



สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยใช้หม้อแปลงควบคุม
SWITCHING POWER SUPPLY BY CONTROLLED TRANSFORMER



โดย
นาย พงษ์กานต์ ทองครบุรี
นาย พงษ์รวิทร์ ก้าวสัมพันธ์
นาย ศักดิ์ชัย วิสุทธากุล

วัน เดือน ปี..... 30.ก.พ. 2541
เลขทะเบียน..... 038186
เลขเรียกหนังสือ..... T.3920.6.4497

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

038186

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2539

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยใช้หม้อแปลงควบคุม
SWITCHING POWER SUPPLY BY CONTROLLED TRANSFORMER



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539


ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

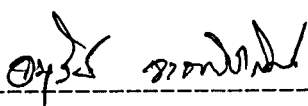
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยใช้หม้อแปลงควบคุม

ผู้จัดทำ

1. นาย พงษ์กานต์ ทองครบุรี
2. นาย พงษ์ธวัจน์ ก้าวสัมพันธ์
3. นาย ศักดิ์ชัย วิสุทธากุล


----- อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ)


----- อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยใช้หม้อแปลงควบคุม

นายพงษ์กานต์ ทองครบุรี

นายพงษ์รวิทร์ ก้าวสัมพันธ์

นายศักดิ์ชัย วิสุทธากุล

ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นรูปแบบการควบคุมแบบใหม่สำหรับฟอ์เวอร์คอนเวอร์เตอร์เรกูลเตอร์ที่ใช้หม้อแปลงควบคุม โดยจะใช้ PWM (Pulse Width Modulation) ควบคุม ซึ่ง PWM นี้จะควบคุมที่แกนควบคุมของหม้อแปลง ซึ่งเราจะสามารถนำเอาแกนเฟอร์ไรต์มาใช้กับหม้อแปลงที่ควบคุมได้ โดยทำการทดลองที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ 500 วัตต์ และเอาท์พุทเรกูลเตอร์ 5 โวลต์ ซึ่งจะมีประสิทธิภาพประมาณ 70 เปอร์เซ็นต์ และมีโวลตเรกูลชัน 1 เปอร์เซ็นต์ ส่วนไลน์เรกูลชันอยู่ในช่วง ± 20 โวลต์ ± 20 เปอร์เซ็นต์โดยใช้กรุป้อนกลับสัญญาณจากเอาท์พุท และมีวงจรควบคุมการเปลี่ยนแปลงของเอาท์พุททำงานร่วมกับส่วนของการสวิตชิง เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่

SWITCHING POWER SUPPLY BY CONTROLLED TRANSFORMER

Pongkan Tongkhonburi

Pongtawat Kaosampan

Sakchai Wisutthagul

Asst. Prof. Prapas Praisuwanna Advisor

Anuwat Jangwanitlert Advisor

1996

ABSTRACT

A new control scheme is proposed for a forward converter regulator using a controlled transformer. Pulse Width Modulation (PWM) control is used to reset the control core of the controlled transformer. As a result, a low cost ferrite core can be used for the controlled transformer. Which experiment at 100 kHz 500 W and output regulator 5 volt include efficiency 70% and load regulation 1%. The range of line regulation is 220 volt \pm 20% with using feedback signal from output and has circuit to control an alternating of output that operate with switching part to constant output voltage.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง	3
2.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่งแบบใช้หม้อแปลงควบคุม	4
2.2 การควบคุมการส่งผ่านพลังงานโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวควบคุม	4
2.2.1 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกนเดี่ยว	5
2.2.2 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกน 2 แกน	7
2.2.3 หม้อแปลงที่ควบคุมแบบเชิงเส้น	8
2.3 หลักการทำงานของหม้อแปลงซึ่งถูกควบคุมโดยหม้อแปลงที่ต่ออนุกรมกัน	8
บทที่ 3 วงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง	10
3.1 วงจรเรียงกระแส	10
3.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส	11
3.1.2 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	11
3.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์	14
3.2 ฟิวส์	15
3.3 RFI อินพุตฟิลเตอร์	15
บทที่ 4 วงจรสวิตซิ่งแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง	16
4.1 เพาเวอร์มอสเฟต	16
4.1.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	17
4.1.2 เส้นโซลิดของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	19
4.1.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต	19
4.1.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	20
4.1.5 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต	22

4.2	ไอซีเบอร์ TL 494	24
4.2.1	การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	25
4.2.2	การกำหนดค่าเดดไทม์	26
4.2.3	การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี	27
4.3	ไอซีเบอร์ IR 2113	28
4.4	หม้อแปลงแบบพัลส์	29
บทที่ 5	หม้อแปลงสวิตชิง	31
5.1	ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	32
5.1.1	แกนเฟอร์ไรต์	32
5.1.2	บอบบี้	32
5.1.3	ลวดทองแดงอาบนํ้ายา	32
5.1.4	เทปฉนวน	33
5.2	การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง	33
5.2.1	การเลือกแกนเฟอร์ไรต์	33
5.2.2	การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด ในแกนหม้อแปลง	35
5.3	ปัญหาทั่วไปที่พบในการออกแบบ	35
5.4	ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง	36
5.5	การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	37
5.5.1	ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดง	38
5.5.2	ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด	40
5.6	วงจรถนั้บเบอร์	41
บทที่ 6	วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน	45
6.1	ลักษณะสมบัติของวงจรเรียงกระแส สำหรับการออกแบบ แหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง	45
6.1.1	ไดโอดชนิดฟอสต์และชนิดเวรีฟอสต์	45
6.1.2	ไดโอดชนิดซีดตี	46
6.1.3	การกำจัดแรงดันทรานเซียนท์	46
6.2	การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต	47
6.3	การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต	50

บทที่ 7	วงจรเรกเลเตอร์ควบคุมแรงดันไฟฟ้าให้คงที่	52
7.1	วงจรเออเธอร์	52
7.2	วงจรซิงโครนัส	53
7.3	วงจรสร้างสัญญาณพัลส์	54
บทที่ 8	ผลการทดลองและรูปภาพการทดลอง	57
บทที่ 9	บทวิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง	65

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 2.1 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิทซ์แบบทั่วไป	3
รูป 2.2 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิทซ์แบบใช้หม้อแปลงควบคุม	4
รูป 2.3 แสดงหม้อแปลงควบคุมแบบแกนเดี่ยว	5
รูป 2.4 แสดงหม้อแปลงควบคุมแบบ 2 แกน	7
รูป 2.5 แสดงแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทซ์ซึ่งใช้หม้อแปลงควบคุม	9
รูป 3.1 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทซ์	10
รูป 3.2 แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสที่ได้ ที่โหลด และตัวต้านทานจำกัดกระแสค่าต่างๆ	11
รูป 4.1 แสดงการทำงานของวงจรสวิทซ์	16
รูป 4.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	18
รูป 4.3 แสดงตัวเก็บประจุแผ่นที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	19
รูป 4.4 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟต ถูกไบแอสให้นำกระแส	20
รูป 4.5 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	20
รูป 4.6 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลา	21
รูป 4.7 แสดงตัวอย่างกราฟฟิวด์พลอตทึบ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	24
รูป 4.8 แสดงตัวอย่างกราฟฟิวด์พลอตทึบ SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	24
รูป 4.9 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	25
รูป 4.10 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่	25
รูป 4.11 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	26
รูป 4.12 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494	27
รูป 4.13 แสดงการต่อไอซีเบอร์ TL 494	28
รูป 4.14 แสดงการต่อไอซีเบอร์ IR 2113	29
รูป 4.15 แสดงการต่อหม้อแปลงแบบพัลส์	29
รูป 4.16 แสดงการต่อมอสเฟตและไดโอดในวงจรสวิทซ์	30
รูป 5.1 แสดงการต่ออนุกรมกันของหม้อแปลงกำลังและหม้อแปลงควบคุม	31

รูป 5.2	แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส	34
รูป 5.3	แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	37
รูป 5.4	แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดง	38
รูป 5.5	แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส	38
รูป 5.6	แสดงลักษณะการเกิดฟลักซ์รั่วไหล	40
รูป 5.7	แสดงการต่อวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน	42
รูป 6.1	แสดงการต่อวงจรเรียงกระแส	45
รูป 6.2	แสดงการต่อวงจรสับเบอ์	47
รูป 7.1	แสดงบล็อกไดโอดแกรมของวงจรเรกูเลเตอร์	52
รูป 7.2	แสดงวงจรเอเรอร์	53
รูป 7.3	แสดงการต่อวงจรเอเรอร์จากไอซีเบอร์ LF 353	53
รูป 7.4	แสดงวงจรซิงโครนิส	54
รูป 7.5	แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์	54
รูป 7.6	แสดงการต่อวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยไอซีเบอร์ LM 361	55
รูป 7.7	แสดงการต่อวงจรนอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์โดยใช้ไอซีเบอร์ LF 353	55
รูป 8.1	แสดงกราฟสัญญาณขั้วเกิดของมอสเฟต Q_1 และ Q_2	58
รูป 8.2	แสดงกราฟแรงดันที่เป็นผลรวมของหม้อแปลงแกน T1 และ Tc ที่ระดับแรงดันต่ำ	58
รูป 8.3	แสดงกราฟแรงดันที่เป็นผลรวมของหม้อแปลงแกน T1 และ Tc ที่ระดับแรงดันสูง	59
รูป 8.4	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงแกน T1 และ Tc ที่ระดับแรงดันต่ำ	59
รูป 8.5	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงแกน T1 และ Tc ที่ระดับแรงดันสูง	60
รูป 8.6	แสดงกราฟสัญญาณขั้วเกิดของมอสเฟต Q_3 ที่ระดับแรงดันต่ำ	60
รูป 8.7	แสดงกราฟสัญญาณขั้วเกิดของมอสเฟต Q_3 ที่ระดับแรงดันสูง	61
รูป 8.8	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดทุติยภูมิของหม้อแปลงแกน T1	61
รูป 8.9	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมไดโอดที่อยู่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงแกน T1	62
รูป 8.10	แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุต หลังจากผ่านวงจรกรองแรงดัน	62
รูป 8.11	แสดงกราฟกระแสอินพุต	63
รูป 8.12	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมมอสเฟต Q_1	63

รูป 8.13 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมสเฟด Q_2

64

รูป 8.14 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมที่ขดขึงโครนัส

64



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 1.1 ตารางเปรียบเทียบข้อมูลทางด้านต่างๆ ของแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น และแบบสวิตชิง	2
ตาราง 5.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆของลวดทองแดงอาบน้ำยา	39
ตาราง 8.1 แสดงระดับแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุต	57



บทที่ 1

บทนำ

ในอดีตการใช้แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply) โดยทั่วไป จะเป็นลักษณะของแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ (Linear Power Supply) ซึ่งในระบบลิเนียร์จะใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำมาใช้ในการเปลี่ยนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันใช้งานตามที่ต้องการ และส่วนของวงจรเรียงกระแส ฟิลเตอร์ และเรกูลเตอร์ ตามลำดับ แต่ว่าหม้อแปลงที่ใช้งานที่ความถี่ต่ำจะมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และมีประสิทธิภาพต่ำ

จากเหตุผลดังกล่าวข้างต้น จึงได้มีการพัฒนาไปสู่เทคโนโลยีแบบใหม่โดยการนำหลักการของการสวิตชิงมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟเรียกว่าแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (Switching Power Supply) ซึ่งจะเป็นลักษณะการใช้งานที่ความถี่สูง ซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงกำลัง โดยให้ไฟสลับแรงดันสูงต่อเข้าวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันโดยตรง จะได้เป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิงและหม้อแปลงเพื่อแปลงกลับไปเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุตเพื่อกรองให้ได้แรงดันไฟตามต้องการ ส่วนวงจรควบคุมจะรับสัญญาณจากแรงดันเอาต์พุตเพื่อไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง และควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไม่ว่าแรงดันไฟสลับด้านอินพุต หรือ โหลดที่เอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงหรือไม่ก็ตาม

ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่ความถี่สูงคือจะมีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากส่วนอินพุตเรกูลเตอร์จะทำงานโดยไม่มีการนำกระแสตลอดเวลา ในลักษณะสวิตชิงจะมีแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์เหล่านี้น้อยมาก ทำให้มีกำลังสูญเสียต่ำ ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายแบบนี้จึงมีค่าสูงประมาณ 70-80 เปอร์เซ็นต์ และเนื่องจากการทำงานที่ความถี่สูง จึงทำให้อุปกรณ์ต่างๆ มีขนาดเล็ก น้ำหนักต่อหน่วยกำลังงานจะต่ำ

ข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟแบบนี้ คือ แรงดันเอาต์พุตจะมีการกระเพื่อม และในส่วนของคาร์สวิตชิง จะสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กและวิทยุ (EMI/RFI) ซึ่งจะไปรบกวนการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ เช่น วิทยุ โทรทัศน์ เครื่องมือวัดต่างๆ ระบบคอมพิวเตอร์ ระบบการสื่อสาร และระบบควบคุมต่างๆ แต่ทั้งนี้ก็มีวงจรอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับขจัดปัญหาสัญญาณรบกวนดังกล่าว รวมถึงการกระเพื่อมของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตด้วย

อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของการแปลงพลังงานยังมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับแบบอื่นจึงถูกพัฒนาด้วยการใช้ PWM (Pulse Width Modulation) ควบคุม ในการเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงขึ้นเป็น

สำคัญ นอกจากนี้ยังสามารถแก้ไขให้มีการออกแบบอุปกรณ์นี้เป็นไปตามมาตรฐาน ซึ่งเป็นผลดี
อย่างยิ่ง

สำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้นจะมีการควบคุมระดับศักดาไฟฟ้าให้คงที่ได้โดยการ
ปรับค่าเวลาเดดไทม์ของสัญญาณ PWM แต่สำหรับโครงการนี้จะใช้หลักการของหม้อแปลงมาใช้
ในการควบคุมแทน

ข้อดีของการที่ใช้หม้อแปลงคือนี่จะสามารถควบคุมระดับศักดาไฟฟ้าให้คงที่ได้กว้าง
กว่าแบบปรับค่าเวลาเดดไทม์

ตารางที่ 1.1 ตารางเปรียบเทียบข้อมูลทางด้านต่างๆ ของแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นและสวิตชิ่ง

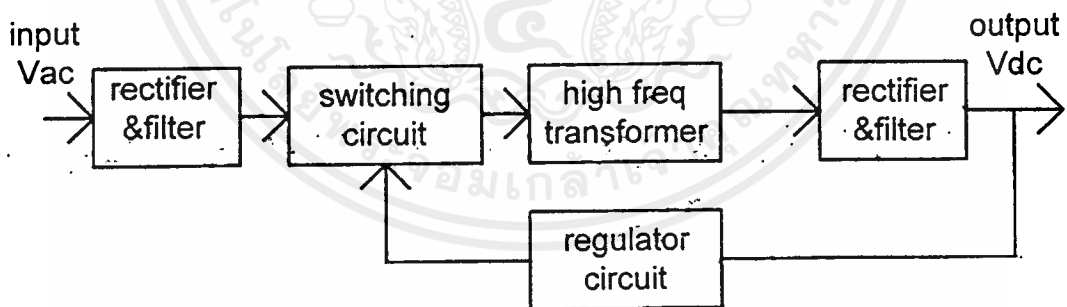
ข้อมูล	แบบเชิงเส้น	แบบสวิตชิ่ง
โครงสร้างของวงจร	ง่าย	ยุ่งยาก, ซับซ้อน
ส่วนที่เป็นแม่เหล็ก	ขนาดใหญ่, ราคาถูก	ขนาดเล็ก, ราคาแพง
ขนาดและน้ำหนัก	มาก	น้อย
ประสิทธิภาพ	ต่ำ	สูง
การกระเพื่อมของแรงดันและสัญญาณรบกวน	น้อย	มาก
RFI และ EMI	น้อย	มาก
ความเชื่อถือได้ในการทำงาน	สูง	ต่ำ
การตอบสนองผลทรานแซียนต์	เร็ว	ช้า
การแยกจากกันทางไฟฟ้าของอินพุตกับเอาต์พุต	ปกติมีอยู่แล้ว	ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของวงจร
เสถียรภาพในการทำงาน	ดีมาก	ค่อนข้างต่ำ
ราคา	ต่ำ	สูง

บทที่ 2

หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

ระบบของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงโดยทั่วไปจะประกอบส่วนประกอบหลักๆ ดังนี้

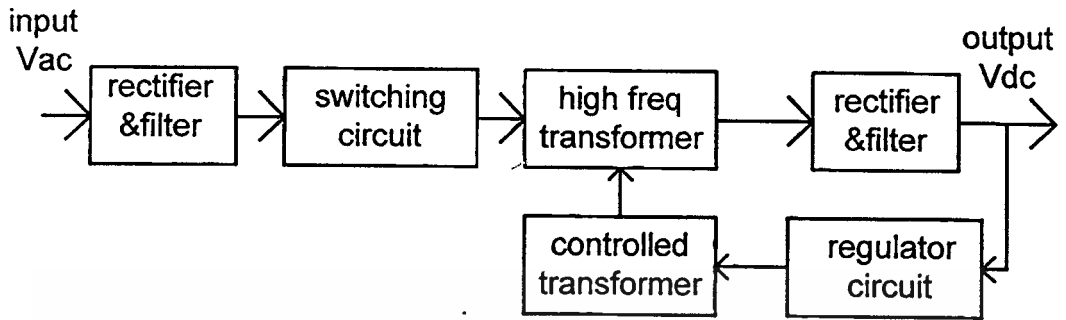
1. วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต (Input Rectifier and Filter Circuit) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
2. วงจรสวิตชิง ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
3. หม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงค่าหนึ่งไปยังระดับตามต้องการที่ความถี่สูงเดียวกัน
4. วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตามต้องการ
5. วงจรเรกูเลเตอร์ ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ซึ่งทั้ง 5 วงจร แสดงออกเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูป



รูปที่ 2.1 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบทั่วไป

ส่วนโครงงานชิ้นนี้จะเป็นอีกลักษณะหนึ่งของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง ซึ่งมีข้อแตกต่างกับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบเดิมตรงที่การควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ ซึ่งการควบคุมแบบเดิมนั้นจะใช้การเปลี่ยนเดดไทม์ (dead time) ของการสวิตชิง แต่โครงงานชิ้นนี้จะใช้หลักการของหม้อแปลงมาควบคุมแทน ซึ่งจะทำให้การควบคุมเสถียรภาพของโครงงานดีขึ้น โดยจะมีหลักการทำงานดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบใช้หม้อแปลงควบคุม

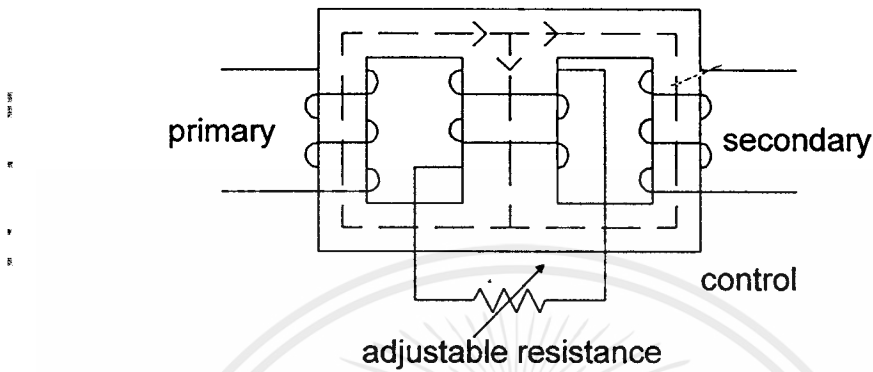
2.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบใช้หม้อแปลงควบคุม

ในโครงงานนี้ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรง 310 โวลต์ โดยผ่านวงจรฟูลบริดจ์ เรกติไฟเออร์ และทำการชาร์จประจุที่ตัวเก็บประจุซึ่งเป็นฟิลเตอร์ของส่วนอินพุตทำการกรองให้แรงดันไฟเรียบยิ่งขึ้น (และมีประโยชน์ในการช่วยจ่ายแรงดันเอาต์พุต เมื่อด้านไฟสลับมีการกระเพื่อมหรือมีค่าตกลงมา) เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยในส่วนคอนเวอร์เตอร์จะมีเพาเวอร์มอสเฟตเป็นตัวตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลงที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของการทำงานของการส่งพลังงานในหม้อแปลงควบคุม ให้มีการส่งพลังงานมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้

2.2 การควบคุมการส่งผ่านพลังงานโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวควบคุม

จะแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อใหญ่คือ

2.2.1 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกนเดี่ยว



รูปที่ 2.3 แสดงหม้อแปลงควบคุมแบบแกนเดี่ยว

ในรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นถึงลักษณะของการควบคุมหม้อแปลงที่ใช้แกนรูปตัว E ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิจะพันอยู่บนแกนด้านนอกทั้งสองของหม้อแปลง ส่วนขดลวดควบคุมจะพันอยู่ที่แกนกลางของหม้อแปลง ฟลักซ์แม่เหล็กที่สร้างโดยแรงดันด้านปฐมภูมิจะถูกแยกออกเป็นส่วนของทุติยภูมิกับส่วนที่ผ่านจากกลางของหม้อแปลง การเปลี่ยนค่ารีลักซ์แทนท์แม่เหล็กที่ขาตรงกลาง (ระหว่างด้านปฐมภูมิกับทุติยภูมิ) จะทำให้สามารถควบคุมและกำหนดค่าพลังงานทางด้านทุติยภูมิได้ ซึ่งค่ารีลักซ์แทนท์แม่เหล็กที่ขาตรงกลางนี้จะสามารถควบคุมทางไฟฟ้าได้โดยการใช้ความต้านทานที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ ในกรณีของอุดมคตินั้นเมื่อกำหนดให้ $R=0$ จะไม่มีฟลักซ์กระแสดลัดไหลผ่านจากกลางของหม้อแปลงและส่วนของปฐมภูมิและทุติยภูมิจะเข้าคู่กันอย่างสมบูรณ์

เมื่อเพิ่มค่าให้กับตัวต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ฟลักซ์จะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือส่วนที่ผ่านจากกลางและส่วนที่ผ่านด้านทุติยภูมิ (ซึ่งจะมีค่าลดลงจากเดิมที่ $R=0$) ดังนั้นแรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำในด้านทุติยภูมิก็จะถูกลดลงตามไปด้วย

ซึ่งจากทฤษฎีที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้สามารถกำหนดได้ว่า การแบ่งฟลักซ์ระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิจะขึ้นอยู่กับลักษณะของแกน ค่าความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ และโหลดทางด้าน ทุติยภูมิ ในขณะที่หลักการการทำงานของอุปกรณ์นี้ได้เพิ่มขึ้นแค่นั้นก็ยังถูกจำกัดจากความสัมพันธ์ที่มีค่าค่าของการเข้าคู่ระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิในขณะที่ต้องการส่งผ่านพลังงาน สำหรับเหตุผลของการเข้าคู่ที่มีค่าต่ำเพราะขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิได้ถูกแยกห่างจากกันมากซึ่งก็จะทำให้เกิดฟลักซ์รั่วไหลมากเกิดขึ้นในระหว่างสองขดลวด จะทำให้เราต้องการกระแสที่ขดลวดปฐมภูมิเพิ่ม

มากขึ้นเพื่อที่จะรองรับกระแสเอาต์พุตค่าเดิมเอาไว้ (เมื่อฟลักซ์ด้านปฐมภูมิไม่เข้ากับฟลักซ์ของด้านทุติยภูมิ) อีกทั้งการรั่วของรีลักซ์แทนท์ของขดลวดทุติยภูมิที่มีค่ามากจะทำให้กระแสไหลผ่านระหว่างเวลาของการเปลี่ยน T_{d2} จาก DR_4 ถึง DR_3 ขณะที่คอนเวอร์เตอร์สวิตช์ Q_1 และ Q_2 พร้อมทั้งจะทำงานซึ่งก็หมายความว่า จะไม่มีพลังงานได้ส่งผ่านในช่วงเวลานี้ซึ่งจะสามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$T_{d2} = L_{lk2} \times \frac{I_o}{V_{sec}} \quad \text{..... (2.1)}$$

$$D_{eff} = D - \frac{T_{d2}}{T_s} \quad \text{..... (2.2)}$$

$$D = \frac{V_o}{V_{pri}} \times \frac{N_{pri}}{N_{sec}} \quad \text{..... (2.3)}$$

$$I_{pri} = I_o \times D_{eff} \times \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \quad \text{..... (2.4)}$$

ในสมการที่ 2.1 นั้น T_{d2} เป็นเวลาของการเปลี่ยน, L_{lk2} เป็นอินดักซ์แทนท์รั่ว, I_o เป็นกระแสเอาต์พุต และ V_{sec} เป็นแรงดันทางด้านทุติยภูมิ

สมการที่ 2.2 นั้น D เป็นดีวตีไซเคิลของสวิตช์ปฐมภูมิ, D_{eff} เป็นดีวตีไซเคิลเอฟเฟกทีฟของด้านทุติยภูมิ และ T_s เป็นสวิตช์ซิงไซเคิล

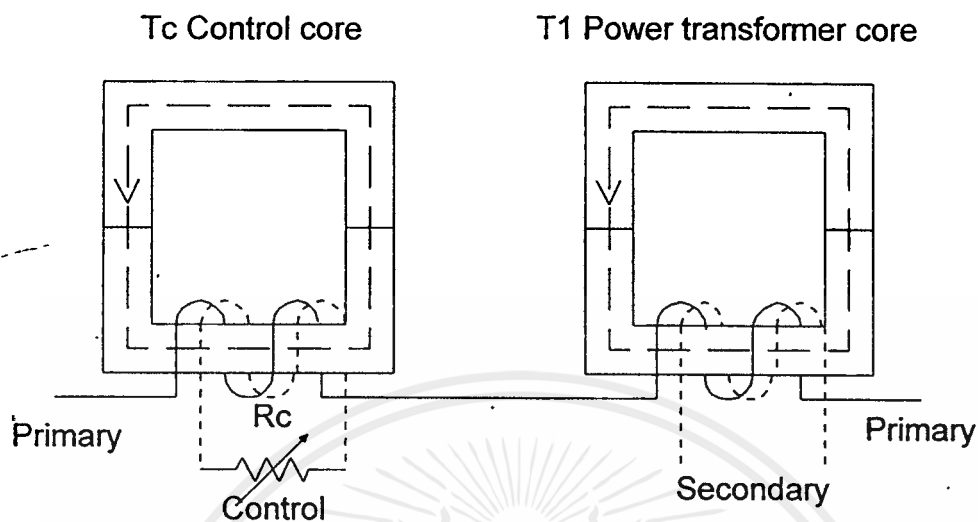
สมการที่ 2.3 นั้น V_o เป็นแรงดันเอาต์พุต, V_{pri} เป็นแรงดันด้านปฐมภูมิ, N_{pri} เป็นจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ และ N_{sec} เป็นจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ

สมการที่ 2.4 นั้น I_o และ I_{pri} เป็นกระแสเอาต์พุตและปฐมภูมิ ตามลำดับ

จากสมการด้านบนจะพบว่าถ้าอินดักซ์แทนท์รั่วและกระแสเอาต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นแล้วจะทำให้เวลาของการเปลี่ยนเพิ่มขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังทำให้ดีวตีไซเคิลเอฟเฟกทีฟของด้านทุติยภูมิลดลงจากสมการที่ 2.4 นั้น กระแสและแรงดันด้านปฐมภูมิจะต้องมีค่าสูงขึ้นเพื่อที่จะจะไปชดเชยกับความสูญเสียที่เกิดขึ้นในดีวตีไซเคิล

จึงทำให้สามารถสรุปได้ว่ากระแสปฐมภูมิต้องมีค่าเพิ่มขึ้นเนื่องจากการเกิดอินดักซ์แทนท์รั่วมาก ความสูญเสียของพลังงานด้านปฐมภูมิจะเพิ่มขึ้นไม่เพียงแต่เพิ่มในขดลวดและแกนด้านปฐมภูมิแต่มันยังเกิดความสูญเสียในสวิตช์ Q_1 และ Q_2 เพิ่มขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเป็นความสูญเสียของสวิตช์ซิง ความสูญเสียพลังงานในด้านปฐมภูมิที่มีค่าสูงนี้จะจำกัดพลังงานเอาต์พุตค่ามากและยังลดประสิทธิภาพของเรกเตอ์อีกด้วย การที่จะรักษาการเข้าคู่ที่ีระหว่างขดลวดปฐมภูมิตับทุติยภูมิ จะใช้หม้อแปลงที่ควบคุมโดยสองแกนมาใช้

2.2.2 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกน 2 แกน



รูปที่ 2.4 แสดงหม้อแปลงควบคุมแบบ 2 แกน

ยังมีอีก 2 แนวทางเพิ่มเข้ามาในการควบคุมหม้อแปลงโดยใช้แกนเดี่ยว 2 แกน ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะการพันขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งการต่อเชื่อมแบบอนุกรมจะเหมาะสมมากที่สุดสำหรับการควบคุมหม้อแปลง ในรูปที่ 2.4 แสดงให้เห็นถึงลักษณะการพันขดลวดแบบต่อเชื่อมอนุกรมซึ่งขดลวดปฐมภูมิจะพันลงบนแต่ละแกนและจะต่อเชื่อมกันแบบอนุกรม ในขณะที่ขดลวดควบคุมเปิดวงจรอยู่ แรงดันของขดลวดปฐมภูมิจะถูกใช้เพื่อส่วนใหญ่จะข้ามด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกำลัง และจะเกิดการส่งผ่านพลังงานอย่างง่ายดาย ส่วนเมื่อขดลวดควบคุมเปิดวงจร (R_c จะมีค่าไม่จำกัด) พลังงานที่ถูกส่งผ่านจะถูกบล็อกโดยแมกเน็ตไคซึ่งอินดักซ์แทนซ์ของแกนควบคุมจะมีค่ามากเพราะว่ากระแสปฐมภูมิของ T_1 จะถูกจำกัดโดยกระแสแมกเน็ตไคซึ่ง (T_c) ซึ่งจะมีค่าน้อยมากเมื่อ T_c ไม่อิ่มตัว

ดังนั้นการควบคุมค่าของตัวต้านทาน R_c จะทำให้สามารถควบคุมพลังงานที่ถูกส่งผ่านจากด้านปฐมภูมิไปยังด้านทุติยภูมิได้และยังสามารถกำหนดแรงดันเอาต์พุตได้ การอิ่มตัวของแกนควบคุมจะไม่เป็นอุปสรรคกับฟลักซ์ที่ต่อระหว่างปฐมภูมิและทุติยภูมิเพราะพลังงานของฟลักซ์ที่ถูกส่งผ่านกับที่ถูกควบคุมแยกจากกัน ซึ่งต่อไปขดลวด 2 ขด สามารถแทรกอยู่ในโครงสร้างเลยเพื่อที่จะได้รับการต่อที่ดี ซึ่งจะทำให้ได้ประสิทธิภาพของพลังงานที่ดีขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อพลังงานเอาต์พุตมีค่ามาก จากเหตุผลที่กล่าวมานี้ทำให้ลักษณะการต่อเชื่อมแบบอนุกรมจะถูกใช้ต่อไป

2.2.3 หม้อแปลงที่ควบคุมแบบเชิงเส้น

โดยปกติแล้วหน้าที่ของการควบคุมหม้อแปลงคือสามารถปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้เพื่อรองรับการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดโดยการควบคุมความต้านทาน R_c ในขดลวดควบคุม ต่อมาความต้านทาน R_c จะถูกพัฒนาไปเป็นมอสเฟต (MOSFET) ซึ่งคิวตี้ไซเคิลของแรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลงกำลัง จะถูกควบคุมและแรงดันเอาต์พุตสามารถปรับค่าได้ แต่อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของวงจรก็ยังมีค่าซึ่งก็จะสามารถแก้ไขโดยการใ้การควบคุมแบบ PWM เพื่อควบคุมหม้อแปลงเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพให้ดีขึ้น

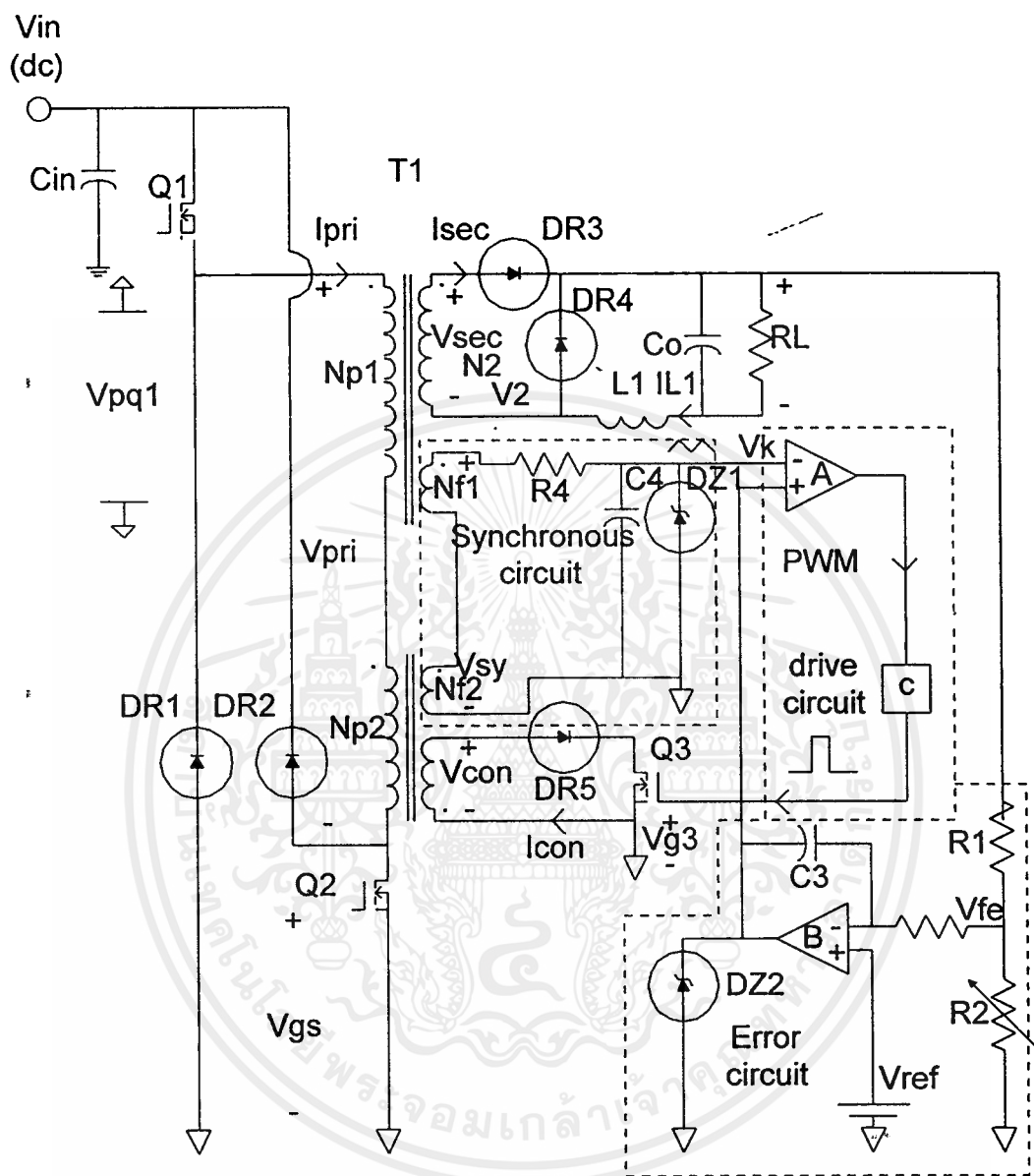
จากที่แสดงหลักการของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งแบบใช้หม้อแปลงควบคุมจะเห็นว่าถ้านำหลักการของหม้อแปลงควบคุมแบบเชิงเส้นมาใช้จะทำให้ได้การรักษาระดับศักดาไฟฟ้าที่ดีที่สุดจึงนำมาใช้ในโครงการนี้

2.3 หลักการทำงานของหม้อแปลงซึ่งถูกควบคุมโดยหม้อแปลงที่ต่ออนุกรมกัน

จุดประสงค์ของการนำหม้อแปลงมาต่ออนุกรมกันก็เพื่อที่จะต้องการแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงตัวที่ใช้งาน (หม้อแปลงกำลัง) ให้มีค่าคงที่ ไม่ว่าแรงดันอินพุตรวมของหม้อแปลงทั้งสองตัวจะมีควมมากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันส่วจะปกติ คือแรงดันที่มีส่วนที่มากกว่าหรือน้อยกว่าปกติมันจะไปตกคร่อมหม้อแปลงควบคุม

การที่จะให้แรงดันตกคร่อมหม้อแปลงควบคุมมากหรือน้อยนั้นสามารถทำได้โดยควบคุมการอิ่มตัวของหม้อแปลง คือ การที่หม้อแปลงอยู่ในสถานะอิ่มตัว แรงดันที่ตกคร่อมด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงจะลดต่ำลงมากและในสถานะปกติมันจะมีแรงดันตกคร่อมที่ค่าหนึ่ง ดังนั้นจึงอาศัยการควบคุมการอิ่มตัวของหม้อแปลงควบคุมในการรักษาระดับแรงดันของหม้อแปลงกำลังได้ ทำได้โดยการเพิ่มหรือลดกระแสซึ่งเป็นผลจากการลัดวงจรทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงควบคุม ในโครงการนี้จะใช้การควบคุมแบบ PWM โดยใช้ความแคบ-กว้างของพัลส์ ซึ่งจะมีผลต่อกระแสและการอิ่มตัวของหม้อแปลงควบคุม ช่วงเวลาการทำงานของส่วนควบคุมเปรียบเทียบกับช่วงเวลาของแรงดันที่ซัดซิงโครนัส (มีช่วงเวลาการทำงานเดียวกับส่วนกำลัง) แสดงดังรูปที่ ผ.1 (แสดงในภาคผนวก)

เมื่อพิจารณา B-H Curve ของหม้อแปลงควบคุมเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมที่สั่งการทำงานของมอสเฟตจะพบว่าสัญญาณควบคุมมีผลต่อการอิ่มตัวของหม้อแปลงควบคุมดังรูปที่ ผ.2



MOSFET Q1&Q2 - IRFP450; Q3 - IRF540;
 DR1&DR2 - UHVP406; DR3&4 - 200CNQ045; DR5 - 8TQ100,
 R1 - 4.7 kohm; R2 - 10 kohm; R3 - 4.7 kohm; R4 - 5kohm,
 Cin - 220 uf; C4 - 1,000 pf; Cout - 400uf, L1 - 3.8 uh (2/MPP55716),
 T1 - Magnetic J (U-U) 39:4; Tc - TDK H5B (Toroid) 57:6,
 A - LM361; B - LF353; C - IR2113

รูปที่ 2.5 แสดงแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งโดยใช้หม้อแปลงควบคุม

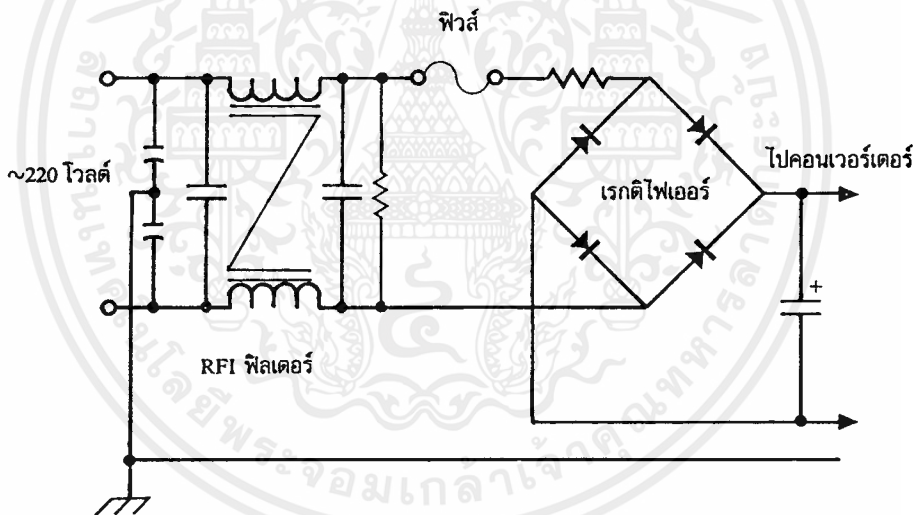
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง โดยทั่วไปแล้วจะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง ตัวอย่างการจัดวงจรที่อินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วน ดังนี้คือ

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



รูปที่ 3.1 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง

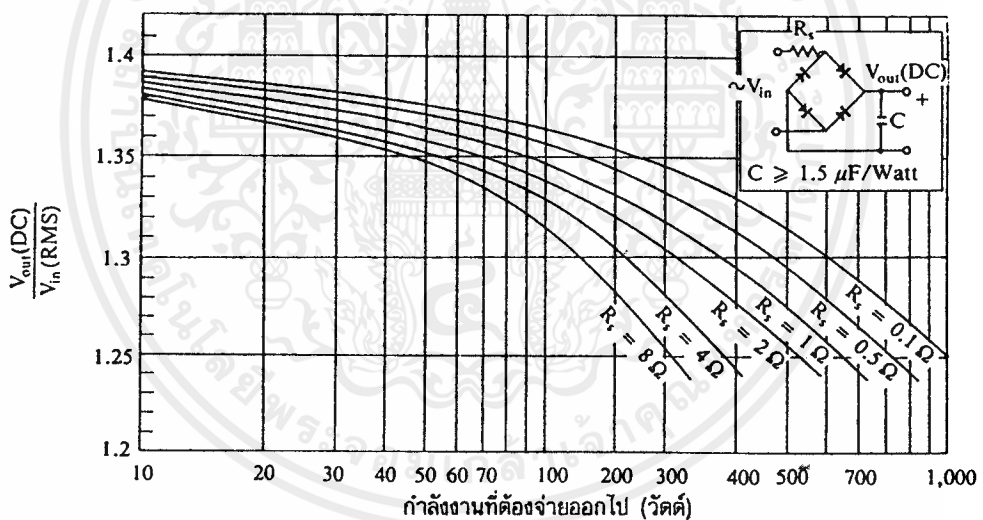
3.1 วงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแสเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทอนกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิลเตอร์ วงจรเรียงกระแสประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ และไดโอดเรกติไฟเออร์ วงจรเรียงกระแสมีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

3.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส

ตัวต้านทานจำกัดกระแสจะมีประโยชน์มากในวงจรเรียงกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วยการกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแสไว้ในวงจรจะทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้าๆ และลดกระแสกระชาก ตัวต้านทานจำเป็นต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรียงกระแสที่มีตัวเก็บประจุเป็นตัวกรองนั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของตัวต้านทาน และกำลังงานที่วงจรเรียงกระแสต้องจ่ายออกไป ดังแสดงในรูปที่ 3.2

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส จะทำให้ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน การกำหนดค่าของตัวต้านทาน จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งด้วย



รูปที่ 3.2 แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสที่ได้ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแสค่าต่างๆ

3.1.2 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด ให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรเรียงกระแสจะเป็นในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ซึ่งค่า

กระแสขณะชาร์จและคายประจุมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าความจุของของตัวเก็บประจุ และ ภาวะของโหลดที่เอาท์พุท

การพิจารณาการเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่ใช้กับวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ โดย เฉลี่ยแล้วจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ อย่างไรก็ตามเงื่อนไขนี้ยังไม่เพียงพอจะ ต้องพิจารณาปัจจัยอื่นๆด้วยดังต่อไปนี้

1. อัตราการทนกระแสกระเพื่อมของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)

กระแสกระเพื่อมในตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บ ประจุเอง ค่ากระแสกระเพื่อมของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ทำให้ตัวเก็บประจุนร้อนและลดอายุการใช้งาน ปกติแล้วผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสกระเพื่อมมาให้

2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอน เวนเตอร์ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของ คอนเวนเตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแสมีค่ามากก็ จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวนเตอร์ลงได้ และทำให้ช่วงแรงดันไฟ สลับอินพุทของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงแคบลง ปกติการออกแบบจะกำหนดให้ค่าแรงดัน กระเพื่อมมีค่าไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุทที่ได้จากรูปที่ 3.2

ค่าของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ คำนวณได้จาก

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

เมื่อ I_c คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส อาร์เอ็มเอสแอมป์

Δt คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่วงจรเรียงกระแสด้านเอาท์พุท

โดยค่า I_c หาก

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

เมื่อ P_{IN} คือ กำลังงานที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุท วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

3. ช่วงเวลาโฮลด์อัป (Hold-up Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัป เป็นช่วงเวลาที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ซึ่งยังสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับต่ำกว่ากำหนด และเพื่อให้สวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีค่าเวลาโฮลด์อัป ตัวเก็บประจุจะต้องมีค่ามากพอเพื่อจะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของตัวเก็บประจุสามารถคำนวณหาได้จาก

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

เมื่อ P_o คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์

η คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

V_s คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

V_r คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

t_H คือ ค่าช่วงเวลาโฮลด์อัปที่ต้องการ มีค่าประมาณ 0.02 ถึง 0.05 วินาที

4. อัตราทนแรงดัน

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ที่มีแรงดันไฟสลับอินพุต 187-264 โวลต์ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ควรมีอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 385 โวลต์ หรือ 400 โวลต์ เป็นต้น

5. ขนาดและราคา

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ปกติจะเป็นอิเล็กโทรไลต์ ที่อัตราทนแรงดันสูงๆ ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์จะมีขนาดใหญ่และราคาแพง การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีอัตราทนแรงดันและค่าความจุสูงเกินไป จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเกินความจำเป็น กินเนื้อที่และเพิ่มขนาดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ ขนาดและราคาจึงเป็นปัจจัยหนึ่งที่ต้องพิจารณาก่อนเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเช่นกัน

3.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

1.ค่ากระแสกระชาก (Maximum Surge Current : I_{FSM})

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดเรกติไฟเออร์จะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

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

เมื่อ V_{peak} คือ แรงดันยอดสลับสูงสุดของไฟสลับอินพุต

ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรกติไฟเออร์จะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก ประมาณ 20-30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน ค่าของกระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส แต่ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะลดลงเนื่องจากกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานจำกัดกระแส

2.ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง (Maximum Forward Current : I_{FRM})

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรกติไฟเออร์จึงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

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

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรกติไฟเออร์จะได้รับขณะทำงาน ในทางปฏิบัติควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดของไดโอดที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

4.อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (V_{RRM})

สำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ปกติวงจรเรียงกระแสต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอด จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ อย่างไรก็ตาม ควรพิจารณาเพื่อค่าแรงดันไบแอสกลับให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนท์ขึ้นได้ในสายไฟสลับ

3.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรียงกระแสในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้น ต้องพิจารณาเกี่ยวกับค่าอัตราทนแรงดัน (Voltage Rating) และค่าอัตราทนกระแส (Current Rating) ให้มีความเหมาะสม เพื่อเพิ่มอายุการใช้งานของอุปกรณ์ในวงจร

3.3 RFI อินพุตฟิลเตอร์

การทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ที่ใช้กันโดยทั่วไปสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งก็คือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับเพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งที่สัญญาณโหมดความแตกต่าง (Differential Mode) และที่สัญญาณโหมดร่วม (Common Mode)

บทที่ 4

วงจรสวิตช์แปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

การสร้างสัญญาณไฟสลับความถี่สูงนั้นจะได้มาจากการสั่งให้อุปกรณ์สวิตช์ทำการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงโดยอุปกรณ์สวิตช์นั้น โครงงานนี้จะเลือกใช้ เพาเวอร์มอสเฟตในการสวิตช์ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งการที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำการสวิตช์ได้ก็จำเป็นต้องมีไอซีสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นซึ่งโครงงานนี้จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ TL 494 แต่เนื่องจากขีดจำกัดของการจ่ายโหลด จึงต้องมี วงจรขับเพื่อรองรับกับโหลดที่เพิ่มขึ้น ซึ่งโครงงานนี้จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ IR 2113 ในการขยายสัญญาณให้แรงขึ้น และยังคงต้องมีการแยกกราวด์ของมอสเฟตแต่ละตัวเพื่อที่จะแยกสัญญาณเกต-ซอร์สของแต่ละวงจรรอบออกจากกัน และยังช่วยกำจัดสัญญาณรบกวนเนื่องจากระบบกราวด์ที่ทำงานร่วมกัน



รูปที่ 4.1 แสดงการทำงานของวงจรสวิตช์

การทำงานของวงจรสวิตช์ประกอบด้วยอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

4.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมเช่น UC 3842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตาม ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูง ความสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

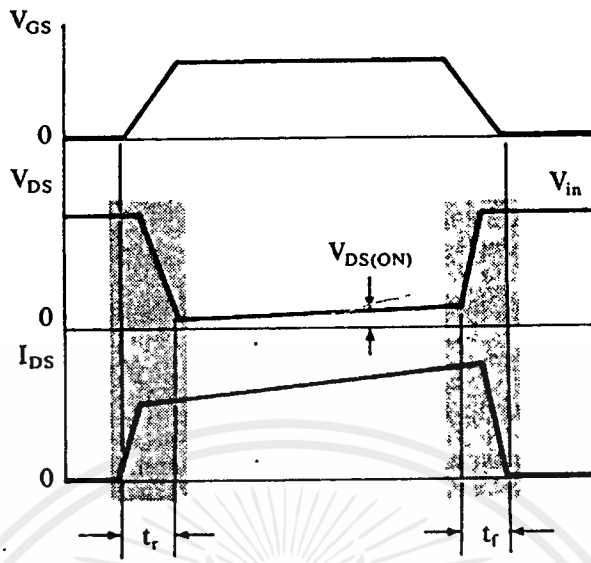
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

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

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

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

$$P_C = I_{D,rms}^2 \cdot R_{DS,ON} (T_J) \quad \text{..... (4.4)}$$



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส (ในส่วนของแรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง)

- $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
- $I_{PK(off)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- $I_{D_{rms}}$ คือ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอส ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
- $R_{DS(on)}$ (T_j) คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

ทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

หมายเหตุ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส ในคู่มือของผู้ผลิตส่วนใหญ่มีระบุมาเป็นค่า 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



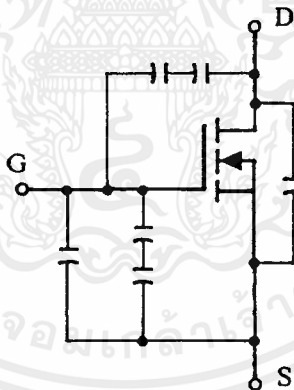
4.1.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมิเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคคร่อมที่ขาคัดและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่างๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสเป็นอันดับแรกเสียก่อน

4.1.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

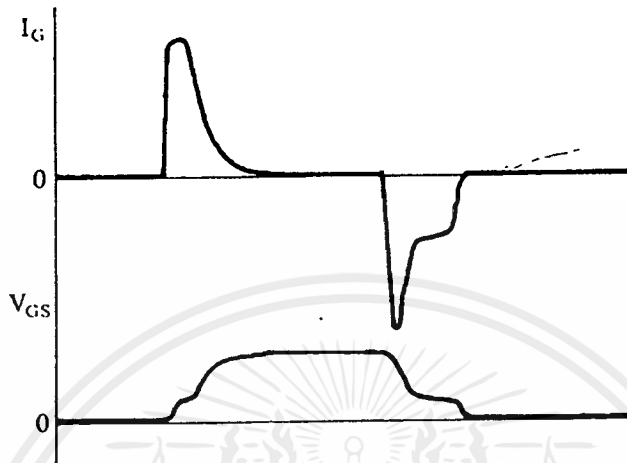
เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ของมันดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคคร่อมที่ขาคัด V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันคคร่อมที่ขาคัด V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาคัดจึงมีลักษณะดังรูปที่ 4.4

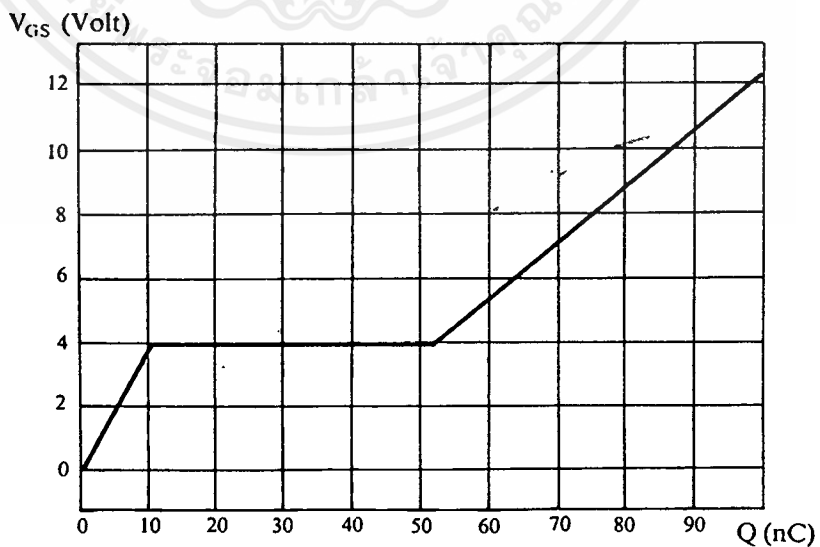
โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้น่ากระแส

4.1.4 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในค่าตัวชี้ด้วย (รูปที่ 4.5) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



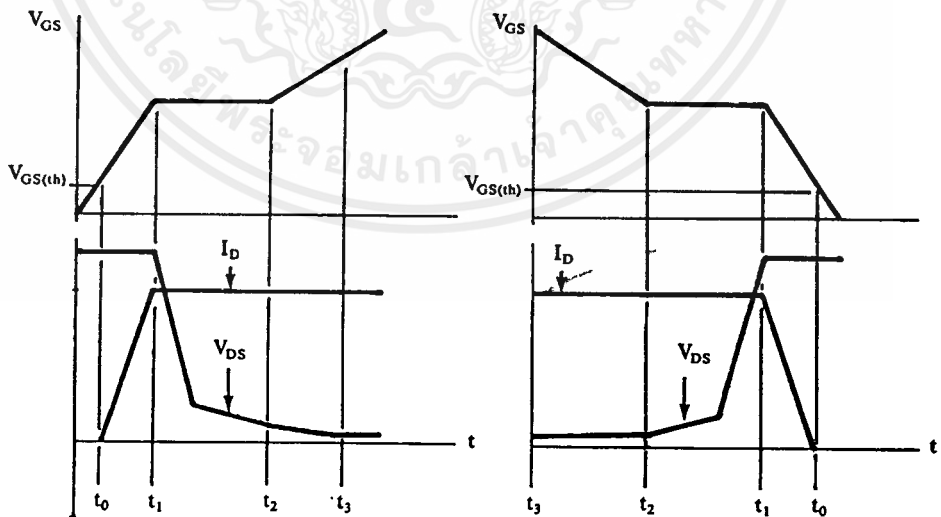
รูปที่ 4.5 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (Turn-on Delay Time) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Rise Time) $t_0 \rightarrow t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (Excess Charge Time) $t_2 \rightarrow t_3$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่าแรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 4.6 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟในรูปที่ 4.5 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

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

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ คูลอมบ์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ แอมป์

หมายเหตุ กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากคาต้าลิต ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต I_G สำหรับชาร์จประจามีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลที่นอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart ซึ่งจะไม่ขอกว่าในที่นี่ อย่างไรก็ตาม ถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการที่ 4.5 ก็นับได้ว่าใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (Source and Sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วย และต้องให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

4.1.5 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ เช่น ในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(ON)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ต่างจากกรณีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ขณะเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสจะไหลมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะเกิดการพังเสียหายได้อย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิภคความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเอกซาร์เนชันเป็นเอกซาร์เนชันที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่น คาร์เบรคควาร์น อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

พิกัดปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังที่พิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

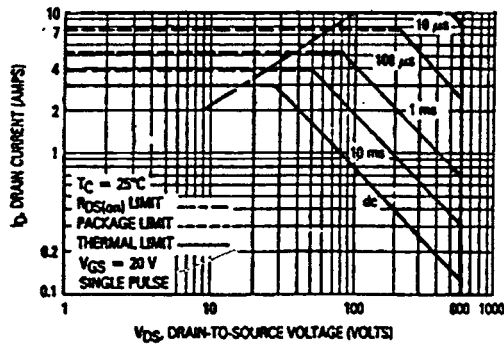
1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเกรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain-Source Voltage)
2. ค่ากระแสเกรน I_D สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้เกิดโครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(ON)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต แสดงไว้ในรูปที่ 4.7 และเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิกัดของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญ และผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งานทุกครั้ง รวมถึงป้องกันการเกิดเงื่อนไขที่จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเกิดพังเสียหายได้ขณะทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วย

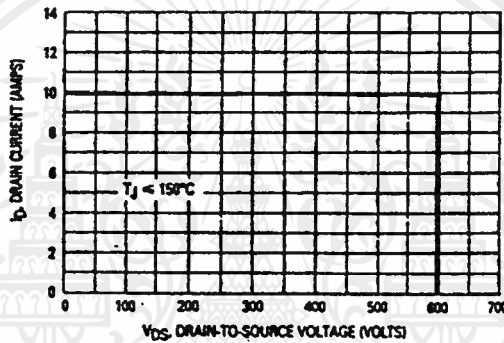
พิกัดปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operating Area) เป็นกราฟแสดงพิกัดกระแสและแรงดันใช้งานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิกัดปลอดภัยทั้งในช่วงเวลาเริ่มจะนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตเช่นเดียวกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างกราฟ SSOA แสดงไว้ในรูปที่ 4.8 และเมื่อเปรียบเทียบกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แล้วจะเห็นได้ว่า SSOA จะมีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่า และขีดจำกัดกำลังจะอยู่ที่แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแสเกรน I_D สูงสุดเท่านั้น



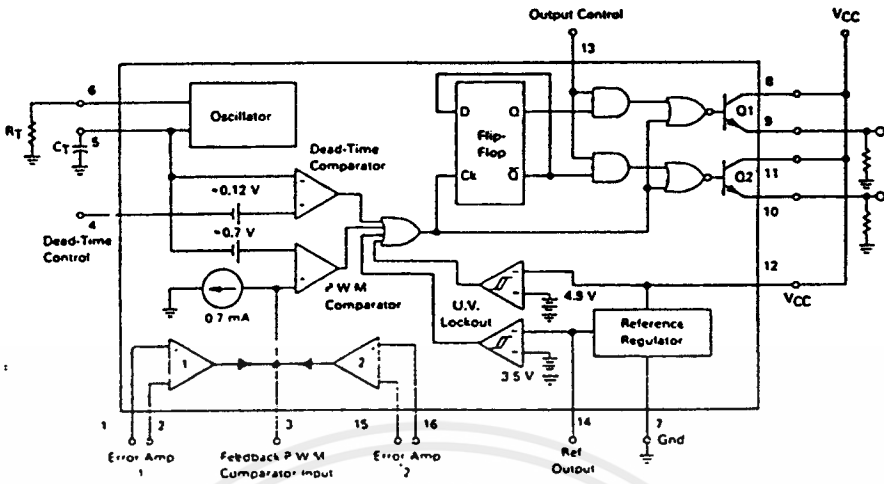
รูปที่ 4.7 แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกัลพลอตคีย์ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต (ที่มา : Motorola)



รูปที่ 4.8 แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกัลพลอตคีย์ SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต (ที่มา : Motorola)

4.2 ไอซีเบอร์ TL 494

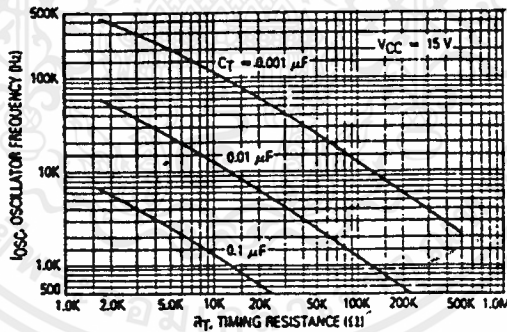
ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีสำเร็จรูปที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของมอเตอร์ โดยจะสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมาควบคุมความถี่ให้คงที่ โดยที่ภายในจะสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (saw tooth) ขึ้นภายในตัวไอซี



รูปที่ 4.9 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

โดยที่ความถี่จะขึ้นอยู่กับส่วนประกอบภายนอก 2 ตัวคือ R_T และ C_T ซึ่งจะต่อกับขา 5 และ 6 ดังแสดงในรูปด้านล่าง ซึ่งความถี่นี้จะได้จากสมการ

$$f_{osc} = 1.1 / R_T C_T \quad \dots\dots (4.6)$$



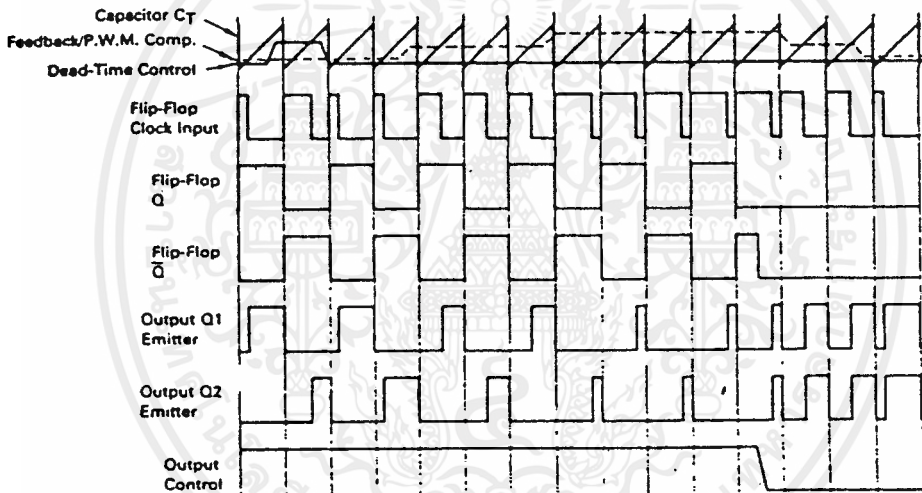
รูปที่ 4.10 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่

4.2.1 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขาซอร์ส กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายเออเรอร์ (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วนนอร์เกต (NOR Gate) ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของฟลิปฟลอป (Flip-Flop) อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรขยายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อน

กลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน หากแรงดันป้อนกลับมีค่าลดลงความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรรขยายเอเรอร์ทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc}-2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจสอบแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ วงจรรขยายเอเรอร์ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ วงจรรขยายเอเรอร์ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



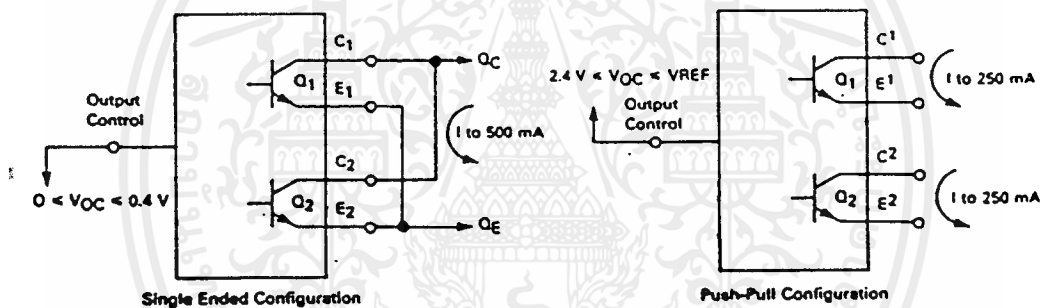
รูปที่ 4.11 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

4.2.2 การกำหนดค่าเดดไทม์ (T_D)

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเดดไทม์ T_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเดดไทม์สูงสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{on} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 ($+5 V_{ref}$) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

4.2.3 การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี

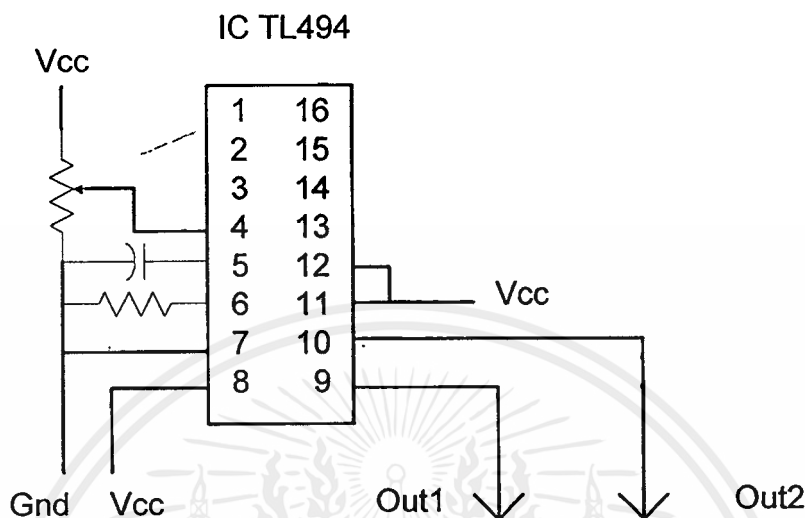
เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_T ดิซชาร์จเอาต์พุตของ Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C_k จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของฟลิปฟล็อป เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพชพูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิกฟลิปฟล็อป) Q_1 และ Q_2 จะสามารถทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลา)



รูปที่ 4.12 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

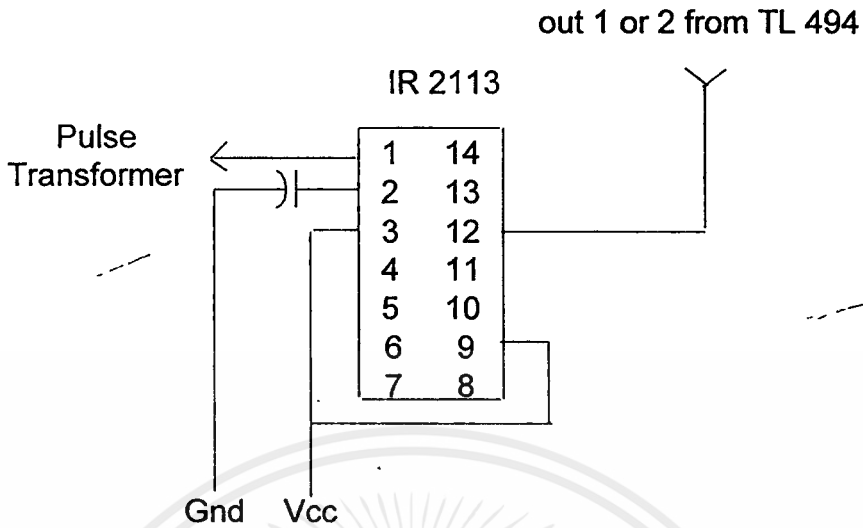
TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70°C

การต่อไอซีเบอร์นี้ขา 5 และ ขา 6 จะต้องคำนวณจากสูตรด้านบนคือ $f_{osc} = 1.1/R_T$ เราจะตั้งค่า C_T ไว้ที่ 1 นาโนฟารัด โดยที่โครงการนี้ต้องการความถี่ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เพราะฉะนั้นจะคำนวณจากสูตรได้ค่า $R_T = 1.1$ กิโลโอมห์ ส่วนขา 4 นั้นจะมีไว้เพื่อควบคุมเดดไทม์ของสัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันของไฟกระแสตรงป้อนเข้าจึงใช้ค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้มาเป็นตัวควบคุมระดับแรงดันของคัทคาไฟฟ้า



4.3 ไอซีเบอร์ IR 2113

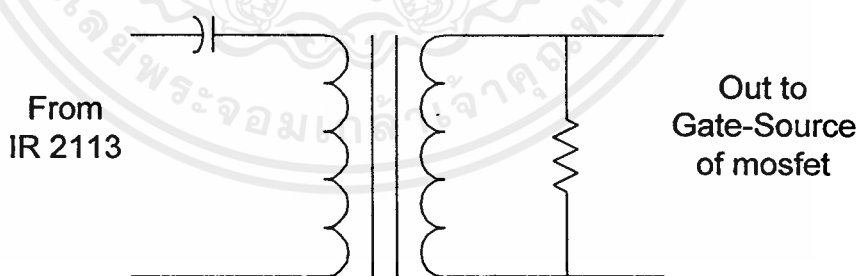
วงจรนี้มีไว้เพื่อทำหน้าที่ขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟต ในส่วนของการสร้างไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงซึ่งจะสวิตช์ตามไอซีเบอร์ TL 494 โดย IR 2113 นี้จะเป็นไอซีสำเร็จรูปที่จะทำให้สามารถประหยัดขนาดของวงจรขับเคลื่อนให้เล็กลงได้ การทำงานของไอซีเบอร์นี้ก็จะขยายให้สัญญาณมีความแรงพอที่จะจ่ายให้กับมอสเฟตได้ สำหรับการต่อวงจรของ IR 2113 ก็จะเป็นดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 แสดงการต่อไอซีเบอร์ IR 2113

4.4 หม้อแปลงแบบพัลส์ (Pulse Transformer)

วงจรขับมอสเฟตจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกันแต่การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาท์พุทหม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ จึงต้องต่อวงจรขับด้วยหม้อแปลงในลักษณะด้านล่าง

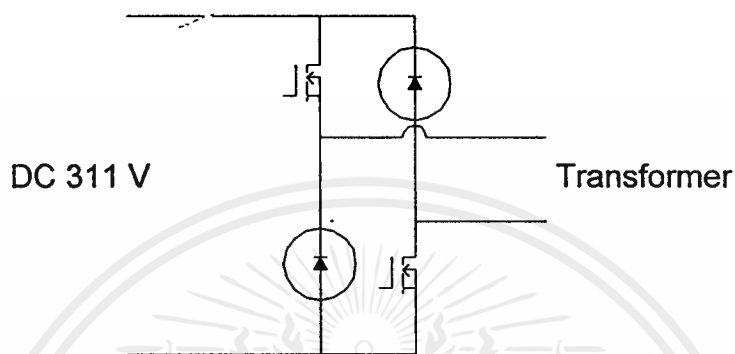


รูปที่ 4.15 แสดงการต่อหม้อแปลงแบบพัลส์

เมื่อได้ทดลองวงจรทุกวงจรแล้วก็จะนำลายวงจรไปกัดลายทองแดงโดยจะใช้โปรแกรม Protel ในการทำลายทองแดงซึ่งก็จะแนบลายทองแดงของวงจรขับนี้มาในภาคผนวกด้านล่าง

เมื่อได้สัญญาณขับเกตขามอสเฟตแล้วก็จะนำสัญญาณนั้นมาขับโดยตรงตามรูปในหน้าถัดไปซึ่งการต่อแบบนี้จะช่วยให้สามารถใช้มอสเฟตที่มีแรงดันต่ำลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

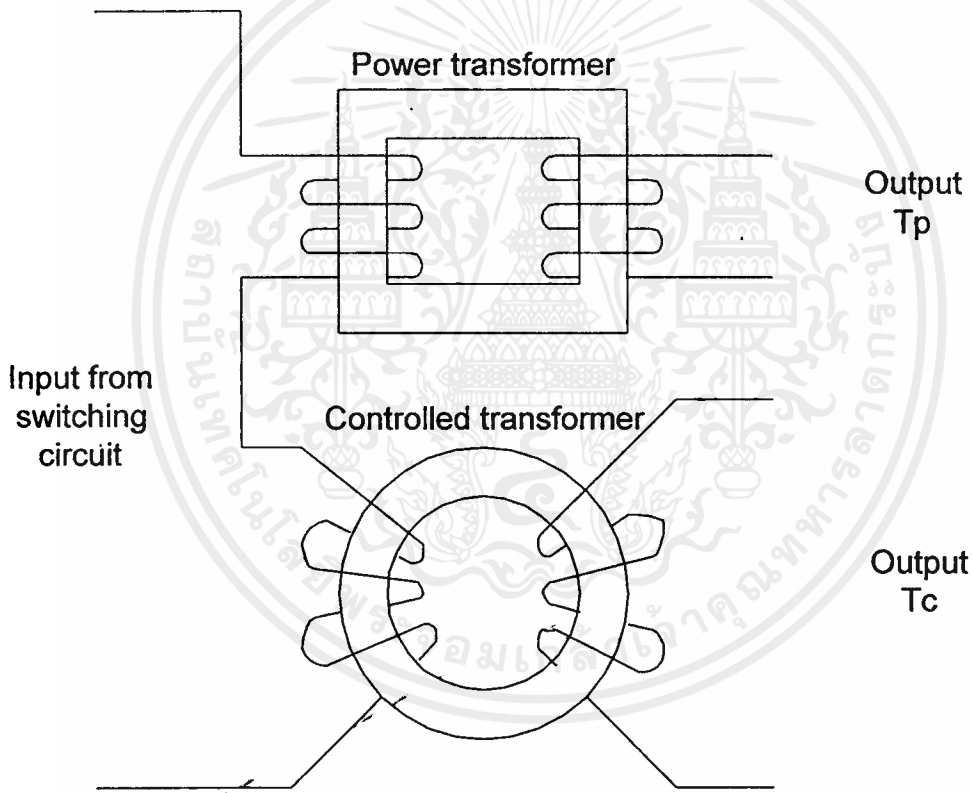


รูปที่ 4.16 แสดงการต่อมอสเฟตและไดโอดในวงจรสวิตชิง

บทที่ 5

หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง (Switching Transformer) เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญมากเนื่องจากเป็นตัวส่งผ่านพลังงาน และการออกแบบนั้นต้องคำนึงถึงปัจจัยหลายอย่างเช่น ความถี่ ขนาดกำลัง แรงดัน กระแส ความสูญเสีย และปัจจัยอื่นๆอีก โดยหม้อแปลงสวิตชิงที่ใช้ในโครงงานนี้แบ่งเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ส่วนของหม้อแปลงกำลัง และหม้อแปลงควบคุม ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในบทนี้



รูปที่ 5.1 แสดงการต่ออนุกรมกันของหม้อแปลงกำลังและหม้อแปลงควบคุม

5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ให้ มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุต และแรงดันเอาต์พุตเพื่อความปลอดภัยในการใช้งาน ซึ่งมีรายละเอียดของอุปกรณ์ดังนี้

5.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000-4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุดเฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

5.1.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและ การบัดกรี

5.1.3 ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้ายาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ส่วนหม้อแปลงสวิตชิงที่ต้องการกำลังสูงๆ จะใช้แผ่นทองแดง ซึ่งการใช้แผ่นทองแดงนั้นจะทำให้การพันง่ายและสะดวกขึ้น ขนาดของขดลวด หรือแผ่นทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ

5.1.4 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับารออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลง สวิตชิงเป็นหลัก

5.2 การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง

ต้องพิจารณาสิ่งต่างๆ ดังนี้

5.2.1 การเลือกแกนเฟอร์ไรต์

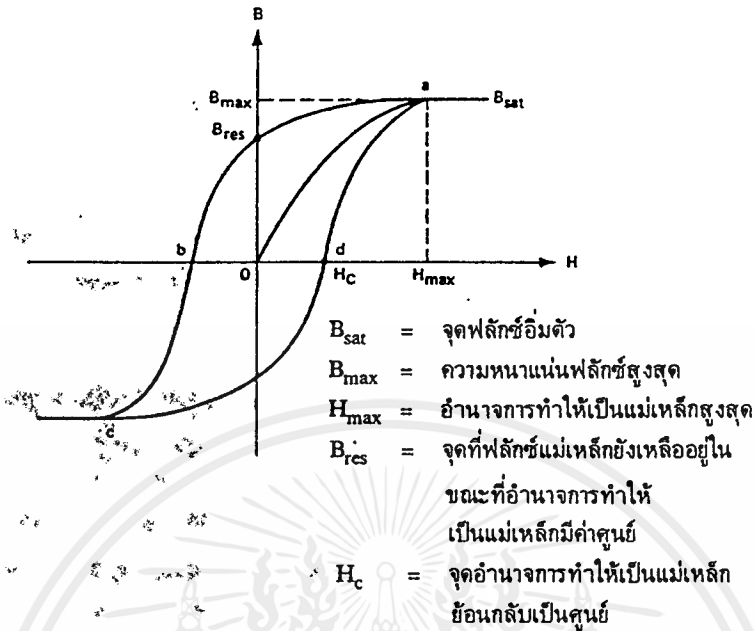
สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EE ,EI , ETD ,Toriod , UU เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้

ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่นำมาใช้กับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียรายละเอียดคุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

1. เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน โดยค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็กก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิส ซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

2. ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเทอรีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) ภายในแกนเฟอร์ไรต์

5.2.2 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

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

- เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน แกส
 V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิ โวลต์
 N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ รอบ
 A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน ตารางเซนติเมตร
 t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่ำลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดปฐมภูมิลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูง ทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิต่ำลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟต ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

5.3 ปัญหาทั่วไปที่พบในการออกแบบ

ในการออกแบบหม้อแปลงจะมีข้อจำกัดอยู่หลายประการด้วยกัน ที่ผู้ออกแบบมักพบอยู่เสมอ หนึ่งในจำนวนนั้นก็คือ ปัญหาเกี่ยวกับกำลังในด้านขาออก (ซึ่งเกิดขึ้นจากผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าและกระแส) โดยขดลวดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะต้องสามารถที่จะส่งผ่านกำลังไปยังโหลดได้ โดยมีเรกกูเลชันอยู่ภายใต้ค่าที่กำหนด นอกจากนี้ยังมีปัญหาในเรื่องของประสิทธิภาพ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูญเสียสูงสุดที่ยอมให้มีได้ในหม้อแปลง และปัญหาเกี่ยวกับค่าอุณหภูมิที่ยอมให้เพิ่มขึ้นได้ โดยจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของสภาพแวดล้อมที่ได้ระบุเอาไว้

ขั้นตอนพื้นฐานในการออกแบบหม้อแปลงก็คือ การเลือกวัสดุทำแกนหม้อแปลงที่เหมาะสม โดยชนิดของวัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงนี้จะมีผลต่อประสิทธิภาพและน้ำหนักของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และผู้ออกแบบจะต้องทราบด้วยว่าวัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงแต่ละชนิดนั้นมีราคาแตกต่างกันอย่างไร

นอกจากที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว ในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงปริมาตรของหม้อแปลงและน้ำหนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานทางด้านการบินนั้น การออกแบบหม้อแปลงให้น้ำหนักเบาจะถือว่าเป็นเป้าหมายที่สำคัญมาก และนอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงค่าใช้จ่ายที่ใช้ด้วย

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นว่า ในการออกแบบนั้นจะมีข้อจำกัดอยู่อย่างมากมายดังนั้นเราจะต้องพยายามหาวิธีการสร้างความสมดุลระหว่างข้อจำกัดต่างๆ เหล่านี้ เพื่อที่จะให้ได้การออกแบบหม้อแปลงที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับที่ต้องการมากที่สุด ยกตัวอย่างเช่น ถ้าน้ำหนักและปริมาตรเป็นสิ่งที่เราให้ความสนใจมากที่สุด เราก็จะสามารถทำการลดข้อจำกัดทั้งสองนี้ได้ โดยการให้หม้อแปลงทำงานภายใต้ความถี่สูง แต่จะมีผลเสียคือทำให้ประสิทธิภาพลดลง แต่ถ้าเราไม่สามารถเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นได้เราก็จะต้องทำการเปลี่ยนชนิดของวัสดุที่ใช้ทำแกน โดยเลือกใช้วัสดุที่มีคุณภาพสูงขึ้นแต่ผลเสียที่ตามมาก็คือ ค่าใช้จ่ายก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

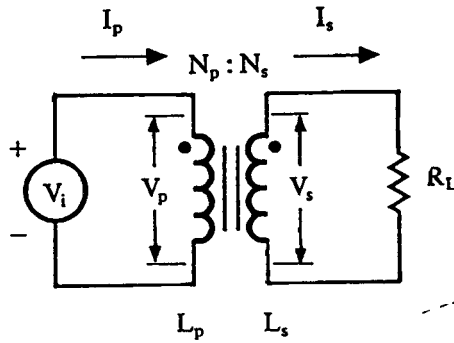
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นเป็นดังนี้

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

และ

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



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 เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

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

และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

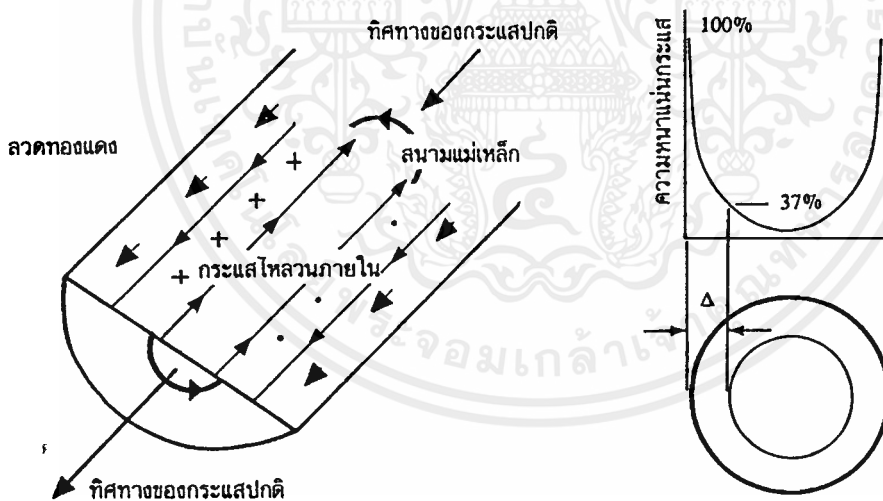
5.5 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์จะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยาเป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตช์ กระแสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ซึ่งที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว และมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็จะมีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

5.5.1 ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดง (Skin Effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนทองแดงเมื่อมีกระแสลับไหลผ่าน ทำให้ปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง

รูปที่ 5.5 แสดงระยะที่จะถือว่าภายในลวดเป็นพื้นผิวนำกระแส σ คือระยะที่ค่ากระแสความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

เบอร์ AWG (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง (d)		ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (d ₀)	พื้นที่หน้าตัด ปกติ	ค่าความต้าน ทานที่ 100°C	ระยะเย็บ ขีตค่าสุด
	inch	mm	mm	mm ²	(R _{dc}) Ω/m	(t _{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 แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการกำจัดพื้นที่การนำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงไปในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (Skin Depth) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 5.5 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับควมถี่ และสำหรับลวดทองที่ 100°C ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่า

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

เมื่อ σ คือ ความหนาผิวนำกระแส มิลลิเมตร

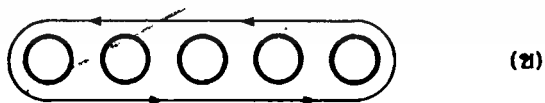
f คือ ความถี่ของกระแส กิโลเฮิรตซ์

5.5.2. ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity Effect)

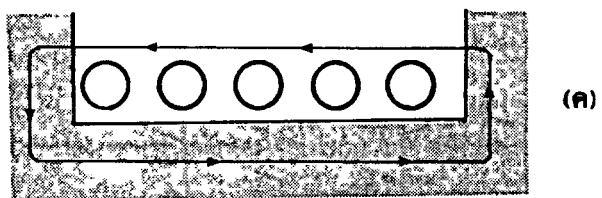
ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability, μ) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมาก แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่ในความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่วไหล (Leakage Flux) ฟลักซ์รั่วไหลไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรง



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วไหล

รูปที่ 5.6 แสดงภาพตัดขวางชั้นของลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็ก บางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างลวด จะทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานไปกับชั้นของขดลวด เมื่อเส้นฟลักซ์ตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็กของแกนมีค่าสูง และฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นจะเป็นฟลักซ์รั่วไหลนั่นเอง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วไหลจะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงเพิ่มขึ้น และจะมีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่วไหลวางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในลวดทองแดง

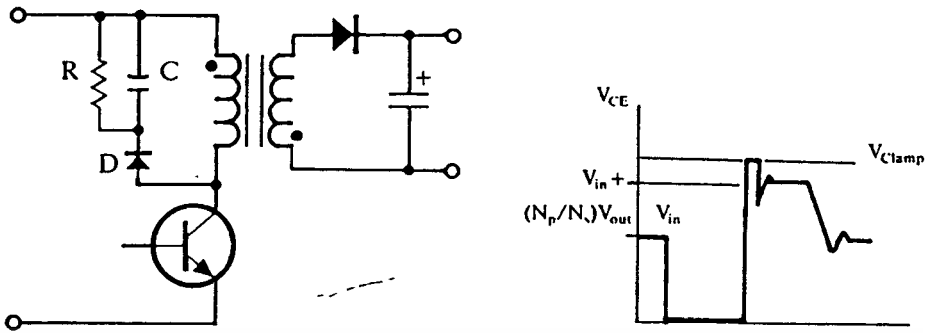
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วไหลเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวนำกระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็ก ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนมากขึ้น จะยังมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย

5.6 วงจรสับเบอว์ (Snubber Network)

วงจรสับเบอว์เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสับเบอว์ในที่นี้จะใช้แบบป้องกันแรงดันเกิน (Clamp Snubber)

วงจรสับเบอว์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอว์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจรสับเบอว์ป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่ขาเดรนขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันแรงดันสไปค์มีค่าลดลง ตัวเก็บประจุ C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่เดรนจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทนนั่นคือ

$$\frac{1}{2} C V_C^2 = \frac{1}{2} L_i I_{p(PK)}^2 \quad \dots\dots (5.6)$$

เนื่องจาก V_C จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{CE0} - V_{Clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_i I_{p(PK)}^2}{(V_{CE0} - V_{Clamp})^2} \quad \dots\dots (5.7)$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ (Leakage Inductance)

$I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{CEO} คือ อัตราความแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{Clamp} คือ ค่าแรงดันสูงที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

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

กำลังงานสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

การออกแบบหม้อแปลงกำลังและหม้อแปลงควบคุมโดยใช้โปรแกรม MCAD

การออกแบบหม้อแปลงกำลังและหม้อแปลงควบคุมในโครงการนี้จะต้องออกแบบให้หม้อแปลงทั้งสองทำงานสอดคล้องกัน สิ่งที่ต้องใช้พิจารณาในการออกแบบโดยรวมของหม้อแปลงทั้งสองคือ

1. กำหนดช่วงแรงดันอินพุตที่ต้องการให้หม้อแปลงกำลังสามารถทำงานได้ในสภาวะปกติ ในโครงการนี้ออกแบบให้หม้อแปลงกำลังสามารถทำงานได้ในช่วงไฟกระแสสลับอินพุต 180-260 โวลต์ ซึ่งการทำงานของหม้อแปลงทั้งสองนี้คือ หม้อแปลงกำลังจะมีแรงดันไฟสลับตกคร่อมกึ่งตลอดช่วงการทำงานส่วนหม้อแปลงควบคุมจะมีแรงดันไฟสลับเปลี่ยนแปลงตามสภาวะของแรงดันไฟสลับอินพุต คือที่สภาวะแรงดันไฟสลับอินพุตต่ำสุด 180 โวลต์ จะมีแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงควบคุมเท่ากับศูนย์ หรือมีค่าน้อยมากที่สภาวะแรงดันไฟสลับอินพุตสูงสุด 260 โวลต์ จะมีแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงควบคุมเท่ากับ 80 โวลต์ ฉะนั้นในการออกแบบจะให้แรงดันตกคร่อมหม้อแปลงกำลังและหม้อแปลงควบคุมเท่ากับ 180 โวลต์ และ 80 โวลต์ตามลำดับ

2. การกำหนดค่าการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งจะต้องพิจารณาจากข้อมูลของแกนที่ใช้ในการออกแบบ ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1.2 เทสลา

3. ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ คิดที่สภาวะจ่ายโหลดสูงสุด

4. ความถี่ใช้งานในโครงการนี้ใช้ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

5. ข้อมูลของแกนทางด้านรูปร่าง และคุณสมบัติของเนื้อสารในโครงการนี้ใช้แกน U-U และ

แกน Toroid

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพันหม้อแปลงเพื่อใช้งานจริง

ในการพันหม้อแปลงกำลังความถี่สูงจะพบว่ามีปัญหา ก็จะต้องใช้จำนวนลวดตัวนำที่มีขนาดเล็กและต้องนำมาบิดตีเกลียวซึ่งเป็นการยากที่จะสามารถพันลงบนช่องหน้าค่างของแกนได้ จะต้องใช้แกนที่มีขนาดใหญ่ขึ้นทำให้เป็นการสิ้นเปลืองอย่างมาก ทางที่จะแก้ปัญหาได้คือ การใช้แผ่นตัวนำทองแดง

การใช้แผ่นตัวนำทองแดงจะคิดประยุกต์มาจากการรวมพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวดตัวนำทองแดงคิดเสมือนว่านำเส้นลวดทองแดงในชั้นของการพันมารวมกัน โดยที่ความหนาของแผ่นตัวนำทองแดงจะต้องไม่ทำให้เกิดผลของความหนาผิวหน้ากระแสของลวดทองแดง

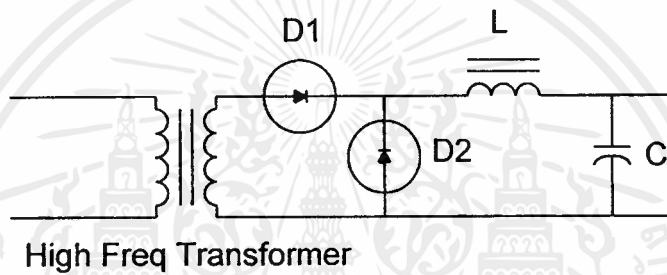
นอกจากนี้อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงที่ได้จากการคำนวณค่าที่ได้ยังเป็นค่าที่ไม่เหมาะสมนักจะต้องทำการพันและทดลองหาค่าที่เหมาะสมเนื่องจากโครงการนี้ใช้หม้อแปลงสองตัวต่ออนุกรมทางด้านปฐมภูมิ



บทที่ 6

วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต

วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน (Rectifier and Filter Circuit) ทางด้านเอาต์พุตของโครงการนี้จะเลือกใช้ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิทช์ซึ่งแบบฟอ์เวอร์คซึ่งก็จะประกอบไปด้วย ไดโอดแบบซ็อดกี้ 2 ตัว ตัวเหนี่ยวนำ (Inductance) และ ตัวเก็บประจุ (Capacitance) โดยจะต่อดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แสดงการต่อวงจรเรียงกระแส

6.1 ลักษณะสมบัติของวงจรเรียงกระแส สำหรับการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงสวิทช์

คุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์ซึ่งที่ดีคือ จะต้องมีความถี่สวิตช์สูง มีความเร็วในการสวิตช์สูง และมีความสามารถในการรองรับพลังงาน (Power Handling Capacity) เพียงพอ ซึ่งจะเป็นผลทำให้การเลือกใช้ไดโอดในวงจรเรียงกระแสจำเป็นต้องเลือกใช้ไดโอดชนิดพิเศษ ส่วนใหญ่แล้วจะพบแพร่หลายในไดโอด 3 ชนิดคือ

1. High Efficiency Fast Recovery
2. High Efficiency Very Fast Recovery
3. Schottky Barrier Rectifiers

6.1.1 ไดโอดชนิดฟาสต์ และชนิดเวรี่ฟาสต์ (Fast and Very Fast Recovery)

ถึงแม้ว่าไดโอดชนิดฟาสต์ และเวรี่ฟาสต์นั้นจะมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างสูงประมาณ 0.8-1.2 โวลต์ก็ตาม แต่ไดโอดชนิดนี้ก็มียัตราทนแรงดันย้อนกลับสูง มักจะนิยมใช้ไดโอดชนิดนี้ในงานที่ต้องการกำลังต่ำจนถึงกำลังขนาดปานกลางให้แรงดันเอาต์พุต 12 โวลต์ ขึ้นไป

เนื่องจากในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจะต้องทำงานในย่านความถี่ ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ เป็นต้นไป การนำไดโอดทั้งสองชนิดนี้มาใช้ย่อมเป็นการช่วยลดช่วงเวลา Reverse Recovery (t_{RR}) ลงได้ ปกติแล้วจะเลือกค่า t_{RR} ของไดโอดให้น้อยกว่า t_c ของทรานซิสเตอร์สวิตชิ่งอย่างน้อยสามเท่า

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

6.1.2 ไดโอดชนิดช็อตกีย์ (Schottky Barrier Recovery)

จากกราฟลักษณะสมบัติของไดโอดชนิดช็อตกีย์ มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ ในทางปฏิบัติแล้วจะใช้ไดโอดชนิดนี้ในงานที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ เช่น ประมาณ 5 โวลต์ และต้องการความเร็วในการสวิตชิ่งสูง เนื่องจากช่วงเวลา t_{RR} ของไดโอดชนิดนี้มีค่าน้อยมากๆ จนสามารถตัดทิ้งไปได้

แต่ไดโอดชนิดนี้ยังมีข้อด้อยกว่าสองชนิดแรกอยู่ 2 ประการคือ

- ประการแรกมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับต่ำประมาณ 100 โวลต์
- ประการที่สองคือมีกระแสรั่วไหลย้อนกลับค่อนข้างสูงเป็นผลให้เกิดความร้อนสูง

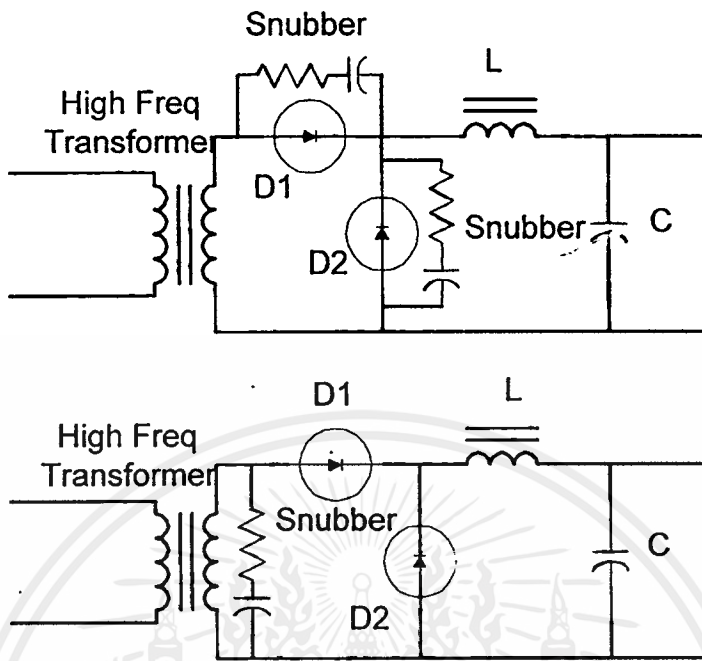
อย่างไรก็ดีปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้อุปกรณ์ป้องกันโหลดเกิน และการเลือกใช้อุณหภูมิที่เหมาะสม

6.1.3 การกำจัดแรงดันทรานเซียนท์ (Transient Overvoltage Suppression)

เนื่องจากภายในหม้อแปลงความถี่สูงนั้นจะประกอบด้วยความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage Inductance) รวมกับค่าความเก็บประจุระหว่างรอยต่อของไดโอดเสมือนเป็นวงจรจูน (Tuned Circuit) เป็นผลให้เกิดแรงดันทรานเซียนท์ขณะที่สวิตช์เปิดวงจร และถ้าหากแรงดันทรานเซียนท์นี้มีค่าสูงเกินกว่าอัตราทนแรงดันของไดโอด ก็จะเป็นอันตรายกับไดโอดได้

เทคนิคในการช่วยแก้ปัญหานี้คือ การเพิ่มวงจร RC สแน็บเบอร์ จะช่วยลดแอมป์พลิจูด (Amplitude) ของแรงดันให้อยู่ในระดับที่ปลอดภัยได้

การต่อเพิ่มวงจร RC สแน็บเบอร์ นี้สามารถทำได้ 2 วิธี คือ ต่อคร่อมไดโอดแต่ละตัวเมื่อต้องการกระแสเอาต์พุตสูงๆ หรือใช้วงจรสแน็บเบอร์เพียงชุดเดียวต่อคร่อมที่ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงเมื่อต้องการกระแสเอาต์พุตต่ำ



รูปที่ 6.2 แสดงการต่อวงจร snubber

โดยสามารถคำนวณค่า RC ได้ดังนี้

- ค่าตัวเก็บประจุ snubber สามารถเลือกได้ตามต้องการตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 ไมโครฟารัด
- ค่าความต้านทาน snubber คำนวณได้จาก

$$R_s = L_T / C_j \quad \text{..... (6.1)}$$

เมื่อ L_T คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง ไมโครเฮนรี่

C_j คือ ค่าความเก็บประจุของรอยต่อไดโอด พิโกฟารัด

N คือ อัตราส่วนการพันระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานหาได้จาก

$$P_R = 0.5 C_s f (V_{in} / n)^2 \quad \text{..... (6.2)}$$

เมื่อ f คือ ความถี่ของคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน

6.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต (Output Power Inductor)

ในส่วนของ การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุตนั้น มีลักษณะคล้ายกับการออกแบบภาคกรองแรงดัน โดยตัวเหนี่ยวนำที่จะกล่าวต่อไปนี้จะทำหน้าที่หลักอยู่ 2 ประการคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.เป็นตัวเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาเปิดวงจร ในทางทฤษฎีแล้วก็เพื่อเป็นตัวรักษาให้มีการจ่ายกระแสเอาต์พุตไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง

2.เพื่อกรองแรงดันให้เรียบ และลดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตให้อยู่ในระดับแรงดันที่ยอมรับได้

ในปัจจุบันการเลือกใช้แกนตัวเหนี่ยวนำก็เป็นส่วนสำคัญควบคู่กับการออกแบบที่เกี่ยวข้องกับความถี่สูง วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนตัวเหนี่ยวนำมากได้แก่ แกนเฟอร์ไรต์ แกนผงเหล็ก (Iron Powder) และแกน โมลิเพอร์มัลลอย (Molypermalloy ,MPP)

ซึ่งแกนทั้งหมดที่กล่าวมานี้ล้วนแต่มีคุณสมบัติที่ดีเหมาะสมกับงานด้านการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลัง โดยมีตัวแปร เช่น ราคา น้ำหนัก ขนาด รูปร่าง ตลาด แม้กระทั่งโรงงานผู้ผลิตจะเป็นส่วนช่วยในการเลือกและการตัดสินใจอีกครั้ง

แกนผงเหล็ก และ MPP ส่วนใหญ่จะผลิตมาในรูปแบบทอรอยด์ (Toroid) เนื่องจากแกนทั้งสองแบบนี้เหมาะที่จะทำเป็นเพาเวอร์ไชน์ (Power Choke) เนื่องจากมีคุณสมบัติดังนี้

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

การคำนวณค่าเอาต์พุตไชน์ L_o

การคำนวณหาเอาต์พุตไชน์ที่เหมาะสมเพื่อให้ฟอเวอร์คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุต นับเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่งคือถ้าค่า L_o มีค่าต่ำเกินไป จะทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตสูง ส่วนการกำหนดค่าของ L_o ที่สูงเกินไปทำให้เอาต์พุตไชน์มีราคาแพงเกินไป และมีการตอบสนอง โหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ช้า

การกำหนดค่าต่ำสุด $L_{o(min)}$

ค่าต่ำสุดของเอาต์พุตไชน์ $L_{o(min)}$ จะถูกจำกัดได้ใน 2 ลักษณะ คือ

1. ค่า L_o ที่ต่ำสุด ที่จะไม่ทำให้เกิดการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเมื่อโหลดมีค่าต่ำสุด

2. ค่า L_o ที่ต่ำสุด เพื่อไม่ให้แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตมีค่าเกินกำหนด

ดังนั้นเพื่อไม่ให้ฟอเวอร์คอนเวอร์เตอร์เปลี่ยนการทำงานจากโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่กระแสโหลดค่าต่ำสุด ค่าของเอาต์พุตไชน์จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$L_{o(\min)} = \frac{(V_{out} + V_D)}{2I_{O(\min)}} \left(T - t_{ON(\max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \right) \quad \dots\dots (6.3)$$

เมื่อ $I_{O(\min)}$ คือค่ากระแสโหลดค่าต่ำที่สุดของคอนเวอร์เตอร์

ส่วนค่า $L_{o(\min)}$ ที่จะไม่ทำให้แรงดันกระแสเพิ่มมีค่าเกินกำหนด จะคำนวณได้จาก

$$L_{o(\min)} = \frac{(V_{out} + V_D)ESR}{V_{ripple}} \left(T - t_{ON(\max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \right) \quad \dots\dots (6.4)$$

เมื่อ ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_o โอมห์

V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระแสเพิ่มสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้ที่เอาต์พุต โวลต์

การเลือกค่า $L_{o(\min)}$ จะใช้สมการทั้งสองที่กล่าวมาแล้วเป็นหลักในการคำนวณ

การกำหนดค่าสูงสุด $L_{o(\max)}$

ค่าสูงสุดของเอาต์พุตไซ้ค จะถูกจำกัดด้วยค่าเวลาดำเนินตัว t_R ของเอาต์พุตเมื่อโหลดมีการ

เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด $L_{o(\max)}$ จะหาได้จาก

$$L_{o(\max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(T - t_{ON(\max)})}{\Delta I_o \cdot 2 \cdot t_{ON(\max)}} t_R \quad \dots\dots (6.5)$$

เมื่อ t_R คือ ค่าเวลาดำเนินตัวตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด วินาที

ΔI_o คือ ค่ากระแสที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด แอมป์

การคำนวณเอาต์พุตไซ้คของโครงงานนี้โดยกำหนดค่าตัวแปรต่างๆดังนี้

$$V_{out} = 5 \text{ โวลต์}$$

$$V_{ripple} = 5 \text{ มิลลิโวลต์}$$

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

$$V_D = 1 \text{ โวลต์}$$

$$ESR = 15 \text{ มิลลิโอมห์}$$

$$f = 100 \text{ กิโลเฮิรตซ์}$$

$$\text{dead time} = 0.5$$

จากการคำนวณจากสมการข้างต้นแล้วเมื่อพิจารณาในเกณฑ์ของแรงดันกระแสเพิ่มแล้วจะได้

เอาต์พุตไซ้คมีค่าเท่ากับ 90 ไมโครเฮนรี่

6.3 การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต

ในการเลือกใช้ตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตนั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากก็คืออัตราทนกระแสขณะใช้งานสูงสุด ความถี่ในการสวิตชิง และชนิดของคอนเวอเตอร์ที่ใช้ ปัจจุบันนิยมใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic Capacitor) ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้ จะส่งผลโดยกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตและอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่าสูงมากๆ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตามไปด้วย เป็นผลให้เกิดความร้อนและอายุการใช้งานสั้นลง

ปัจจุบันตัวเก็บประจุมีขีดจำกัดอุณหภูมิสูงถึง 105°C และค่า ESR ต่ำที่ความถี่สวิตชิงสูงๆ ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ยิ่งไปกว่านั้นผู้ผลิตบางรายยังรับประกันการทำงานของตัวเก็บประจุที่อุณหภูมินั้นสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ทีเดียว

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

ในการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตนั้น จะอ้างอิงรูปกระแสสัญญาณที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_{out} สังเกตพบว่าทิศทางที่กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวกเริ่มที่เวลา t_1 ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาที่ปิดวงจร และสิ้นสุดที่เวลา t_2 ซึ่งก็เป็นกึ่งกลางของช่วงเวลาที่เปิดวงจร จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในลักษณะดังกล่าว จึงเป็นผลให้เกิดแรงดันกระเพื่อม (ΔV_o) มีค่าดังสมการข้างล่าง

$$V_{out} = \frac{1}{C_{out}} \int_{t_1}^{t_2} i dt \quad \dots\dots (6.6)$$

กระแสเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา t_1 และ t_2 เท่ากับ $(\Delta I_{out}/2)$ หรือ $\Delta I_{out}/4$ ดังนั้นจากสมการ 6.6 จะได้

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

$$= \frac{\Delta I_{out}}{8fC_{out}}$$

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

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8f\Delta V_{out}} \quad \dots\dots (6.7)$$

เมื่อ I_{out} เท่ากับ $0.25I_L$

I_L คือ กระแสเอาต์พุต

ΔV_{out} คือ แรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอด (peak to peak)

f คือ ความถี่ใช้งาน

เพื่อที่จะให้ค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าต่ำ อาจคำนวณหาค่า ESR ของตัวเก็บประจุได้จากสมการ

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} \quad \dots\dots (6.8)$$

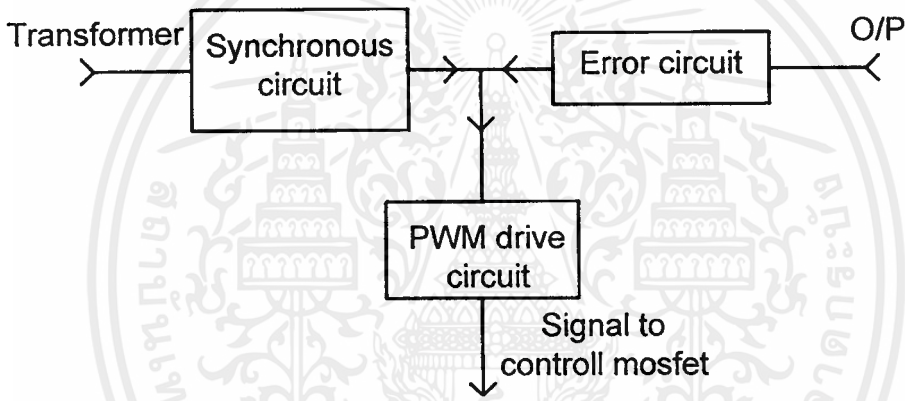
แต่ยังมีอีกสิ่งหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึง อีกประการก็คือ การเลือกค่า LC ฟิลเตอร์ เพราะอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงโดยตรงอยู่ 2 ประการ คือ ประการแรกการใช้ L และ C ร่วมกันนั้นอาจส่งผลโดยตรงกับเสถียรภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง และประการที่สอง ถ้าเลือกค่า L น้อยหรือค่า C มาก จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ช่วงขณะของเอาต์พุตฟิเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่า การตอบสนองต่อทรานเซียนท์ (Transient Response) ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดคิขึ้นนั่นเอง

ในการพิจารณาการตอบสนองต่อทรานเซียนท์ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง องค์ประกอบที่สำคัญไม่ได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถกลับคืนสู่ระดับปกติเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน แต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแล้วนั้น ระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงสูงสุดเท่าใด เพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงมากเกินไป อาจจะทำให้การทำงานของอุปกรณ์ผิดพลาด

บทที่ 7

วงจรควบคุมเพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าให้คงที่

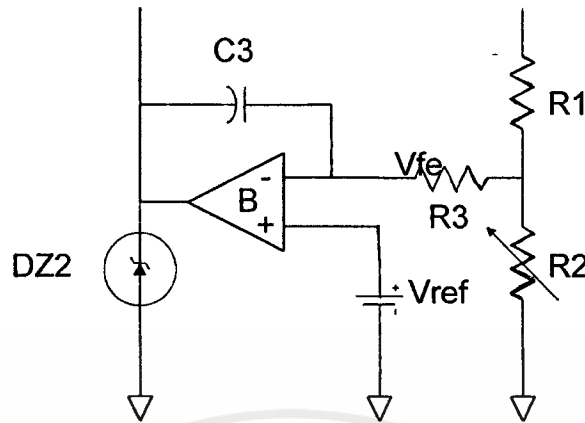
การทำงานของวงจรนี้ ในตอนแรกจะสร้างสัญญาณเพื่อควบคุมการทำงานของมอสเฟต Q1 กับ Q2 เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นแรงดันไฟสลับที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แล้วเข้าสู่หม้อแปลง 2 แกน ซึ่งจะมีหม้อแปลงที่ใช้ในการควบคุม โดยใช้การทำงานของมอสเฟต Q3 เป็นตัวควบคุมการไหลผ่านของพลังงาน ซึ่งจะช่วยให้สามารถควบคุมการจ่ายพลังงานให้แก่โหลด โดยผ่านวงจรย่อยๆ ที่เป็นส่วนควบคุมดังนี้



รูปที่ 7.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรเรกูเลเตอร์

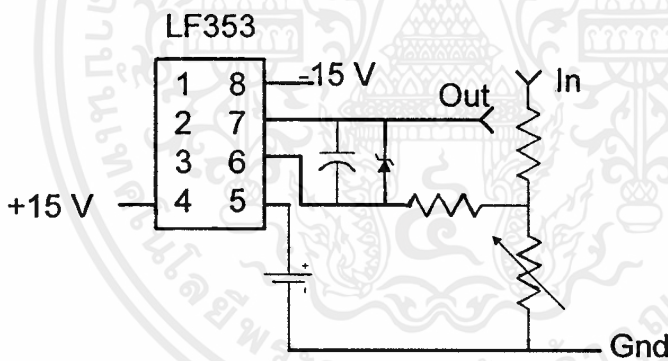
7.1 วงจรเออเรอร์ (Error Circuit)

วงจรนี้ทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิงเพื่อให้ได้แรงดันที่ต้องการออกมา โดยในตอนแรกจะมี R1 และ R2 มาทำการแบ่งแรงดันให้น้อยลง และทำการเปรียบเทียบกับแรงดันที่ต้องการออกมา แล้วผ่านส่วนของวงจรกรองสัญญาณ โดยจะทำให้รูปสัญญาณที่ได้มีความเรียบมากขึ้น โดยจะมีการป้องกันแรงดันไม่ให้มีค่าสูงเกิน ด้วยการใช้ซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode)



รูปที่ 7.2 แสดงวงจรเออเรียร์

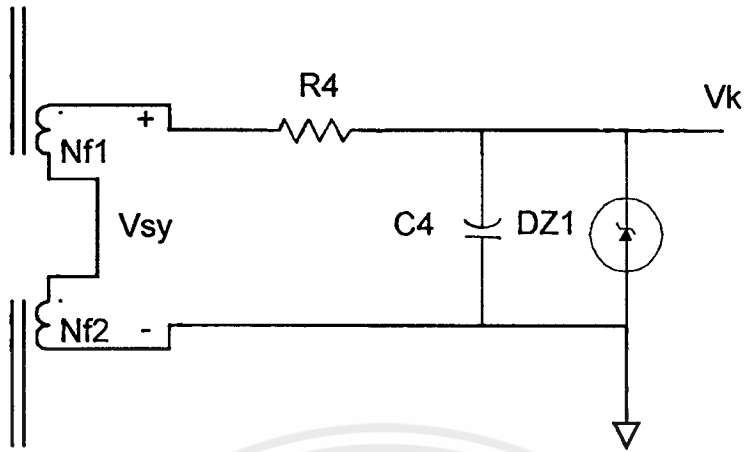
จากวงจรด้านบนเราจะใช้ไอซีเบอร์ LF 353 ซึ่งไอซีเบอร์นี้ภายในจะประกอบไปด้วย ออปแอมป์สองตัวอยู่ในซึ่งไอซีเบอร์นี้จะต้องการไฟเลี้ยงคือ ± 15 โวลต์ โดยเราจะต่อตามรูปด้านล่าง (ขาของไอซีจะแสดงอยู่ในคำคำชี้ชัดด้านหลัง)



รูปที่ 7.3 แสดงการต่อวงจรเออเรียร์จากไอซีเบอร์ LF 353

7.2 วงจรซิงโครนัส (Synchronous Circuit)

เป็นวงจรที่ทำการสร้างสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อยขึ้นมาเพื่อนำไปเป็นส่วนหนึ่งในการสร้างสัญญาณ PWM ขึ้น ซึ่งจะสร้างสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อยจากการที่นำเอาสัญญาณที่ได้จากหม้อแปลงมาแปลงให้เป็นสัญญาณตามที่ต้องการ การที่นำสัญญาณจากหม้อแปลงมาใช้ก็เพื่อให้ได้ความถี่ที่สัมพันธ์กับความถี่ของโครงงาน

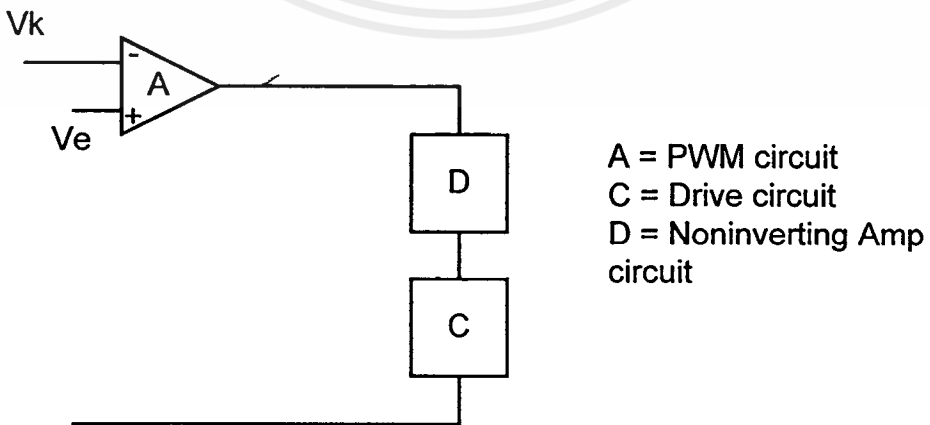


รูปที่ 7.4 แสดงวงจรซิงโครไนส์

7.3 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ (PWM Drive Circuit)

เป็นการนำเอาสัญญาณที่ได้จากวงจรเออเรอร์, V_e กับวงจรซิงโครไนส์, V_k มาสร้างสัญญาณ PWM โดยนำสัญญาณทั้งสองมาเปรียบเทียบกัน แล้วผ่านการขยายสัญญาณให้ได้ตามที่ต้องการ ไปควบคุมการทำงานของมอสเฟต Q3 เพื่อที่จะควบคุมให้หม้อแปลงส่งผ่านพลังงานที่ต้องการออกมา

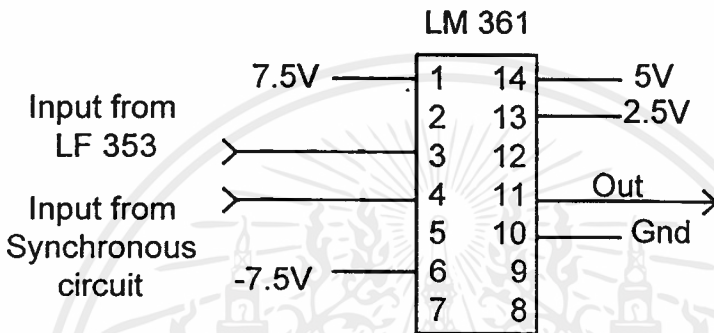
การเปรียบเทียบสัญญาณและสร้างสัญญาณ PWM นั้นจะใช้ไอซีเบอร์ LM 361 สร้างแต่สัญญาณที่ได้ออกมามีคิกค่ามากจึงต้องมีการใช้วงจรขยายสัญญาณ โดยใช้ออปแอมป์มาช่วย โดยจะต่อเป็นวงจรนอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์ (Non-inverting Amp) ซึ่งก็จะใช้ไอซีเบอร์ LF 353 แล้วก็จะนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรขับ ไอซีเบอร์ IR 2113 (ที่ได้แสดงการต่อไปแล้วในหัวข้อวงจรสวิตซิ่ง)



รูปที่ 7.5 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์

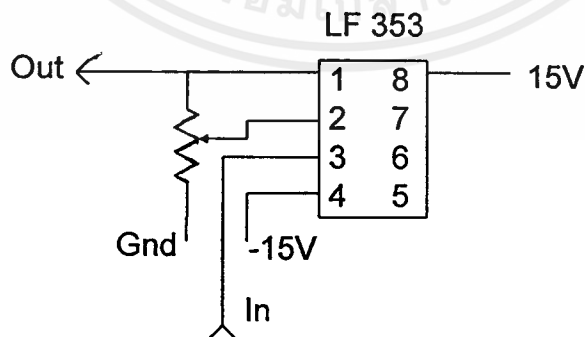
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อมูลของไอซีเบอร์ LM 361 จะต้องการไฟเลี้ยงขนาด 7.5, 5 และ ± 2.5 ซึ่งภายในของไอซีเบอร์นี้ก็จะประกอบไปด้วย วงจรสร้างสัญญาณ PWM และเกตต่างๆ (คาตาชีตของไอซีจะอยู่ด้านหลัง) ซึ่งก็จะต่อตามรูปที่ 7.6



รูปที่ 7.6 แสดงการต่อวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ด้วยไอซีเบอร์ LM 361

สัญญาณที่ได้จาก LM 361 นั้นต้องใช้วงจรขยายศักดาไฟฟ้าให้ได้สัญญาณที่เหมาะสมอีก โดยโครงงานนี้จะนำวงจรถอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์มาใช้ในการขยายสัญญาณ ซึ่งวงจรถอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์นี้ก็ต้องใช้ออปแอมป์เป็นส่วนประกอบด้วย ซึ่งโครงงานนี้ก็จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ LF 353 ที่ได้เคยใช้มาแล้วมาใช้



รูปที่ 7.7 แสดงการต่อวงจรถอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์ โดยใช้ไอซีเบอร์ LF 353

ส่วนสัญญาที่ได้ออกมานี้ก็จะต้องไปผ่านวงจรขับเพื่อให้ได้สัญญาที่เหมาะสมอีกต่อไป
ซึ่งวงจรขับก็ยังใช้วงจรขับแบบที่ได้เคยกล่าวไว้ในส่วนของวงจรสวดซึ่งมาแล้ว

เมื่อได้ทดลองวงจรทุกวงจรแล้วจะนำไปกัศลายทองแดงโดยใช้โปรแกรม Protel ในการ
ออกแบบวงจรซึ่งจะได้เนบลายทองแดงมาในภาคผนวกภายหลัง



บทที่ 8

ผลการทดลองและรูปกราฟการทดลอง

ผลการทดลองระดับแรงดันเอาต์พุตซึ่งจะมีค่าดังตารางด้านล่าง

$V_{i/p}$ (v)	$V_{o/p}$ (v)									%reg
	Noload	10 A	20 A	30 A	40 A	50 A	60 A	70 A	80 A	
160	5	4.8	4.7	4.6	4.4	4.4	4.3	4.3	4.3	14
170	5	4.9	4.8	4.6	4.6	4.6	4.5	4.5	4.5	10
180	5	5	4.9	4.9	4.85	4.85	4.85	4.8	4.8	4
190	5	5	5	4.95	4.95	4.9	4.9	4.9	4.9	2
200	5	5	5	5	5	4.9	4.85	4.9	4.9	2
210	5	5	5	5	5	5	5	4.95	4.95	1
220	5	5	5	5	5	5	5	5	4.95	1
230	5	5	5	5	5	5	5	5	5	0
240	5	5	5	5	5	5	5	5	5	0
250	5	5	5	5	5	5	5	5	5	0
260	5	5	5	5	5	5	5	5	5	0
% η		58	60	62	65	67	70	72	70	

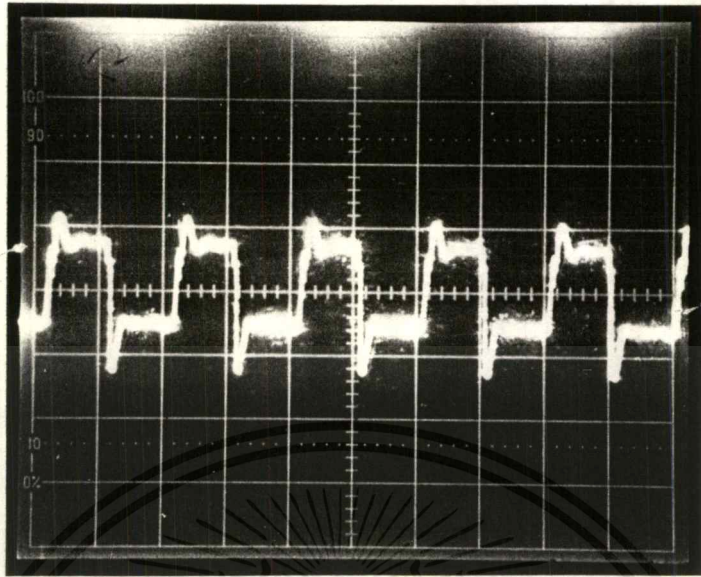
ตารางที่ 8.1 แสดงระดับแรงดันเอาต์พุตเทียบกับแรงดันอินพุต

เมื่อ % reg คือ เปอร์เซนต์เรกูเลชันของโหลด

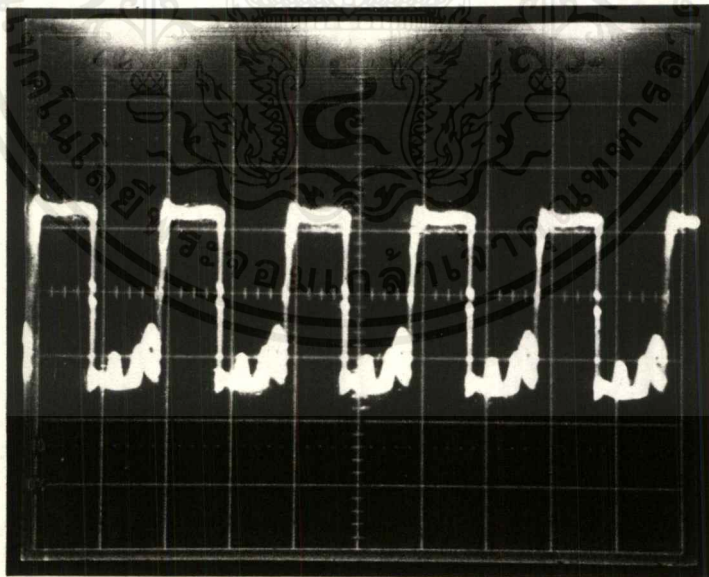
% η คือ เปอร์เซนต์ของประสิทธิภาพ

ตารางที่ 8.1 เป็นตารางแสดงแรงดันเอาต์พุตเทียบกับแรงดันอินพุต โดยแปรตามโหลดค่าต่างๆ ซึ่งจะเห็นว่าสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น 5 โวลต์ เมื่อแรงดันอินพุตอยู่ในช่วงประมาณ 220 โวลต์ ± 20 % ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากเปอร์เซนต์เรกูเลชันดังตาราง

ในโครงการนี้จะมีรูปกราฟที่ได้ดังต่อไปนี้

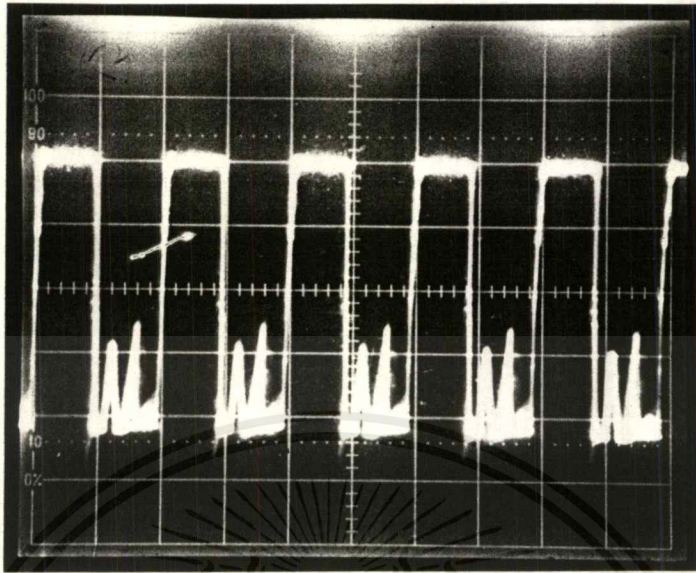


รูปที่ 8.1 แสดงกราฟสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟต Q_1 และ Q_2
โดยมี Volt/div = 10 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง

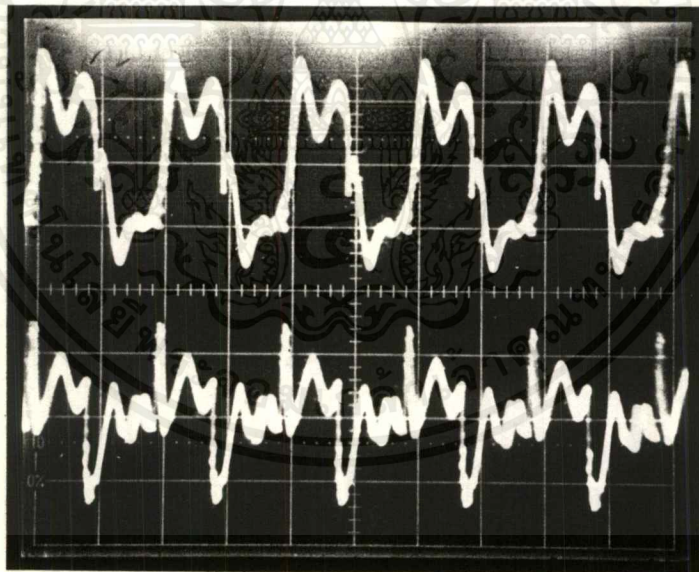


รูปที่ 8.2 แสดงกราฟแรงดันที่เป็นผลรวมของหม้อแปลงแกน T1 และ Tc ที่ระดับแรงดันต่ำ
โดยมี Volt/div = 50 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง

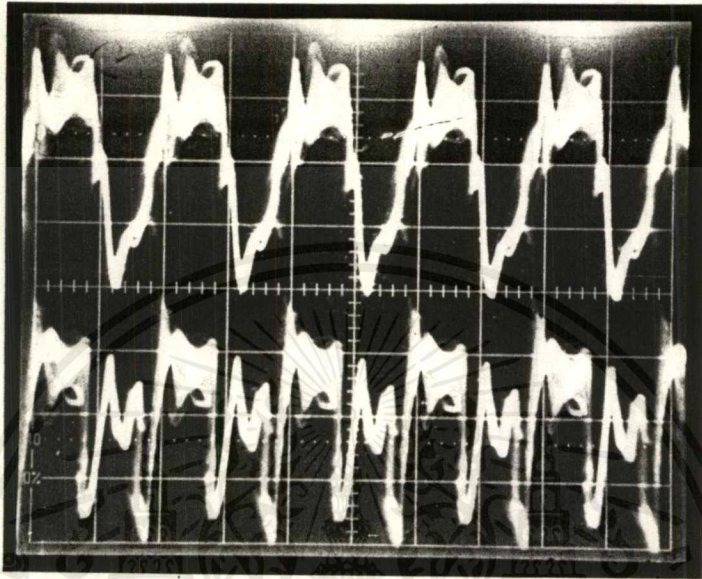
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



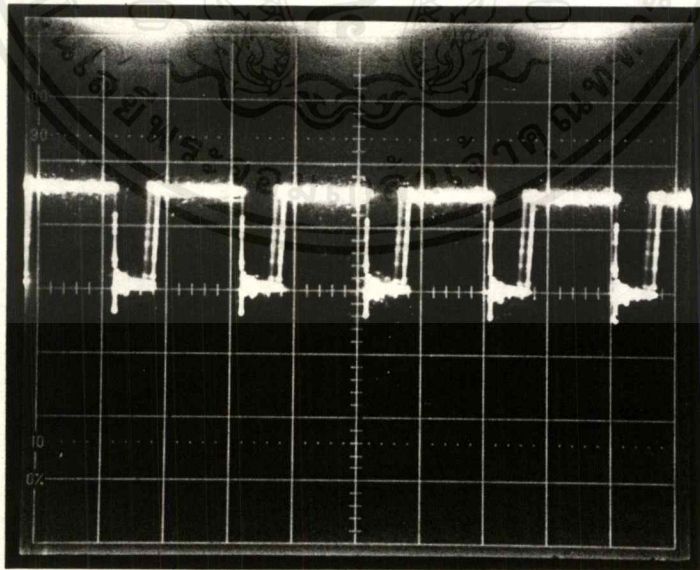
รูปที่ 8.3 แสดงกราฟแรงดันที่เป็นผลรวมของหม้อแปลงแกน T1 และ Tc ที่ระดับแรงดันสูง โดยมี Volt/div = 50 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 8.4 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงแกน T1 และ Tc ที่ระดับแรงดันต่ำ โดยมี Volt/div = 50 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง

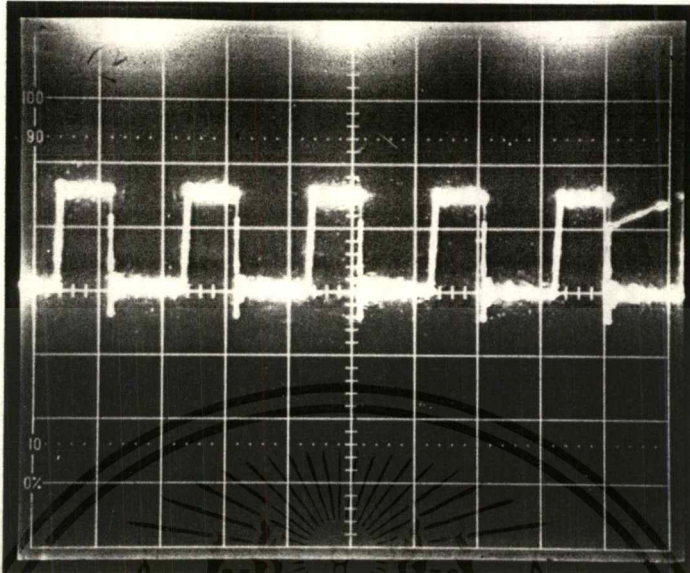


รูปที่ 8.5 แสดงกราฟแรงดันคกรวมหม้อแปลงแกน T1 และ Tc ที่ระดับแรงดันสูง โดยมี Volt/div = 50 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง

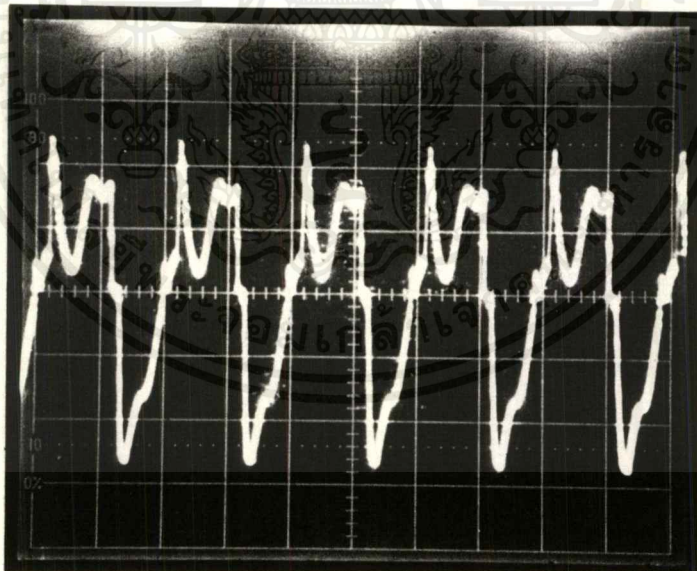


รูปที่ 8.6 แสดงกราฟสัญญาณขั้วเบสของมอสเฟต Q₃ ที่ระดับแรงดันต่ำ โดยมี Volt/div = 10 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง

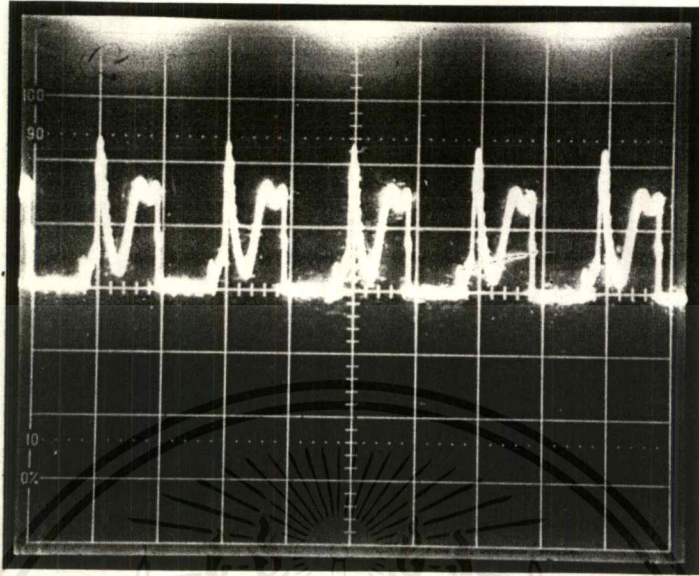
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.7 แสดงกราฟสัญญาณขับเคลื่อนของมอสเฟต Q_3 ที่ระดับแรงดันสูง โดยมี Volt/div = 10 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง

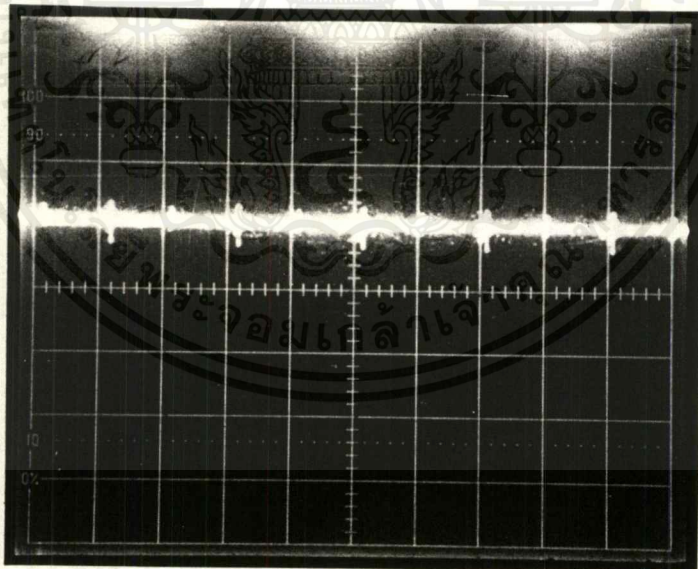


รูปที่ 8.8 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดทุติยภูมิของหม้อแปลงแกน T1 โดยมี Volt/div = 20 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง



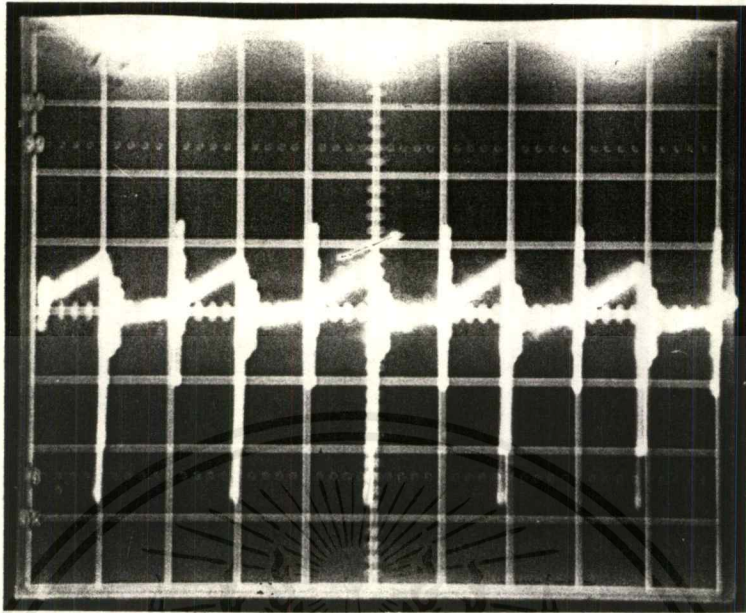
รูปที่ 8.9 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมไดโอดที่ต่ออยู่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงแกน T1

โดยมี Volt/div = 20. Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง

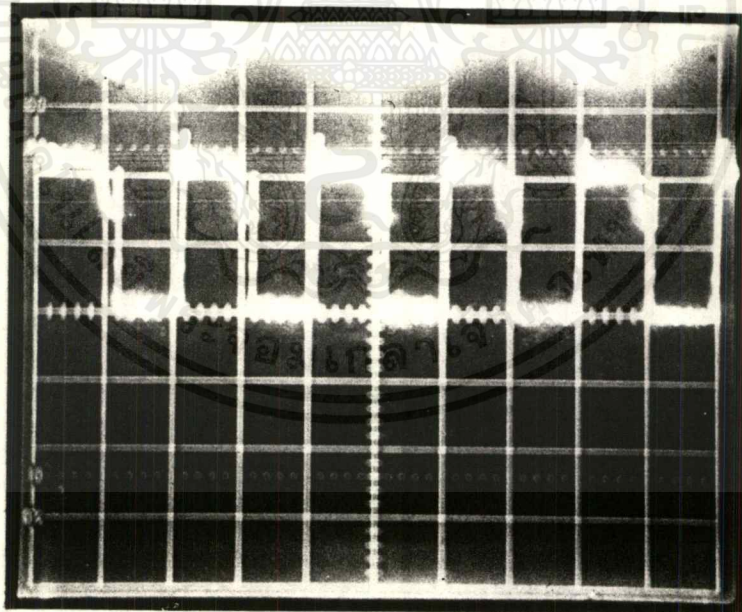


รูปที่ 8.10 แสดงกราฟแรงดันเอาท์พุทหลังผ่านวงจรกรองแรงดัน

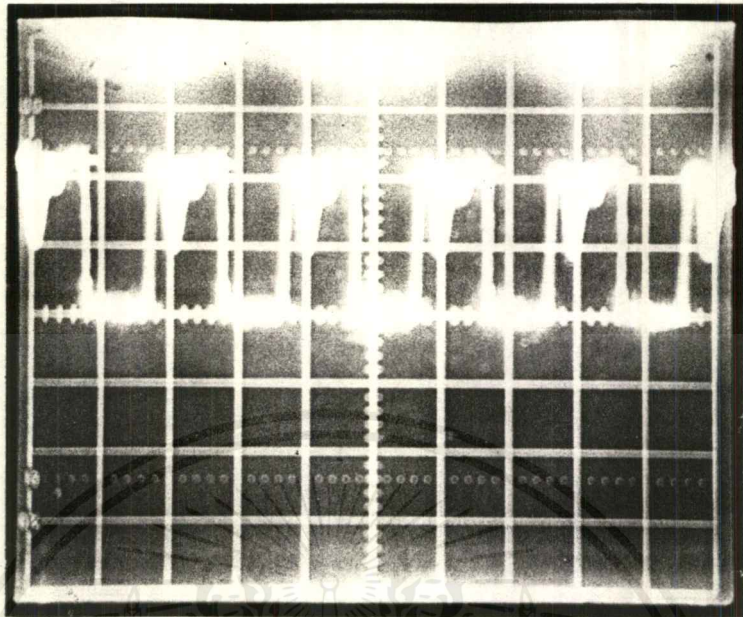
โดยมี Volt/div = 5 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง



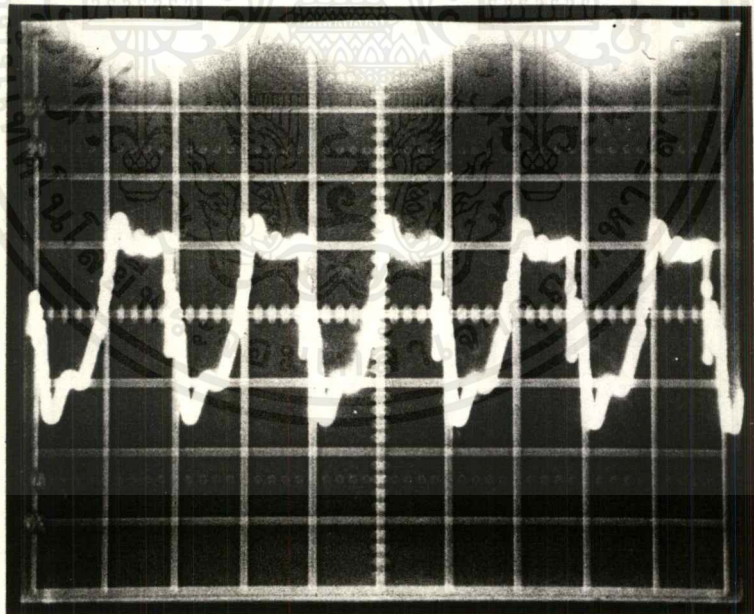
รูปที่ 8.11 แสดงกราฟกระแสอินพุต
โดยมี Volt/div = 1 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 8.12 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมมอสเฟต Q_1
โดยมี Volt/div = 20 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 8.13 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมมอสเฟต Q_2
โดยมี Volt/div = 20 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง



รูปที่ 8.14 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมที่ขดขึง โครนัส
โดยมี Volt/div = 10 Volt/ช่อง และ Time/div = 5 μ sec/ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

บทวิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง

บทวิเคราะห์

เนื่องจากโครงการนี้ได้นำหลักการเบื้องต้นมาจาก IEEE และมีเนื้อหาตามที่ได้กล่าวไปแล้วในบทต่างๆ ที่ผ่านมา แต่จากการวิเคราะห์ทฤษฎีในส่วนของวงจรควบคุม ซึ่งมีการใช้หม้อแปลงควบคุมต่ออนุกรมกับหม้อแปลงกำลัง พบว่าหม้อแปลงควบคุมเป็นการใช้หลักการของรีแอกเตอร์อิ่มตัว (Saturable Reactor) จึงเปรียบได้ว่าหม้อแปลงควบคุมดังกล่าวก็คือรีแอกเตอร์ตัวหนึ่งนั่นเอง สำหรับหลักการของรีแอกเตอร์อิ่มตัวพอสังเขปเป็นดังนี้

รีแอกเตอร์อิ่มตัวเป็นรีแอกเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ โดยอาศัยการป้อนไฟกระแสตรงเข้าขดควบคุมของรีแอกเตอร์ เมื่อป้อนเข้าไปมากจะทำให้แกนเหล็กอิ่มตัว จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำเป็น 0 คือแกนเหล็กไม่สามารถดึงกระแสเข้ามาเพิ่มได้อีก และในทางกลับกันถ้าไฟกระแสตรงที่ป้อนเข้าเป็น 0 จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าสูงสุด

จากหลักการข้างต้น อาจกล่าวได้ว่ารีแอกเตอร์อิ่มตัวก็คือส่วนของวงจรสร้างกระแสนั่นเอง เพราะเมื่อแกนเหล็กเกิดการอิ่มตัวจะทำให้อิมพีแดนซ์มีค่าเป็น 0 และจะมีกระแสค่ามากไหลผ่าน นอกจากนี้รีแอกเตอร์อิ่มตัวซึ่งถือว่าเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ (Automatic Voltage Regulator : AVR) ชนิดหนึ่ง และมีข้อดีคือ มีความทนทาน ไม่ต้องบำรุงรักษา มาก สักคาไฟฟ้ามีความต่อเนื่อง (On-load) และจากการพัฒนาแกนมาใช้เป็นแกนเฟอร์ไรต์ทำให้ประสิทธิภาพที่ได้มีค่าประมาณ 80 เปอร์เซ็นต์ (เพิ่มขึ้นจากในอดีต ซึ่งมีค่าเพียง 60-65 เปอร์เซ็นต์) แต่ทั้งนี้ก็มีข้อเสียเกิดขึ้น เช่น มีความร้อนและเสียงเกิดขึ้น มีฮาร์โมนิกสูง และมีขีดจำกัดทางด้านเพาเวอร์แฟกเตอร์รวมทั้งการเปลี่ยนแปลงโหลดแบบทันทีทันใด

และเมื่อทำการพิจารณาถึงผลการทดลองจากกราฟดังแสดงในบทที่ 8 จะเห็นว่า แรงดันไฟตรงเอาต์พุตยังไม่สามารถรองรับให้เรียบได้ ซึ่งคิดว่าเป็นผลมาจากฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้น รวมทั้งการออกแบบตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตยังไม่ดีพอ กอปรกับมีสัญญาณรบกวน EMI ด้วย

ประโยชน์ที่ได้รับและข้อดีจากการใช้หม้อแปลงควบคุม

1. สำหรับโครงการนี้ เอาท์พุตที่ได้เป็นลักษณะของแรงดันต่ำ แต่มีกระแสสูง ซึ่งเหมาะกับการนำไปใช้กับโหลดประเภทคอมพิวเตอร์ต่างๆ และอุตสาหกรรมทางด้านเคมีภัณฑ์ด้วย

2. สามารถออกแบบส่วนควบคุมของหม้อแปลงที่ใช้ควบคุมให้เป็นมาตรฐานซึ่งเป็นสิ่งที่สำคัญ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง การออกแบบแกนควบคุมที่แรงดันเอาต์พุตไม่ว่าจะเป็น 5, 12 หรือ 15 โวลต์ก็ตาม สามารถนำไปใช้กับกระแสเอาต์พุตได้เป็นช่วงกว้าง และสำหรับการประยุกต์ใช้ในระบบออฟไลน์แบบแปลงแรงดันลง (Off-line Step-down) กระแสทางด้านปฐมภูมิจะถูกลดลงอย่างมาก ทำให้สามารถใช้นาฬิกาตัวนำด้านปฐมภูมิที่เป็นมาตรฐานสำหรับใช้กับกระแสเอาต์พุตที่ค่าต่างกันได้ กระแสในขดลวดควบคุมก็จะลดลงอย่างมากด้วยเมื่อเปรียบเทียบกับกระแสไหลอด ดังนั้นในส่วนของวงจรควบคุมก็จะเป็นมาตรฐานได้อย่างคุ้มค่าด้วย

3. เนื่องจากการใช้งานที่ความถี่สูง จึงนำแกนเฟอร์ไรต์มาใช้ซึ่งมีราคาไม่แพง อีกทั้งยังสามารถใช้ได้กับแกนกำลังและแกนควบคุม จึงเป็นการลดราคาในส่วนของแกนและขดลวดที่ใช้พันลง แต่ทั้งนี้ก็ใช้ได้เฉพาะกับแมกแอมป์ที่ได้มีการพัฒนาแล้วเท่านั้น

4. เมื่อเกิดเรกูลชันที่ด้านปฐมภูมิมากกว่าทางด้านทุติยภูมิ จึงเป็นผลให้สามารถหลีกเลี่ยงปัญหาที่เกิดขึ้นจากการใช้งานของกระแสค่าสูงที่เอาต์พุตได้ (เกิดการสูญเสียของรีแอกเตอร์ในส่วนของวงจรควบคุมขนาดใหญ่ โดยอัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างขดควบคุมกับขดลวดที่ใช้สำหรับกระแสของไหลอดต้องมีค่ามาก ซึ่งหมายความว่า แรงดันตกคร่อมขดลวดควบคุมต้องมีค่ามากตาม และเป็นผลให้มีแรงดันสูงตกคร่อมขดลวดควบคุมในวงจรป้อนกลับ จึงจำเป็นต้องมีการแยกกันทางไฟฟ้าขึ้น)

บทสรุป

รูปแบบการควบคุมแบบ PWM ได้ถูกนำมาใช้กับเรกูลเตอร์แบบใช้หม้อแปลงควบคุม เมื่อนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ชนิดฟูลเวจเจอร์ ซึ่งได้แรงดันเอาต์พุต 5 โวลต์ ที่ 500 วัตต์ โดยใช้ความถี่เท่ากับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้ประสิทธิภาพในการแปลงพลังงาน 70 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเป็นการพัฒนาที่สำคัญเมื่อเทียบกับเรกูลเตอร์ที่ใช้หม้อแปลงควบคุมแบบเชิงเส้นที่มีประสิทธิภาพต่ำกว่า 5 เปอร์เซ็นต์ ในส่วนของหลักการการทำงานของวงจรได้นำเสนอไปแล้ว รวมทั้งการประมาณค่าของกำลังงานที่สูญเสียในแต่ละส่วนของวงจร ซึ่งเป็นการแนะนำให้ผู้ออกแบบได้รู้ถึงหลักการทำงานอย่างแท้จริง และการออกแบบเรกูลเตอร์ที่ใช้หม้อแปลงควบคุมแบบ PWM ด้วย

นอกจากนี้ได้มีการเปรียบเทียบระหว่างเรกูลเตอร์ที่ใช้หม้อแปลงควบคุมกับแมกแอมป์ (magamp) ซึ่งแมกแอมป์นี้เป็นอุปกรณ์ที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่มีหลายเอาต์พุตร่วมกับเรกูลเตอร์แบบเชิงเส้น โดยเรกูลเตอร์ที่ใช้หม้อแปลงควบคุมจะมีความเหมาะสมกับแรงดันเอาต์พุตค่าสูง และกระแสเอาต์พุตค่าสูงด้วย และเนื่องจากความง่ายในการออกแบบให้ได้มาตรฐาน มันจึงเหมาะกับการนำไปใช้ในการออกแบบต่างๆ ไป แต่ก็ไม่ได้หมายความว่า จะนำเรกูลเตอร์ที่ใช้หม้อแปลงเป็นเอกสารนี้ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงควบคุมแบบ PWM จะถูกนำมาใช้แทนที่แมกแอมป์ แต่จะใช้เป็นส่วนประกอบมากกว่า เมื่อแมกแอมป์ไม่มีความเหมาะสมพอ

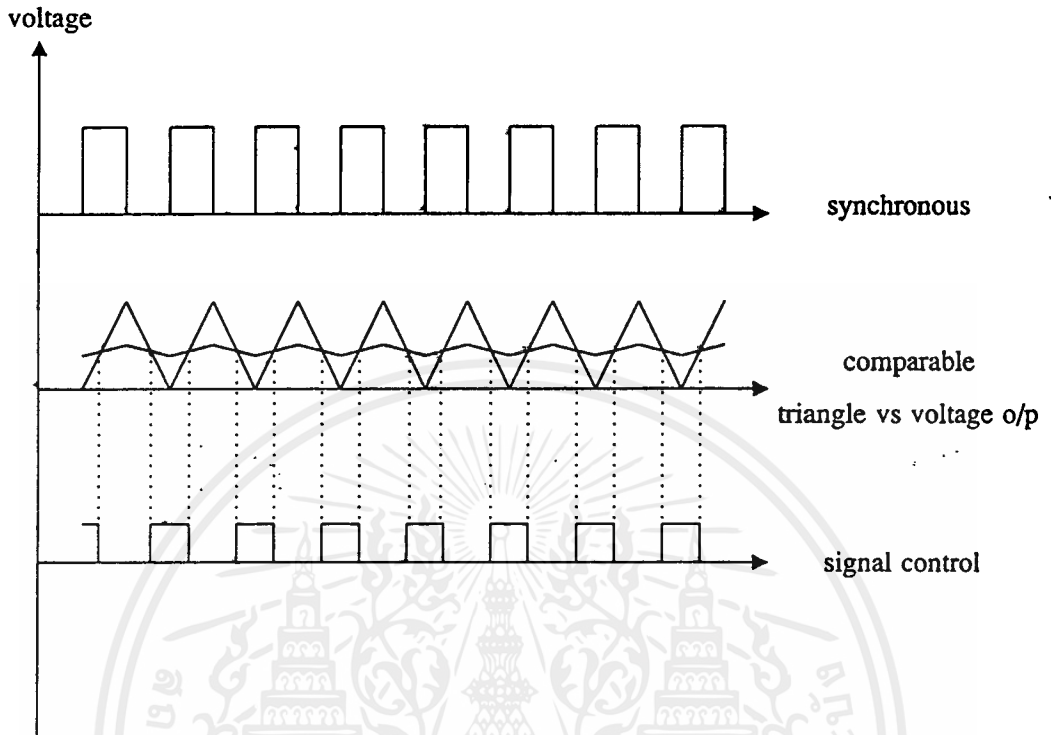
ในโครงการนี้ใช้น้ำเกลือมาทำเป็นโหลด และมีแท่งตัวนำทองแดงเป็นตัวนำกระแส ซึ่งถ้ามีพื้นที่ผิวมากเท่าไร ก็จะสามารถนำกระแสได้มากยิ่งขึ้น แต่ทั้งนี้ก็ขึ้นอยู่กับระยะห่างระหว่างแท่งตัวนำทั้ง 2 แท่งด้วย โดยถ้าระยะห่างยิ่งน้อยก็就会有ความต้านทานน้อย ทำให้นำกระแสได้มาก และเนื่องจากเอาต์พุตของโครงการนี้เป็นไฟกระแสตรง จึงมีการตอบสนองต่อการนำกระแสน้อยกว่าเอาต์พุตที่เป็นไฟกระแสสลับ ซึ่งลักษณะของโหลดชนิดนี้อาศัยการแตกตัวของเกลือ ทำให้มีความไม่แน่นอนเกิดขึ้น รวมทั้งตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตไม่เหมาะสมเท่าที่ควร ทำให้แรงดันกระแสเฟืองที่ได้มีค่าไม่ได้ดังที่ควรจะเป็น



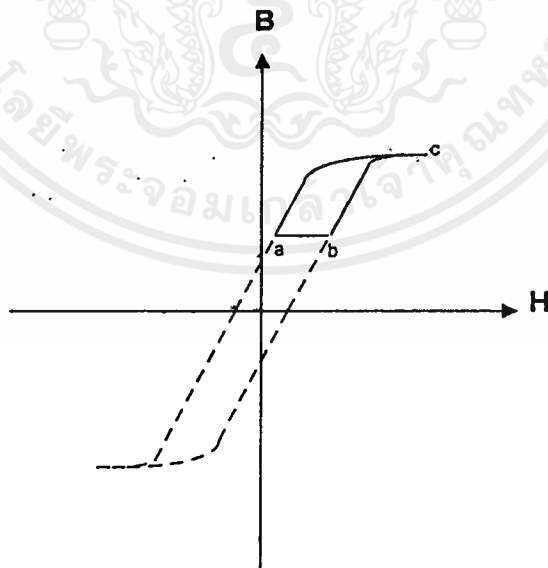


ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ผ.1 แสดงการเปรียบเทียบช่วงเวลาของสัญญาณควบคุมและสัญญาณซิงโครนัส



รูป ผ.2 แสดงลักษณะ B-H Curve ของหม้อแปลงควบคุม

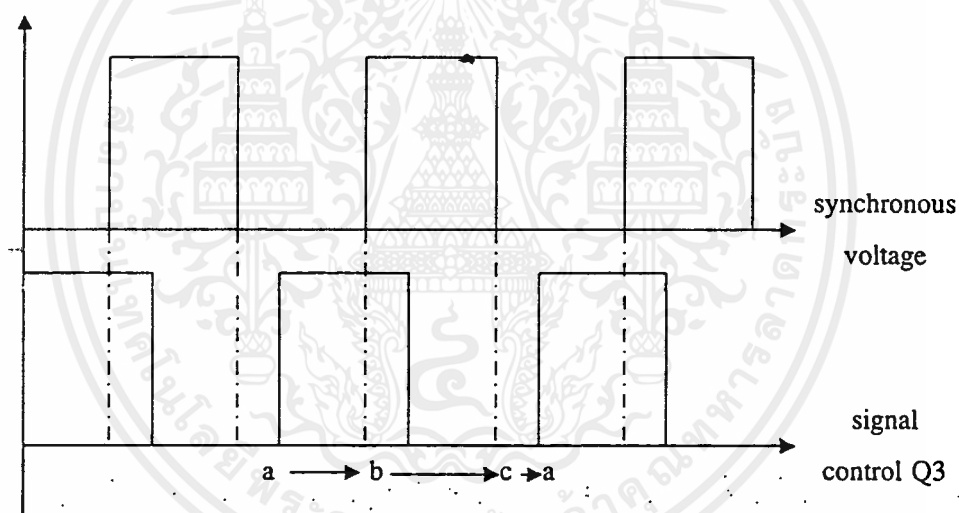
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะรูปแบบใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาการทำงานหม้อแปลงควบคุมเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุมและสัญญาณของมอสเฟต Q_1, Q_2 โดยสามารถแบ่งช่วงต่างๆออกเป็น 3 ช่วงด้วยกันคือ

1. $a \rightarrow b$ เป็นช่วงที่เกิดการลัดวงจรทางด้านทุติยภูมิในช่วงคืนพลังงานกลับ (มอสเฟตด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงอยู่ในช่วงหยุดการทำงาน) ช่วงการทำงานนี้จะถูกควบคุมโดยวงจรควบคุมจะมีผลทำให้ความแคบกว้างของพัลส์เปลี่ยนไป

2. $b \rightarrow c$ เป็นช่วงการทำงานในขณะที่มอสเฟตด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงทำงานและไดโอดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะเป็นตัวทำให้เปิดวงจร ซึ่งช่วงนี้ถึงแม้ว่าจะมีการทำงานของมอสเฟต Q_3 ก็จะไม่ผลแต่อย่างใด

3. $c \rightarrow a$ เป็นช่วงที่เกิดการเปิดวงจรทางด้านทุติยภูมิในขณะที่มอสเฟต Q_1 และ Q_2 อยู่ในช่วงหยุดการทำงาน ซึ่งก็จะถูกควบคุมจากวงจรควบคุม



รูป ผ.3 แสดงช่วงการทำงานของสัญญาณควบคุมและช่วงการทำงานของ B-H Curve

Data Sheet No. PD-6.021

INTERNATIONAL RECTIFIER 

**HIGH VOLTAGE
MOS GATE DRIVER**

IR2113

General Description

The IR2113 is a high voltage, high speed MOS-gated power device driver with independent high side and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS outputs or with LSTTL outputs using pull-up resistors. Output drivers use low impedance totem-pole arrangement designed for low cross-conduction current spike. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in high frequency application. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off high voltage rail up to 600 volts.

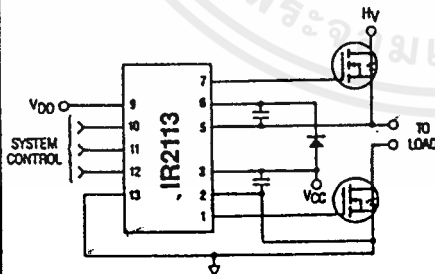
Applications

- High frequency switch-mode power supply
- DC and AC motor drives
- Electronic lamp ballast
- Battery charger
- Induction heating and welding
- Switching amplifier

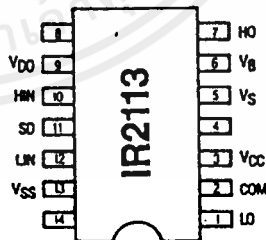
Features

- Floating supply designed for bootstrap operation
 - Operating offset range from -5V to +600V
 - dV/dt immunity, rated at $\pm 50V/ns$
 - Quiescent power dissipation of 1.6mW at 15V
- Wide output operating gate drive supply range from 10 to 20V
- Separate logic supply to interface with logic signal
 - Operating supply range from 5 to 20V
 - Logic and power ground operating offset range from -5 to +5V
- CMOS Schmitt-triggered inputs with hysteresis and pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Undervoltage lockout with hysteresis for both channels
- Output totem-pole driver designed to drive MOS-gated power devices
 - Peak current capability at 2A minimum
 - Switching time of 25ns typical into 1000pf load
- Matched propagation delay time for both channels
 - Typical 120ns turn-on delay and 94ns turn-off delay
 - Maximum rated matching differential of $\pm 10ns$
- Latch Immune CMOS. Withstand >2A reverse current at I/O pins

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

IR2113

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	-0.5	V _S + 20	V	
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-V _{BS} - 0.5	600		
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S - 0.5	V _B + 0.5		
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.5	20		
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.5	V _{CC} + 0.5		
V _{DD}	Logic Supply Voltage	-0.5	V _{SS} + 20		
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CC} - 20	V _{CC} + 0.5		
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.5	V _{DD} + 0.5		
dV _S /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Fig. 16)	—	50		V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A <= 25°C (Fig. 19)	—	1.6		W
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	75	°C/W	
T _J	Junction Temperature	-55	150	°C	
T _S	Storage Temperature	-55	150		
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The Input/Output Logic Timing diagram is shown in Fig. 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions.

The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Fig. 2 and 3.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-5	600	
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} + 5	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V and V_{SS} = COM unless otherwise specified.

The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit as shown in Fig. 11.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
t _{on}	Turn-On Propagation Delay	—	120	150	—	260	ns	V _S = 0V	Fig. 12
t _{off}	Turn-Off Propagation Delay	—	94	125	—	220		V _S = 600V	
t _{sd}	Shutdown Propagation Delay	—	110	140	—	235		V _S = 800V	
t _r	Turn-On Rise Time	—	25	35	—	50	ns	C _L = 1000pF	Fig. 13
t _f	Turn-Off Fall Time	—	17	25	—	40		C _L = 1000pF	
M _{on}	Delay Matching, HS and LS Turn-On	—	—	10	—	—	ns	H _{t_{on}} - L _{t_{on}}	Fig. 14
M _{off}	Delay Matching, HS and LS Turn-Off	—	—	10	—	—		H _{t_{off}} - L _{t_{off}}	
DH _{t_{on}}	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On	16	26	36	—	—	ns	(H _{t_{on}} - L _{t_{off}})	Fig. 15
DL _{t_{on}}	Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On	16	26	36	—	—		(L _{t_{on}} - H _{t_{off}})	

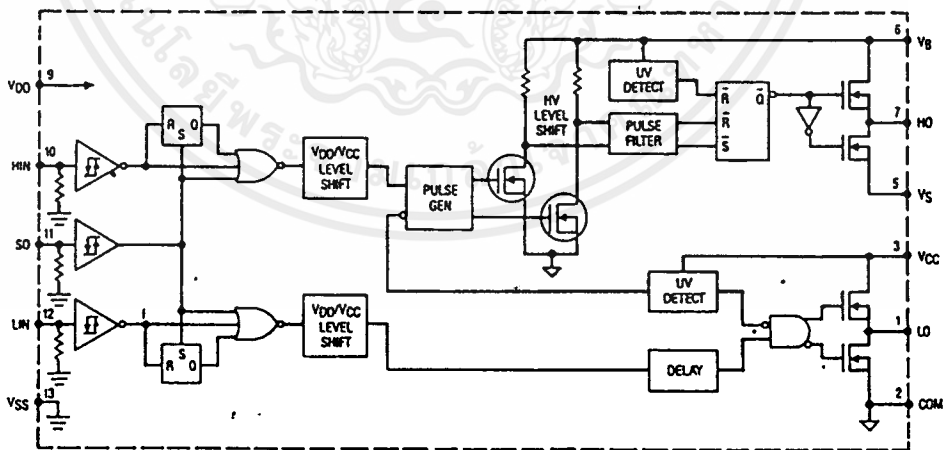
Static Electrical Characteristics

VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V unless otherwise specified.

The VIN, VIH and IIN parameters are referenced to VSS and are applicable to all three logic input Pins: HIN, LIN and SD. The VO and IO parameters are referenced to COM or VS and are applicable to the respective Output Pins: HO or LO.

Symbol	Parameter	Tj = 25°C			Tj = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
VIH	Logic "1" Input Voltage	3.1	—	—	3.3	—	V	VDD = 5V	Fig. 4
		6.4	—	—	6.8	—		VDD = 10V	
		9.5	—	—	10	—		VDD = 15V	
		12.6	—	—	13.3	—		VDD = 20V	
VIL	Logic "0" Input Voltage	—	—	1.8	—	1.7	V	VDD = 5V	Fig. 4
		—	—	3.8	—	3.6		VDD = 10V	
		—	—	6	—	5.7		VDD = 15V	
		—	—	8.3	—	7.9		VDD = 20V	
VOH	High Level Output Voltage, VBIAS-VO	—	0.7	1.2	—	1.5	V	VIN = VIH, IO = 0A	Fig. 10
VOL	Low Level Output Voltage, VO	—	—	0.1	—	0.1	V	VIN = VIL, IO = 0A	
ILK	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	—	250	µA	VB = VS = 600V	Fig. 5
IQBS	Quiescent VBS Supply Current	—	125	230	—	500	µA	VIN = VIH or VIL	Fig. 6
IQCC	Quiescent VCC Supply Current	—	180	340	—	600	µA	VIN = VIH or VIL	Fig. 7
IQDD	Quiescent VDD Supply Current	—	5	30	—	80	µA	VIN = VIH or VIL	
IIN+	Logic "1" Input Bias Current	—	15	30	—	70	µA	VIN = 15V	Fig. 8
IIN-	Logic "0" Input Bias Current	—	—	1	—	10	µA	VIN = 0V	
VBSUV+	VBS Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.7	9.7	—	—	V		Fig. 9
VBSUV-	VBS Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.3	9.3	—	—	V		
VCCUV+	VCC Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.6	8.6	9.6	—	—	V		
VCCUV-	VCC Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2	—	—	V		
IO+	Output High Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	VOUT = 0V, VIN = 15V, PW <= 10 µs	
IO-	Output Low Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	VOUT = 15V, VIN = 0V, PW <= 10 µs	

Functional Block Diagram



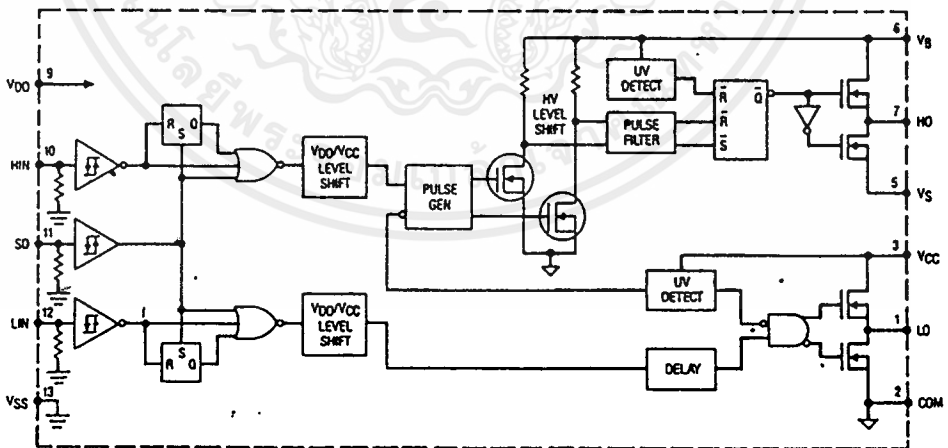
Static Electrical Characteristics

VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V unless otherwise specified.

The VIN, VIH and IIN parameters are referenced to VSS and are applicable to all three logic input Pins: HIN, LIN and SD. The VO and IO parameters are referenced to COM or VS and are applicable to the respective Output Pins: HO or LO.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
VIH	Logic "1" Input Voltage	3.1	—	—	3.3	—	V	VDD = 5V	Fig. 4
		6.4	—	—	6.8	—		VDD = 10V	
		9.5	—	—	10	—		VDD = 15V	
		12.8	—	—	13.3	—		VDD = 20V	
VIL	Logic "0" Input Voltage	—	—	1.8	—	1.7	V	VDD = 5V	Fig. 4
		—	—	3.8	—	3.6		VDD = 10V	
		—	—	8	—	5.7		VDD = 15V	
		—	—	8.3	—	7.9		VDD = 20V	
VOH	High Level Output Voltage, VBIAS-VO	—	0.7	1.2	—	1.5	V	VIN = VIH, IO = 0A	Fig. 10
VOL	Low Level Output Voltage, VO	—	—	0.1	—	0.1	V	VIN = VIL, IO = 0A	
ILK	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	—	250	μA	VB = VS = 600V	Fig. 5
IQBS	Quiescent VBS Supply Current	—	125	230	—	500	μA	VIN = VIH or VIL	Fig. 6
IQCC	Quiescent VCC Supply Current	—	180	340	—	600	μA	VIN = VIH or VIL	Fig. 7
IQDD	Quiescent VDD Supply Current	—	5	30	—	60	μA	VIN = VIH or VIL	
IIN+	Logic "1" Input Bias Current	—	15	30	—	70	μA	VIN = 15V	Fig. 8
IIN-	Logic "0" Input Bias Current	—	—	1	—	10	μA	VIN = 0V	
VBSUV+	VBS Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.7	9.7	—	—	V		Fig. 9
VBSUV-	VBS Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.3	9.3	—	—	V		
VCCUV+	VCC Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.6	8.6	9.6	—	—	V		
VCCUV-	VCC Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2	—	—	V		
IO+	Output High Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	VOUT = 0V, VIN = 15V, PW < 10 μs	
IO-	Output Low Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	VOUT = 15V, VIN = 0V, PW < 10 μs	

Functional Block Diagram





HARRIS

IRF540/541/542/543 IRF540R/541R/542R/543R

N-Channel Power MOSFETs Avalanche Energy Rated*

August 1991

Features

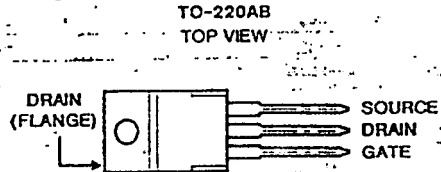
- 25A and 28A, 80V - 100V
- $r_{DS(on)} = 0.077\Omega$ and 0.10Ω
- Single Pulse Avalanche Energy Rated*
- SOA [s Power-Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance

Description

The IRF540, IRF541, IRF542, and IRF543 are n-channel enhancement-mode silicon-gate power field-effect transistors. IRF540R, IRF541R, IRF542R and IRF543R types are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high-power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate-drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

The IRF types are supplied in the JEDEC TO-220AB plastic package.

Package



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE



Absolute Maximum Ratings ($T_C = +25^\circ\text{C}$), Unless Otherwise Specified

	IRF540 IRF540R	IRF541 IRF541R	IRF542 IRF542R	IRF543 IRF543R	UNITS	
Drain-Source Voltage (1)	V_{DS}	100	80	100	80	V
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (1)	V_{DGR}	100	80	100	80	V
Continuous Drain Current						
$T_C = +25^\circ\text{C}$	I_D	28	28	25	25	A
$T_C = +100^\circ\text{C}$	I_D	20	20	17	17	A
Pulsed Drain Current (3)	I_{DM}	110	110	100	100	A
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	± 20	± 20	± 20	V
Maximum Power Dissipation						
$T_C = +25^\circ\text{C}$	P_D	150	150	150	150	W
Linear Derating Factor		1.0	1.0	1.0	1.0	W/°C
Inductive Current, Clamped	I_{LM}	108	108	96	96	A
(See Figure 14, $L = 100\mu\text{H}$)						
Single Pulse Avalanche Energy Rating (4)	E_{AS}^*	230	230	230	230	mJ
Operating and Storage Junction	T_J, T_{STG}	-55 to +175	-55 to +175	-55 to +175	-55 to +175	°C
Temperature Range						
Maximum Lead Temperature for Soldering	T_L	300	300	300	300	°C
(0.063" (1.6mm) from case for 10s)						

NOTES:

1. $T_J = +25^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$.
 2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.
 3. Repetitive rating: Pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5).
 4. $V_{DD} = 25\text{V}$, starting $T_J = +25^\circ\text{C}$, $L = 440\mu\text{H}$, $R_{GS} = 25\Omega$, $I_{PEAK} = 28\text{A}$. See Figure 15.
- *R Suffix Types Only

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Proper IC handling procedures should be followed.
Copyright © Harris Corporation 1991

File Number. 2309.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF540, IRF541, IRF542, IRF543, IRF540R, IRF541R, IRF542R, IRF543R

Electrical Characteristics $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Drain-Source Breakdown Voltage IRF540/542, IRF540R/542R IRF541/543, IRF541R/543R	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$	100	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage Forward	I_{GSS}	$V_{GS} = 20V$	-	-	500	nA
Gate-Source Leakage Reverse	I_{GSS}	$V_{GS} = -20V$	-	-	500	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Max Rating}, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = \text{Max Rating} \times 0.8, V_{GS} = 0V,$ $T_J = +125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2) IRF540/541, IRF540R/541R IRF542/543, IRF542R/543R	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)} \text{ Max}, V_{GS} = 10V$	28	-	-	A
Static Drain-Source On-State Resistance (Note 2) IRF540/541, IRF540R/541R IRF542/543, IRF542R/543R	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 17A$	-	0.06	0.077	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50V, I_D = 17A$	8.7	13	-	S
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0\text{MHz}$ See Figure 10	-	1450	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	550	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	100	-	pF
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 50V, I_D = 28A, R_G = 9.1\Omega$ See Figure 16. (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature)	-	15	23	ns
Rise Time	t_r		-	70	110	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	40	60	ns
Fall Time	t_f		-	50	75	ns
Total Gate Charge (Gate-Source + Gate-Drain)	Q_g	$V_{GS} = 10V, I_D = 28A, V_{DS} = 0.8V \text{ Max}$ Rating. See Figure 17 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)	-	38	59	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		-	8	-	nC
Gate-Drain ("Miller") Charge	Q_{gd}		-	21	-	nC
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the contact screw on tab to center of die Measured from the drain lead, 6mm (0.25in.) from pack- age to center of die	-	3.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the source lead, 6mm (0.25") from header and source bonding pad.	-	4.5	-	nH
Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$		-	-	1.0	$^\circ\text{C/W}$
Case-to-Sink	$R_{\theta CS}$	Mounting surface flat, smooth and greased	-	0.5	-	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation	-	-	80	$^\circ\text{C/W}$

Source Drain Diode Ratings and Characteristics

Continuous Source Current (Body Diode)	I_S	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junc. rectifier.	-	-	28	A
Pulse Source Current (Body Diode) (Note 3)	I_{SM}		-	-	110	A
Diode Forward Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = +25^\circ\text{C}, I_S = 27A, V_{GS} = 0V$	-	-	2.5	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = +25^\circ\text{C}, I_F = 28A, dI_F/dt = 100A/\mu s$	70	150	300	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = +25^\circ\text{C}, I_F = 28A, dI_F/dt = 100A/\mu s$	0.44	1.0	1.9	μC
Forward Turn-on Time	t_{ON}	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by $L_S + L_D$.	-	-	-	-

NOTES: 1. $T_J = +25^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
 2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu s$,
 Duty Cycle $\leq 2\%$
 3. Repetitive Rating: Pulse width limited by max.
 junction temperature. See Transient Thermal
 Impedance Curve (Figure 5)
 4. $V_{DD} = 25V$, Start $T_J = +25^\circ\text{C}$, $L = 440\mu H$,
 $R_{GS} = 25\Omega$, $I_{PEAK} = 28A$ (See Figure 15)



HARRIS

IRFP450/451/452/453 IRFP450R/451R/452R/453R

N-Channel Power MOSFETs Avalanche Energy Rated*

August 1991

Features

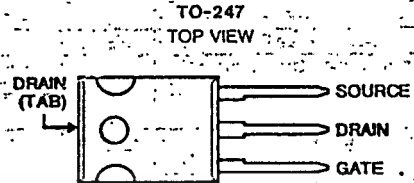
- 12A and 14A, 450V - 500V
- $r_{DS(on)} = 0.4\Omega$ and 0.5Ω
- Single Pulse Avalanche Energy Rated*
- SOA is Power-Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance

Description

The IRFP450, IRFP451, IRFP452, and IRFP453 are n-channel enhancement-mode silicon-gate power field-effect transistors. IRFP450R, IRFP451R, IRFP452R and IRFP453R types are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high-power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate-drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

The IRFP types are supplied in the JEDEC TO-247 plastic package.

Package



Terminal Diagram

N-CHANNEL ENHANCEMENT MODE



Absolute Maximum Ratings ($T_C = +25^\circ\text{C}$), Unless Otherwise Specified

	IRFP450 IRFP450R	IRFP451 IRFP451R	IRFP452 IRFP452R	IRFP453 IRFP453R	UNITS	
Drain-Source Voltage (1)	V_{DS}	500	450	500	450	V
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (1).....	V_{DGR}	500	450	500	450	V
Continuous Drain Current						
$T_C = +25^\circ\text{C}$	I_D	14	14	12	12	A
$T_C = +100^\circ\text{C}$	I_D	8.8	8.8	7.9	7.9	A
Pulsed Drain Current (3)	I_{DM}	56	56	48	48	A
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20	± 20	± 20	± 20	V
Maximum Power Dissipation						
$T_C = +25^\circ\text{C}$	P_D	180	180	180	180	W
Linear Derating Factor.....		1.44	1.44	1.44	1.44	W/ $^\circ\text{C}$
Inductive Current, Clamped	I_{LM}	52	52	48	48	A
(See Figure 14, $L = 100\mu\text{H}$)						
Single Pulse Avalanche Energy Rating (4).....	E_{AS}^*	860	860	860	860	mJ
Operating and Storage Junction	T_J, T_{STG}	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Temperature Range						
Maximum Lead Temperature for Soldering	T_L	300	300	300	300	$^\circ\text{C}$
(0.063" (1.6mm) from case for 10s)						

NOTES:

- $T_J = +25^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$.
 - Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.
 - Repetitive rating: Pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5).
- *R Suffix Types Only

4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = +25^\circ\text{C}$, $L = 7.9\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, $I_{PEAK} = 14\text{A}$. See Figure 15.

CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Proper I.C. handling procedures should be followed.
Copyright © Harris Corporation 1991

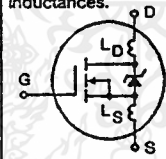
File Number 2331.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450, IRFP451, IRFP452, IRFP453, IRFP450R, IRFP451R, IRFP452R, IRFP453R

Electrical Characteristics, $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
Drain-Source Breakdown Voltage IRFP450/452, IRFP450R/452R IRFP451/453, IRFP451R/453R	BV_{DS}	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$	500 450	- -	- -	V V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$	2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage Forward	I_{GSS}	$V_{GS} = 20V$	-	-	500	nA
Gate-Source Leakage Reverse	I_{GSS}	$V_{GS} = -20V$	-	-	-500	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Max Rating}, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = \text{Max Rating} \times 0.8, V_{GS} = 0V, T_J = +125^\circ\text{C}$	-	-	250 1000	μA μA
On-State Drain Current (Note 2) IRFP450/451, IRFP450R/451R IRFP452/453, IRFP452R/453R	$I_D(ON)$	$V_{DS} > I_D(ON) \times r_{DS(ON) \text{ Max}}, V_{GS} = 10V$	14 12	- -	- -	A A
Static Drain-Source On-State Resistance (Note 2) IRFP450/451, IRFP450R/451R IRFP452/453, IRFP452R/453R	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 7.9A$	-	0.3 0.4	0.4 0.5	Ω Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50V, I_D = 7.9A$	9.3	13.8	-	S(V)
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0\text{MHz}$ See Figure 10	-	2000	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}	See Figure 10	-	400	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	100	-	pF
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250V, I_D = 14A, R_G = 6.1\Omega$ See Figure 16. (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature)	-	16	27	ns
Rise Time	t_r		-	45	68	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	68	100	ns
Fall Time	t_f		-	41	60	ns
Total Gate Charge (Gate-Source + Gate-Drain)	Q_g	$V_{GS} = 10V, I_D = 14A, V_{DS} = 0.8V \text{ Max Rating}$. See Figure 17 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)	-	82	130	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}		-	12	-	nC
Gate-Drain ("Miller") Charge	Q_{gd}		-	42	-	nC
Internal Drain Inductance	L_D	Measured between the contact screw on header that is closer to source and gate pins and center of center of die.	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the source lead, 6mm (0.25") from header and source bonding pad.	-	12.5	-	nH
Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.70	$^\circ\text{C/W}$
Case-to-Sink	$R_{\theta CS}$	Mounting surface flat, smooth and greased	-	0.10	-	$^\circ\text{C/W}$
Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$



Source Drain Diode Ratings and Characteristics

Continuous Source Current (Body Diode)	I_S	Modified MOSFET symbol showing the integral reverse P-N junction rectifier.	-	-	14	A
Pulse Source Current (Body Diode) (Note 3)	I_{SM}		-	-	56	A
Diode Forward Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = +25^\circ\text{C}, I_S = 14A, V_{GS} = 0V$	-	-	1.4	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = +150^\circ\text{C}, I_F = 13A, dI_F/dt = 100A/\mu s$	-	1300	-	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = +150^\circ\text{C}, I_F = 13A, dI_F/dt = 100A/\mu s$	-	7.4	-	μC
Forward Turn-on Time	t_{ON}	Intrinsic turn-on time is negligible. Turn-on speed is substantially controlled by $L_S + L_D$.	-	-	-	-

NOTES: 1. $T_J = +25^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
 2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu s$, Duty Cycle $\leq 2\%$
 3. Repetitive Rating: Pulse width limited by max. junction temperature. See Transient Thermal Impedance Curve (Figure 5)
 4. $V_{DD} = 50V$, Start $T_J = +25^\circ\text{C}$, $L = 7.9\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, $I_{PEAK} = 14A$ (See Figure 15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MBR20035CT
MBR20045CT
MBR20050CT
MBR20060CT

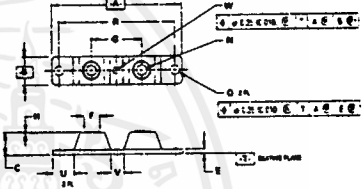
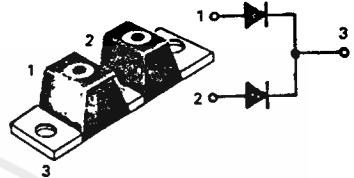
**SCHOTTKY BARRIER
RECTIFIERS**

200 AMPERES
35 to 60 VOLTS

SWITCHMODE POWER RECTIFIERS

... using the Schottky Barrier principle with a platinum barrier metal. These state-of-the-art devices have the following features:

- Dual Diode Construction — May Be Parallelled For Higher Current Output
- Guardring For Stress Protection
- Low Forward Voltage
- 175°C Operating Junction Temperature
- Guaranteed Reverse Avalanche



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	87.63	92.20	3.450	3.630
B	17.78	20.57	0.700	0.810
C	15.63	16.00	0.615	0.630
E	3.05	3.30	0.120	0.130
F	11.05	11.30	0.435	0.445
G	34.80	35.05	1.370	1.380
H	0.18	0.68	0.007	0.027
N	1/4-20UNC-2B		1/4-20UNC-2B	
Q	6.86	7.23	0.270	0.285
R	80.01 BSC		3.150 BSC	
U	15.24	16.00	0.600	0.630
V	8.29	9.52	0.330	0.375
W	4.32	4.82	0.170	0.190

**CASE 357C-01
POWER TAP**

- Terminal Penetration: 0.280 mx
Terminal Torque: 25-40 in-lb max
Mounting Torque —
Outside Holes:* 30-40 in-lb max
*Center Hole **Must be**
Torqued First: 8-10 in-lb max

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Max	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}	35	Volts
Working Peak Reverse Voltage	V_{WRM}	45	
DC Blocking Voltage	V_{DC}	50	
		60	
Average Rectified Forward Current Per Device (Rated V_R , $T_C = 140^\circ\text{C}$)	$I_{A,AV}$	200	Amps
		100	
Peak Repetitive Forward Current, Per Leg (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz, $T_C = 140^\circ\text{C}$)	I_{FM}	200	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current Per Leg (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	1500	Amps
Peak Repetitive Reverse Current, Per Leg (2.0 μs , 1.0 kHz) See Figure 6	I_{RRM}	2.0	Amps
Operating Junction and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Voltage Rate of Change (Rated V_R)	dV/dt	1000	V μs

THERMAL CHARACTERISTICS PER LEG

Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	0.5	$^\circ\text{C/W}$
--------------------------------------	-----------------	-----	--------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS PER LEG

Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 200$ Amp, $T_J = 175^\circ\text{C}$) ($I_F = 200$ Amp, $T_J = 125^\circ\text{C}$) ($I_F = 100$ Amp, $T_J = 125^\circ\text{C}$) ($I_F = 100$ Amp, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.650 0.825 0.710 0.800	Volts
Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_J = 125^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	50 0.5	mA

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle = 2.0%

MBR20035CT, MBR20045CT, MBR20050CT, MBR20060CT

FIGURE 1 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE, PER LEG

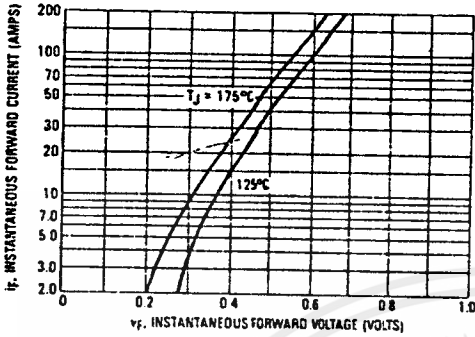


FIGURE 2 — TYPICAL REVERSE CURRENT, PER LEG

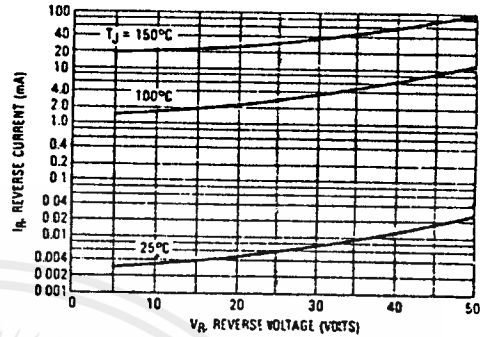


FIGURE 3 — FORWARD CURRENT DERATING, PER LEG

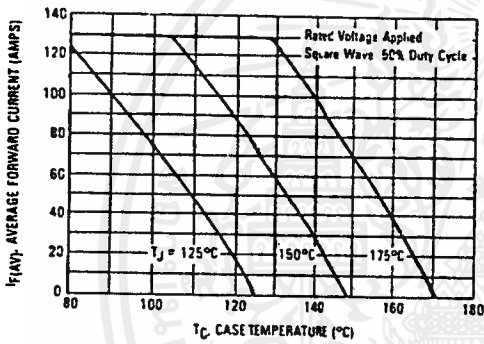


FIGURE 4 — POWER DISSIPATION, PER LEG

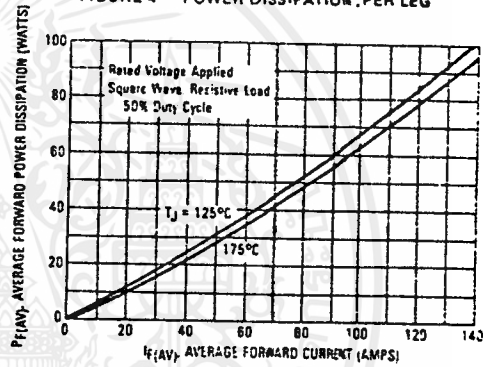


FIGURE 5 — CAPACITANCE, PER LEG

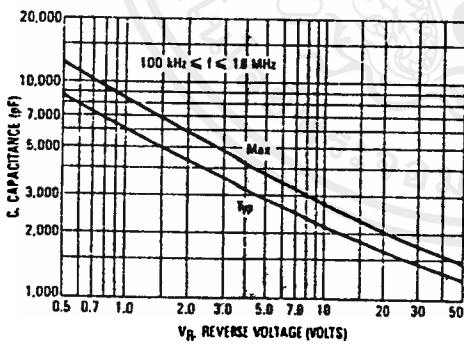
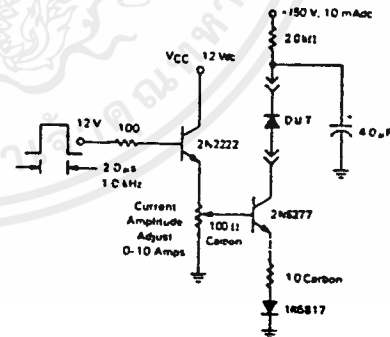


FIGURE 6 — TEST CIRCUIT FOR REPETITIVE REVERSE CURRENT



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ต้องขอขอบคุณ

- ศศ.ประภาส ไพรสวรรณา และอ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ซึ่งได้ให้คำแนะนำต่างๆ รวมทั้งได้เอื้อเพื่ออุปกรณ์บางประเภทที่หาซื้อได้ยากตามท้องตลาด

- ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ของสถาบันฯ ที่ได้เอื้อเพื่อสถานที่ เครื่องมือ และอุปกรณ์ต่างๆ ในการทำโครงการ

- เพื่อนร่วมห้อง 4B ที่ให้ยืมอุปกรณ์ด้วยดีเสมอมา

- คำแนะนำดีๆ จากพี่โทมัส

ซึ่งบุคคลและองค์กรเหล่านี้มีส่วนทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีและสามารถนำผลการทดลองที่ได้มาเขียน เป็นปริญญานิพนธ์ฉบับนี้



เอกสารอ้างอิง

- [1] G. Chryssis, "High-Frequency Switching Power Supplies-Theory and Design," McGraw-Hill, 1989.
- [2] K.H. Billings, "Handbook of Switchmode Power Supplies," McGraw-Hill, 1989.
- [3] Motorola, "Linear/Switchmode Voltage Regulator Handbook," Rev3., 1989.
- [4] Motorola, "Rectifiers and Zener Diodes Data, Motorola Data Book," DL125, Rev4 1988.
- [5] N. Sun, D. Chen, and F.C. Lee, "Forward converter regulator using controlled transformer," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 356-363, March 1996.
- [6] ทศพร สุขยศ, "เทคโนโลยีกับการใช้งานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง," ซีอีดียูเคชั่น, 2538
- [7] สมบูรณ์ มาลานนท์ และ สมคิด วิริยะประสิทธิ์ชัย, "แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง," ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2538
- [8] สุวัฒน์ ต้น, "เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย," เอนเทลไทย, 2537