N_p A_e} \times 10^8 \quad \dots\dots(5.1)$$

เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เกาส์

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิ โวลต์

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ รอบ

A_e คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน ตารางเซนติเมตร

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่ำลงค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่ำลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูง ทำให้หม้อแปลงได้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิต่ำลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆแทน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังเสียหายได้ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่อิ่มตัวขณะทำงาน

2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

5.3 ปัญหาที่พบทั่วไปในการออกแบบ

ในการออกแบบหม้อแปลงจะมีข้อแตกต่างอยู่ด้วยกันหลายประการ ที่ผู้ออกแบบมักพบอยู่เสมอ หนึ่งในนั้นก็คือ ปัญหาที่เกี่ยวกับกำลังในด้านขาออก (ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างผลคูณแรงดันไฟฟ้าและกระแส) โดยขดลวดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะต้องสามารถที่ส่งผ่านกำลังงานไปยังโหลดได้ โดยมีแรงสูญเสียขึ้นอยู่กับค่าที่กำหนด นอกจากนี้ยังมีปัญหาในเรื่องประสิทธิภาพ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูงสุดที่ยอมให้มีได้ในหม้อแปลง และปัญหาที่ยอมให้เพิ่มขึ้นได้ โดยจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของสภาพแวดล้อมที่ระบุเอาไว้

ขั้นตอนพื้นฐานในการออกแบบหม้อแปลงก็คือ การเลือกวัสดุทำหม้อแปลงที่เหมาะสม โดยชนิดของวัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงนี้ จะมีผลต่อประสิทธิภาพและน้ำหนักของหม้อแปลง และผู้ออกแบบจะต้องทราบด้วยว่าวัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงแต่ละชนิดนั้นมีราคาแตกต่างกันอย่างไร

นอกจากที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว ในการออกแบบหม้อแปลงจะต้องคำนึงถึงปริมาณและน้ำหนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานด้านการบินนั้น การออกแบบหม้อแปลงให้ได้น้ำหนักเบาจะถือเป็นเป้าหมายที่สำคัญมาก และนอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงค่าใช้จ่ายที่ใช้ด้วย

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่า ในการออกแบบจะมีข้อจำกัดอยู่อย่างมากมายดังนั้น เราจะต้องพยายามหาวิธีการสร้างข้อสมมูลระหว่างข้อจำกัดต่างๆเหล่านี้ เพื่อจะให้ได้จะให้ได้การออกแบบหม้อแปลงที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับที่ต้องการมากที่สุด ยกตัวอย่าง เช่น ถ้าน้ำหนักและปริมาณเป็นสิ่งที่เราให้ความสนใจมากที่สุด เราจะสามารถลดข้อจำกัดทั้งสองนี้ได้ โดยการให้หม้อแปลงทำงานภายใต้ความถี่สูง แต่จะมีผลเสียทำให้ประสิทธิภาพลดลง แต่ถ้าเราไม่เพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นได้เราจะต้องทำการเปลี่ยนชนิดของวัสดุที่ใช้ทำแกน โดยเลือกใช้วัสดุที่มีคุณภาพสูงขึ้นแต่ผลเสียที่ตามมาก็คือ ค่าใช้จ่ายก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

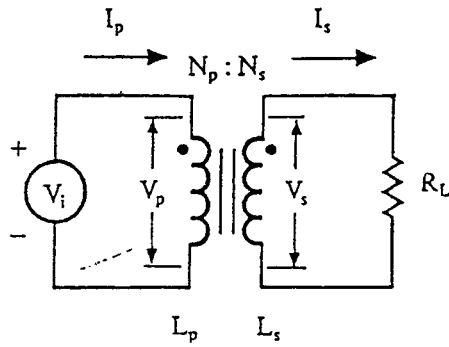
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงของสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นดังนี้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad \dots(5.2)$$

และ

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad \dots(5.3)$$



รูปที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

- เมื่อ
- N_p คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
 - N_s คือ จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ
 - V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิ
 - V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดทุติยภูมิ
 - L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดปฐมภูมิ
 - L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดทุติยภูมิ
 - I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิ
 - I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิ

มีข้อสังเกตแรงดัน V_p เป็นแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = N_p A_e \frac{(dB)}{dt} \times 10^{-8} \quad \dots (5.4)$$

และค่า V_p เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

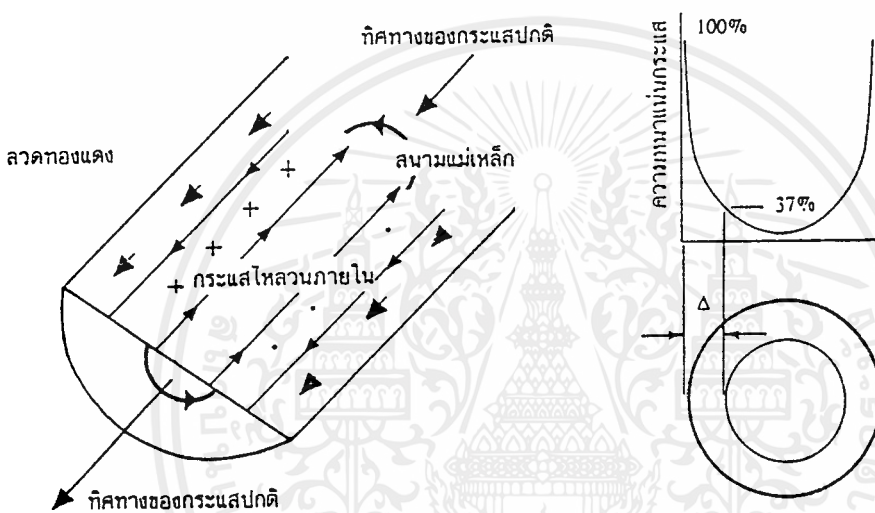
5.5 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยาเป็นตัวแทน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูงซึ่งที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว และมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลงการสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผล

ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นกัน กำล้างงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดง จึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

5.5.1 ผลจากการนำกระแสแต่เพียงที่ผิวของขดลวดทองแดง (Skin Effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านทำให้ปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง

รูปที่ 5.5 แสดงระยะที่จะถือว่าภายในลวดเป็นพื้นผิวนำกระแส σ คือระยะที่ความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

เบอร์ AWG (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง (d)		ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (d ₀)	พื้นที่หน้าตัด ปกติ	ค่าความต้าน ทานที่ 100°C	ระยะเย็บข ชิดค่าสุด
	inch	mm	mm	mm ²	(R _{dc}) Ω/m	(l _{min}) mm
44	0,00198	0,0503	0,06604	0,00199	11,180	0,071
43	0,00222	0,0564	0,07366	0,00250	8,899	0,079
42	0,00249	0,0633	0,08128	0,00314	7,073	0,087
41	0,00280	0,0711	0,09144	0,00397	5,594	0,098
40	0,00314	0,0798	0,1041	0,00500	4,448	0,111
39	0,00353	0,0897	0,1143	0,00631	3,519	0,122
38	0,00397	0,1008	0,1295	0,00799	2,783	0,138
37	0,00445	0,1130	0,1448	0,01003	2,215	0,154
36	0,00500	0,1270	0,1626	0,0127	1,754	0,172
35	0,0056	0,1422	0,1778	0,0159	1,398	0,188
34	0,0063	0,1600	0,1981	0,0201	1,105	0,209
33	0,0071	0,1803	0,2235	0,0255	0,8700	0,236
32	0,0080	0,2032	0,2489	0,0324	0,6853	0,261
31	0,0089	0,2261	0,2743	0,0401	0,5537	0,287
30	0,0100	0,2540	0,3048	0,0507	0,4386	0,319
29	0,0113	0,2870	0,3404	0,0647	0,3435	0,356
28	0,0126	0,3200	0,3759	0,0804	0,2762	0,393
27	0,0142	0,3607	0,4191	0,1022	0,2175	0,438
26	0,0159	0,4039	0,4699	0,128	0,1735	0,491
25	0,0179	0,4547	0,5232	0,162	0,1369	0,547
24	0,0201	0,5105	0,5817	0,205	0,10860	0,608
23	0,0226	0,5740	0,6502	0,259	0,08586	0,679
22	0,0253	0,6426	0,7214	0,324	0,06852	0,754
21	0,0285	0,7239	0,8052	0,412	0,05399	0,841
20	0,0320	0,8128	0,8966	0,519	0,04283	0,937
19	0,0359	0,9119	1,003	0,653	0,03403	1,048
18	0,0403	1,024	1,118	0,823	0,02700	1,168
17	0,0453	1,151	1,247	1,040	0,02137	1,303
16	0,0508	1,290	1,389	1,308	0,01699	1,452
15	0,0571	1,450	1,557	1,652	0,01345	1,627
14	0,0641	1,628	1,737	2,082	0,010670	1,815
13	0,0720	1,829	1,943	2,627	0,008460	2,030
12	0,0808	2,052	2,172	3,308	0,006717	2,270
11	0,0907	2,304	2,431	4,168	0,005331	2,540
10	0,1019	2,588	2,720	5,261	0,004224	2,842

ตารางที่ 5.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆ ของลวดทองแดงอาบน้ำยา

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดง

ที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวนั้น การไหลของกระแสไหลวนจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการกำจัดพื้นที่การนำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

จากผิวของลวดทองแดงลึกกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (Skin Depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.5 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100°C ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่า

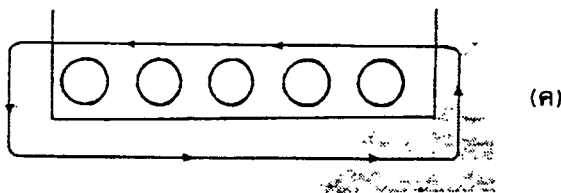
$$\sigma = \sqrt{\frac{5.62}{f}} \quad \dots(5.5)$$

เมื่อ σ คือ ความหนาผิวนำกระแส มิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส กิโลเฮิรต์ซ์

5.5.2 ผลการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity Effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability μ) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมาก แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่ในความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่วไหล (Leakage Flux) ฟลักซ์รั่วไหลไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวด โดยตรง



รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะการเกิดฟลักซ์รั่วไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

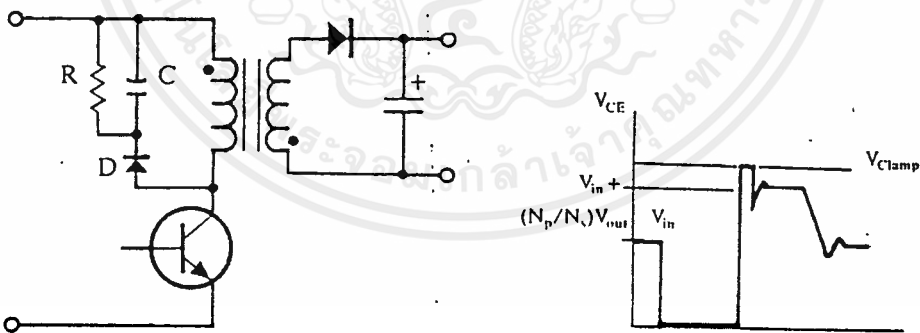
รูปที่ 5.6 แสดงภาพการตัดขวางชั้นของหลอดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างลวด จะทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานไปกับชั้นขดลวด เมื่อเส้นฟลักซ์ตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็กของแกนมีค่าสูง และฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆชั้นจะเป็นฟลักซ์รั่วไหลนั่นเอง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กรั่วไหลจะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงเพิ่มขึ้น และจะมีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่วไหลวางตัวขนานกับชั้นกับชั้นของลวดทองแดงโดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในทองแดง

เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วไหลเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และเกิดกระแสไหลวนขึ้นที่บริเวณผิวตัวนำกระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็ก ยิ่งการซ้อนของขดลวดมีจำนวนมากขึ้น จะยิ่งทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย

5.6 วงจรสับเบอ (Snubber Network)

วงจรสับเบอ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสับเบอในที่นี้จะใช้แบบป้องกันแรงดันเกิน (Clamp Snubber)



รูปที่ 5.7 แสดงการต่อวงจรป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะคดคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

วงจรสับเบอแบบป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสมักทำให้ค่าแรงดันคดคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้น ไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 5.7

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จผ่านประจุไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่เดรน-ซอร์สขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่เดรน-ซอร์สจะกลับเข้าสู่ค่าแรงดันปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กอินเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทนนั้นคือ

$$\frac{1}{2} CV_C^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{p(PK)}^2 \quad \dots (5.6)$$

เนื่องจาก V_C จะมีค่าไม่เกิน $V_{CEO} - V_{Clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_1 I_{p(PK)}^2}{(V_{CEO} - V_{Clamp})^2} \quad \dots (5.7)$$

- เมื่อ L_1 คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟไหมรี (leakage inductance)
 $I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 V_{CEO} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์มอสเฟต
 V_{Clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ทำให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส
 ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R = \frac{t_{OFF(min)}}{2 \cdot 3C} \quad \dots (5.8)$$

กำลังงานสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

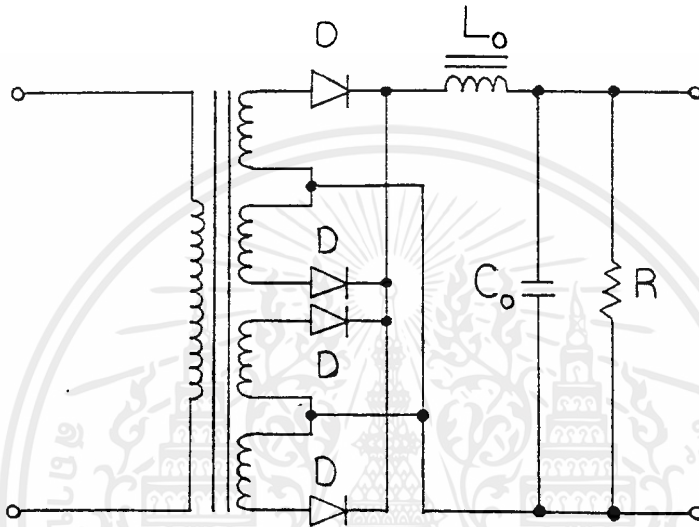
$$P_D = \frac{1}{2} \frac{L_1 I_{p(PK)}^2}{T} \quad \dots (5.9)$$

- เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
 t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

บทที่ 6

วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต

วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน (Rectifier and filter circuit) ทางด้านเอาต์พุตของโครงการนี้จะเลือกใช้ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายสวิตชิงซึ่งจะประกอบด้วย ไดโอดชนิดเร็วฟาสต์ 2 ตัว ตัวเหนี่ยวนำ (Inductance) และ ตัวเก็บประจุ (Capacitance) โดยจะต่อคั้งในรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แสดงการต่อวงจรเรียงกระแส

6.1 ลักษณะของวงจรเรียงกระแส สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง

คุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงที่ดีคือ จะต้องมีความต้านดกร่อมขณะนำกระแสต่ำสุด มีความเร็วในการสวิตชิงสูง และมีความสามารถในการรองรับพลังงาน (Power Handling Capacity) เพียงพอ ซึ่งจะเป็นผลทำให้การเลือกใช้ไดโอดในวงจรเรียงกระแสนี้ใช้ไดโอดชนิดพิเศษ ซึ่งเราจะเลือกใช้ไดโอดชนิด

1. High Efficiency Fast Recovery
2. High Efficiency Very Fast Recovery

6.1.1 ไดโอดชนิดฟาสต์ และชนิดเร็วฟาสต์ (Fast and Very Fast Recovery)

ถึงแม้ว่าไดโอดชนิดฟาสต์ และเร็วฟาสต์จะมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างสูง ประมาณ 0.8 - 1.2 โวลต์ก็ตาม แต่ไดโอดชนิดนี้ก็มีอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูง มักจะนิยมใช้ไดโอดชนิดนี้ในงานที่ต้องใช้แรงดันต่ำจนถึงขนาดกำลังปานกลาง ให้แรงดันเอาต์พุต 12 โวลต์ ขึ้นไปเนื่องจากในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงจะต้องทำงานในย่านความถี่ ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นต้นไป การนำไดโอดทั้งสองชนิดนี้มาใช้ย่อมเป็นการช่วยลดช่วงเวลา Reverse Recovery (t_{RR}) ลงได้ ปกติแล้วจะเลือกค่า t_{RR} ของไดโอดให้น้อยกว่า t_r ของมอสเฟตสวิทช์อย่างน้อยสามเท่า

ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของไดโอดสองชนิดนี้คือ ช่วยลดแรงดันกระชากที่เกิดจากการกระเพื่อม (ripple) ของแรงดันเอาต์พุต และทนต่ออุณหภูมิใช้งานได้สูงถึงประมาณ 175°C โดยส่วนมากจะแสดงในรูปของกราฟใช้งานในคาต้าลิสต์ ซึ่งผู้ออกแบบสามารถคำนวณกระแสเอาต์พุตขณะใช้งานกับอุณหภูมิได้โดยตรง

6.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต

ในส่วนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุตนั้น มีลักษณะคล้ายกับการออกแบบภาคกรองแรงดัน โดยตัวเหนี่ยวนำที่จะกล่าวต่อไปนี้ จะมีหน้าที่หลักอยู่ 2 ประการคือ

1. เป็นตัวสะสมพลังงานในช่วงเวลาเปิด ในทางทฤษฎีแล้วก็เพื่อเป็นตัวรักษาให้มีการจ่ายกระแสเอาต์พุตไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง
2. เพื่อกรองแรงดันให้เรียบ และลดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตให้อยู่ระดับแรงดันที่ยอมรับได้

ในปัจจุบันการเลือกใช้แกนเหนี่ยวนำก็เป็นส่วนควบคู่กับการออกแบบที่เกี่ยวข้องกับความถี่สูง วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนเหนี่ยวนำมากได้แก่ แกนเฟอร์ไรต์ แกนผงเหล็ก (Iron Powder) และแกนโมลิเพอร์มัลลอย (Molypermalloy, MPP)

ซึ่งแกนทั้งหมดที่กล่าวมานี้ล้วนแต่มีคุณสมบัติที่ดีเหมาะสมกับงานด้านออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลัง โดยมีตัวแปร เช่น ราคา น้ำหนัก ขนาด รูปร่าง คลาด แม้กระทั่งโรงงานผู้ผลิตจะเป็นส่วนช่วยในการเลือกและการตัดสินใจอีกครั้ง

แกนผงเหล็กและ MPP ส่วนใหญ่จะผลิตมาในรูปแบบเทอร์อยด์ (Teroid) เนื่องจากแกนทั้งสองแบบนี้เหมาะที่จะทำเป็นเพาเวอร์โช๊ค (Powre Chock) เนื่องจากมีคุณสมบัติดังนี้

1. ความหนาแน่นฟลักซ์อิ่มตัวสูง B_{sat} ถึง 8000G
2. เก็บสะสมพลังงานได้มากกว่า
3. มีขนาดให้เลือกใช้มาก

การคำนวณค่าเอาต์พุตโช๊ค L_0

การคำนวณเอาต์พุตโช๊คที่เหมาะสมเพื่อให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุต นับเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่งคือถ้าค่า L_0 มีค่าต่ำเกินไป จะทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตสูง ส่วนการกำหนดค่าของ L_0 สูงเกินไปทำให้เอาต์พุตโช๊คมีราคาแพงเกินไป และมีการตอบสนองโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ช้า

การกำหนดค่าต่ำสุด $L_{o(\min)}$

ค่าต่ำสุดของเอาต์พุต ไซค์ $L_{o(\min)}$ จะถูกจำกัดได้ใน 2 ลักษณะ คือ

1. ค่า L_o ที่ต่ำสุด ที่จะไม่ทำให้เกิดการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเมื่อโหลดมีค่าต่ำสุด

2. ค่า L_o ที่ต่ำสุด เพื่อแรงดันกระแสที่เอาต์พุตมีค่าเกินกำหนด

ดังนั้นเพื่อไม่ให้ฟลูบรีดจ์คอนเวอร์เตอร์ เปลี่ยนการทำงานจากโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่กระแสโหลดต่ำสุด ค่าของเอาต์พุต ไซค์จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$L_{o(\max)} = \frac{(V_{out} + V_D)}{2I_{o(\min)}} \left[T - t_{ON(\max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \right] \quad \dots\dots(6.1)$$

เมื่อ $I_{o(\max)}$ คือค่ากระแสโหลดต่ำที่สุดของคอนเวอร์เตอร์

ส่วนค่าของ $L_{o(\min)}$ ที่จะไม่ทำให้แรงดันกระแสที่เอาต์พุตมีค่าเกินกำหนด จะคำนวณได้จาก

$$L_{o(\max)} = \frac{(V_{out} + V_D)ESR}{V_{ripple}} \left[T - t_{ON(\max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \right] \quad \dots\dots(6.2)$$

เมื่อ ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_o โอห์ม

V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระแสที่ข้อมสูงที่สุดที่ยอมให้เกิดที่เอาต์พุต โวลต์

การเลือกค่า $I_{o(\max)}$ จะใช้สมการทั้ง 2 ที่กล่าวมาแล้วเป็นหลักในการคำนวณ

การกำหนดค่าสูงสุด $I_{o(\max)}$

ค่าสูงสุดของเอาต์พุต ไซค์ จะถูกจำกัดด้วยค่าเวลาคืนตัว t_R ของเอาต์พุตเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด $I_{o(\max)}$ จะหาได้จาก

$$L_{o(\max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(T - t_{ON(\max)})}{\Delta I_o 2t_{ON(\max)}} t_R \quad \dots\dots(6.3)$$

เมื่อ t_R คือ ค่าเวลาคืนตัวต่อการตอบสนองการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด วินาที

ΔI_o คือ ค่ากระแสที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด แอมป์

การคำนวณเอาต์พุต ไซค์ของ โหลดงานนี้ โดยกำหนดค่าของตัวแปรต่างๆดังนี้

$$V_{out} = 60 \text{ โวลต์}$$

$$V_{ripple} = 5 \text{ มิลลิโวลต์}$$

$$V_{in(\min)} / V_{in(\max)} = 1$$

$$V_D = 1 \text{ โวลต์}$$

$$\text{ESR} = 15 \text{ มิลลิโห์ม}$$

$$f = 50 \text{ กิโลเฮิรตซ์}$$

$$\text{deadtime} = 0.5$$

6.3 การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต

ในการเลือกตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตนั้น สิ่งที่อยู่ออกแบบจะต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากก็คือ อัตราทนกระแสขณะใช้งานสูงสุด ความถี่ของการสวิตชิง และชนิดของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ ปัจจุบันนิยมใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic Capacitor) ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้จะส่งผลโดยตรงกับแรงดันกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต และอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR ของตัวเก็บประจุมีค่าสูงมากๆ จะทำให้กำลังสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตามไปด้วย เป็นผลให้เกิดความร้อนและอายุการใช้งานสั้นลง

ปัจจุบันตัวเก็บประจุมีขีดจำกัดของอุณหภูมิสูงถึง 105°C และค่า ESR ค่าที่ความถี่สวิตชิงสูงๆ ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป ยิ่งไปกว่านั้นผู้ผลิตบางรายยังรับประกันการทำงานของตัวเก็บประจุที่ตนผลิตนั้นสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 100 กิโลเฮิรตซ์ทีเดียว

ยังมีตัวเก็บประจุอีกชนิดหนึ่งที่จะกล่าวถึง คือ ตัวเก็บประจุชนิดฟิล์ม (Film Capacitor) จากความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีได้พัฒนาตัวเก็บประจุชนิดนี้ให้มีอัตราทนกระแสได้สูง และค่า ESR ต่ำกว่าตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก ผู้ผลิตบางรายจะบอกถึงอัตราทนกระแสของตัวเก็บประจุแบบฟิล์มด้วย

ในการหาค่าตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตนั้น จะอ้างอิงรูปกระแสสัญญาณอ้างอิงที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_{out} สังเกตพบว่าทิศทางที่กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวกเริ่มที่เวลา t_1 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาเปิดวงจร และสิ้นสุดที่เวลา t_2 ซึ่งก็เป็นกึ่งกลางของช่วงเวลาเปิดวงจร จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในลักษณะดังกล่าว จึงเป็นผลทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อม (ΔV_o) มีค่าดังสมการข้างล่าง

$$V_{out} = \frac{1}{C_{out}} \int_{t_1}^{t_2} i dt \quad \dots (6.4)$$

กระแสเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา t_1 และ t_2 เท่ากับ $(\Delta I_{out} / 2) / 2$ หรือ $\Delta I_{out} / 4$ ดังนั้นจากสมการที่ 6.4 จะได้

$$\begin{aligned} V_{out} &= \frac{I_{out}}{4C_{out}} \frac{T}{2} \\ &= \frac{(\Delta I_{out})T}{8C_{out}} \\ &= \frac{\Delta I_{out}}{8fC_{out}} \end{aligned}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาทั้งหมดของ T_{on} และ T_{off} จัดรูปแบบของสมการใหม่ เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตค่าสุดท้ายคือ

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8f\Delta V_{out}} \quad \dots(6.5)$$

เมื่อ I_{out} เท่ากับ $0.25I_L$

I_L คือ กระแสเอาต์พุต

ΔV_{out} คือ แรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอด (peak to peak)

f คือ ความถี่ใช้งาน

เพื่อที่จะให้แรงดันกระเพื่อมมีค่าต่ำ อาจคำนวณหาค่า ESR ของตัวเก็บประจุได้จากสมการ

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} \quad \dots(6.6)$$

แต่ยังมีอีกสิ่งหนึ่งที่ต้องคำนึงถึง อีกประการก็คือ การเลือกค่า LC ฟิลเตอร์ เพราะอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิทช์ โดยตรงอยู่ 2 ประการคือ ประการแรกการใช้ L และ C ร่วมกันนั้นอาจส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิทช์ซึ่งและประการที่สองถ้าเลือกค่า L น้อยและค่า C มาก จะทำให้อิมพีแดนซ์ชั่วขณะของเอาต์พุตฟิเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่า การตอบสนองต่อทรานเซียนท์ (Transient Response) ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิทช์ซึ่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดดีขึ้นนั่นเอง

ในการพิจารณาต่อการตอบสนองของทรานเซียนท์ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิทช์ ซึ่งองค์ประกอบที่สำคัญ ไม่ได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถคืนกลับสู่ระดับปกติ เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน แต่จะให้ความสำคัญว่า เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันแล้วนั้น ระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงสูงสุดเท่าใด เพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงมากเกินไปอาจจะทำให้การทำงานอุปกรณ์ผิดพลาด

บทที่ 7

ผลการทดลองและรูปคลื่นแสดงผลการทดลอง

ผลการทดลองขณะทดลองไร้ภาระ (NO - LOAD)

INPUT				OUTPUT
V (volt)	I (amp)	P.F. (cose)	P (watt)	V (volt)
10	0.13	0.64	0.83	3.75
20	0.14	0.62	1.74	8.00
30	0.14	0.57	2.39	12.25
40	0.16	0.56	3.58	16.50
50	0.18	0.61	5.49	21.00
60	0.18	0.65	7.02	25.25
70	0.20	0.66	9.24	29.75
80	0.23	0.67	12.32	34.00
90	0.24	0.67	14.47	38.00
100	0.27	0.67	18.09	42.50
110	0.28	0.67	20.64	46.75
120	0.30	0.67	24.12	51.00
130	0.32	0.67	27.87	55.00
140	0.34	0.66	31.42	59.00
150	0.36	0.66	35.64	62.50
160	0.39	0.65	40.56	67.00
170	0.42	0.63	44.98	72.00
180	0.43	0.61	47.25	76.00
190	0.46	0.59	51.57	80.00
200	0.50	0.58	58.00	84.00

ตารางที่ 7.1 แสดงผลการทดลองขณะไร้ภาระ(NO-LOAD)

ฮาร์โมนิกที่	1	3	5	7	9	11	13
กระแส (%)	59.8	47.9	44.8	32.0	25.4	15.6	8.4
แรงดัน (%)	100.0	1.4	0.9	0.7	1.0	0.5	0.4

(ก) ที่ 200 โวลต์

ฮาร์โมนิกที่	1	3	5	7	9	11	13
กระแส (%)	60.4	46.0	45.6	31.7	24.8	15.1	9.0
แรงดัน (%)	100.0	1.4	1.0	0.6	0.9	0.5	0.3

(ข) ที่ 190 โวลต์

ฮาร์โมนิกที่	1	3	5	7	9	11	13
กระแส (%)	61.0	44.2	44.9	31.6	24.5	15.0	10.0
แรงดัน (%)	100.0	1.6	1.0	0.6	0.9	0.5	0.3

(ค) ที่ 180 โวลต์

ตารางที่ 7.2 แสดงฮาร์โมนิกขณะทำการทดลองไร้ภาระ (NO-LOAD)

ผลการทดลองขณะทดลองมีภาระ (FULL-LOAD)

INPUT				OUTPUT			
V (volt)	I (amp)	P.F. (cos ϕ)	P (watt)	V (volt)	I (amp)	P (watt)	EFF (%)
10	0.86	0.86	7.40	1.15	2.05	2.36	31.89
20	1.82	0.83	30.21	3.70	4.30	15.91	52.66
30	2.40	0.81	58.32	6.90	5.30	36.57	62.71
40	2.89	0.80	92.48	10.00	6.30	63.00	68.12
50	3.34	0.80	133.60	13.25	7.20	95.40	71.41
60	3.74	0.79	177.28	16.50	8.10	133.65	75.39
70	4.12	0.79	227.84	20.00	8.80	176.00	77.25
80	4.43	0.79	279.98	23.25	9.50	220.88	78.89
90	4.79	0.79	340.57	26.75	10.30	275.53	80.90
100	5.13	0.79	405.27	30.25	10.95	331.24	81.73
110	5.44	0.78	466.75	33.45	11.70	391.37	83.85
120	5.75	0.78	538.20	36.75	12.30	452.03	83.99
130	6.06	0.78	614.48	40.25	12.90	519.23	84.50
140	6.40	0.78	698.88	43.75	13.50	590.63	84.51
150	6.74	0.77	778.47	47.25	14.05	663.86	85.28
160	7.11	0.77	875.95	51.00	14.70	749.70	85.59
170	7.50	0.76	969.00	54.00	15.30	826.20	85.26
180	7.93	0.75	1070.55	58.00	15.90	922.20	86.14
187	8.23	0.75	1154.26	60.00	16.30	978.00	84.73
190	8.34	0.75	1188.45	62.00	16.50	1023.00	86.08
200	8.75	0.74	1295.00	65.00	17.05	1108.25	85.58

ตารางที่ 7.3 แสดงผลการทดลองขณะมีภาระ (FULL-LOAD)

EFF (%) คือเปอร์เซ็นต์ของประสิทธิภาพ

ฮาร์โมนิกที่	1	3	5	7	9	11	13
กระแส (%)	76.6	56.5	27.9	4.9	7.8	7.4	2.9
แรงดัน (%)	99.9	3.9	2.6	0.8	0.2	0.7	0.4

(ก) ที่ 200 โวลต์

ฮาร์โมนิกที่	1	3	5	7	9	11	13
กระแส (%)	77.2	56.2	27.0	5.1	7.9	6.4	2.4
แรงดัน (%)	99.9	4.4	3.0	0.8	0.3	0.7	0.3

(ข) ที่ 190 โวลต์

ฮาร์โมนิกที่	1	3	5	7	9	11	13
กระแส (%)	78.0	55.8	25.7	5.5	7.8	5.4	2.2
แรงดัน (%)	99.8	4.9	3.4	0.7	0.6	0.8	0.3

(ค) ที่ 180 โวลต์

ตารางที่ 7.4 แสดงฮาร์โมนิกขณะทำการทดลองมีภาระ (FULL-LOAD)

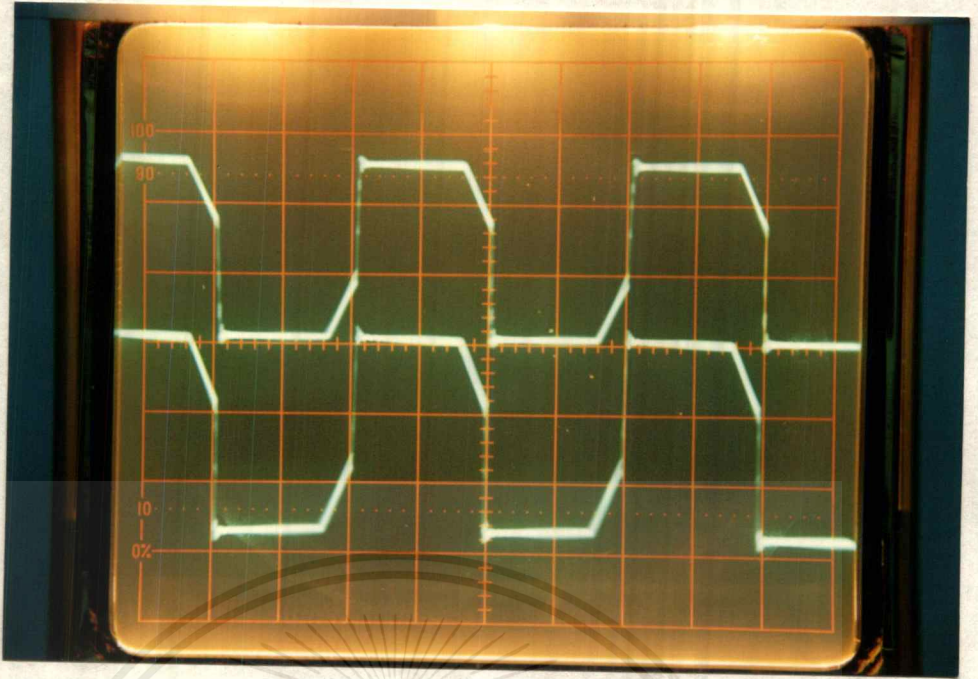
ตารางที่ 7.5 ผลการทดลอง(ไมล์รีแอกเตอร์)

อินพุต				เอาต์พุต					
V(volt)	I(amp)	Cos θ	W(watt)	V(volt)	I(amp)	W(watt)	Eff(%)	Reg(%)	Load(แอมป์)
200	1.29	0.61	157.38	77.00	-	-	-	28.30	0
200	2.47	0.64	316.16	73.00	2.50	182.50	57.70	21.60	1
200	3.54	0.66	467.28	70.50	5.00	352.50	75.40	17.50	2
200	4.57	0.68	621.52	69.00	7.10	489.90	78.80	15.00	3
200	5.66	0.69	781.08	68.00	9.20	625.60	80.10	13.30	4
200	6.68	0.71	948.56	66.90	11.80	789.42	83.20	11.50	5
200	7.70	0.72	1108.80	65.80	14.20	934.36	84.30	9.60	6
200	8.61	0.73	1257.06	64.70	16.30	1054.61	83.90	7.80	7

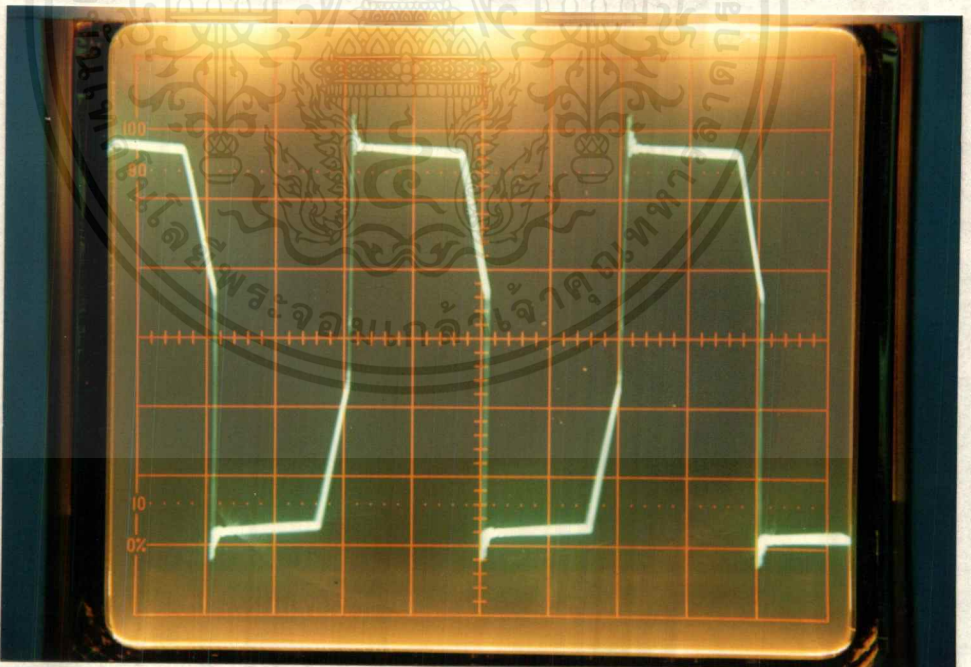
ตารางที่ 7.6 ผลการทดลอง (ไมล์รีแอกเตอร์)

อินพุต				เอาต์พุต					
V(volt)	I(amp)	Cos θ	W(watt)	V(volt)	I(amp)	W(watt)	Eff(%)	Reg(%)	Load(แอมป์)
200	1.13	0.63	142.38	73.50	-	-	-	22.50	0
200	2.16	0.65	280.80	69.00	2.50	172.50	61.40	15.00	1
200	3.13	0.67	419.42	66.50	4.50	299.25	71.30	10.80	2
200	3.75	0.68	510.00	62.00	6.50	403.00	79.00	3.30	3
200	4.55	0.69	627.90	60.00	8.70	522.00	83.10	0.00	4
200	5.50	0.71	781.00	60.00	11.00	660.00	84.50	0.00	5
200	6.54	0.72	941.76	60.00	13.00	780.00	82.80	0.00	6
200	7.45	0.73	1087.70	60.00	15.50	930.00	85.50	0.00	7

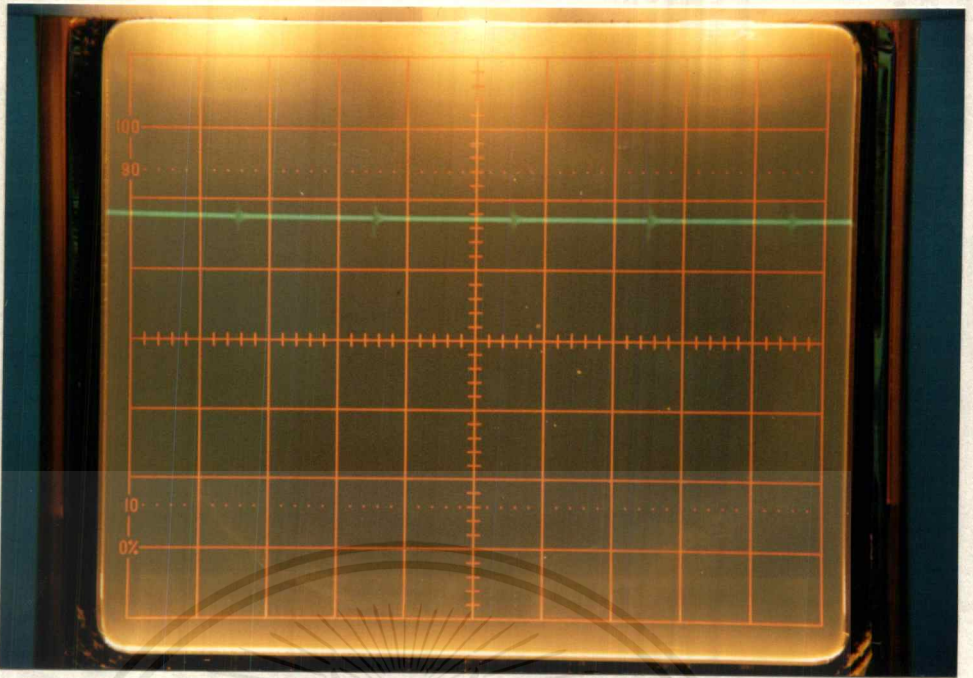
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



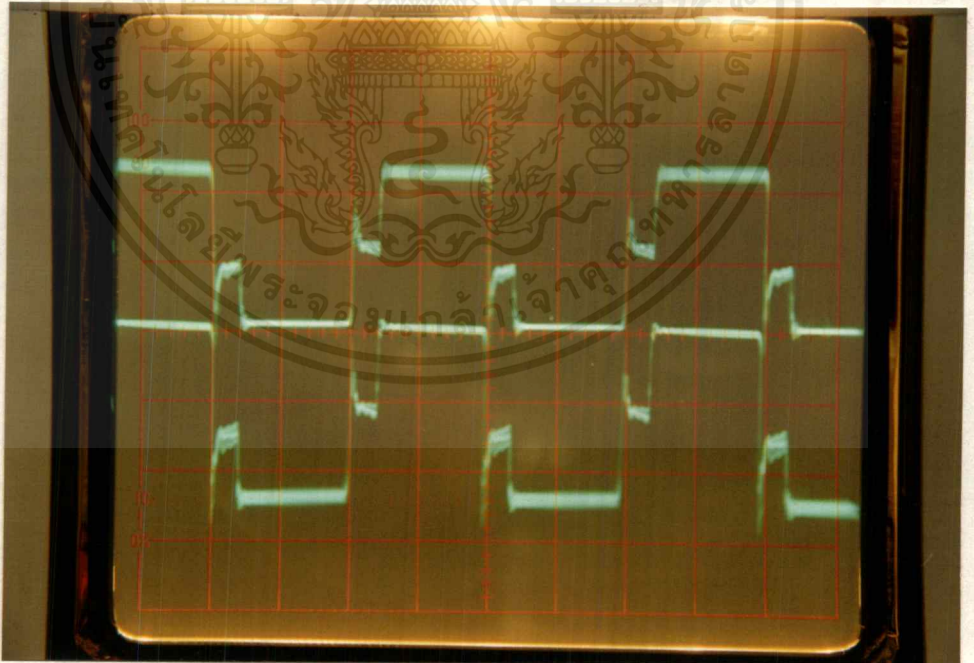
รูปที่ 7.1 แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตคร่อมเดรนของมอสเฟต (NOLOAD)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 7.2 แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตคร่อมขดลวดไพรมารีของหม้อแปลงกำลัง(NOLOAD)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

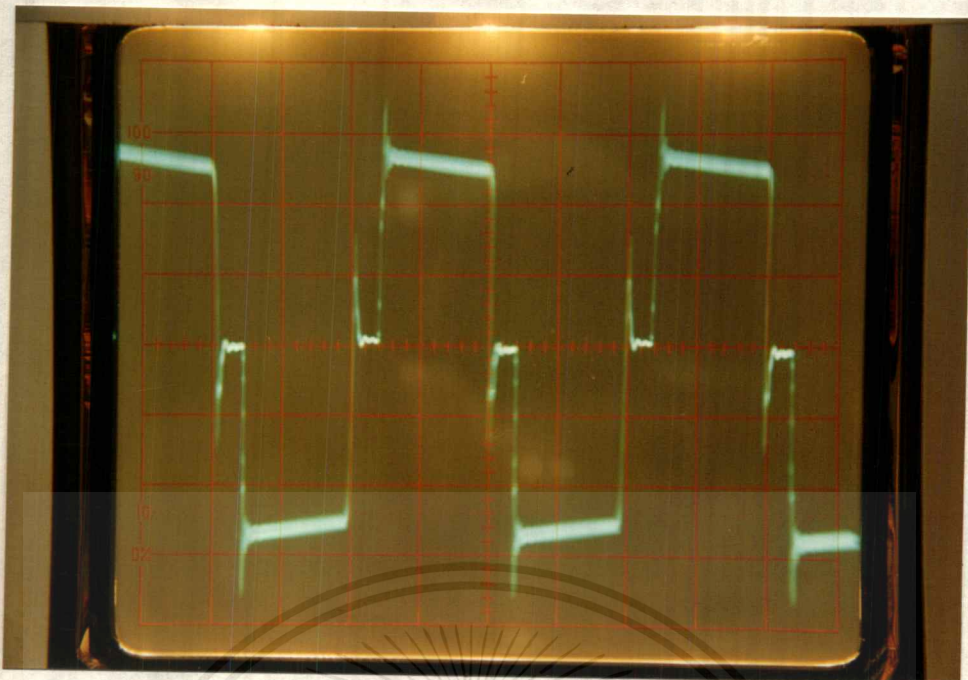


รูปที่ 7.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันอินเอาต์พุต (NOLOAD)
โดยมี VOLTS/DIV = 50 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



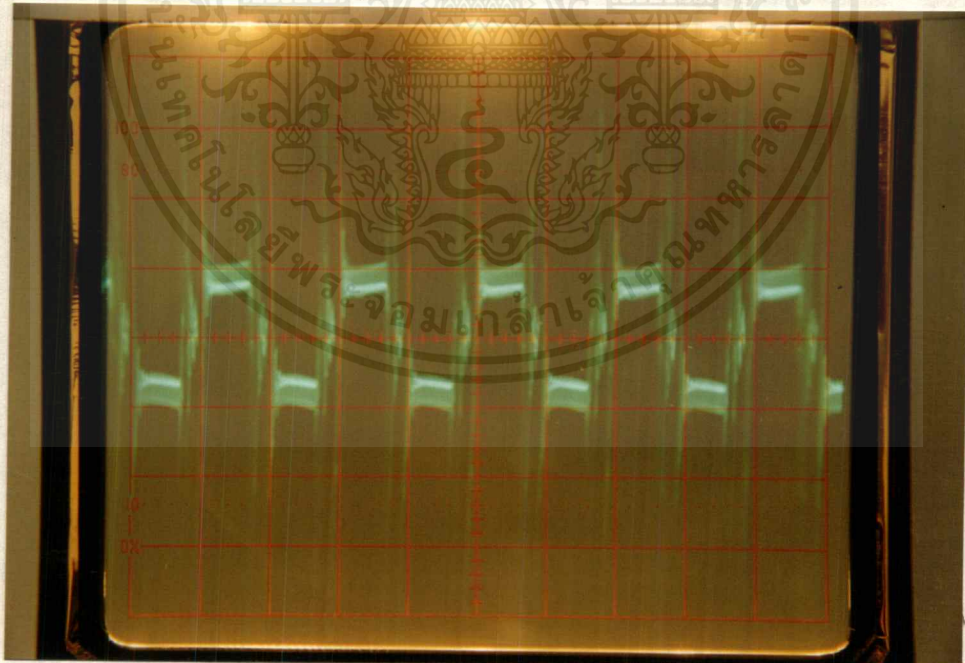
รูปที่ 7.4 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ของมอสเฟต (FULL LOAD)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



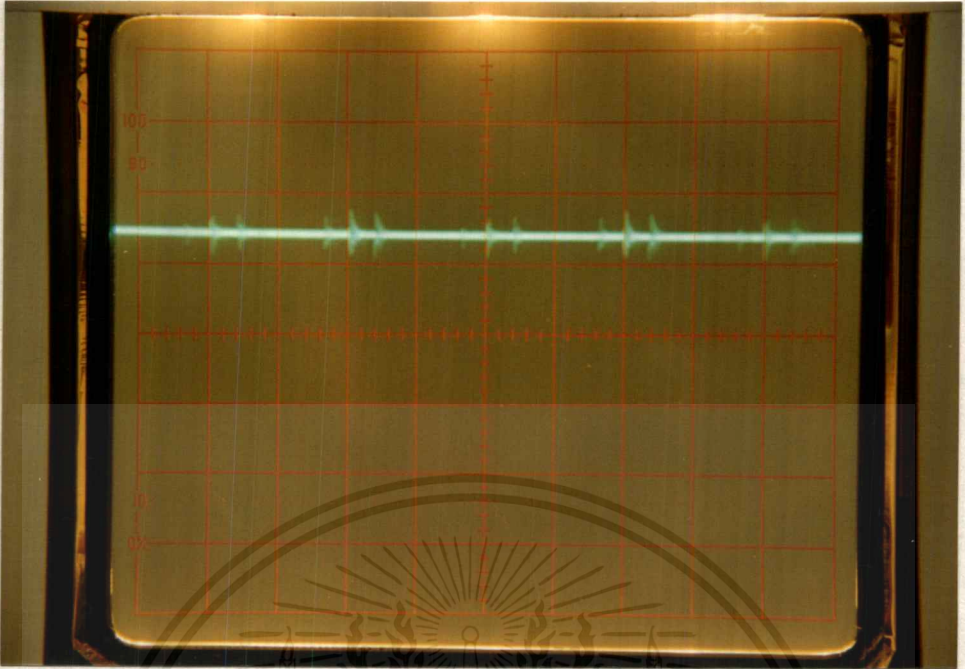
รูปที่ 7.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมขดลวดไพรมารีของหม้อแปลงกำลัง(FULL LOAD)

โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

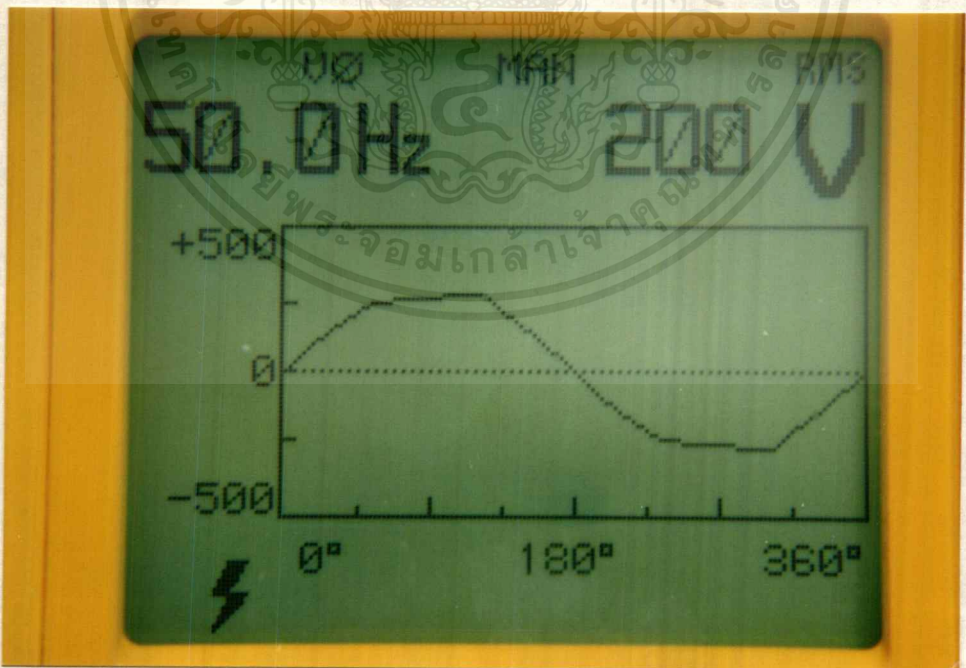


รูปที่ 7.6 แสดงรูปคลื่นกระแสไพรมารี (FULL LOAD)

โดยมี VOLTS/DIV = 5 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 10 μ sec/ช่อง

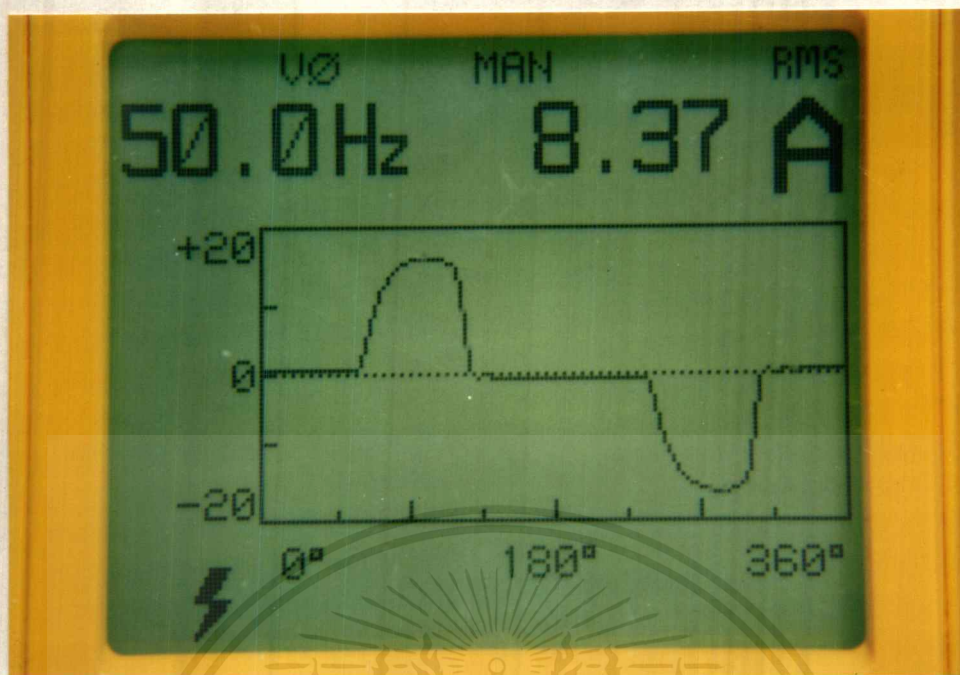


รูปที่ 7.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต (FULL LOAD)
โดยมี VOLTS/DIV = 50 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

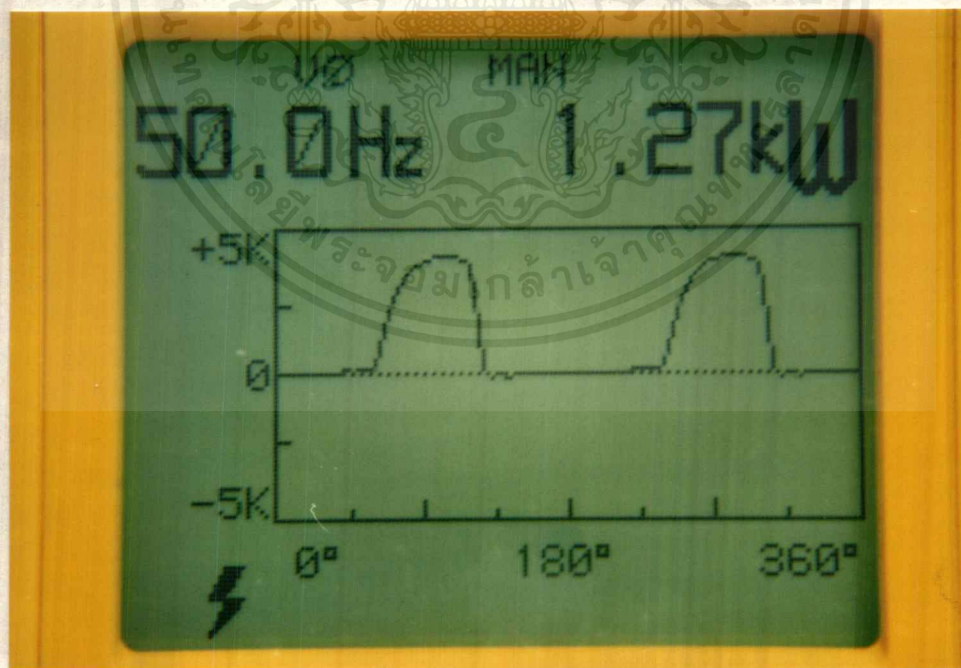


รูปที่ 7.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันอินพุต (FULL LOAD)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

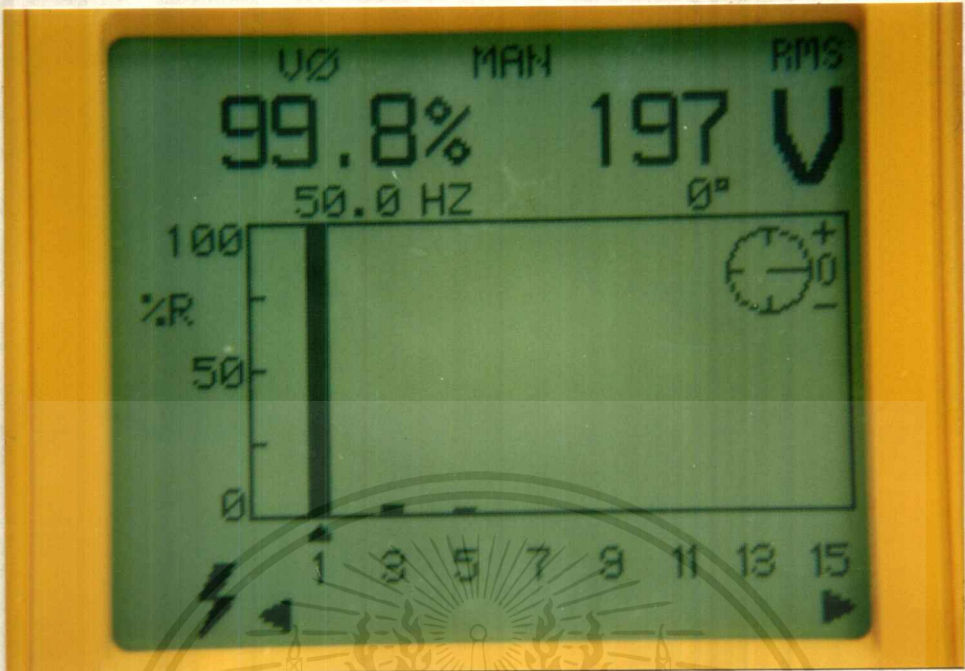


รูปที่ 7.9 แสดงรูปคลื่นกระแสอินพุต (FULL LOAD)

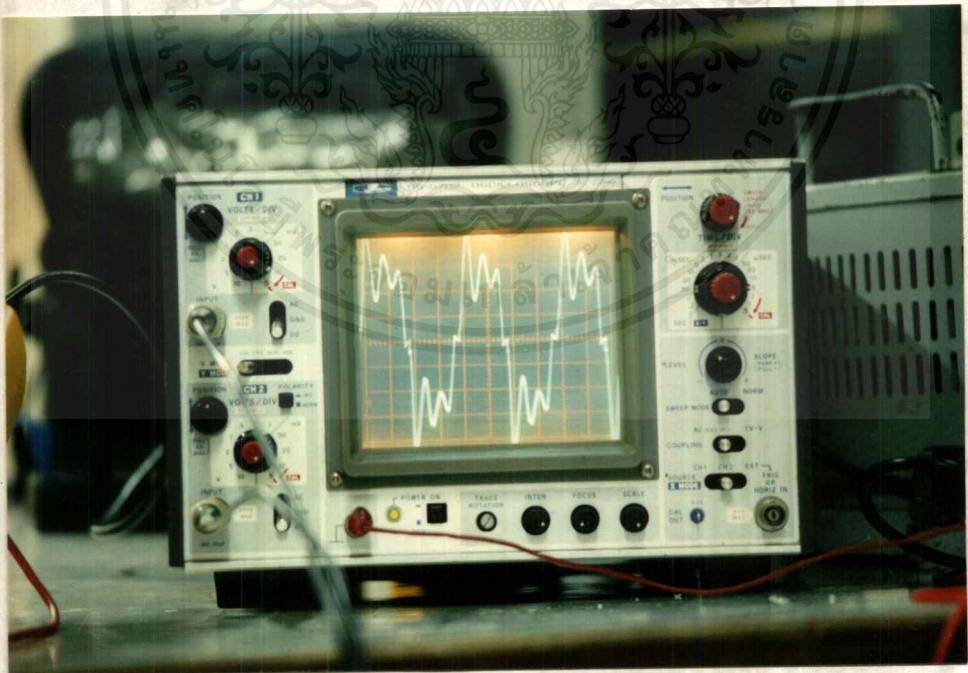


รูปที่ 7.10 แสดงรูปคลื่นวัตต์อินพุต (FULL LOAD)

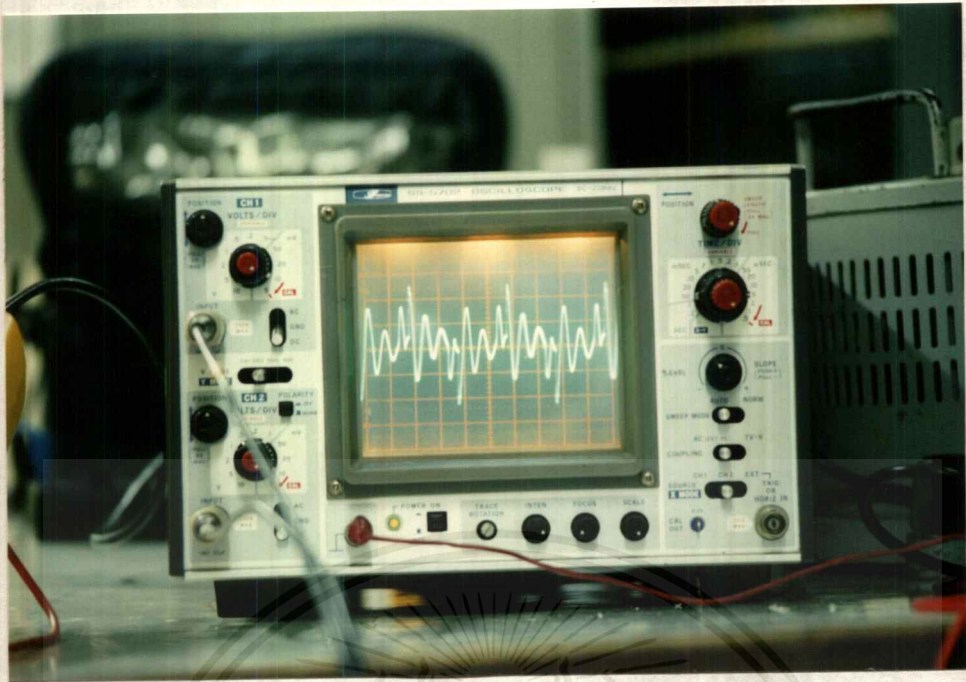
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



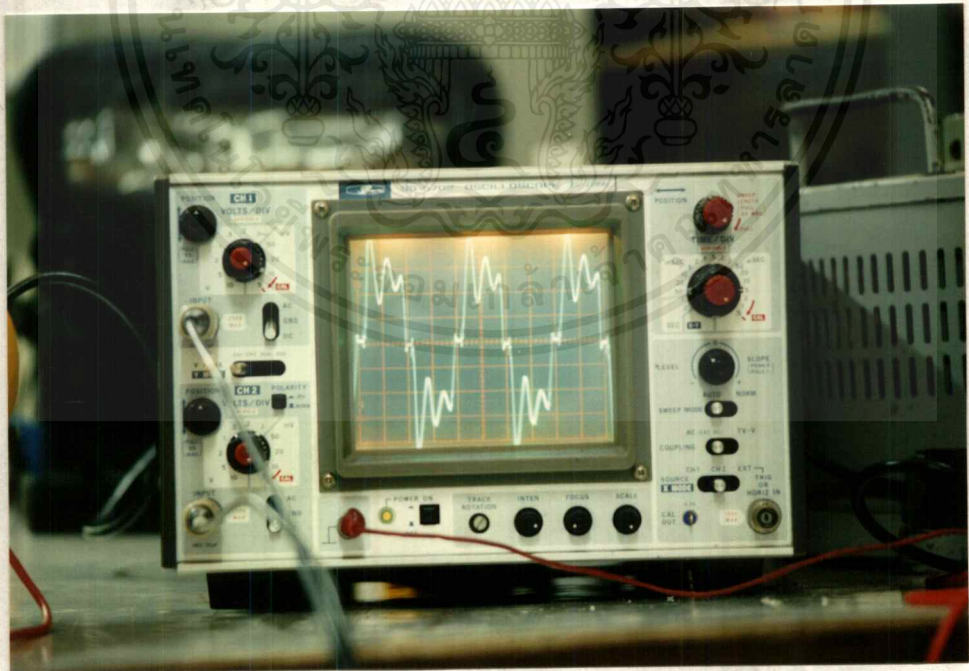
รูปที่ 7.11 แสดงรูปคลื่นฮาร์โมนิกแรงดันอินพุต (NOLOAD)



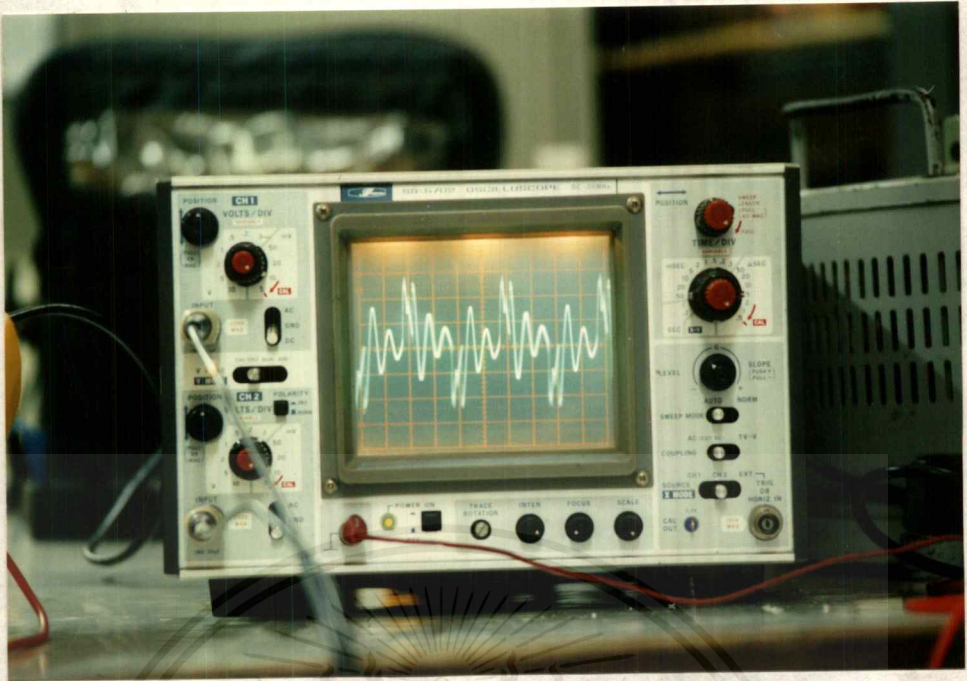
รูปที่ 7.12 แสดงรูปคลื่นแรงดันคคกร่อมหม้อแปลงกำลัง (NOLOAD)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



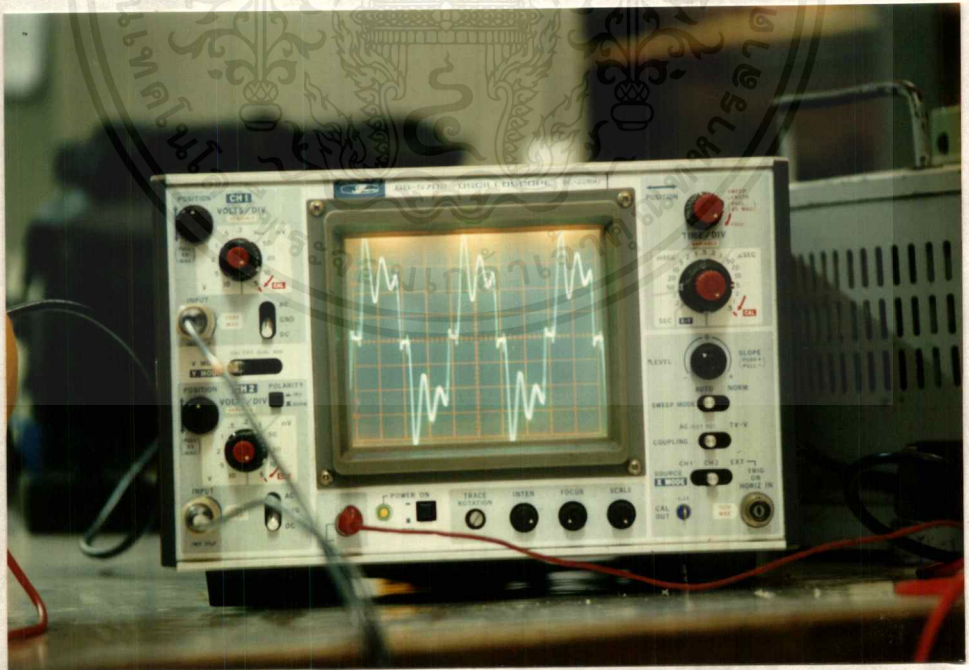
รูปที่ 7. 13 แสดงรูปคลื่นแรงดันคิกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (NOLOAD)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



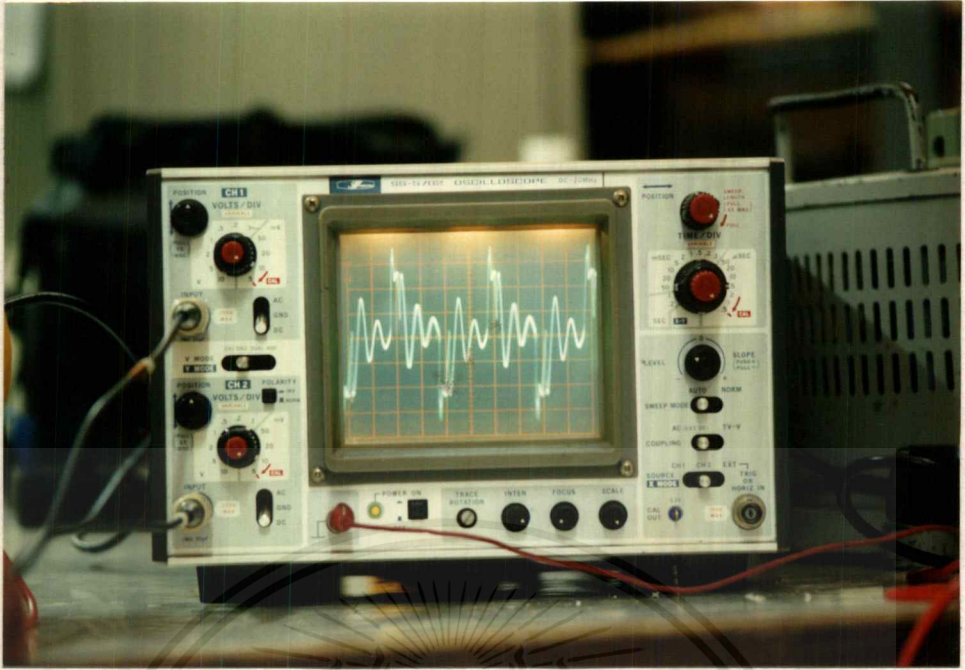
รูปที่ 7. 14 แสดงรูปคลื่นแรงดันคิกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 1 แอม)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



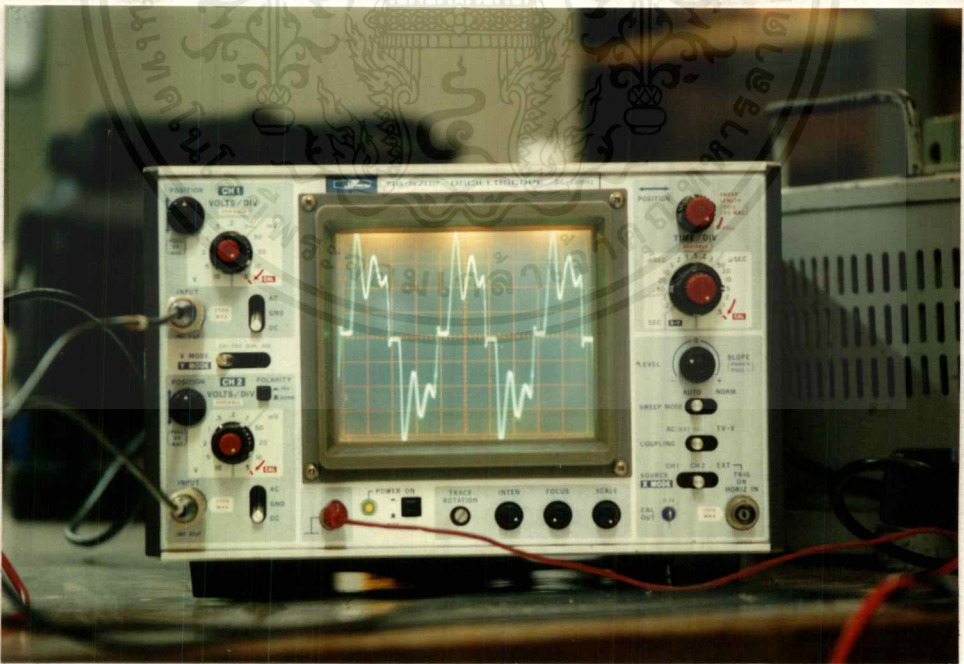
รูปที่ 7.15 แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 1 แอว)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



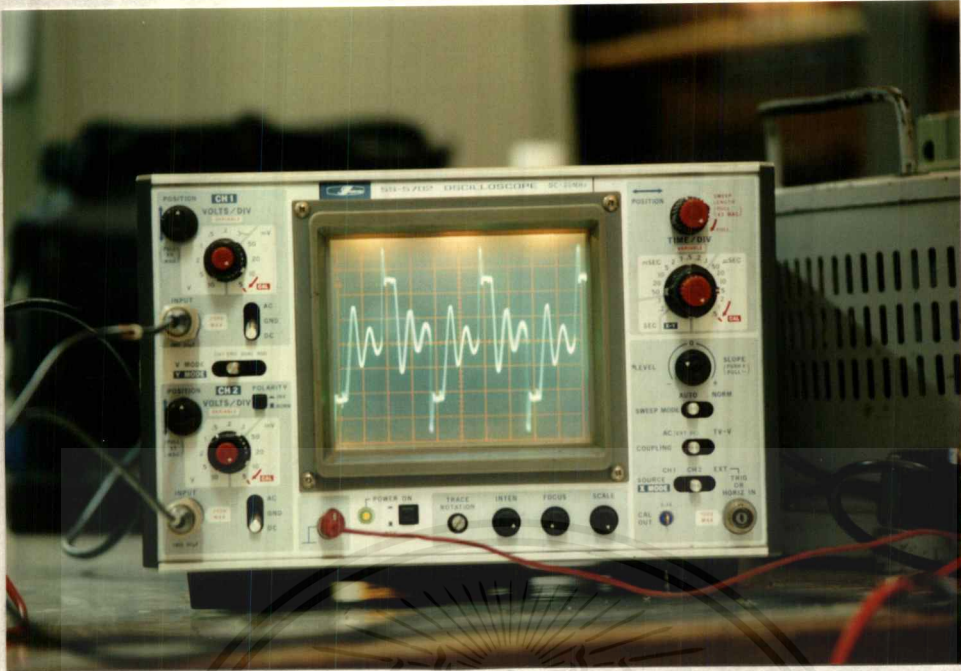
รูปที่ 7.16 แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 2 แอว)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



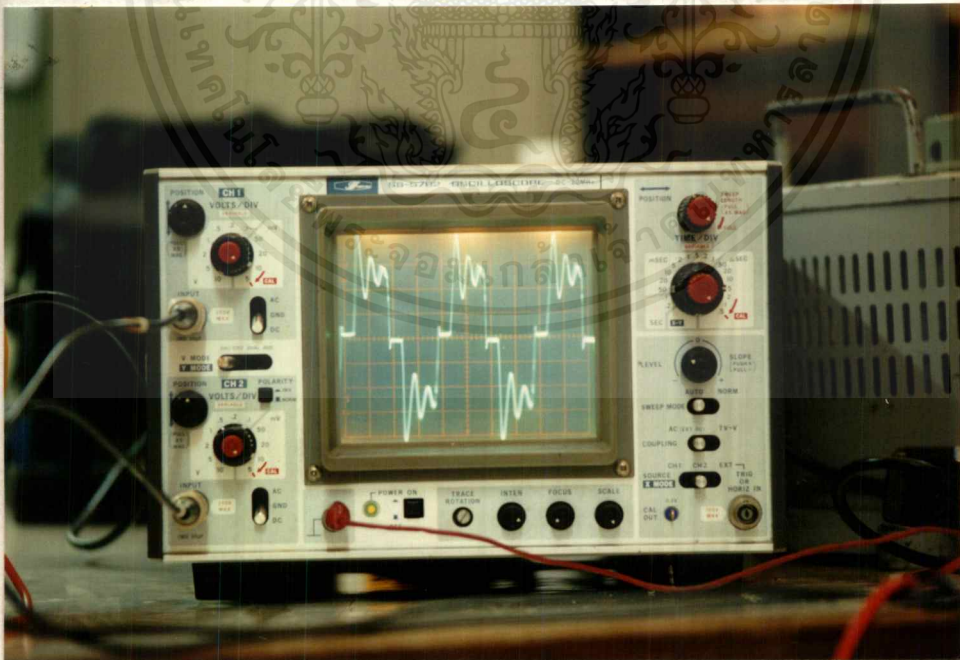
รูปที่ 7.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตเตอร์อเมริกันแอ็คเตอร์ (LOAD 2 แลว)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 7.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตเตอร์หม้อแปลงกำลัง (LOAD 3 แลว)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

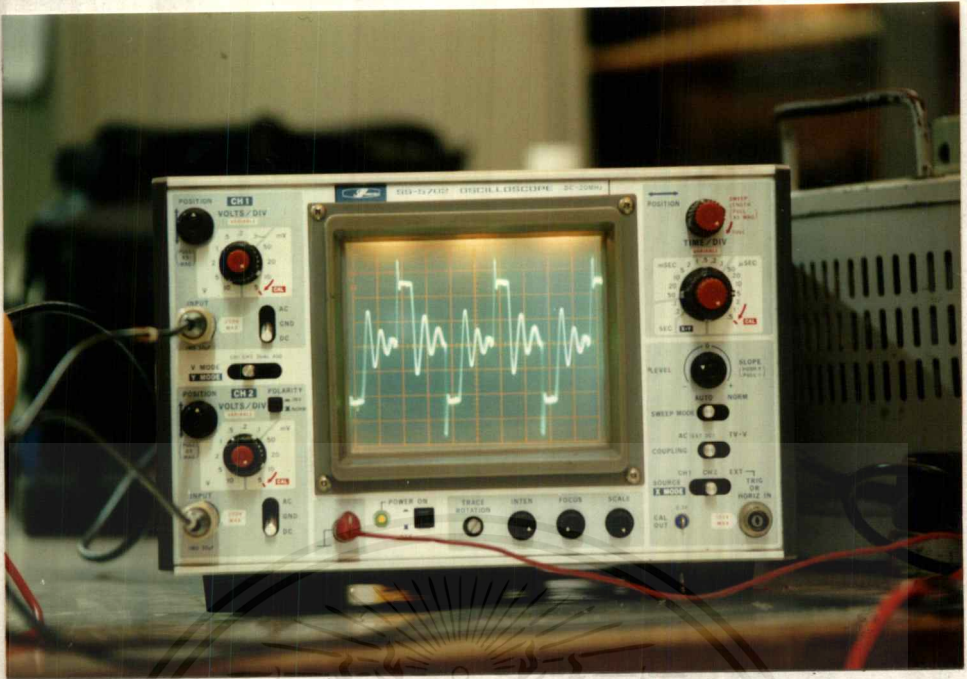


รูปที่ 7.19 แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 3 แถว)
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 7.20 แสดงรูปคลื่นแรงดันคัตคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 4 แถว) เริ่มมีการควบคุม
โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

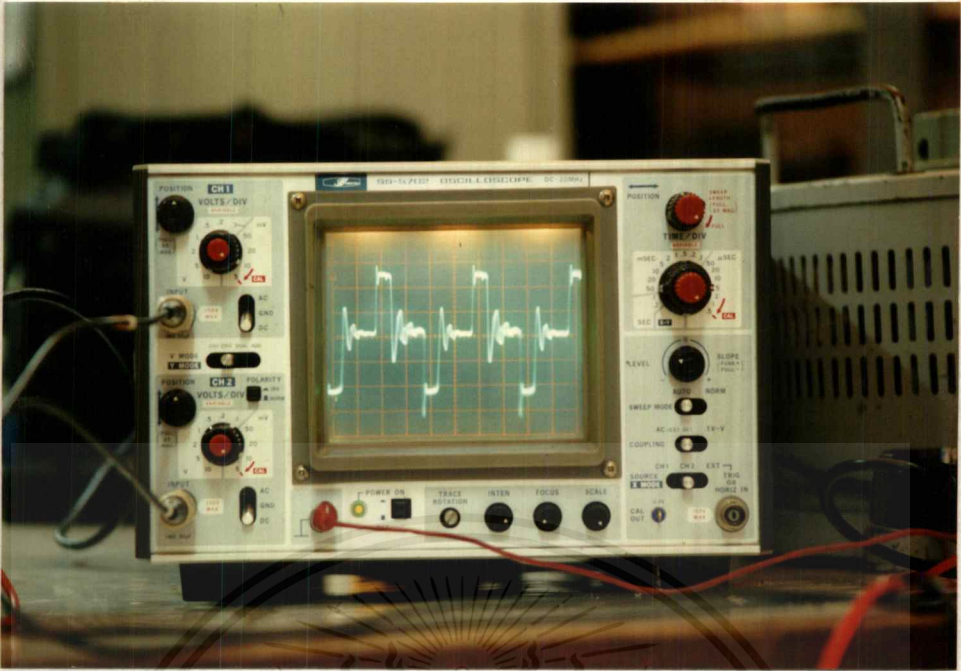
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



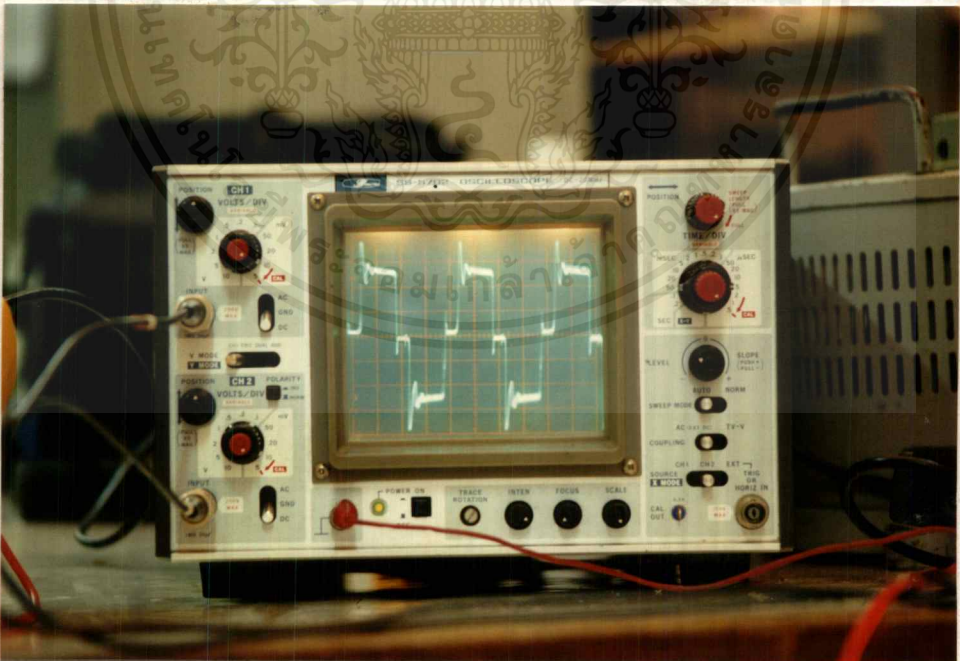
รูปที่ 7.21 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 4 แอว) เริ่มมีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 7.22 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 5 แอว) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

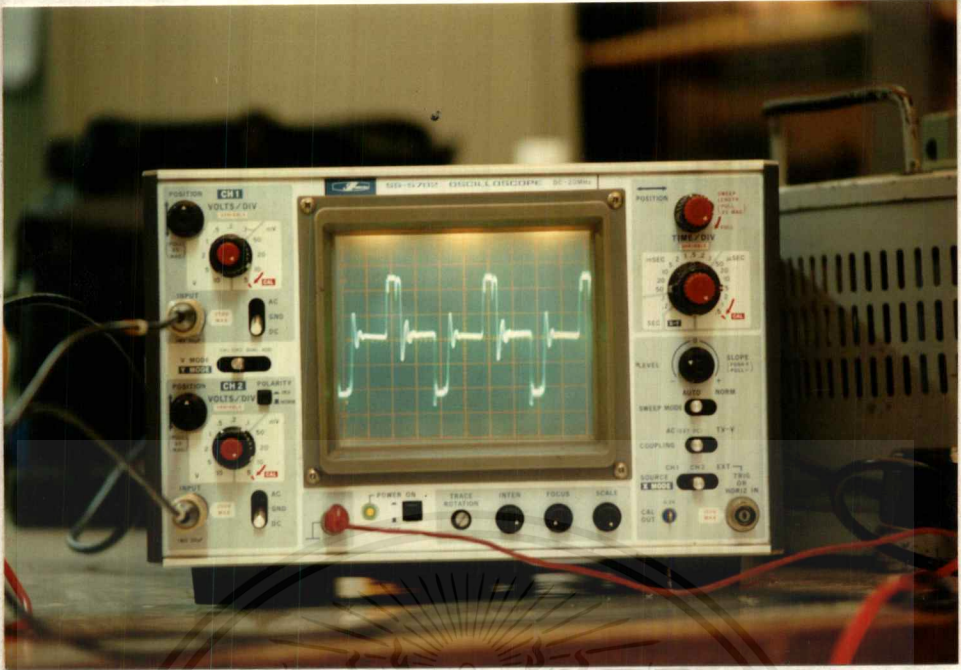


รูปที่ 7.23 แสดงรูปคลื่นแรงดันตดคร่อมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 5 แฉว) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

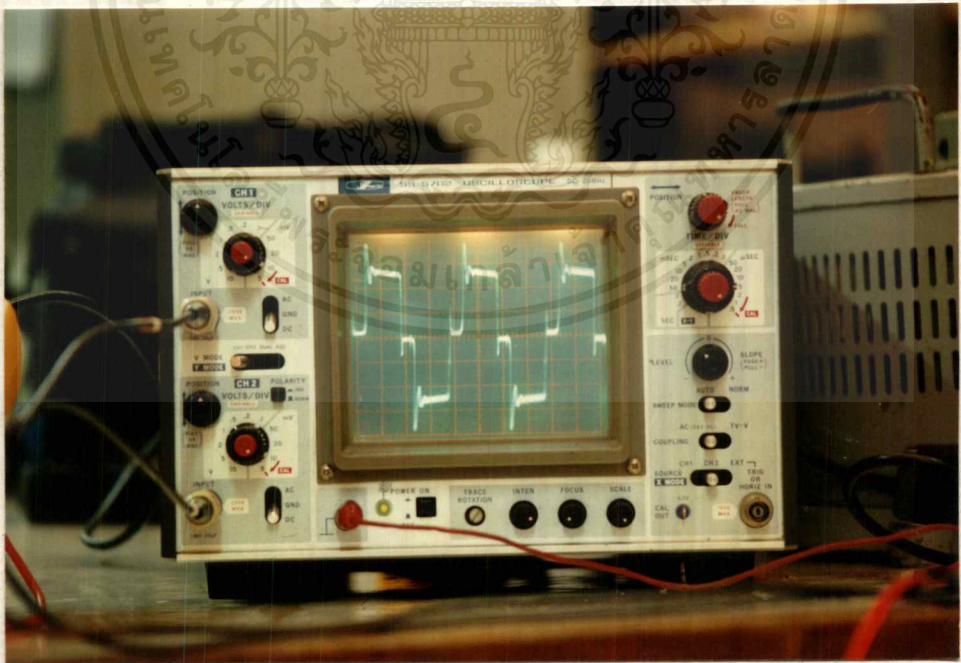


รูปที่ 7.24 แสดงรูปคลื่นแรงดันตดคร่อมหม้อแปลงกำลัง (LOAD 6 แฉว) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

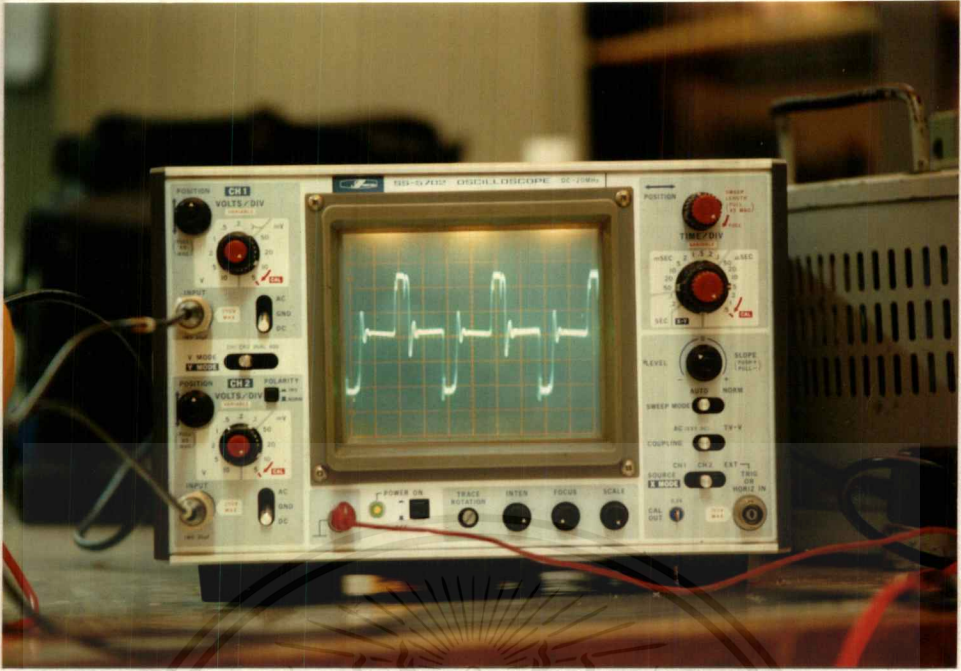


รูปที่ 7.25 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกรวมรีแอ็คเตอร์ (LOAD 6 แอมป์) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

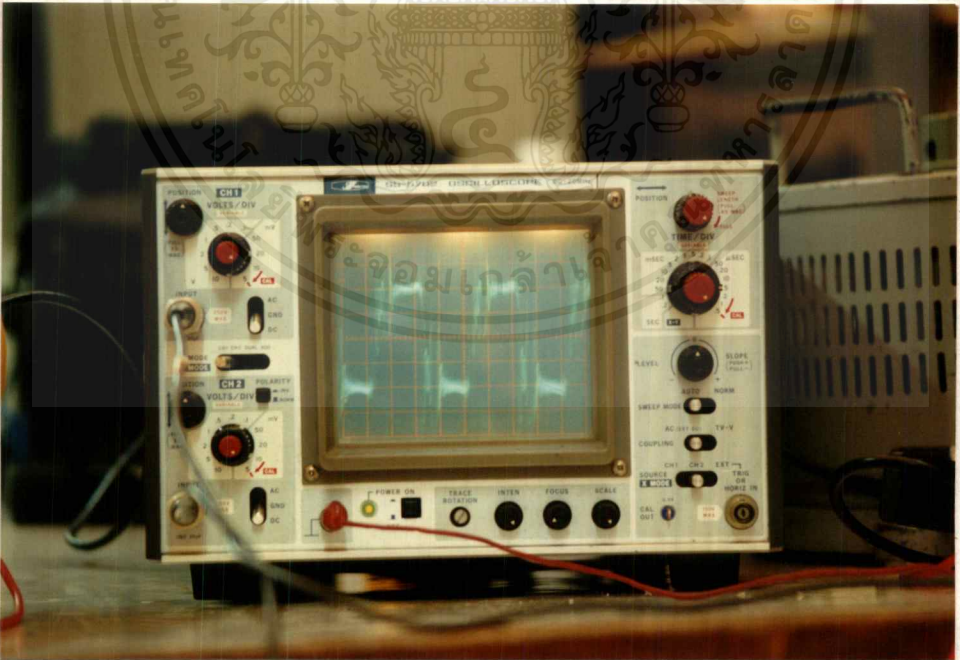


รูปที่ 7.26 แสดงรูปคลื่นแรงดันตกรวมหม้อแปลงกำลัง (FULL-LOAD) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

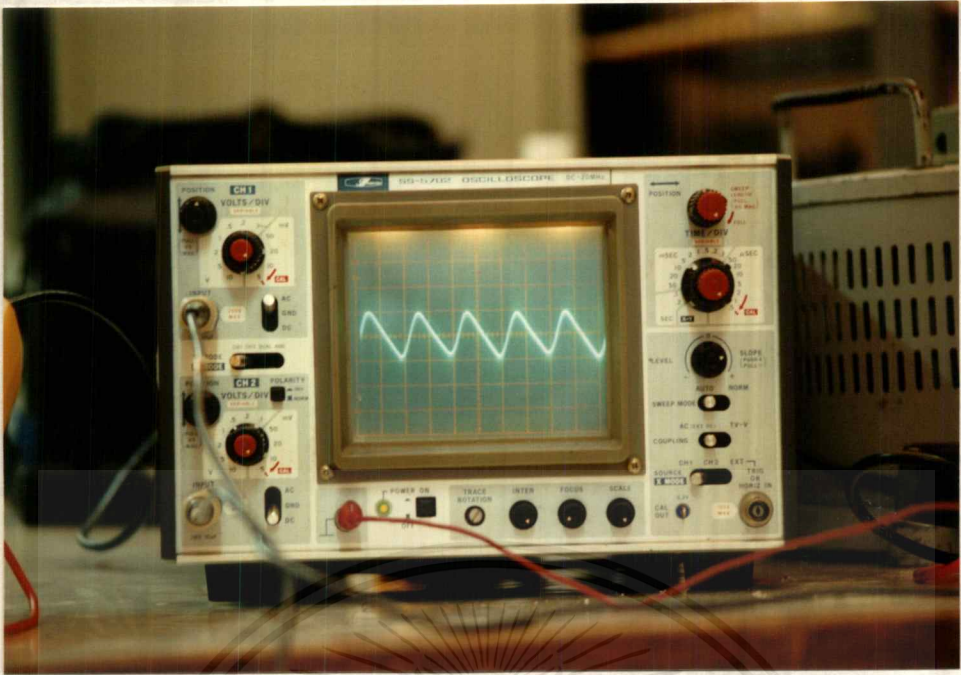
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



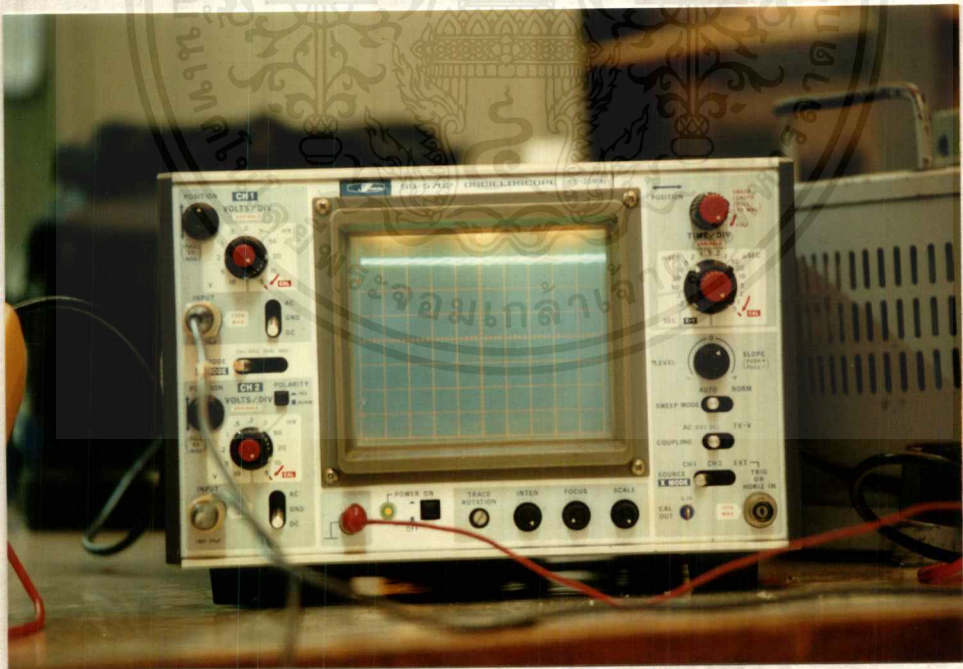
รูปที่ 7.27 แสดงรูปคลื่นแรงดันคกร้อมรีแอ็คเตอร์ (FULL LOAD) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 100 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 7.28 แสดงรูปคลื่นกระแสไพรมารี (FULL LOAD) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 2 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 7.29 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต AC (FULL LOAD) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 2 Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

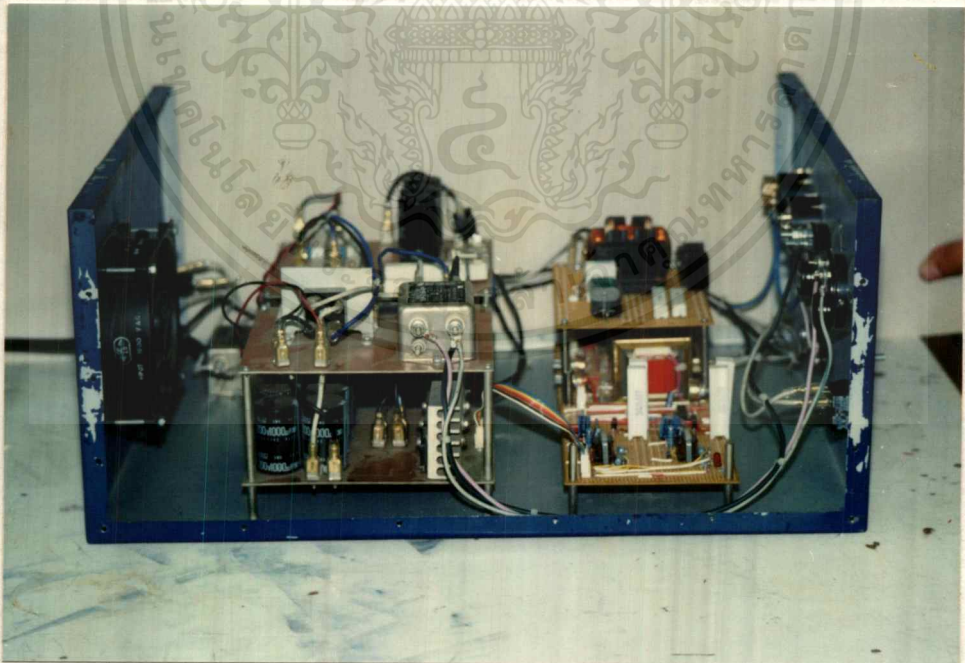


รูปที่ 7.30 แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต DC (FULL LOAD) มีการควบคุม โดยมี VOLTS/DIV = 20Volts/ช่อง และ TIME/DIV = 5 μ sec/ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

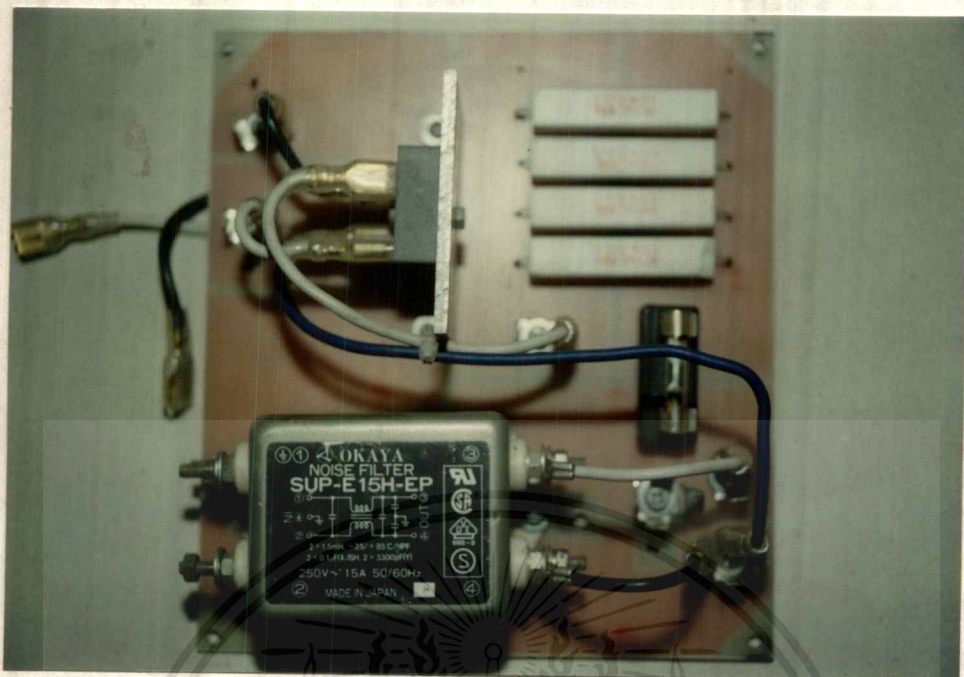


รูปที่ 7.31 แสดงรูปหน้ากล่องชิ้นงาน

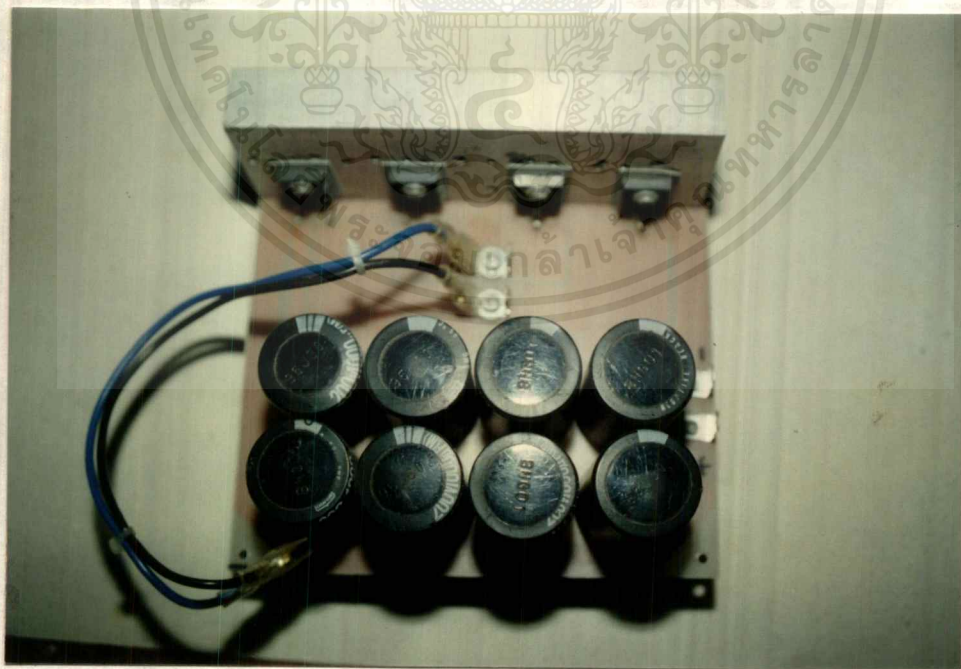


รูปที่ 7.32 แสดงรูปวงจรโคจรรวมของชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

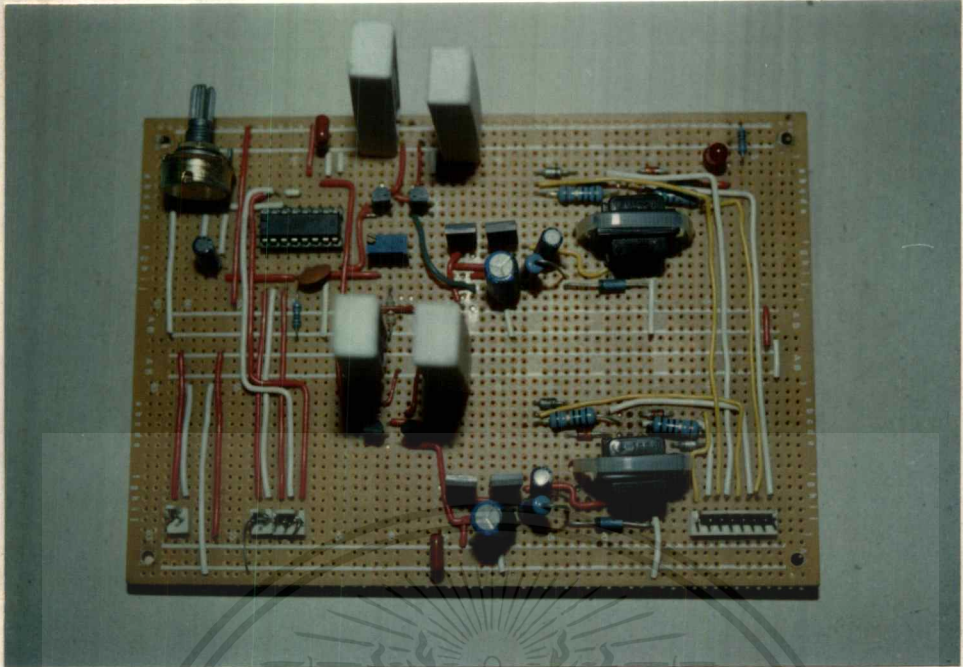


รูปที่ 7.33 แสดงรูปวงจรเรกติไฟเออร์อินพุตของชิ้นงาน

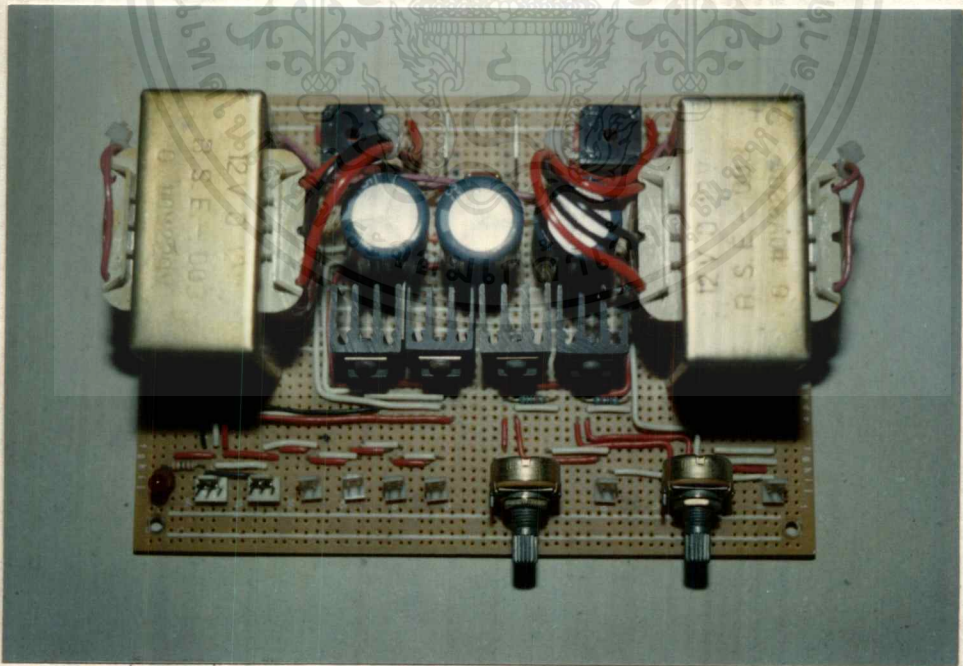


รูปที่ 7.34 แสดงรูปวงจรส่วนของวงจรสวิทชิงและฟิลเตอร์ของชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

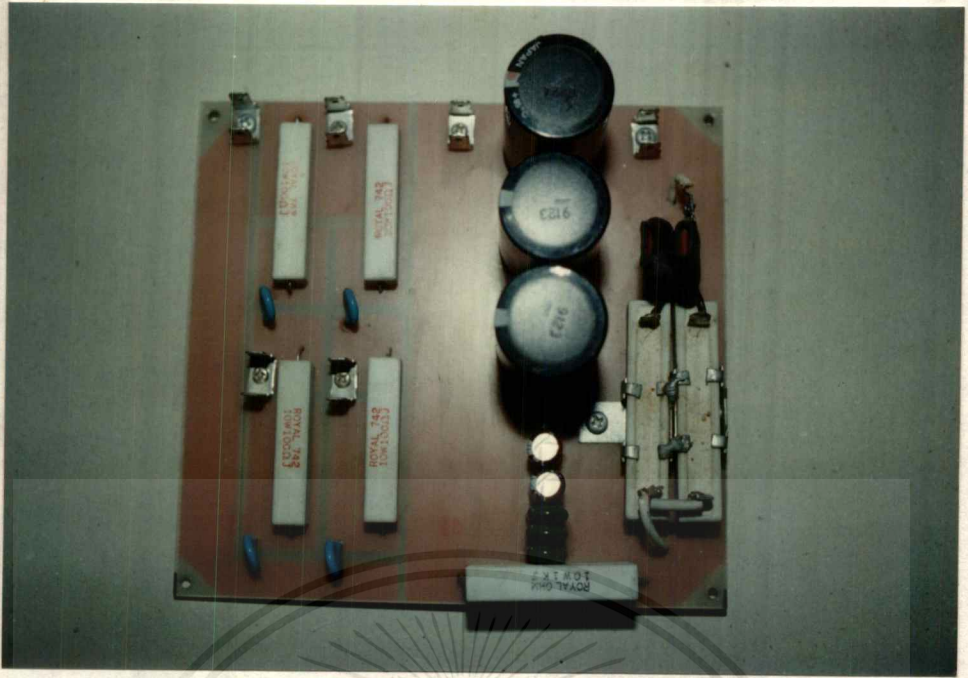


รูปที่ 7.35 แสดงรูปวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ของชิ้นงาน

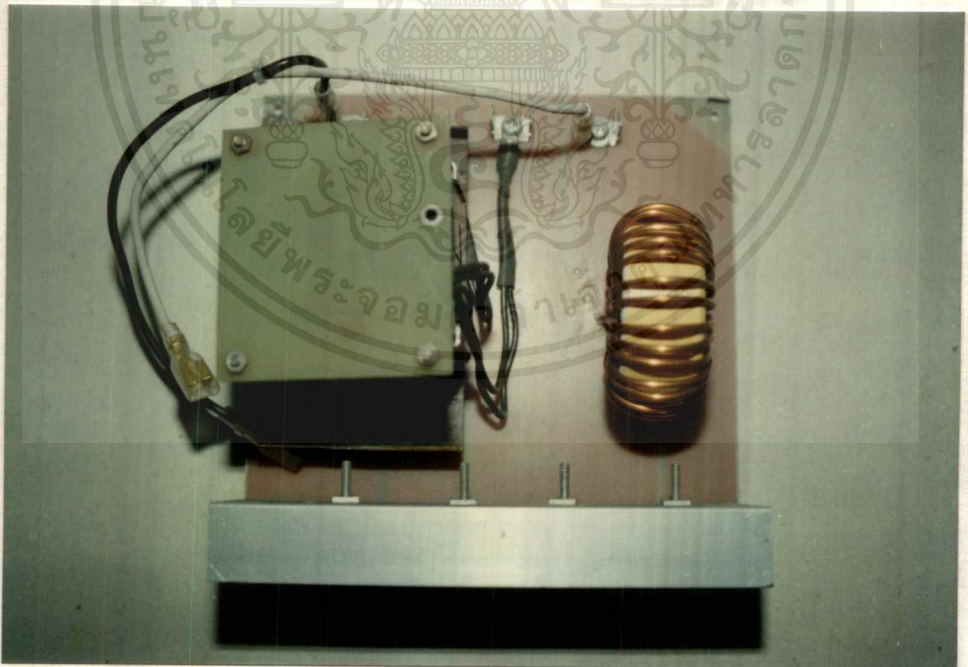


รูปที่ 7.36 แสดงรูปแหล่งจ่ายไฟ DC ของชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

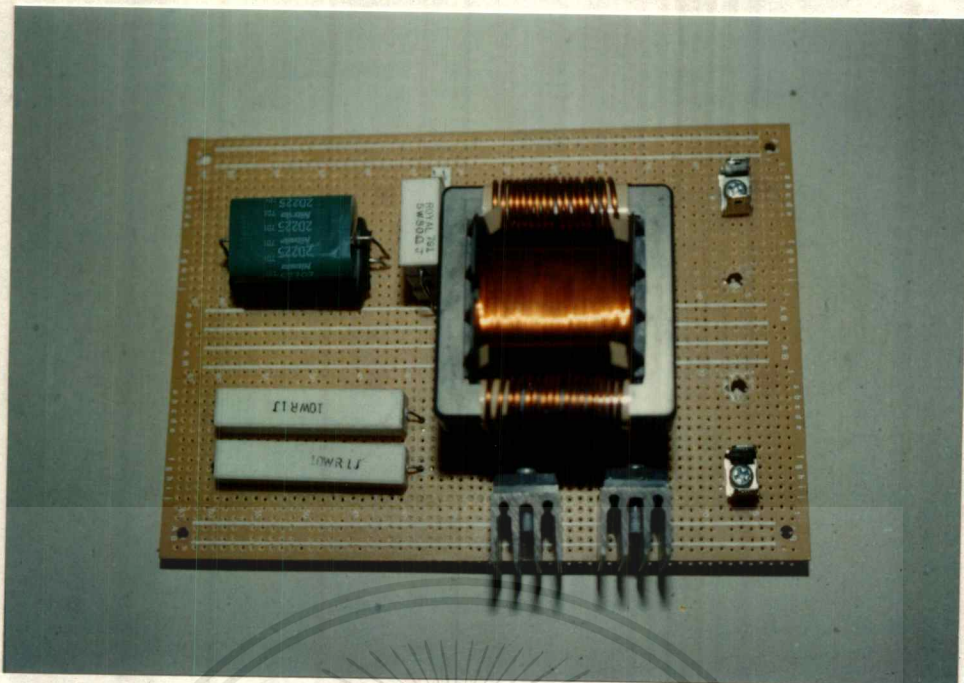


รูปที่ 7.37 แสดงรูปวงจรสับเบอร์และฟิลเตอร์ของชิ้นงาน

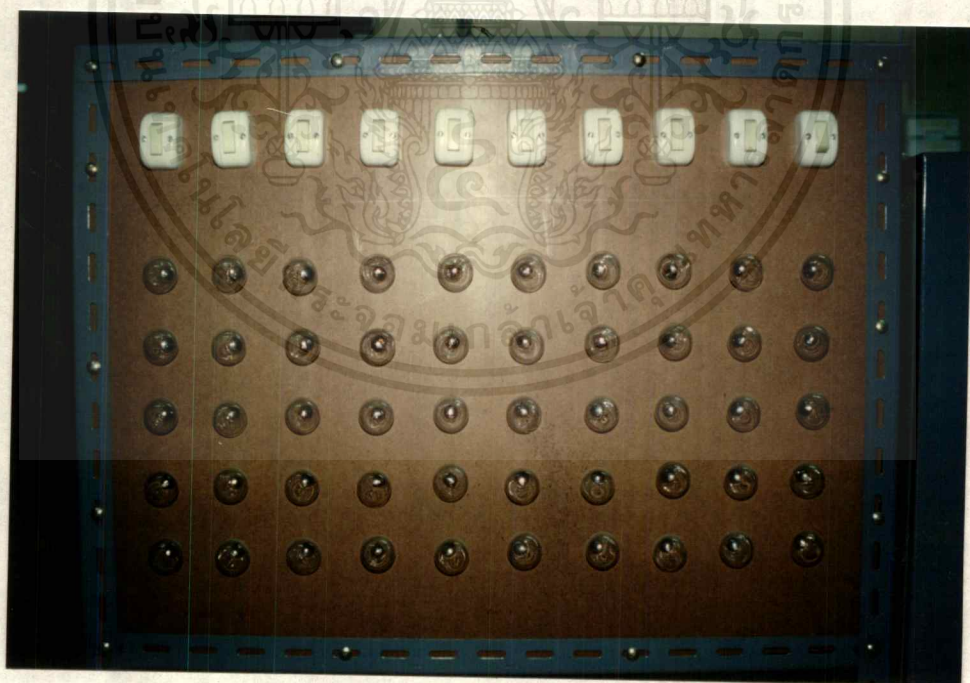


รูปที่ 7.38 แสดงรูปวงจรหม้อแปลงกำลัง, ไดโอดเรกติไฟเออร์เอาต์พุต, โฉ้คเอาต์พุตของชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.39 แสดงรูปวงจรหม้อแปลงควบคุมของชิ้นงาน



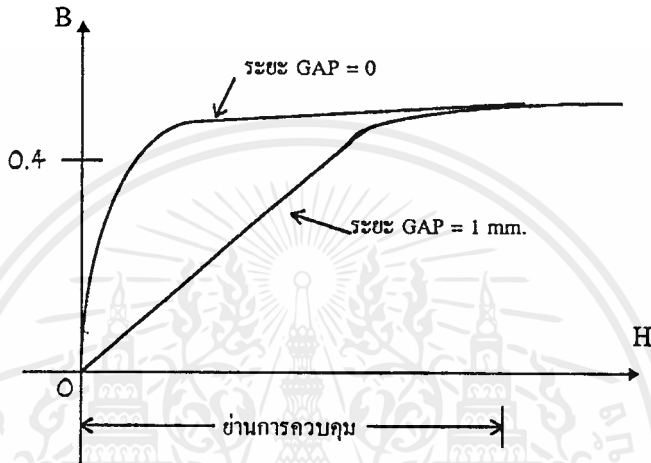
รูปที่ 7.40 แสดงรูปโหนดการะที่ใช้ทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

สรุปผลการทดลอง

โครงการ High Frequency Saturable Reactor นี้เป็นการทำ Saturable Reactor ที่ใช้ในความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นแกนเฟอร์โรแมกเนติกมาประยุกต์เพื่อใช้ในความถี่สูง โดยเปลี่ยนแกนเหล็กเป็นแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งสามารถนำมาใช้งานร่วมกับ Switching Power Supply แต่คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์จะมีความเข้มสนามแม่เหล็กที่ต่ำและมีความชันของ Curve B-H มาก ดังในรูป



ดังนั้น เพื่อให้การควบคุม Reactor มีเสถียรภาพมากขึ้นจึงจำเป็นต้องมีระยะ Gap ประมาณ 1 มิลลิเมตร และจากการทดลองเมื่อศึกษาโดยละเอียดโครงการ High Frequency Saturable Reactor นี้ ควรจะใช้กับอุปกรณ์ที่มีเพาเวอร์สูงๆ เพราะเนื่องจากค่า V_L ที่ตกคร่อม Reactor จะได้มีค่ามาก (จากสูตร $V_L = L di/dt$) ดังนั้นจึงควบคุมแรงดันได้ในย่านกว้าง

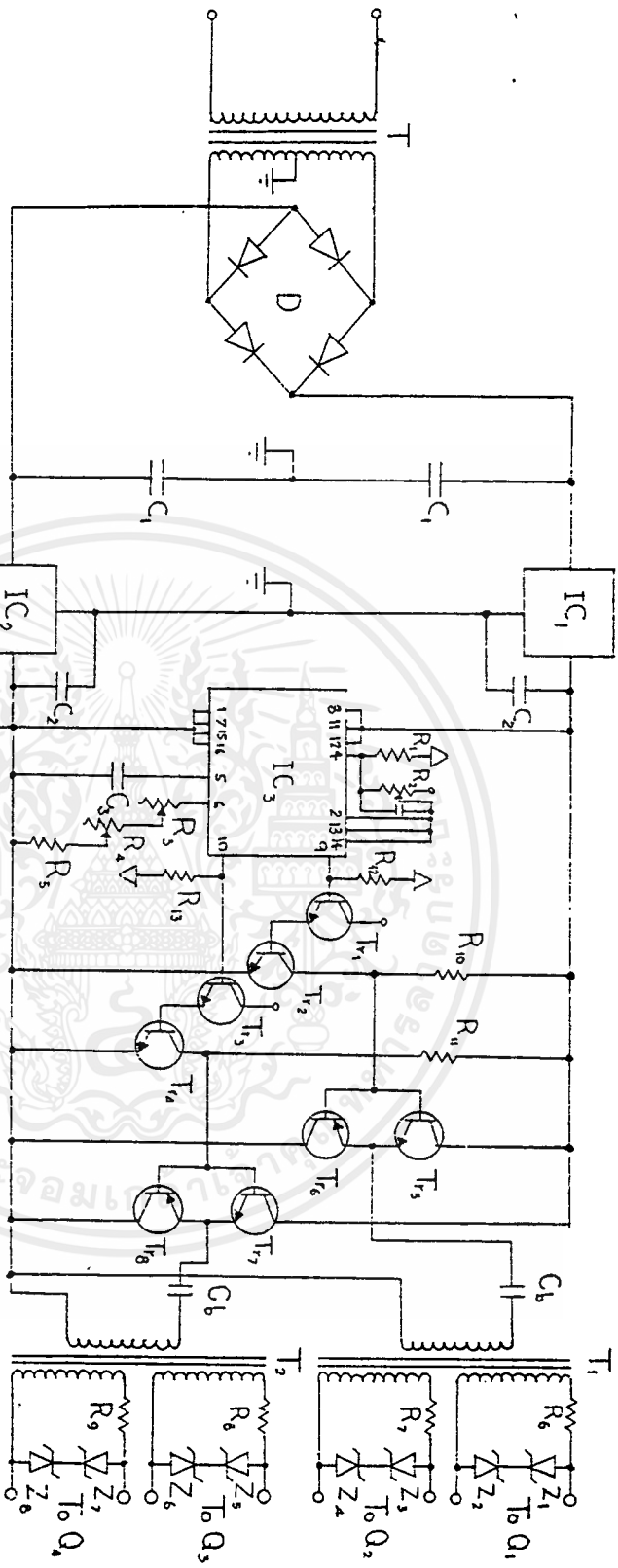
จากตารางผลการทดลองไมใส่ Saturable Reactor จะเห็นได้ว่า %Voltage Regulation จะมีค่ามาก (ประมาณ 28.3%) ในขณะที่ No Load แต่เมื่อจ่ายกระแสที่ Full Load จะมี %Voltage Regulation ที่ดีขึ้นประมาณ 7.8% แต่ยังไม่ดีเท่าที่ควร

เมื่อมีการใส่ Saturable Reactor เพื่อการควบคุมแรงดัน Output จะเห็นได้ว่าขณะ No Load จะมี %Voltage Regulation ประมาณ 27.5 % ซึ่งจะมีค่าที่ดีขึ้น (ในอุดมคติ %Voltage Regulation = 0) และเมื่อจ่ายกระแสที่ Full Load จะทำให้ Saturable Reactor ทำงานได้มากขึ้นคือ จะสามารถปรับแรงดัน Output ให้มีค่าได้มากถึง 60 Volt (%Voltage Regulation = 0) จึงสามารถสรุปได้ว่า High Frequency Saturable Reactor จะสามารถทำงานได้ดีที่เพาเวอร์สูงๆ

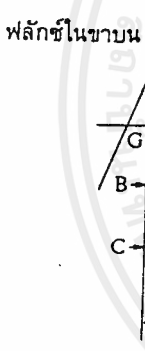
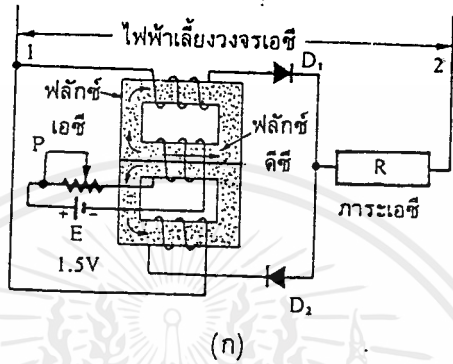


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

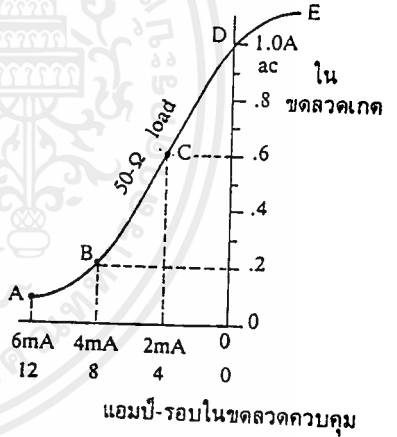
รูปวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์



- T = 220 /12-0-12 V
- D = Full Bridge 600 V, 5 A
- C₁ = 50 V, 1000 μF
- C₂ = 2222 F
- C₃ = 501 F
- IC₁ = 7812
- IC₂ = 7912
- IC₃ = TL494
- R₆, R₇, R₈, R₉ = 50 Ω, 1/2 W
- Z₁, Z₂, Z₃, Z₄, Z₅, Z₆, Z₇ = 10 V, 1A
- T₁₁, T₁₂, T₁₃, T₁₄ = BC 547
- Z₂, Z₄, Z₆, Z₈ = 12 V, 1A
- T₁₅, T₁₆ = BD 139
- T₁, T₂ = EF 19
- T₇, T₈ = BD 140
- R₁₀, R₁₁ = 200 Ω, 10 W
- C₆ = 25 V, 470 μF
- R₁₂, R₁₃ = 200 Ω, 10 W



(ข)



(ค)

- (ก) วงจรขยายเชิงแม่เหล็ก หรือ ทรานสดักเตอร์
 (ข) การทำงานที่สามารถทำให้ (ก) อิมตัวได้เอง
 (ค) เส้นโค้งลักษณะสมบัติของ (ก)



TL494
TL495

Specifications and Applications Information

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

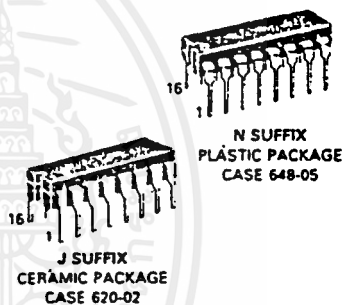
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

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

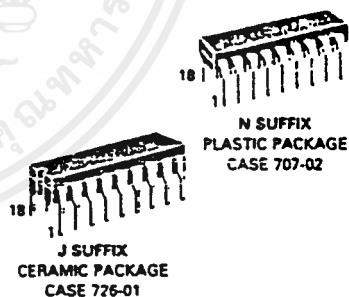
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

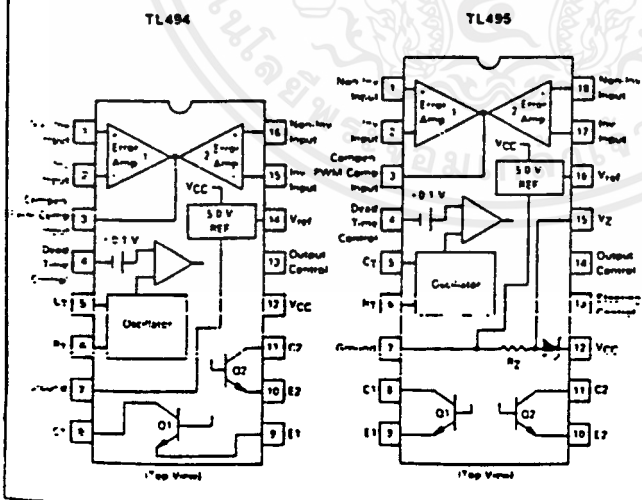
TL494



TL495



PIN CONNECTIONS



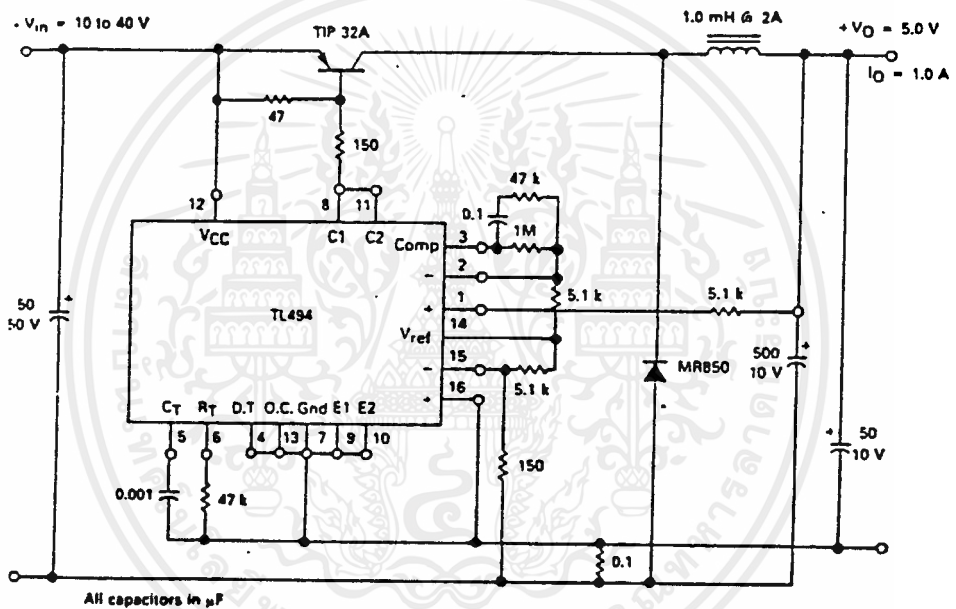
ORDERING INFORMATION

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

The TL494C-35C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I-495I are specified over the industrial range of - 25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of - 55°C to 125°C.

TL494, TL495

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

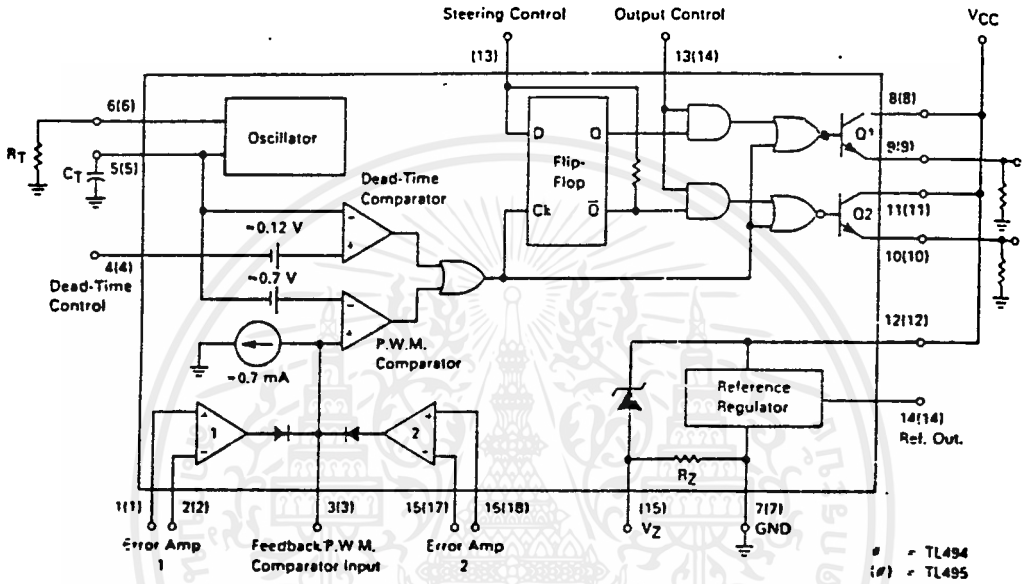
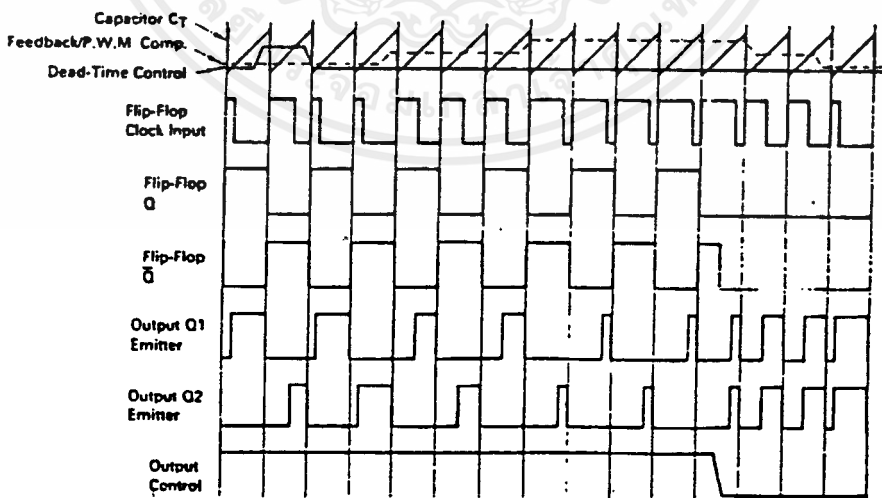


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494I/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	V _{CC} + .03	V _{CC} - .03	V _{CC} + .03	V
Power Dissipation (at T _A = 45°C)	P _D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T _J	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	- 55 to 125	- 25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	- 65 to + 150	- 65 to + 150	- 65 to + 150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	100	80	°C/W
Power Derating Factor	1/R _{θJA}	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T _A	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I/TL495C, J			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I _Q = 1.0 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔT _A = Min to Max)	ΔV _{ref} (ΔT)	—	0.2	0.6	—	1.2	0.6	%
Input Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	R _{regline}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (I _Q = 1.0 mA to 10 mA)	R _{regload}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V, T _A = 25°C)	I _{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ unless otherwise noted.)

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

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			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 ($V_{in}(\text{Pin } 3) = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{in} = 0$ to 5.25 V)	$I_{IB}(\text{DTI})$	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$) ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	DC_{max}	45	48	50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8	3.3	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{Low}$ to T_{High})	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	—	± 1.0	± 2.0	%

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

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

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

TL494, TL495

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

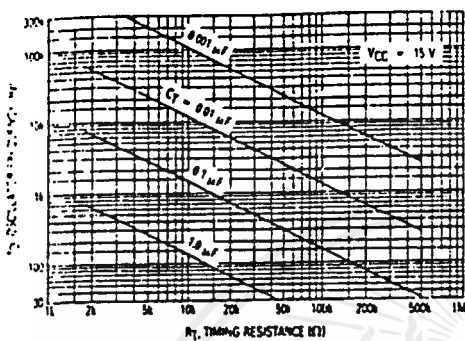


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

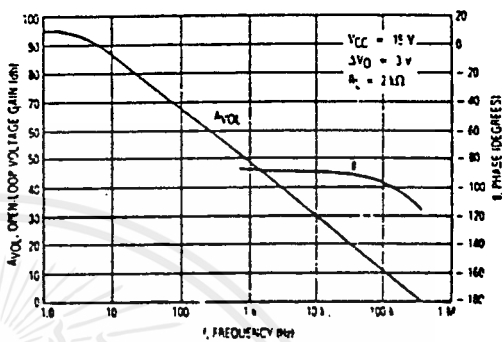


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

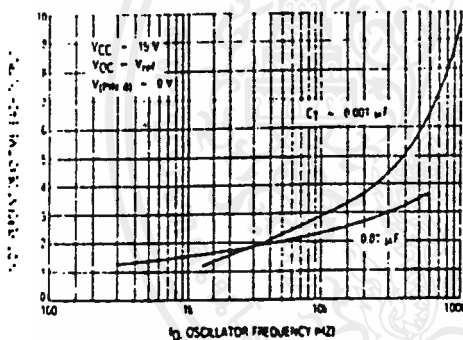


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

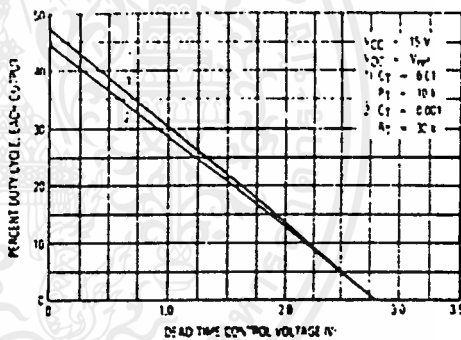


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION. OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

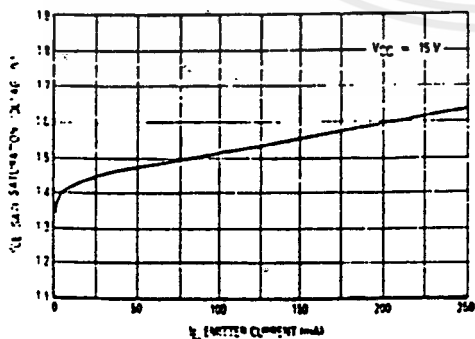
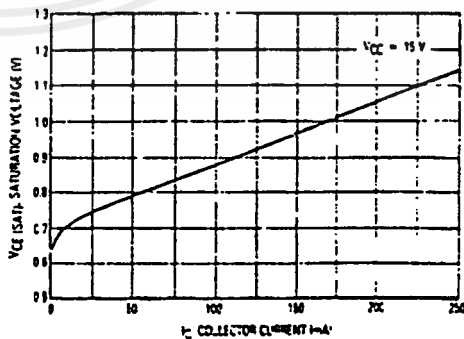


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION. OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



TL494, TL495

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

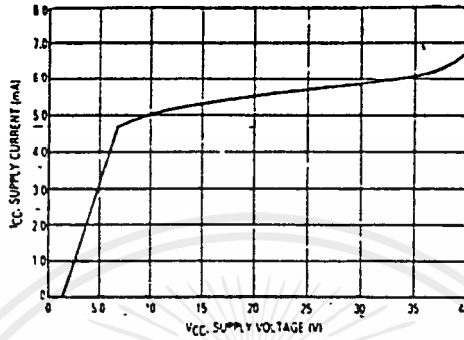


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

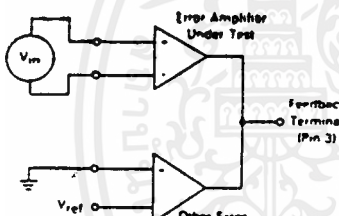


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

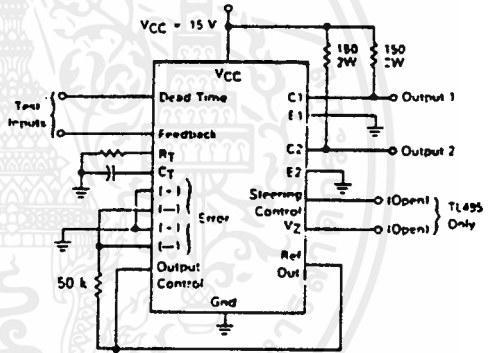


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

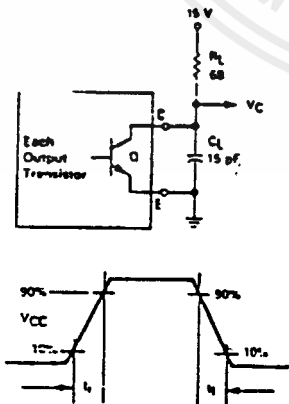
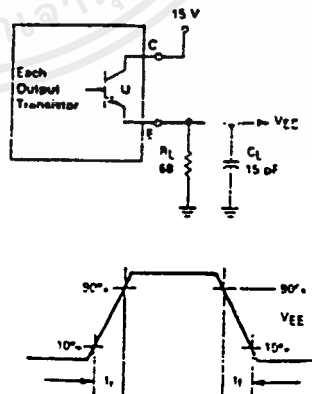


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

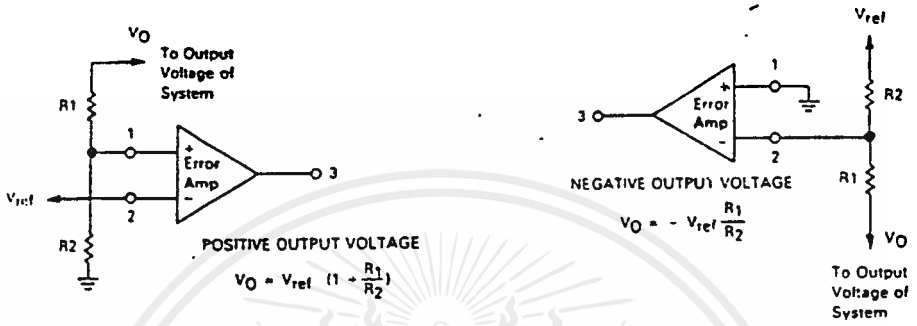


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

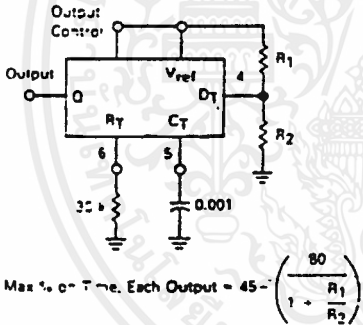


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

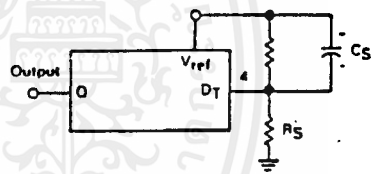
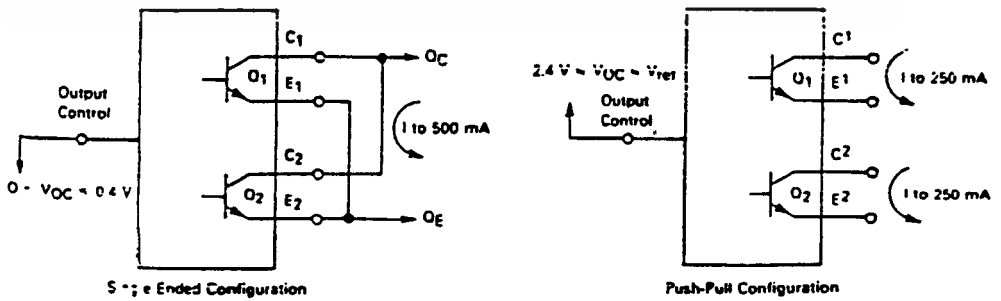


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

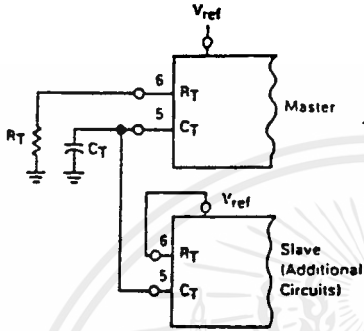


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{IN} > 40$ V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

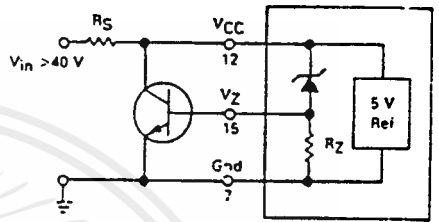
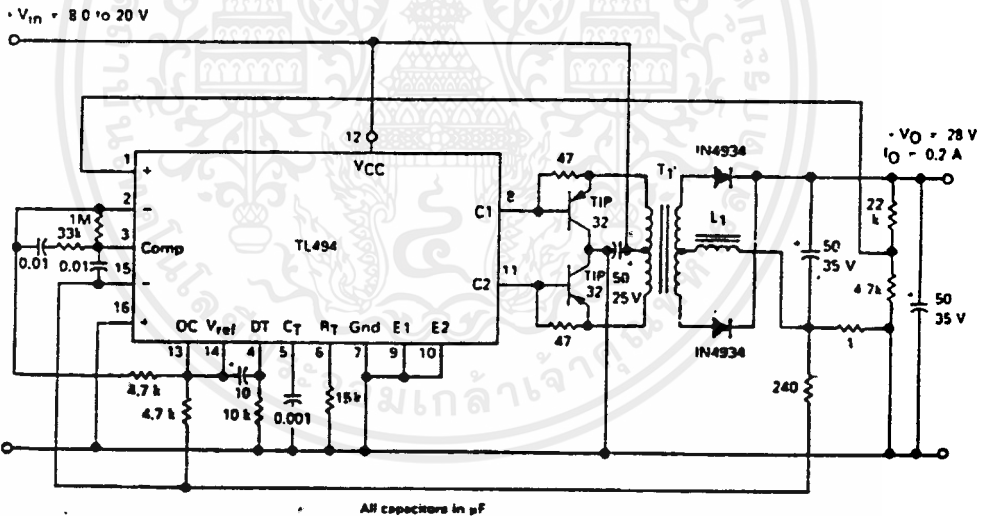


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



- L1 — 75 mH @ 0.3 A
- T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 170T C.T. #36 AWG
Core: Ferrocube 1408P-L00-3C8

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่สามารถแก้ไข ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

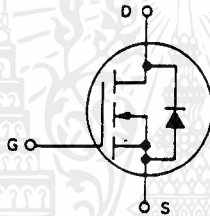
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

IRF450
IRF451
IRF452

**N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE
 TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF			Unit
		450	451	452	
Drain-Source Voltage	V_{DSS}	500	450	500	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1.0 \text{ M}\Omega$)	V_{DGR}	500	450	500	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20			Vdc
Drain Current	I_D	13	12		Adc
		I_{DM}	52	48	
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150			Watts
		1.2			
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150			$^\circ\text{C}$

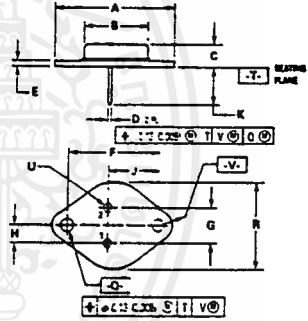
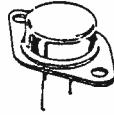
THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.83	$^\circ\text{C/W}$
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	30	
Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1.8" from Case for 5 Seconds	T_L	300	$^\circ\text{C}$

See the MTH13M45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.

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

Part Number	V_{DSS}	$r_{DS(on)}$	I_D
IRF450	500 V	0.4 Ω	13 A
IRF451	450 V	0.4 Ω	13 A
IRF452	500 V	0.5 Ω	12 A



STYLE:
 PA - BASE
 P - PITCH
 C - CASE COLLECTOR

- NOTES:
 1. DIMENSIONS ARE TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1983.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH REFERENCED DRAWING OUTLINE SHALL APPLY.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	3.37	—	1.50
B	—	2.28	—	0.90
C	0.25	1.27	0.250	0.275
D	1.27	1.27	0.050	0.050
E	1.42	—	0.056	0.070
F	2.74 BSC	—	1.100 BSC	—
G	12.7 BSC	—	0.430 BSC	—
H	5.48 BSC	—	0.215 BSC	—
J	16.88 BSC	—	0.665 BSC	—
K	11.18	11.9	0.440	0.460
Q	2.54	4.75	0.101	0.185
R	—	3.67	—	1.050
U	0.82	1.27	0.030	0.210
V	2.54	4.75	0.101	0.185

CASE 1-06
 TO-204AA

IRF450-452

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 0.25 mA)	IRF451 IRF450, IRF452	V _{(BR)DSS}	450 500	— —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)		I _{DSS}	— —	0.25 1.00	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GSF} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSF}	—	100	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GSR} = 20 Vdc, V _{DS} = 0)		I _{GSSR}	—	100	nAdc
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 0.25 mA)		V _{GS(th)}	2.0	4.0	Vdc
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 7.0 Adc)	IRF450, IRF451 IRF452	r _{DS(on)}	— —	0.4 0.5	Ohm
On-State Drain Current (V _{GS} = 10 V) (V _{DS} ≥ 5.2 Vdc) (V _{DS} ≥ 6.0 Vdc)	IRF450, IRF451 IRF452	I _{D(on)}	13 12	— —	Adc
Forward Transconductance (V _{DS} ≥ 5.2 V, I _D = 7.0 A) (V _{DS} ≥ 6.0 V, I _D = 7.0 A)	IRF450, IRF451 IRF452	g _{FS}	6.0 6.0	— —	mhos
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	(V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1.0 MHz)	C _{iss}	—	3000	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	600	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	200	
SWITCHING CHARACTERISTICS*					
Turn-On Delay Time	(V _{DD} = 200 V, I _D = 7.0 Apk, R _{gen} = 4.7 Ohms)	t _{d(on)}	—	35	ns
Rise Time		t _r	—	50	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	150	
Fall Time		t _f	—	70	
Total Gate Charge	(V _{GS} = 10 V, V _{DS} = 0.8 × Rated V _{DSS} , I _D = Rated I _D)	Q _g	110 (Typ)	120	nC
Gate-Source Charge		Q _{gs}	50 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q _{gd}	60 (Typ)	—	
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D , V _{GS} = 0)	V _{SD}	—	1.3(1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	1200 (Typ)	—	ns
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on the header closer to the source pin and the center of the die)	L _d	5 (Typ)	—	nH	
Internal Source Inductance (Measured from the source pin 0.25" from the package to the source bond pad)	L _s	12.5 (Typ)	—	nH	

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
(1) Add 0.1 V for IRF450 and IRF451.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ต้องขอขอบคุณ

- ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ และอ. อนุวัฒน์ อางวนิชเลิศ ซึ่งได้ให้คำแนะนำต่างๆรวมทั้งเอื้อเพื่ออุปกรณ์บางประเภทที่หาซื้อไม่ได้ตามท้องตลาด

- ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ของสถาบันฯ ที่ได้เอื้อเพื่อสถานที่ เครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆในการทำโครงการ

- เพื่อนร่วมห้อง 3W ที่ให้อุปกรณ์ด้วยดีเสมอมา

- คำแนะนำดีๆจากพี่โรมัส

ซึ่งบุคคลและองค์กรเหล่านี้มีส่วนทำให้ โครงการนี้สามารถสำเร็จ จุล่งง ไปด้วยดีและสามารถนำผลการทดลองที่ได้มาเขียน เป็นปริญญานิพนธ์ฉบับนี้



เอกสารอ้างอิง

- [1] สุวัฒน์ คั่น , “เทคนิคและการออกแบบสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”เอนเทลไทย,2537
- [2] ประสิทธิ์พร แซ่เฮ้ง,“สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”,ซีเอ็ดยูเคชั่น,2538
- [3] Chryssis,G.,High Frequency Switching Power Supply-Theory and Design , McGraw Hill , 1989
- [4] Pressman , A.I.,Switching Power Supply Design , McGraw Hill , 1991

