

การควบคุมขดลวดเหนี่ยวนำอิมพัลส์ความถี่สูง  
HIGH FREQUENCY SATURABLE REACTOR



เลขหม.....  
เลขทะเบียน...34135...  
วัน, เดือน, ปี- 6 ต.ค. 2542

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2541

การควบคุมขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง  
HIGH FREQUENCY SATURABLE REACTOR



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ  
อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง

จัดทำโดย

นายชลวิทย์ วินิจชัย  
นายชัยวัฒน์ เทพศิลป์



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ)

.....

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การควบคุมขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง

นายชลวิทย์ วินิจฉัย

นายชัยวัฒน์ เทพศิลป์

ผศ. ประภาส ไพโรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2541

### บทคัดย่อ

โครงการจะศึกษาเกี่ยวกับรูปแบบการควบคุมของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูงสำหรับใช้กับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยศึกษาในการควบคุมเป็นแบบพัลส์วิดมอดูเลต (PWM) โดยจะควบคุมที่แกนควบคุมของขดลวดเหนี่ยวนำ โดยนำเอาแกนเฟอร์ไรท์มาใช้แกนขดลวดเหนี่ยวนำที่ควบคุมได้ เพื่อใช้ในการควบคุมระบบป้อนกลับของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยส่วนของวงจรสวิตชิงเป็นแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ 500 วัตต์ และเอาต์พุต 24 โวลต์ ในการป้อนกลับจะใช้ขดลวดเหนี่ยวนำควบคุมการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต เพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่ โดยทำให้ง่ายต่อการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ เพราะการใช้ความถี่คงที่ในการสวิตชิง และอุปกรณ์ที่ใช้มีความทนทาน มีวงจรควบคุมที่ไม่ยุ่งยาก มีช่วงกว้างในการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้า ทำให้ไม่ต้องกังวลกับค่าเดดไทม์ (Dead Time) มีผลให้วงจรสวิตชิงมีความแน่นอนสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# HIGH FREQUENCY SATURABLE REACTOR

Chollawit Winitchai

Chaiwat Teppasin

Asst. Prof. Prapas Praisuwanna Advisor

Anuwat Jangwanitlert Advisor

Year 1998

## Abstract

This project describes controlling scheme of high frequency saturable reactor for Switching power supply. Pulse Width Modulation (PWM) signal is used to control core of reactor. As a result , a ferrite core can be used for the controlled saturable reactor which control feedback system of Switching power supply. By using full-bridge convertor in switching circuit at the frequency of 50 kHz 500 Watt and output 24 volt . In feedback control , saturable reactor control an alternating of output voltage to maintain constant output voltage. This principle is easy for filter circuit designing because the frequency of switching is constant. Endurable equipment , easy control circuit , wide range in controlling output voltage make switching circuit more accurate because Dead Time is limited in the suitable.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	-I
ABSTRACT	-II
สารบัญรูป	-VI
สารบัญตาราง	-VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ	3
1.2 ขอบเขตของโครงการ	3
1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ	3
บทที่ 2 หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง	5
2.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่งแบบควบคุม ด้วยขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง	6
2.2 การควบคุมการส่งผ่านพลังงาน โดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวควบคุม	7
2.2.1 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกนเดี่ยว	7
2.2.2 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้ 2 แกน	8
2.2.3 หม้อแปลงที่ควบคุมแบบเชิงเส้น	9
2.3 ค่าความเหนี่ยวนำของแกนเหล็ก	9
2.4 แมกเนติกส์แอมพลิไฟเออร์	14
2.5 หลักการออกแบบแมกเนติกส์แอมพลิไฟเออร์	14
2.6 หลักการออกแบบแมกเนติกส์แอมพลิไฟเออร์ แซทจูเรเบิลรีแอกเตอร์	14
2.7 การออกแบบรีแอกเตอร์ที่มีการอิมตัวในแกนเหล็ก	15
2.8 การคำนวณหาขนาดรีแอกเตอร์	16
2.9 เหตุที่มี gap เพื่อไม่ให้กราฟ B-H Curve ชันมากเกินไป	18
2.10 หลักการทำงานของหม้อแปลงซึ่งถูกควบคุมโดยตัวเหนี่ยวนำ ปรับค่าได้ที่ต่ออนุกรมกัน	18
2.11 คุณสมบัติของ Magnetic Amplifier Control ที่เหนือกว่า Switching Regulator Control	19

บทที่ 3 วงจรอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง 21

เอกสภรณ์ฉบับเอกสารที่ส่งมอบให้กรรมการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อสงสัยให้ติดต่อแจ้งให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3-1 วงจรเรียงกระแส 21

3.1.1	ตัวต้านทานจำกัดกระแสเบส	22
3.1.2	ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	22
3.1.3	ไดโอดเรกติไฟเออร์	24
3.2	ฟิวส์	26
3.3	เอซีไลน์ฟิลเตอร์	26
บทที่ 4	วงจรสวิตช์แปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง	27
4.1	คอนเวอร์เตอร์	27
4.2	ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	27
4.2.1	พื้นฐานการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	28
4.2.1.1	คอมมิวเตติ้งไดโอด	28
4.2.1.2	ค่าเวลาเพื่อเวลา $t_u$	28
4.3	การคำนวณเพื่อออกแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	29
4.4	ไอซีเบอร์ TL 494	32
4.4.1	การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	33
4.4.2	การกำหนดค่าเวลาเดดไทม์ (td)	34
4.4.3	การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอาท์พุทของไอซี	34
4.5	วงจร Isolate โดยใช้ Pulse Transformer	35
4.6	วงจรขับสัญญาณควบคุมและวงจรขับกระแสเบส	36
4.7	วงจรควบคุมสำหรับแมกเนติกส์แอมพลิไฟเออร์	37
4.8	วงจรควบคุมเพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าให้คงที่	39
บทที่ 5	หม้อแปลงสวิตช์	40
5.1	ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตช์	41
5.1.1	แกนเฟอร์ไรท์	41
5.1.2	บอบบี้	41
5.1.3	ลวดทองแดงอาบน้ำยา	41
5.1.4	เทปฉนวน	41
5.2	การออกแบบหม้อแปลงสวิตช์	42
5.2.1	การเลือกแกนเฟอร์ไรท์	42
5.2.2	การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด	45

#### ในแกนหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 5.3 ปัญหาที่พบทั่วไปในการออกแบบ 46

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุตบแต่งสิ่งเหล่านี้และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์	46
5.5 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	48
5.5.1 ผลจากการนำกระแสแค่เพียงผิวของขดลวดทองแดง	48
5.5.2 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด	49
5.6 วงจรสับเบอ์	50
5.6.1 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน	50
บทที่ 6 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต	53
6.1 ลักษณะสมบัติของวงจรเรียงกระแสสำหรับการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์	53
6.1.1 ไดโอดชนิดฟอสต์และชนิดเวรีฟอสต์	54
6.1.2 ไดโอดชนิดซีดตี	54
6.1.3 การกำจัดแรงดันทรานเซียนท์	54
6.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต	56
6.3 การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต	57
บทที่ 7 การออกแบบและสร้างสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย	60
7.1 การออกแบบวงจรส่วนอินพุต	60
7.1.1 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	60
7.1.2 เรกติไฟเออร์	61
7.1.3 ชุดป้องกันกระแสกระชาก	63
7.2 การออกแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	63
7.2.1 หม้อแปลงสวิตซ์	64
7.2.2 การทำขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	65
7.2.3 ค่าเอาต์พุต ไซค์ $L_o$	69
7.2.4 ตัวเก็บประจุเอาต์พุต $C_o$	70
7.2.5 เรกติไฟเออร์ด้านเอาต์พุต	70
บทที่ 8 ผลการทดลองและรูปกราฟแสดงผลการทดลอง	71
บทที่ 9 บทสรุปและวิจารณ์	85

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เอกสารอ้างอิง  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 2.1 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิดจิงแบบทั่วไป	5
รูป 2.2 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิดจิงแบบควบคุมด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำอิมิตัวความถี่สูง	6
รูป 2.3 แสดงหม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกนเดี่ยว	7
รูป 2.4 แสดงหม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกน 2 แกน	8
รูป 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก กับความเข้มสนามแม่เหล็ก	10
รูป 2.6 a) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กและ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก	11
b) แสดงคลื่นแรงดันกระแสสลับแสดงถึงสภาวะเมื่อเกิดการอิมิตัว ในแกนเหล็ก	11
รูป 2.7 แสดงค่าความเหนี่ยวนำของเส้นโค้งกำเนิดแม่เหล็ก	11
รูป 2.8 แสดงการเพิ่มไฟกระแสตรงช่วยในการอิมิตัวของแกนเหล็ก	12
รูป 2.9 แสดงค่าสัญญาณออกของรีแอกเตอร์กับค่าสัญญาณควบคุม	13
รูป 2.10 แสดงกราฟ B-H Curve ขณะมีแกปและไม่มีแกป	18
รูป 2.11 แสดงการเปรียบเทียบช่วงเวลาของสัญญาณควบคุม และสัญญาณซิงโครนัส	19
รูป 2.12 แสดง B-H Curve ของขดลวดเหนี่ยวนำควบคุม	19
รูป 3.1 แสดงวงจรส่วนอินพุตของจ่ายไฟแบบสวิดจิง	21
รูป 3.2 แสดง Full Bridge Rectifier with Soft Start	25
รูป 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	27
รูป 4.2 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	32
รูป 4.3 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T$ และ $C_T$ ในการกำหนดความถี่	33
รูป 4.4 แสดงรูปคลื่นการทำงานของ TL 494	33
รูป 4.5 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาห์พุตของ TL 494	34
รูป 4.6 แสดงการต่อไอซีเบอร์ TL 494	35
รูป 4.7 แสดงการแยกกราวด์โดยใช้ Pulse Transformer	36
รูป 4.8 แสดงวงจรขยายสัญญาณควบคุมจาก TL 494	36
รูป 4.9 แสดงวงจรซิงโครไนซ์กระแสสลับแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง	37

รูป 4.10 แสดงวงจรควบคุมแมกเนติกแอมป์ลิไฟเออร์โดยอาศัยการควบคุม กระแสเบสของทรานซิสเตอร์	37
รูป 4.11 แสดงวงจรควบคุมแมกเนติกแอมป์ลิไฟเออร์ที่ปรับปรุงให้ดีขึ้น	38
รูป 4.12 แสดงวงจรควบคุมแมกเนติกแอมป์ลิไฟเออร์แบบเต็มคลื่น	38
รูป 4.13 แสดงวงจรควบคุมรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่	39
รูป 5.1 แสดงการต่ออนุกรมกันของหม้อแปลงกำลังและขดลวด เหนี่ยวนำอิมิต์วความถี่สูง	40
รูป 5.2 แสดงกราฟฮิสเทอรีซิสของแกนหม้อแปลง	43
รูป 5.3 แสดงกราฟฮิสเทอรีซิสของแกนที่มีช่องว่างอากาศ	44
รูป 5.4 แสดงช่วงที่เป็นเชิงเส้นและช่วงอิมิต์วของแกนหม้อแปลง	44
รูป 5.5 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	47
รูป 5.6 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนในทองแดงเมื่อมีกระแสลับ ไหลผ่าน ทำให้กระแสปลักจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง	48
รูป 5.7 แสดงระยะที่จะถือว่าภายในลวดเป็นพื้นผิวนำกระแส	48
รูป 5.8 แสดงลักษณะการเกิดฟลักซ์รั่วไหล	49
รูป 5.9 แสดงการต่อสับเบอว์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุด ที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	51
รูป 6.1 แสดงการต่อรีแอคเตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูงและวงจรเรียงกระแส	53
รูป 6.2 แสดงการต่อวงจรสับเบอว์	55
รูป 7.1 แสดงวงจรส่วนอินพุต	60
รูป 7.2 แสดงค่ากระแสอินพุตอาร์เอ็มเอสที่ผ่านเรกติไฟเออร์ เมื่อเปรียบเทียบกับ กับค่ากระแสประสิทธิผลต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ที่ค่า $R_{sf}$ ต่างๆกัน	62
รูป 7.3 แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ เมื่อเปรียบเทียบกับ ค่าของกระแสประสิทธิผลต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไป ให้คอนเวอร์เตอร์ที่ $R_{sf}$ ต่างๆกัน	63
รูป 7.4 แสดงวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	63
รูป 8 a) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับเปอร์เซ็นต์โหลด	72
รูป 8 b) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับเปอร์เซ็นต์โหลด	73
รูป 8.1 แสดงกราฟสัญญาณควบคุมจากไอซี TL 494	74
รูป 8.2 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์เปรียบเทียบกับกราฟแรงดัน ตกคร่อมระหว่างคอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์ ขณะ no-load	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุตบแต่งสงวนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 8.3	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ ขณะ no-load	75
รูป 8.4	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านทุติยภูมิ ขณะ no-load	75
รูป 8.5	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะ no-load	76
รูป 8.6	แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุตขณะ no-load	76
รูป 8.7	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ ขณะมีโหลด 25%	77
รูป 8.8	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์เปรียบเทียบกับกราฟแรงดัน ตกคร่อมระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ ขณะมีโหลด 25 %	77
รูป 8.9	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะมีโหลด 25 %	78
รูป 8.10	แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุตขณะมีโหลด 25 %	78
รูป 8.11	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ ขณะมีโหลด 50%	79
รูป 8.12	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์เปรียบเทียบกับกราฟแรงดัน ตกคร่อมระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ ขณะมีโหลด 50 %	79
รูป 8.13	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะมีโหลด 50 %	80
รูป 8.14	แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุตขณะมีโหลด 50 %	80
รูป 8.15	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ ขณะมีโหลด 75 %	81
รูป 8.16	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์เปรียบเทียบกับกราฟแรงดัน ตกคร่อมระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ ขณะมีโหลด 75 %	81
รูป 8.17	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะมีโหลด 75 %	82
รูป 8.18	แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุตขณะมีโหลด 75 %	82
รูป 8.19	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ ขณะ full-load	83
รูป 8.20	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์เปรียบเทียบกับกราฟแรงดัน ตกคร่อมระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ ขณะ full-load	83
รูป 8.21	แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะ full-load	84
รูป 8.22	แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุตขณะ full-load	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 ตารางเปรียบเทียบข้อมูลทางด้านต่าง ๆ ของแหล่งจ่ายแบบเชิงเส้น และสวิตซ์ิ่ง	2
ตารางที่ 7.1 แสดงผลความถี่ของพิวลวดทองแดง ที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส	67
ตารางที่ 7.2 แสดงข้อมูลของลวดตัวนำในมาตรฐาน AWG และ SWG	68
ตารางที่ 8.1 แสดงผลการทดลองขณะใส่รีแอกเตอร์ควบคุม	71



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ในอดีตการใช้แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply) โดยทั่วไป จะเป็นลักษณะของแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ (Linear Power Supply) ซึ่งในระบบลิเนียร์จะใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำมาใช้ในการเปลี่ยนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันใช้งานตามที่ต้องการและส่วนของวงจรเรียงกระแส ฟิวเตอร์ และเรกูเลเตอร์ ตามลำดับ แต่ว่าหม้อแปลงที่ใช้งานที่มีความถี่ต่ำจะมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และมีประสิทธิภาพต่ำ

จากเหตุผลดังกล่าวข้างต้น จึงได้มีการพัฒนาไปสู่เทคโนโลยีแบบใหม่ โดยการนำหลักการของการสวิตชิงมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟ เรียกว่า แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (Switching Power Supply) ซึ่งจะเป็นลักษณะการใช้งานที่ความถี่สูง ซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงกำลัง โดยให้ไฟสลับแรงดันสูงต่อเข้าวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันโดยตรง จะได้เป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิงและหม้อแปลงเพื่อแปลงกลับไปเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุตเพื่อกรองให้ได้แรงดันตามความต้องการ ส่วนวงจรควบคุมจะรับสัญญาณจากแรงดันเอาต์พุตเพื่อไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง และควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ไม่ว่าจะแรงดันจะสลับด้านอินพุต หรือโหลดที่เอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงหรือไม่ก็ตาม

ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่ความถี่สูงคือจะมีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากส่วนอินพุตเรกูเลเตอร์จะทำงานโดยไม่มีภาระสแตคตลอดเวลา ในลักษณะสวิตชิงจะมีแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์เหล่านี้ น้อยมาก ทำให้มีการสูญเสียต่ำ ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบนี้จึงมีค่าสูงประมาณ 70-80 เปอร์เซ็นต์ และเนื่องจากการทำงานที่ความถี่สูง จึงทำให้อุปกรณ์ต่างๆ มีขนาดเล็ก น้ำหนักหน่วยต่อการทำงานจะต่ำ

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

อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของการแปลงพลังงานยังมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับแบบอื่นจึงถูกพัฒนาด้วยการใช้ PWM (Pulse Width Modulation) ควบคุม ในการเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงขึ้นเป็นสำคัญ นอกจากนี้ยังสามารถแก้ไขให้มีการออกแบบอุปกรณ์นี้เป็นไปตามมาตรฐาน ซึ่งเป็นผลดี

เอกสารอ้างอิง เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้นจะมีการควบคุมระดับสัปดาห์ไฟฟ้าให้คงที่ได้โดยการปรับค่าเวลา duty cycle ของสัญญาณ PWM แต่สำหรับโครงการนี้จะใช้หลักการของการเหนี่ยวนำอิมพัลส์ของรีแอคเตอร์ในการควบคุมแทน โดยการคงค่า duty cycle ของสัญญาณควบคุม

ข้อดีของการที่ใช้การเหนี่ยวนำอิมพัลส์ของรีแอคเตอร์นี้ก็คือ จะสามารถควบคุมระดับสัปดาห์ไฟฟ้าให้คงที่ได้กว้างกว่าแบบปรับค่า duty cycle มีเสถียรภาพ ประสิทธิภาพดี ทำให้วงจรสวิตชิ่งแน่นอน

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
การตอบสนองของผลทรานแซนเจนต์	เร็ว	ช้า
การแยกจากกันทางไฟฟ้าของอินพุตกับเอาต์พุต	ปกติมีอยู่แล้ว	ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของวงจร
เสถียรภาพในการทำงาน	ดีมาก	ค่อนข้างต่ำ
ราคา	ต่ำ	สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับเทคนิคการใช้ขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง เพื่อควบคุมระบบป้อนกลับของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย แทนการใช้วิธีการปรับ duty cycle ของสัญญาณควบคุม
2. เพื่อออกแบบและสร้างขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูงที่เหมาะสม เพื่อใช้กับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ขนาดพิกัดกำลัง 24 โวลต์ 500 วัตต์ มีเสถียรภาพสูง ออกแบบง่าย
3. เป็นพื้นฐานของการใช้ขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง ไปใช้กับการสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบหลายเอาต์พุต

## 1.2 ขอบเขตของโครงการ

สร้างขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูงที่เหมาะสม เพื่อควบคุมให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีแรงดันเอาต์พุตคงที่ มีเปอร์เซ็นต์โหลดเรกกูเลชันต่ำ มีประสิทธิภาพที่ดี และสามารถจ่ายโหลดได้ที่พิกัดกำลัง 24 โวลต์ 500 วัตต์

## 1.3 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ

1. ได้เรียนรู้เพื่อความเข้าใจ และสามารถวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ เพื่อออกแบบใช้งานได้
2. เข้าใจถึงเทคนิคการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยวิธีการปรับค่า duty cycle ของสัญญาณควบคุม
3. เข้าใจถึง เทคนิคการควบคุมแรงดันเอาต์พุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยวิธีการของขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง
4. เรียนรู้วิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ และสามารถสร้างตัวเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ขึ้นมาใช้งานได้
5. เรียนรู้วิธีการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง และสามารถสร้างหม้อแปลงสวิตชิงขึ้นมาใช้งานได้
6. ทำให้เรียนรู้เกี่ยวกับการทำงานของไอซีควบคุม ทรานซิสเตอร์ มอสเฟต ออปแอมและการใช้ขดลวดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. สามารถสร้างบล็อกไดอะแกรมของงานทำให้สามารถทำงานเป็นระบบ มีขอบเขตของงานที่แน่นอน และทำงานได้ตามเป้าหมายที่วางไว้
8. เรียนรู้แนวทางในการสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย และสามารถสร้างสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายขึ้นมาใช้งานได้



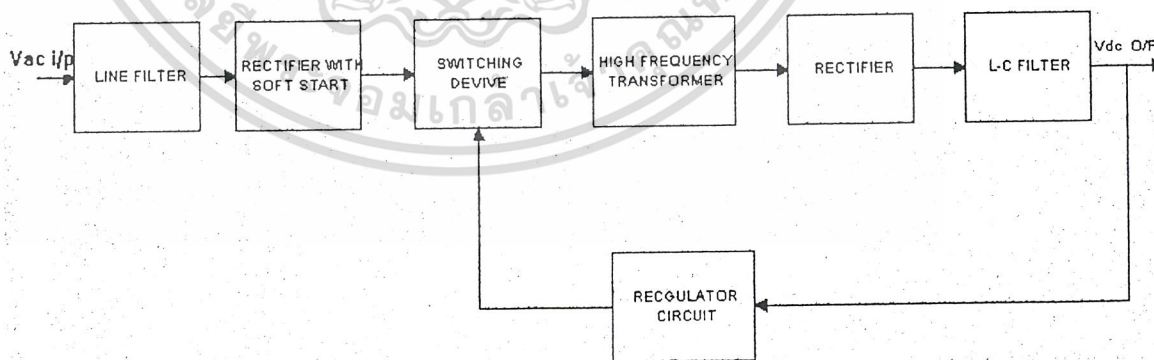
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง

ระบบของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง โดยทั่วไปจะประกอบด้วยประกอบหลัก ๆ ดังนี้

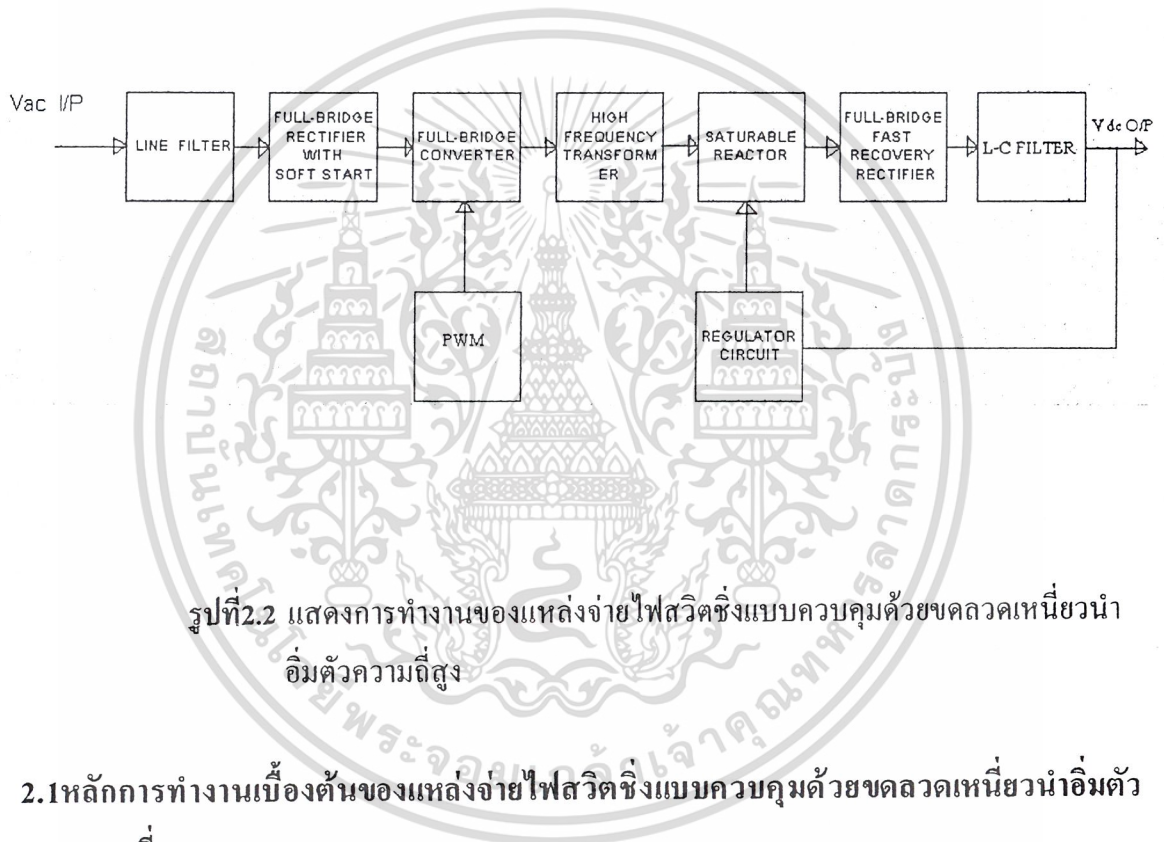
1. วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุต (Input Rectifier and Filter Circuit) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
2. วงจรสวิตซิ่ง ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
3. หม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงค่าหนึ่งไปยังระดับตามต้องการที่ความถี่สูงเดียวกัน
4. วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงตามความต้องการ
5. วงจรเรกูเลเตอร์ ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ซึ่งทั้ง 5 วงจร แสดงออกเป็น ไดอะแกรมดังรูป



รูปที่ 2.1 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่งแบบทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนโครงงานชิ้นนี้จะเป็นอีกลักษณะหนึ่งของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ซึ่งมีข้อแตกต่างกับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแบบเดิมตรงที่การควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ ซึ่งการควบคุมแบบเดิมนั้นจะใช้การเปลี่ยนเดดไทม์ (dead time) ของสัญญาณ PWM แต่การทำในลักษณะนี้จะทำให้แรงดันไฟฟ้าคงที่แคบกว่าการใช้วิธีควบคุมแบบใช้ชดเชวคเหนี่ยวนำอิมิตัวความถี่สูง ซึ่งทำให้ข้อดีตรงนี้มากกว่า และง่ายต่อการออกแบบไปใช้งานทั่วไป อีกทั้งจะทำให้การควบคุมมีเสถียรภาพดีขึ้น โดยจะมีหลักการทำงานดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแบบควบคุมด้วยชดเชวคเหนี่ยวนำอิมิตัวความถี่สูง

## 2.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแบบควบคุมด้วยชดเชวคเหนี่ยวนำอิมิตัวความถี่สูง

ในโครงการนี้ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรง 310 โวลต์ โดยผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ และทำการชาร์จประจุที่ตัวเก็บประจุซึ่งเป็นฟิลเตอร์ของส่วนอินพุตทำการกรองให้แรงดันไฟเรียบยิ่งขึ้น ( และมีประโยชน์ในการช่วยจ่ายแรงดันเอาต์พุต เมื่อด้านไฟสลับมีการกระเพื่อมหรือมีค่าตกลงมา) เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยในส่วนของคอนเวอร์เตอร์จะมีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นตัวตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆ ด้วยความถี่สูง ประมาณ 50 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งควบคุมโดย PWM จาก TL494 CN จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง โดยที่เอาต์พุตของหม้อแปลงทางด้าน Secondary จะผ่านการควบคุม

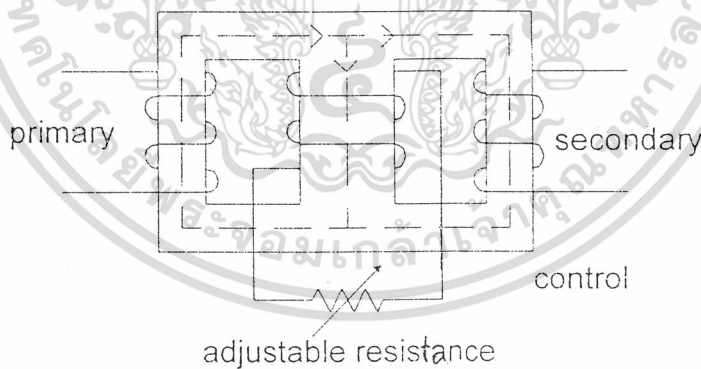
ของขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง ซึ่งจะควบคุมการส่งจ่ายพลังงาน จากนั้นจึงผ่านวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบ ไม่กระเพื่อม , เพื่อสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ หลักการคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของ การส่งพลังงานในขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง ให้มีการส่งพลังงานมากขึ้นหรือน้อยลงตาม การเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุต ซึ่งมีผลทำให้แรงดันเอาท์พุตคงที่ได้

## 2.2 การควบคุมการส่งผ่านพลังงานโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวควบคุม

รีแอคเตอร์ที่มีการอิมตัว เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำที่ปรับค่าได้ เพื่อนำไปใช้ในการควบคุมการส่งพลังงาน ลักษณะโครงสร้างของรีแอคเตอร์ที่มีการอิมตัวได้นี้จะคล้ายกับหม้อแปลง โดยจะมีขดลวด 2 ชุด หรือมากกว่า 2 ชุดก็ได้ โดยขดลวดชุดหนึ่งสำหรับป้อนไฟกระแสตรง และขดลวดที่เหลือสำหรับป้อนไฟกระแสสลับ ขดลวดที่ใช้ไฟกระแสตรง จะทำหน้าที่เป็นสัญญาณเข้า โดยจะเป็นตัวควบคุมการอิมตัวของรีแอคเตอร์ เพื่อจะปรับค่าความเหนี่ยวนำของรีแอคเตอร์ เพื่อควบคุมการส่งพลังงานออก ทั้งนี้ค่าความเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงได้ตามความควบคุมกระแสตรงของสัญญาณเข้า

จะแบ่งเป็น 3 หัวข้อใหญ่ คือ

### 2.2.1 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกนเดี่ยว



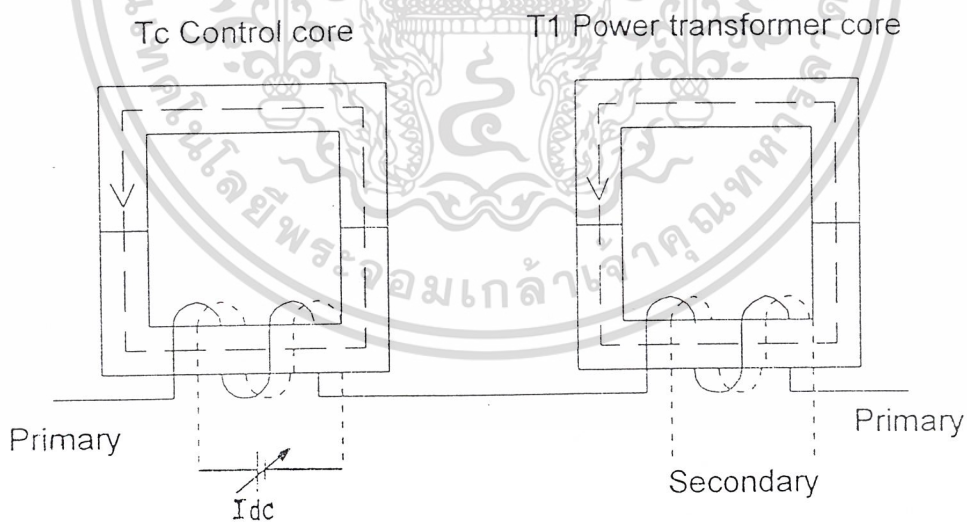
รูปที่ 2.3 แสดงหม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกนเดี่ยว

จาก รูปที่ 2.3 นั้น ลักษณะของการควบคุมหม้อแปลงที่ใช้แกนรูปตัว E ขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิจะพันอยู่บนแกนด้านนอกทั้งสองของหม้อแปลง ส่วนขดลวดควบคุมจะพันอยู่ที่แกนกลางของหม้อแปลง ฟลักซ์แม่เหล็กที่สร้างโดยแรงดันด้านปฐมภูมิจะถูกแยกเป็นส่วนของ ทุติยภูมิกับส่วนที่ผ่านจากกลางของหม้อแปลง การเปลี่ยนแปลงค่ารีลักแตนซ์แม่เหล็กที่ขดตรงกลาง จะทำให้สามารถควบคุมและกำหนดค่าพลังงานทางด้านทุติยภูมิได้ ซึ่งค่ารีลักแตนซ์แม่เหล็กที่

ขากลางนี้จะสามารถควบคุมทางไฟฟ้าได้โดยการใช้ความต้านทานที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ ในกรณีของอุดมคตินั้นเมื่อกำหนดให้  $R = 0$  จะไม่มีฟลักซ์กระแสสลับไหลผ่านขากลางของหม้อแปลงและส่วนของปฐุมภูมิและทุติยภูมิจะเข้าคู่กันอย่างสมบูรณ์

เมื่อเพิ่มค่าให้กับตัวต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ฟลักซ์จะแบ่งออกเป็นสองเท่าคือส่วนที่ผ่านขากลางและส่วนที่ผ่านด้านทุติยภูมิ(ซึ่งจะมีค่าลดลงจากเดิมที่  $R=0$ ) ดังนั้นแรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำในด้านทุติยภูมิก็จะถูกลดลงตามไปด้วย จากหลักการดังกล่าว การแบ่งฟลักซ์ระหว่างด้านปฐุมภูมิและทุติยภูมิจะขึ้นอยู่กับลักษณะของแกน ค่าความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้และโหลดทางด้านทุติยภูมิจะขึ้นอยู่กับลักษณะของแกน ค่าความต้านทานที่เปลี่ยนค่าได้ และโหลดทางด้านทุติยภูมิ ในขณะที่มีหลักการทำงานของอุปกรณ์นี้ได้เพิ่มขึ้นแต่มันก็ยังถูกจำกัดจากความสัมพันธ์ที่มีค่าต่ำของการเข้าคู่ระหว่างด้านปฐุมภูมิและทุติยภูมิในขณะที่ต้องการส่งผ่านพลังงาน ทำให้ต้องการกระแสปฐุมภูมิมีค่าเพิ่มขึ้นเพื่อรองรับกระแสเอาต์พุตที่มีค่าเท่าเดิม อันเนื่องมาจากฟลักซ์รั่วไหลมาก ความสูญเสียพลังงานนี้ทำให้จำกัดพลังงานเอาต์พุตและยังลดประสิทธิภาพของเรคทูเลเตอร์อีกด้วย การที่จะรักษาการเข้าคู่ที่ีระหว่างขดปฐุมภูมิกับทุติยภูมิจะให้หม้อแปลงที่ควบคุมโดยสองแกนมาใช้

### 2.2.2 หม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกน 2 แกน



รูปที่ 2.4 แสดงหม้อแปลงที่ควบคุมโดยใช้แกน 2 แกน

รูปที่ 2.4 เป็นการแสดงลักษณะการพันขดลวดแบบต่อเชื่อมอนุกรมของขดลวดปฐุมภูมิและเอกสารขั้วเหนี่ยวนำซึ่งพันลงในแต่ละแกน ในขณะที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะพันอยู่กับขดลวดควบคุมให้มีไม่ว่าแรงดันตกคร่อมมีกัน้อย ขึ้นอยู่กับจำนวนกระแสไฟตรงที่ไหลในขดลวดควบคุม ถ้ากระแสในขด

ลดควบคุมสูงจนฟลักซ์แม่เหล็กอิ่มตัว ขดลวดเหนี่ยวนำก็จะมีแรงดันตกคร่อมต่ำจนเหมือนลัดวงจร และถ้าลดกระแสในขดควบคุมลง ขดลวดเหนี่ยวนำก็จะมีแรงดันตกคร่อมสูงขึ้น

ดังนั้นการควบคุมค่ากระแสไฟตรงที่ไหลในขดควบคุม จะทำให้สามารถควบคุมพลังงานที่ถูกส่งผ่านจากด้านปฐมภูมิไปยังทุติยภูมิได้และยังสามารถกำหนดแรงดันเอาต์พุตได้ การอิ่มตัวของแกนควบคุมจะไม่เป็นอุปสรรคกับฟลักซ์ที่ต่อระหว่างปฐมภูมิและทุติยภูมิเพราะพลังงานของฟลักซ์ที่ถูกส่งผ่านกับที่ถูกควบคุมแยกจากกัน ซึ่งต่อไปขดลวด 2 ขด สามารถแทรกอยู่ในโครงสร้างได้เพื่อที่จะได้รับการต่อที่ดี และทำให้ได้ประสิทธิภาพของพลังงานที่ดีขึ้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อพลังงานเอาต์พุตมีค่ามาก จากเหตุผลดังกล่าวมานี้ทำให้ลักษณะการต่อเชื่อมแบบอนุกรมจะถูกใช้ต่อไป

### 2.2.3 หม้อแปลงที่ควบคุมแบบเชิงเส้น

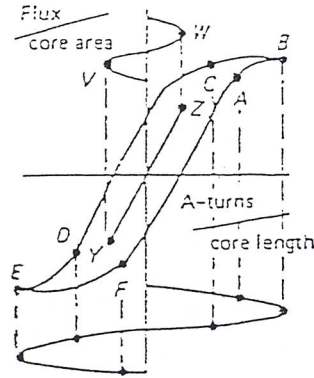
โดยปกติแล้วหน้าที่ของการควบคุมหม้อแปลงคือสามารถหับค่าแรงดันเอาต์พุตได้เพื่อรองรับการเปลี่ยนแปลงค่าโหลดโดยการควบคุมกระแสไฟตรงที่ไหล ในขดลวดควบคุมซึ่งถูกพัฒนาไปเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่ง คิวตี้ไซเคิลของแรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลงกำลังจะถูกควบคุมโดยระดับแรงดันอินพุตทางด้านปฐมภูมิและแรงดันเอาต์พุตสามารถปรับค่าได้ แต่อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของวงจรก็ยังมีค่าต่ำซึ่งก็จะสามารถแก้ไขโดยการใช้การควบคุมแบบ PWM เพื่อควบคุมหม้อแปลงเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพให้ดีขึ้น

จากหลักการของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งแบบใช้หม้อแปลงควบคุมจะเห็นว่า ถ้านำหลักการของขดลวดเหนี่ยวนำควบคุมแบบเชิงเส้นมาใช้จะทำให้ได้การรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ดีที่สุดจึงนำมาใช้ในโครงงานนี้

### 2.3 ค่าความเหนี่ยวนำของแกนเหล็ก

วัสดุที่ใช้เป็นสารแม่เหล็กจะสามารถทำให้มีคุณสมบัติแม่เหล็กได้ง่าย โดยการนำขดลวดมาพันบนแกนวัสดุที่เป็นสารแม่เหล็ก และทำการป้อนกระแสผ่านขดลวดทำให้เกิดค่าแอมแปร์-เทอรัน (AT) และจะมีเส้นแรงแม่เหล็กไหลผ่านในสารแม่เหล็กนั้น เช่น ขดลวด 400 รอบ มีกระแสไหลผ่าน 5 แอมแปร์ จะสามารถสร้างเส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับ ขดลวดที่มีจำนวน 1000 รอบ กระแส 2 แอมแปร์ ที่สภาวะเดียวกัน ซึ่งค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กจะเท่ากับ 2000 แอมแปร์-เทอรัน เท่ากันในทั้ง 2 กรณี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็ก

จาก รูปที่ 2.5 จะพบว่าหากมีการป้อนมีการเปลี่ยนแปลงกระแส จะทำให้เส้นแรงแม่เหล็กเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะพบว่าหากมีการป้อนกระแสไฟฟ้าสลับที่มีค่าขดต่ำ (Small Alternating) โดยในรูป คือ รูปคลื่น VW ผลการเปลี่ยนแปลงเส้นแรงแม่เหล็กจะปรากฏดังเส้นตรง YZ แต่ถ้ากระแสมีค่าขดสูง (Large Changing Current) ดังรูป คือ คลื่นรูปใหญ่ จะพบว่าเส้นแรงแม่เหล็กจะเกิดการเปลี่ยนแปลงเป็นรูป ABCDEF ระหว่าง A และ B กราฟจะมีค่าความชันน้อย แสดงว่าแกนเหล็กกำลังอิ่มตัวเพราะเมื่อเพิ่มกระแสขึ้นแล้ว เส้นแรงแม่เหล็กก็จะไม่เพิ่มขึ้นมากนัก หรือแทบจะไม่เพิ่มขึ้นเลย

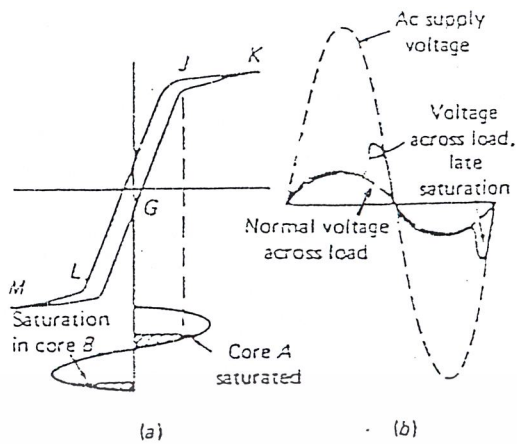
ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดกระแสสลับจะมีค่าเปลี่ยนแปลง ขึ้นอยู่กับค่าความซึมซาบของแม่เหล็ก ( ) ดังสมการ

$$\begin{aligned} L &= N d\phi / di \\ &= N^2 / R \\ &= N^2 \mu A / l \end{aligned}$$

และค่ารีแอกแตนซ์ของรีแอกเตอร์ที่มีการอิ่มตัวในแกนเหล็ก

$$X_L = 2 \pi f L$$

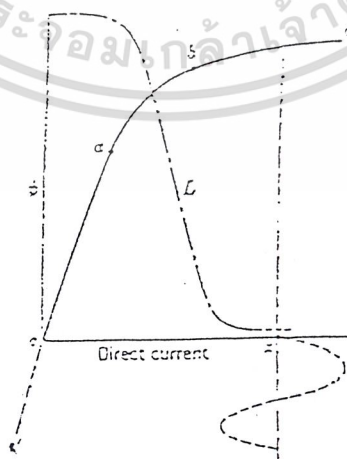
โดยค่าความต้านทานกระแส (Impedance) ของขดลวดกระแสสลับจะขึ้นอยู่กับความชันของกราฟความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กและความเข้มของสนามแม่เหล็ก เมื่อทำงานอยู่ในช่วง A และ B ขดลวดจะมีค่าความเหนี่ยวนำต่ำกว่าช่วง YZ



รูปที่ 2.6 a) ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กและความเข้มของสนามแม่เหล็ก

b) คลื่นแรงดันกระแสแสดงถึงสถานะเมื่อเกิดการอิ่มตัวในแกนเหล็ก

จากรูปที่ 2.6 แกนเหล็กที่ใช้ทำรีแอคเตอร์ที่มีการอิ่มตัวในแกนเหล็ก จะใช้แกนเหล็กพิเศษที่มีลักษณะรูปแคบ ความชันในช่วง LJ จะมีค่าสูง ทำให้รีแอคเตอร์มีค่าความเหนี่ยวนำสูง ซึ่งขณะยังไม่มีการป้อนกระแสควบคุม แรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าต่ำ เพราะแรงดันจะตกคร่อมที่รีแอคเตอร์ใน รูป 2.6b) จะเห็นได้ว่าแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ (เส้นประ) มีค่ามากซึ่งจะทำให้เกิดการสร้างสนามแม่เหล็กบนแกนเหล็กเพียงพอที่จะทำให้แต่ละแกนเกิดการอิ่มตัวได้ ในขณะที่ยังไม่มีการป้อนกระแสในขดลวดรีแอคเตอร์ จะมีทั้งสภาพอิ่มตัวและไม่อิ่มตัว ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมโหลดเป็นดัง รูป 2.6b) เส้นทึบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.7 แสดงค่าความเหนี่ยวนำของเส้นโค้งกำเนิดแม่เหล็ก (Magnetizing Curve) ารค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ ค่าความเหนี่ยวนำจะขึ้นกับค่าความซึมซาบของสารแม่เหล็ก ซึ่งก็คือ ค่าความ  
 หนาของโด้งกำเนิดแม่เหล็ก สำหรับรูปที่ 2.7 เป็นรูปแสดงเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแสโดยเปรียบ  
 เทียบกับค่าความเหนี่ยวนำ ซึ่งในช่วง oa จะมีค่าความเหนี่ยวนำสูง และในช่วง bc ค่าความเหนี่ยวนำ  
 จะลดลงต่ำเนื่องจากรีแอกเตอร์เกิดการอิ่มตัวในแกนเหล็ก

การใช้ขดลวดกระแสตรงช่วยควบคุมการอิ่มตัวของรีแอกเตอร์

อธิบายการทำงานในรูปที่ 2.8

1. เมื่อป้อนไฟกระแสตรงที่แอมแปร์-เทอร์นเท่ากับค่า B จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กซึ่ง  
 เราทราบว่า ครึ่งวัฏจักรแรก ขั้วที่ 1 เป็นบวก เส้นแรงแม่เหล็กในขดลวดกระแสตรง  
 จะมีทิศทางตามเข็มนาฬิกา จะทำให้แกนเหล็กเริ่มอิ่มตัวที่ตำแหน่ง J ซึ่งขณะที่รีแอก  
 เตอร์ยังไม่อิ่มตัวค่าความเหนี่ยวนำจะมีค่าสูง แรงดันที่โหลดจะมีค่าต่ำ เมื่อรีแอกเตอร์  
 อิ่มตัวค่าความเหนี่ยวนำจะต่ำ และแรงดันที่โหลดจะมีค่าสูง ดังรูปที่ 2.8 b) คือช่วง P



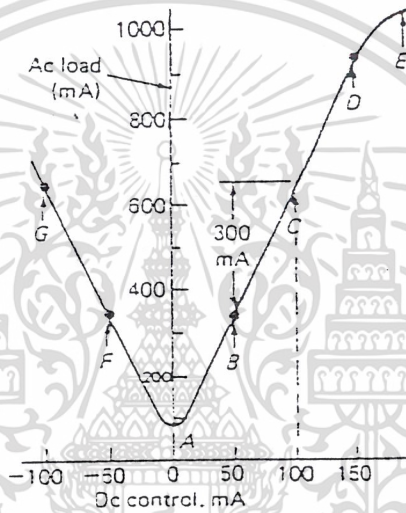
รูปที่ 2.8 แสดงการเพิ่มไฟกระแสตรงช่วยในการอิ่มตัวของแกนเหล็ก

เมื่อขั้วที่ 2 เป็นบวกหรือครึ่งวัฏจักรที่ 2 เส้นแรงแม่เหล็กของขดกระแสตรงจะเสริมกันเส้น  
 แรงแม่เหล็กขดกระแสตรงในขดลวดข้างล่าง ซึ่งมีลักษณะเดียวกับครึ่งวัฏจักรแรก โดยรีแอกเตอร์  
 จะอิ่มตัวที่บริเวณ Q ซึ่งแรงดันที่โหลดจะแสดงในรูป 2.8 b) และค่ากระแสจะแสดงในรูป 2.9 จุด B  
 (ที่จุด B เป็นกระแสของแต่ละครึ่งวัฏจักร)

2. เมื่อเพิ่มกระแสตรงอีกเล็กน้อยที่ค่า C ในขณะที่ขั้วที่ 1 เป็นบวก รีแอกเตอร์จะอิ่มตัวเร็ว  
 กว่าแบบที่ 1 โดยจะอิ่มตัวที่บริเวณ R และเมื่อขั้วที่ 2 เป็นบวกก็จะอิ่มตัวที่บริเวณ S

แรงแม่เหล็กที่ตกคร่อมโหลดแสดงในรูป 2.8 c) ซึ่งกระแสที่โหลดคือตำแหน่ง C รูปที่ 2.9 การค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เมื่อเพิ่มกระแสตรงให้มีค่ามากขึ้นอีก แรงดันที่โหลดคังรูป 2.8 d) และกระแสที่โหลด จะได้ดังรูปที่ 2.9 ตามตำแหน่ง D
- จะสังเกตว่าทั้ง 3 แบบนั้น แกนเหล็กจะสลับกันอึดตัวในทุก ๆ ครึ่งวัฏจักร โดย
- ขั้วที่ 1 เป็นขั้ว แกนเหล็กข้างบนจะอึดตัว
- ขั้วที่ 2 เป็นขั้ว แกนเหล็กข้างล่างจะอึดตัว
4. เมื่อป้อนกระแสตรงที่ E ในรูป 2.8 a) แกนเหล็กจะอึดตัวตลอดเวลา ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากเส้นแรงแม่เหล็กกระแสตรง โดยแกนเหล็กทั้งบนและล่างจะอึดตัวตลอดทุกครึ่งวัฏจักรกระแสโหลดจะมีค่ามากที่สุดที่จุด E ในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ค่าสัญญาณออกของรีแอกเตอร์กับค่าสัญญาณควบคุม

ค่ากระแสที่แสดงในรูปที่ 2.9 เป็นค่ากระแสของรีแอกเตอร์ที่มีขนาดเล็กจะสังเกตได้ว่ามีอัตราขยายกระแสประมาณ 6 เท่า โดยพิจารณาความชันระหว่าง B และ C กระแสโหลดจะเพิ่มขึ้น 300 มิลลิแอมแปร์ และกระแสตรงจะเพิ่มขึ้น 50 มิลลิแอมแปร์ (อัตราส่วน 6 : 1 คืออัตราส่วนของ  $N_C : N_L$  โดย  $N_C$  คือจำนวนรอบของขดลวดควบคุม หรือขดลวดกระแสตรง  $N_L$  คือ จำนวนรอบของขดลวดกระแสสลับ) ในรูปที่ 2.9 กราฟจะสมมาตร ถ้าเรากลับทิศของกระแสตรง กระแสโหลดจะเปลี่ยนจากจุด B และ C เป็นจุด F และ G แทน จากตัวอย่างที่แสดงมา จะเห็นได้ว่ากระแสโหลดที่น้อยที่สุด คือ จุด A คือ ช่วงที่ไม่มีกระแสตรงที่ป้อนเข้าขดลวดควบคุมและต่อเบตเตอร์ก็กลับด้าน ก็จะไม่มีความต่อกระแสขาออก เส้นแรงแม่เหล็กในแต่ละแกนที่เกิดจากขดลวดกระแสสลับจะมีการกลับทิศทางตลอดทุกครึ่งวัฏจักร เนื่องจากกระแสโหลดมีการกลับทิศ จะทำให้ค่าเฉลี่ยของเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าเท่ากับ 0 เพราะฉะนั้นค่าเฉลี่ยของเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมด รวมถึงการอึดตัวของแกนเหล็กจะขึ้นกับขดลวดกระแสตรงในรูปที่ 2.9 กระแสตรง 100 มิลลิแอมแปร์ จึงสามารถควบคุมให้

ไม่ว่ากระแสโหลดมีค่า 600 มิลลิแอมแปร์ลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 แมกเนติกแอมพลิฟายเออร์ (Magnetic Amplifier)

เทคโนโลยีเกี่ยวกับ magnetic amplifier เกิดขึ้นมาเป็นเวลานานแล้ว แต่มันกลับมาได้รับความสนใจอีกครั้งหนึ่งเมื่อไม่นานมานี้

Magnetic Amplifier คือ reactor ซึ่งพันอยู่บน core ที่มีความสัมพันธ์กับ B-H Characteristic ตัว reactor นี้จะมีโหมคการทำงาน 2 แบบ คือ ขณะไม่อิ่มตัวมันจะทำงานเหมือนตัวเหนี่ยวนำปกติ แต่ขณะอิ่มตัวค่าอิมพีแดนซ์ของ reactor จะมีค่าเป็นศูนย์และแรงดันตกคร่อมก็เป็นศูนย์ด้วย

ภายใน magnetic amplifier จะเป็น pulse-width-modulated buck regulator และต้องการ L-C Filter ทางด้านเอาต์พุต เพื่อเปลี่ยน PWM Output เป็น dc voltage

ประโยชน์โดยทั่วไปของ magnetic amplifier คือมันสามารถทำงานได้ดีเมื่อใช้กับ converter บางชนิด เช่น Forward, Flyback และ Push-Pull Converter

## 2.5 หลักการออกแบบ Magnetic Amplifier

การออกแบบ Magnetic Amplifier ควรเริ่มต้นจากการพิจารณาส่วนประกอบในอุดมคติ เป็นส่วนใหญ่ amplifier ต่างๆจะขึ้นอยู่กับ air gap ใน core ซึ่ง core อาจจะเป็นชนิด U-lamination และ C-core อย่างไรก็ตามการมี air gap ใน reactor ทำให้ยากที่จะทำนายการออกแบบ amplifier ที่แน่นอนได้ ในการออกแบบจะพิจารณาเพียง magnetic amplifier ที่มีความไวสูงเป็นส่วนใหญ่

สำหรับจุดประสงค์ในการออกแบบ magnetic amplifier ในอุดมคติคือ เพื่อให้ได้ค่า power gain สูงสุดจาก "Saturable Reactor" และในการออกแบบโดยใช้ข้อมูลทางเทคนิคผู้ออกแบบควรพยายามออกแบบ reactor ให้มีความเหมาะสมที่สุดคือ มีขนาดเล็กที่สุด ราคา core ถูกที่สุด window area มากที่สุด และทำงานด้วยประสิทธิภาพเหมาะสมภายใต้อุณหภูมิที่ปลอดภัย

## 2.6 การออกแบบ Magnetic Amplifier Saturable Reactor

การออกแบบ saturable reactor ของ magnetic amplifier มีทั้งหมด 3 ขั้นตอนคือ ขั้นตอนที่ 1 กำหนดค่า  $\Lambda$  ขั้นตอนที่ 2 เลือก core ที่เหมาะสม และขั้นตอนที่ 3 คำนวณจำนวนรอบของ reactor แสดงแต่ละขั้นตอนได้ดังนี้

Step 1 : สมมติว่า output inductor ถูกออกแบบสำหรับการนำกระแสต่อเนื่อง reactor ต้องถูกออกแบบสำหรับช่วง leading edge ใน input waveform ของ filter inductor นานพอที่จะจ่ายแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการ รวมไปถึงส่วนของ pulse ซึ่งเท่ากับพื้นที่ B ดังแสดงในรูป 6-18 และถูกจำกัดความโดยตัวแปร  $\Lambda$  ในหน่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 V- $\mu$ s ดังนี้  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Lambda = Vt$$

เมื่อ  $V = \text{pulse amplitude (V)}$

$t = \text{leading-edge delay } (\mu\text{s})$

สำหรับในทางปฏิบัติควรเพิ่มค่าจากที่คำนวณได้อีก 20% เพื่อป้องกันการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของกระแสไหล

Step 2 : เลือกขนาดสายตามปริมาณกระแสเอาต์พุต ในทางปฏิบัติค่า 500 c.m./A (circular mils per ampere) เป็นค่าที่ใช้ในการออกแบบ ต่อไปเลือกวัสดุทำ core ซึ่งเป็นการกำหนดความหนาแน่นของฟลักซ์อิมตัว  $B_{\max}$  ทางที่ดีที่สุดเลือกวัสดุทำ core ให้มีเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกเป็น 1 mm หรือน้อยกว่า ตาราง 6-3 แสดงวัสดุหลายชนิดที่ใช้ทำ core และเลือก fill factor  $K$  ใช้ค่า 0.1 ถึง 0.3 (ถ้าสายใหญ่ให้ใช้ค่าน้อยลง) ต่อไปคำนวณหาพื้นที่หน้าตัดซึ่งเป็นตัวกำหนดขนาดของ core ดังสมการ

$$W_a A_c = \frac{A_w \Lambda \times 10^8}{2(B_{\max})K}$$

เมื่อ

$W_a = \text{core window area (cm}^2\text{)}$

$A_c = \text{effective core area (cm}^2\text{)}$

$A_w = \text{wire area (cm}^2\text{)}$

$\Lambda = \text{required withstand (V-s)}$

$B_{\max} = \text{core saturation flux density (G)}$

$K = \text{fill factor}$

Step 3 : หาค่าที่เหมาะสมของจำนวนรอบโดยสมการ

$$N = \frac{\Lambda \times 10^8}{2(B_{\max})A_c}$$

และหาค่า control current โดยสมการ

$$I_c = \frac{(0.796)Hl_c}{N}$$

$H = \text{Magnetizing force (Oe)}$

$l_c = \text{Magnetic path length (cm)}$

## 2.7 การออกแบบรีแอกเตอร์ที่มีการอิมตัวในแกนเหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและทำความเข้าใจเกี่ยวกับวิธีการออกแบบเพื่อหาขนาดรีแอกเตอร์ตามที่ต้องการ การทำการออกแบบมีลักษณะคล้ายกับ  
ไม่ว่าจะหม้อแปลงไฟฟ้า 1 เฟส จะต่างกันที่หม้อแปลงไฟฟ้าจะมีขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิพันอยู่

บนแกนเหล็กแกนกลางเพียงขาคือข ส่วนรีแอคเตอร์จะพันขลวดกระแสสลับบนแกนเหล็กขาข้าง  
ทั้ง 2 ข้าง และส่วนแกนเหล็กกลางจะใช้พันขลวดควบคุมซึ่งเป็นไฟกระแสตรง เพราะฉะนั้น  
สมการในการคำนวณ จึงมีลักษณะเกี่ยวกับการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งมีสมการในการ  
คำนวณดังนี้

$$E = 4.44 f NBA \cdot sf.$$

เมื่อ

$$E = \text{แรงดันไฟฟ้า (โวลต์)}$$

$$f = \text{ความถี่จากแหล่งจ่ายไฟ (เฮิรตซ์)}$$

$$B = \text{ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (เทสลา)}$$

$$A = \text{พื้นที่หน้าตัด (ตารางเมตร)}$$

$$sf. = \text{ค่าสแต็กกิง แฟคเตอร์ (staggering factor)}$$

ซึ่งพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก (A) สามารถหาได้จากสมการ

$$A = \frac{\sqrt{VA}}{5.58} \quad \text{ตารางนิ้ว}$$

VA : ค่าพิกัด โวลต์แอมแปร์ของรีแอคเตอร์

ค่าแอมแปร์ - เทอร์นขลวดกระแสตรง = ค่าแอมแปร์ - เทอร์นขลวดกระแสสลับ

$$NI_{dc} = NI_{ac}$$

$$\text{โดย} \quad L = \frac{N^2}{R} = \frac{N^2 UA}{lg} = \frac{N^2 UA}{2g} \quad (\text{ใช้แกน E-E})$$

$$XL = 2 \pi f L$$

## 2.8 การคำนวณหาขนาด Reactor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่วางไว้สำหรับเราใช้งานที่งานศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าจะในรูปแบบใดก็ตาม กรุณาอย่าเผยแพร่เอกสารนี้ไปยังผู้อื่นหรือแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ : 1000 gauss = 1 wb / m<sup>2</sup> = 1 Tesla / A  
จากข้อมูลขนาดของแกน ferrite ชนิด 6H20 เบอร์ E-E 80

Window Area ( $A_w$ ) =  $1480 \text{ mm}^2 = 14.8 \text{ cm}^2$       Center Leg Area ( $A_c$ ) =  $392 \text{ mm}^2 = 3.92 \text{ cm}^2$

Side Leg Area ( $A_e$ ) =  $377 \text{ mm}^2 = 3.77 \text{ cm}^2$        $B_s = 390 \text{ mT} = 3900 \text{ gauss}$

$B_m = B_s/2 = 1.39 / 2 = 0.195 \text{ T} = 1950 \text{ gauss}$        $H_s = 30 \text{ A/m}$

$H_m = H_s/2 = 30/2 = 15 \text{ A/m}$

Core Loss =  $110 \text{ kW/m}^3$

$F = 50 \text{ kHz}$

$\mu_r = 2300 \pm 20\%$

เหตุที่ใช้แกน E-E 80 เพราะต้องการ Window Area มากๆ เพราะขดลวดไฟตรงใช้พื้นที่มาก

จากสูตร  $E = 4 * f * N * B * A_c * sf$       (สำหรับ Square Wave)

โดยได้  $E = 120 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ kHz}$ ,  $B = 0.15 \text{ T}$ ,  $A_c = 392 \text{ mm}^2$ ,  $sf = 0.9$

; ได้  $N = 12$  รอบ

จากสูตร  $N_{ac} * I_{ac} = N_{dc} * I_{dc}$

ถ้าให้  $N_{ac} = 20 \text{ Turns}$ ;  $I_{ac} = 25 \text{ A}$ ;  $V_o = 10 \text{ V}$ ;  $R_o = 20$

$I_{dc} = V_o / R_o = 10 / 20 = 0.5 \text{ A}$

$N_{dc} = N_{ac} * I_{ac} / I_{dc} = (20 * 25) / 0.5 = 1000 \text{ N}$

วิธีหา Skin Depth =  $\sqrt{5.62 / f} = 0.335 \text{ mm}$

การเลือกเบอร์ลวดที่ใช้ทำขดลวดเหนี่ยวนำ

ถ้าความหนาแน่นของสายเป็น  $4.5 \text{ A/mm}^2$

;  $I_{ac} = 25 \text{ A}$  จะใช้สาย  $25 / 4.5 = 5.56 \text{ mm}^2$

;  $I_{dc} = 0.5 \text{ A}$  จะใช้สาย  $0.5 / 4.5 = 0.11 \text{ mm}^2$

เลือกเบอร์ขดลวดที่ใช้โดย ขดลวดไฟกระแสสลับใช้เบอร์ AWG # 21 มีพื้นที่หน้าตัด =  $0.412 \text{ mm}^2$

มีรัศมี =  $0.6195 \text{ mm}$  มีพื้นที่ทั้งหมดที่กระแสต้องการ =  $5.56 \text{ mm}^2$

ต้องใช้เส้นลวดจำนวน =  $5.56 / 0.412 = 13.48$  เส้นตีเกลียวกัน

เลือกเบอร์ขดลวดที่ใช้โดย ขดลวดไฟกระแสตรงใช้เบอร์ SWG #24 มีพื้นที่หน้าตัด =  $0.2452 \text{ mm}^2$

มีรัศมี =  $0.279 \text{ mm}$  มีพื้นที่ทั้งหมดที่กระแสต้องการ =  $0.11 \text{ mm}^2$

ต้องใช้เส้นลวดจำนวน 1 เส้น ในการพันขดลวด

เอกสารนี้ใช้สายของ  $I_{ac}$  เท่ากับ AWG # 21 จำนวน 14 เส้นตีเกลียวกันในการพันขดลวด ยখনด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ใช้สายของ  $I_{dc}$  เท่ากับ SWG # 24 จำนวน 1 เส้นในการพันขดลวด ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.9 เหตุที่มี gap เพื่อไม่ให้กราฟ B-H Curve ชันมากเกินไป

โครงการนี้เป็นการทำ Saturable Reactor ที่ใช้ในความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นแกนเฟอร์โรแมกเนติกมาประยุกต์เพื่อใช้ในความถี่สูง โดยเปลี่ยนแกนเหล็กเป็นแกน Ferrite ซึ่งสามารถนำมาใช้งานร่วมกับ Switching Power Supply แต่คุณสมบัติของแกน Ferrite จะมีความเข้มสนามแม่เหล็กที่ต่ำและมีความชันของ Curve B-H มาก ดังในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงกราฟ B - H Curve ขณะมีแกปและ ไม่มีแกป

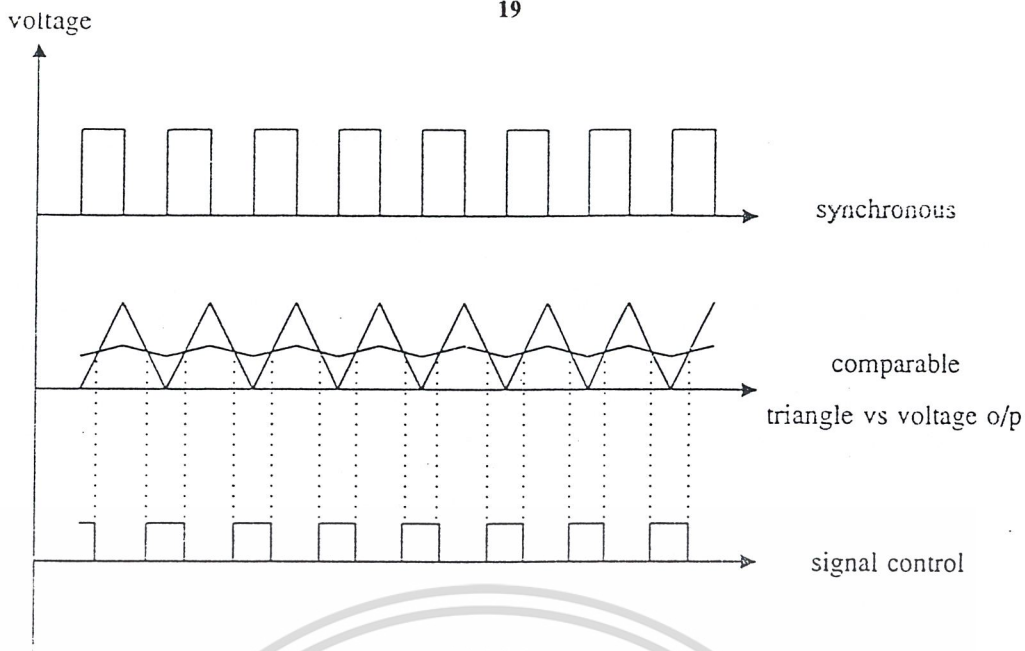
ในการมี gap จะทำให้ควบคุม Saturable Reactor ได้ดีขึ้น ดังนั้นในการควบคุม Reactor ให้มีเสถียรภาพมากขึ้นจึงจำเป็นต้องมีระบบ gap โดย Saturable Reactor สามารถควบคุมได้ในย่านกว้างไม่ต้องคำนึงของ dead time ของวงจร Switching ซึ่งมีข้อจำกัดในการควบคุม dead time

## 2.10 หลักการทำงานของหม้อแปลงซึ่งถูกควบคุมโดยตัวเหนี่ยวนำปรับค่าได้ที่ต่ออนุกรมกัน

การนำหม้อแปลงมาต่ออนุกรมกับค่าตัวเหนี่ยวนำที่ปรับค่าได้ ก็เพื่อที่ต้องการแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงตัวที่ใช้งาน (หม้อแปลงกำลัง) ให้มีค่าคงที่ ไม่ว่าแรงดันอินพุตรวมของหม้อแปลงและตัวเหนี่ยวนำจะมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันสภาวะปกติ คือแรงดันที่ส่วนมากหรือน้อยกว่าปกตินั้นจะไปตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำควบคุม

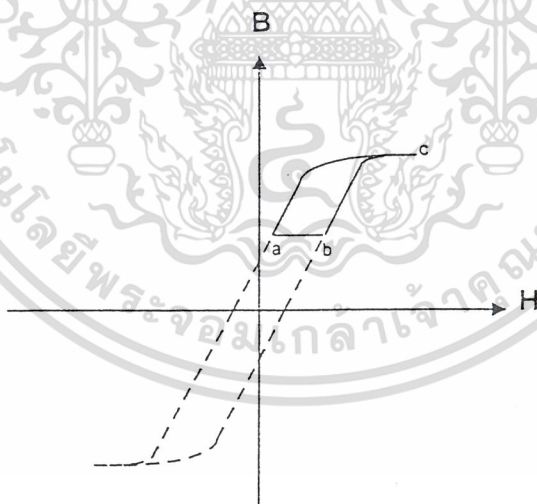
การที่จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำควบคุมมากหรือน้อยกว่านั้นสามารถทำได้โดยควบคุมการอิ่มตัวของแกนเหล็ก การควบคุมการอิ่มตัวของหม้อแปลงควบคุมในการรักษาระดับแรงดันของหม้อแปลงกำลังได้ทำโดยการเพิ่มหรือลดกระแสซึ่งเป็นผลจากการใช้ควบคุม

แบบ PWM โดยใช้ความกว้าง-ความแคบของพัลส์ ซึ่งจะมีผลต่อกระแสและการอิ่มตัวของขดลวดเหนี่ยวนำควบคุม ช่วงเวลาการทำงานของส่วนควบคุมเปรียบเทียบกับช่วงเวลาของแรงดันที่ขดขี้นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ต่อแปลงเข้ามาและต่ออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ครงนี้ ( มีช่วงเวลาการทำงานกับส่วนกำลัง ) แสดงดังรูปที่ 2. 11



รูปที่ 2.11 การเปรียบเทียบช่วงเวลาของสัญญาณควบคุมและสัญญาณซิงโครนัส

เมื่อพิจารณา B- H curve ของขดลวดเหนี่ยวนำควบคุมเปรียบเทียบกับสัญญาณที่สั่งการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งจะพบว่าสัญญาณควบคุมมีผลต่อการอ้อมตัวของขดลวดเหนี่ยวนำควบคุมดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ลักษณะ B-H curve ของขดลวดเหนี่ยวนำควบคุม

2.11 คุณสมบัติของ Magnetic Amplifier Control ที่เหนือกว่า Switching Regulator Control

1. magnetic amplifier จะให้ทั้งค่า low level pulse width modulator และ error voltage amplifier ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ค้ดแปลงเป็นอนาล็อกและต้องอ้วงถึงกับขั้วของขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ mag-amp ไม่จำเป็นต้องมี auxiliary dc supply voltage ในวงจรควบคุมและไม่เกิดความผิด

พลาดใน main power switch transistor ซึ่งมีสาเหตุมาจากความบกพร่องของ auxiliary dc source PWM เหมาะที่จะใช้กับ slow start circuit เพื่อป้องกัน duty cycle ที่มีค่าสูงขณะ turn on แต่สำหรับ magnetic amplifier ค่า duty cycle ขณะ turn on จะมีค่าต่ำ

2. magnetic amplifier มีขนาดเล็กกว่า มี reliability สูงกว่า และมี output power ต่อลูกบาศก์นิ้วสูงกว่า
3. control และ output winding ของ magnetic amplifier จะเป็น dc isolated และสามารถทำงานได้ที่ dc voltage หลายระดับ นอกจากนี้ยังสามารถแก้ปัญหาของ output และ input ground ที่ระดับต่างๆของ dc voltage
4. ความเฉื่อยในการตอบสนองต่ออุณหภูมิของ magnetic amplifier ทำให้ปัญหาของ thermal design ยง่ายขึ้น magnetic amplifier ดีกว่า amplifier ที่เป็นสารกึ่งตัวนำ เช่น error amplifier เป็นต้น และมีช่วงอุณหภูมิการทำงานกว้างกว่า amplifier สารกึ่งตัวนำ

#### คุณสมบัติของ Magnetic Amplifier Core

1. core ต้องอึดตัวง่าย
2. ผลของ Eddy-current ต้องมีค่าน้อยที่สุด
3. Hysteresis losses ต้องมีค่าต่ำ
4. มวลของ core ต้องมีค่าน้อย
5. ค่าฟลักซ์สะสมของ core ต้องมีค่าต่ำ

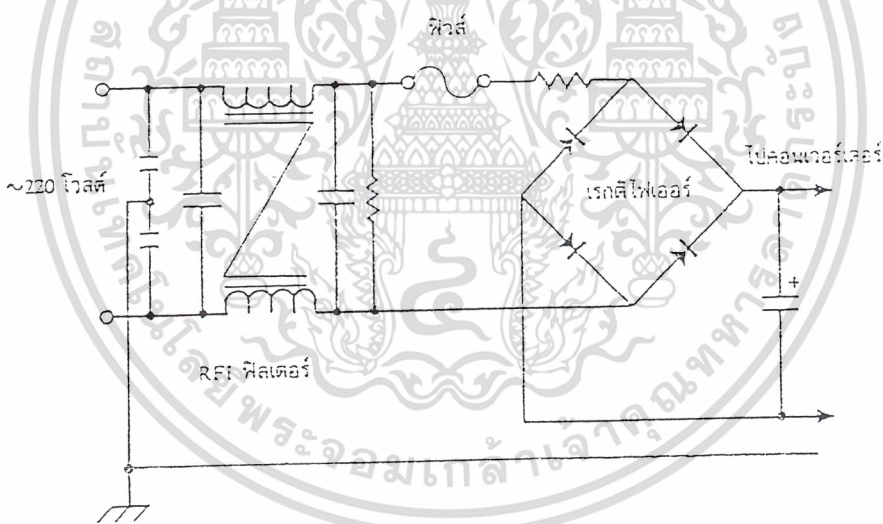
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### วงจรอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งโดยทั่วไปแล้วจะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยแรงดันในส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง ตัวอย่างการจัดวงจรที่อินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยวงจรส่วนอินพุต อาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ ดังนี้คือ

3. 1) วงจรเรียงกระแส (Rectifier)
3. 2) ฟิวส์ (Fuse)
3. 3) AC Line Filter



รูปที่ 3.1 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

#### 3.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

วงจรเรียงกระแส นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทอนกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิลเตอร์ วงจรเรียงกระแสประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ และไดโอดเรกติไฟเออร์ วงจรเรียงกระแสมีหน้าที่หลัก คือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นไม่ว่าแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

### 3.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแสเบส

ตัวต้านทานจำกัดกระแสจะมีประโยชน์มากในวงจรเรียงกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในขณะเริ่มเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุในขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วยการกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแสไว้ในวงจร จะทำให้ การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้าๆ และลดกระแสกระชาก ตัวต้านทานจำเป็นจะต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรียงกระแสที่มีตัวเก็บประจุเป็นตัวกรองนั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของตัวต้านทานและกำลังงานที่วงจรเรียงกระแสจะต้องจ่ายออกไป

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส จะทำให้ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน การกำหนดค่าของตัวต้านทาน จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งด้วย

### 3.1.2 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรเรียงกระแสจะเป็นในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ซึ่งค่ากระแสขณะชาร์จและคายประจุมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าความจุ ของตัวเก็บประจุ และภาวะการไหลคที่เอาท์พุท

การพิจารณาการเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่ใช้กับวงจรเรียงกระแสแบบฟูล บริดจ์ โดยเฉลี่ยแล้วจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ อย่างไรก็ตามเงื่อนไขยังไม่เพียงพอจะต้องพิจารณาปัจจัยอื่นๆ ดังต่อไปนี้

#### 1. อัตราการทนกระแสระฟ้อมของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระฟ้อมในตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ เกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ค่ากระแสระฟ้อมของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ทำให้ตัวเก็บประจุนร้อน และลดอายุการใช้งาน ปกติแล้วผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสระฟ้อมมาให้

#### 2. แรงดันกระแสระฟ้อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระแสระฟ้อมที่แรงดันเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง การกระแสระฟ้อมที่แรงดันเอาท์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระแสระฟ้อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแสมีค่า

มากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป และทำให้ช่วงแรงดันไฟสลับอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทซ์ชิ่งแคบลง ปกติการออกแบบจะกำหนดให้ค่าแรงดันกระแสเพิ่มมีค่าไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต

ค่าของตัวเก็บประจุฟิเตอร์ คำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_o \cdot \Delta t}{\Delta V_{Ripple}} \dots\dots\dots (3.1)$$

เมื่อ  $I_o$  คือ ค่ากระแสประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแส อาร์เอ็มเอสแอมป์

$\Delta t$  คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ

$\Delta V_{Ripple}$  คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเพิ่มที่วงจรเรียงกระแสด้านเอาต์พุตโดยค่า  $I_o$

หาก

$$I_o = \frac{P_{IN}}{V_{IN(ms)}} \dots\dots\dots (3.2)$$

เมื่อ  $P_{IN}$  คือกำลังงานที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุต (วัตต์)

$V_{IN(ms)}$  คือค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต อาร์เอ็มเอสโวลต์

3. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Hold-up Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิทซ์ชิ่งยังสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับต่ำกว่าที่กำหนด และเพื่อให้สวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายมีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุจะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของตัวเก็บประจุสามารถคำนวณหาได้จาก

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดก็ตาม  
 เมื่อ  $P_o$  คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

- $\eta$  คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์
- $V_s$  คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ
- $V_f$  คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ
- $t_H$  คือ ค่าช่วงเวลาโฮลด์อัฟที่ต้องการ มีค่าประมาณ 0.02 ถึง 0.05 วินาที

4. อัตราทานแรงดัน

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทานแรงดันของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่มีแรงดันไฟสลับอินพุต 184-264 โวลต์ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ควรมีอัตราทานแรงดันอย่างต่ำที่ 385 โวลต์ หรือ 400 โวลต์

5. ขนาดและเวลา

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะเป็นอิเล็กโทรไลต์ ที่อัตราทานแรงดันสูงๆ ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์จะมีขนาดใหญ่และราคาแพง การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีอัตราทานแรงดันและค่าความจุสูงเกินไป จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเกินความจำเป็น กินเนื้อที่ และเพิ่มขนาดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ขนาดและราคาจึงเป็นปัจจัยหนึ่งที่ควรพิจารณาก่อนเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเช่นกัน

3.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์ มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

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

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดเรกติไฟเออร์จะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

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

เมื่อ  $V_{peak}$  คือ แรงดันยอดคลื่นสูงสุดของไฟสลับอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด  
 $R_s$  คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรกติไฟเออร์จะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก ประมาณ 20-30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน ค่าของกระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส แต่ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์จึงจะลดลงเนื่องจากกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานจำกัดกระแส

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

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรกติไฟเออร์จึงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

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

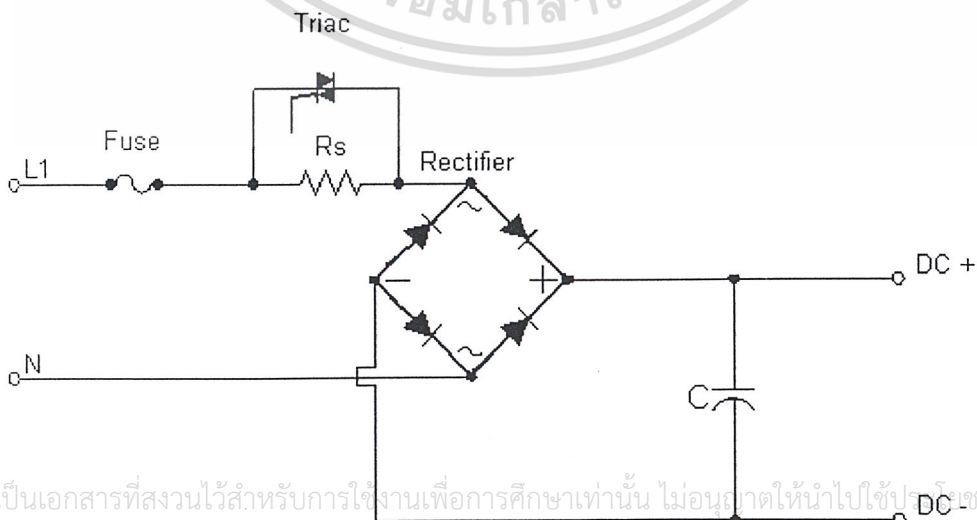
เมื่อค่าเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรกติไฟเออร์จะได้รับขณะทำงาน ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดของไดโอดที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

## 4. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด ( $V_{RRM}$ )

สำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์ชิ่ง ปกติวงจรเรียงกระแสต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอด จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนท์ขึ้นได้ในสายไฟสลับ

Full Bridge Rectifier with soft start

ใช้ Bridge Rectifier ขนาด 25 A 600 V พร้อม Triac สำหรับ Soft Start โดยใช้ฟิวส์ขนาด 20 A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 3.2 แสดงวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ด้วยชิปสตาร์ทของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 ฟิวส์ (Fuse)

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรียงกระแสในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้น ต้องพิจารณาเกี่ยวกับเรื่องค่าอัตราแรงดัน (Voltage Rating) และค่าอัตราทนกระแส (Current Rating) ให้มีความเหมาะสม เพื่อเพิ่มอายุการใช้งานของอุปกรณ์ในวงจร

### 3.3 AC Line Filter (RFI Input Filter)

การทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ที่ใช้กันโดยทั่วไปสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้นก็คือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับเพื่อตัดสัญญาณ RFI ทั้งที่สัญญาณโหมดความแตกต่าง (Different Mode) และที่สัญญาณโหมดร่วม (Common Mode)

AC Line Filter ใช้สำหรับกรองสัญญาณรบกวนของเครื่องสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจากแรงดันไฟสลับ 220 V ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor) กับตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

## บทที่ 4

### วงจรสวิตชิงแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

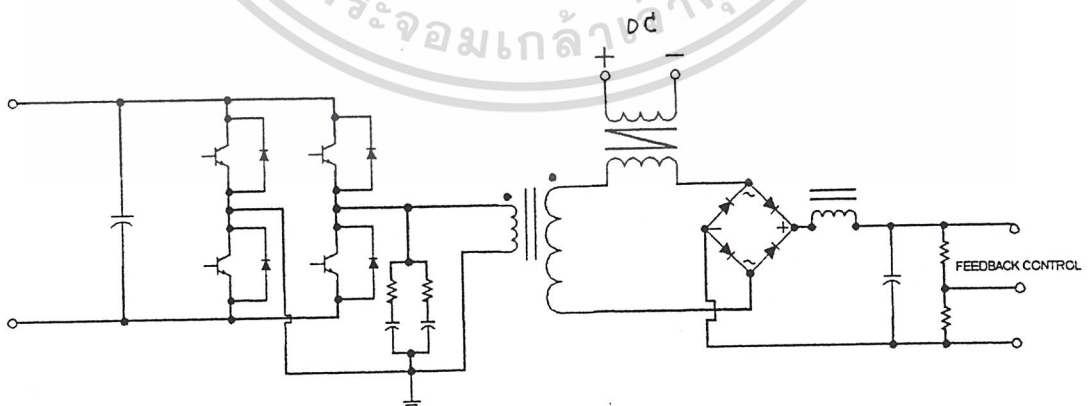
#### 4.1 คอนเวอร์เตอร์ Converter

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ การเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย นั้นมีข้อพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ ดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การก่อดินสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

#### 4.2 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ขณะทำงานที่ชด ไพรมารี่ จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านชด ไพรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่า ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เป็นหลัก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.1 พื้นฐานการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 4.1 การทำงานของวงจรเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา  $Q_1$  และ  $Q_4$  จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส  $Q_2$  และ  $Q_3$  จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือทรานซิสเตอร์สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป แรงดันตกคร่อมขดไฟพรีมารีจะมีค่าเท่ากับ  $V_{in} - 2V_{CE}$  จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม  $Q_1$  และ  $Q_4$  ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ  $V_{in} - 2V_{CE Q_2}$  และ  $V_{in} - 2V_{CE Q_3}$  ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม  $Q_2$  และ  $Q_3$  ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า  $V_{in} - 2V_{CE Q_1}$  และ  $V_{in} - 2V_{CE Q_4}$  ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด  $D_3$  และ  $D_6$  ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตติ้ง ไดโอดให้กับวงจรเพื่อป้องกัน  $Q_1$  และ  $Q_4$

##### 4.2.1.1 คอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating Diode)

จากวงจรในรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่ามีไดโอด  $D_3$  และ  $D_6$  ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_4$  อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้ เรียกว่า คอมมิวเตติ้ง ไดโอด มีหน้าที่ป้องกันแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแปลงนี้ จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

##### 4.2.1.2 ค่าเวลาเพื่อ $t_d$ (dead time)

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ ว่างเพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลักสองประการคือ ประการแรก ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้ เมื่อเกิดกรณีโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ มีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ตัวที่เหลือมีคาลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ เหตุผลอีกประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่านั้นแล้วก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็ยัง

ไม่ปลอดภัยเพียงพอ เพราะการตอบสนองของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา  $t = T/2$  เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุต และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว

ไม่ว่าการณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดค่าเวลาเพื่อ  $t_d$  สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเวลาเพื่อ  $t_d$  โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_4$  และ  $Q_2$  และ  $Q_3$  จึงไม่ควรมีค่าเกิน

$$t_{on(max)} = 0.8 (T/2)$$

$$t_{on(max)} = 0.4 T \dots\dots\dots(4.1)$$

เมื่อ  $t_{on(max)}$  คือ ช่วงเวลาที่  $Q_1$  กับ  $Q_4$  และ  $Q_2$  กับ  $Q_3$  นำกระแส เป็นวินาที  
 $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เป็นวินาที

กระแสที่ไหลในขดลวดในช่วงเวลาเพื่อ  $t_d$  นี้ จะทำให้ความหนาแน่นของฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงยังคงค้างอยู่ที่จุดสูงสุดใน ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไปแล้ว เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งเริ่มนำกระแสในลักษณะการกลับเฟส ความหนาแน่นของฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจึงมีค่าเป็นไปได้สูง และเป็นการใช้แกนเฟอร์ไรต์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด ทำให้แกนที่ใช้ มีขนาดเล็กได้

**4.3 การคำนวณเพื่อออกแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์**

- แรงดันเอาต์พุต

เนื่องจากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คู่กันระหว่างขดไฟรมารี  $N_p$  กับแรงดันอินพุตอยู่ถึงสองตัว ถ้ากำหนดให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส  $V_{CE}$  ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน แรงดันเอาต์พุตจะหาได้จาก

$$V_{out} = \frac{N_s}{N_p} (V_{in} - 2 V_{CE}) \frac{t_{on}}{(T/2)} - V_D \dots\dots\dots(4.2)$$

เมื่อ  $V_{out}$  คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์

$V_{in}$  คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์

$V_{DS}$  คือ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นโวลต์  
 $V_D$  คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดเอาต์พุตขณะนำกระแส เป็นโวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด  $V_D$  ทั้งคู่ คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดเอาต์พุตขณะนำกระแส เป็นโวลต์ สารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$N_p$  คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ

$N_s$  คือ จำนวนรอบของขดลวดเซคันดารี เป็นรอบ

- อัตราส่วนจำนวนรอบ  $N_p / N_s$  และจำนวนรอบ  $N_p$  และ  $N_s$

ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ  $N_p / N_s$  จะหาได้จากสมการ (2) ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE}) t_{on(max)}}{(V_{out} + V_D) * (T/2)} \dots\dots\dots(4.3)$$

กำหนดจำนวนรอบ  $N_p$  โดย

$$N_p = \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE}) t_{on(max)} * 10^8}{\Delta B_{(max)} A_e} \dots\dots\dots(4.4)$$

เมื่อ  $\Delta B_{max}$  คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้น เป็นเกาส์

$A_e$  คือ พื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

จำนวนรอบ  $N_s$  จะหาได้จากสมการที่ 3 และ สมการที่ 4

- ค่าเหนี่ยวนำของขดไพรมารี

ค่าเหนี่ยวนำในขดไพรมารีจะถูกกำหนดโดยค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี จะได้

$$L_p = \frac{4 \pi A_e N_p^2}{l_g} * 10^{-8} \dots\dots\dots(4.5)$$

เมื่อ  $L_p$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี เป็นเฮนรี่

$l_g$  คือ ระยะช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็นมิลลิเมตร

- ค่ากระแสสูงสุดไพรมารี

กระแสที่เกิดขึ้นที่ขดไพรมารี จะเป็นผลรวมของกระแสที่ไหลที่ขดเซคันดารีและกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ดังนั้นค่ากระแสสูงสุดทางด้านไพรมารี  $I_{P(pk)}$  มีค่าเท่ากับ

$$I_{P(pk)} = \frac{P_o T}{2 \eta V_{in(min)} t_{on(max)}} + \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE}) t_{on(max)}}{L_p} \dots\dots\dots(4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต

ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจะทำหน้าที่ลดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุต ดังนั้นตัวเก็บประจุจึงต้องสามารถจ่ายกระแสกลับได้เท่ากับค่ากระแสที่ต้องการในช่วงเวลา  $t_{on}$  เพื่อคงค่าแรงเอาต์พุตไม่ให้เกิดการกระเพื่อมมากเกินไป ค่าของตัวเก็บประจุเอาต์พุตสามารถหาได้ดังนี้

$$C_0 = \frac{I_o \cdot t_{on(max)}}{V_r} \dots\dots\dots (4.7)$$

เมื่อ  $C_0$  คือ ตัวเก็บประจุเอาต์พุต เป็นฟารัด

$I_o$  คือ ค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่เอาต์พุต

$V_r$  คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่ยอมให้เกินได้ เป็น โวลต์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อเนื่องทำให้มีค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_0$  จึงไม่จำเป็นต้องมีค่ามากนัก อย่างไรก็ตามในกรณีที่โหลดเป็นลักษณะพัลส์หรือเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด จะเกิดการกระชากของกระแสเอาต์พุตสูง ดังนั้นตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุต่ำๆ ซึ่งมักจะมีค่า ESR สูง จึงอาจทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตที่คกรวม ESR ขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงได้ โดยค่าแรงดันกระเพื่อมที่เกิดขึ้นอาจพิจารณาได้จาก

$$V_r = ESR * \Delta I_o \dots\dots\dots (4.8)$$

$\Delta I_o$  คือค่ากระแสเปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด

จะเห็นได้ว่า ถ้าค่า ESR มีค่าสูงถึง 50 มิลลิโอห์ม และในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดโดยมีค่า  $\Delta I_o$  เท่ากับ 10 แอมป์ ค่าแรงดันกระเพื่อมจะมีค่าสูงถึง 500 มิลลิโวลต์ได้ ซึ่งอาจเกินข้อกำหนดสำหรับการใช้งานสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายในงานบางประเภท ดังนั้นการเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงขึ้นอยู่กับค่า ESR ของมันนั่นเอง

- การกำหนดค่าเอาต์พุตโวลต์

เพื่อไม่ให้ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ เปลี่ยนการทำงานจากโหมดกระแสต่อเนื่องมาเป็นโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเมื่อ โหลดมีค่าต่ำ จึงต้องกำหนดค่าต่ำสุด  $L_{(min)}$  ในกรณีฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์คาบเวลาการทำงานจะมีค่า  $T = T/2$  ดังนั้นค่าของเอาต์พุตโวลต์ที่ต่ำสุดเพื่อคงการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะทำได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทเอกชนและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_{o(\min)} = \frac{1}{4} \frac{(V_{out} + V_D)}{I_{o(\min)}} (T - 2 t_{on(\max)}) \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \dots\dots\dots(4.9)$$

ค่าต่ำสุดของ  $L_o$  ที่กำหนดจากค่าแรงดันกระแสเพิ่มที่เอาต์พุต จะหาได้จาก

$$L_{o(\min)} = \frac{(V_{out} + V_D) ESR}{2V_r} (T - 2 t_{on(\max)}) \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \dots\dots\dots(4.10)$$

และค่าสูงสุดของ  $L_o$  ที่ค่าเวลาขึ้นตัวเท่ากับ  $T_R$  จะหาได้จาก

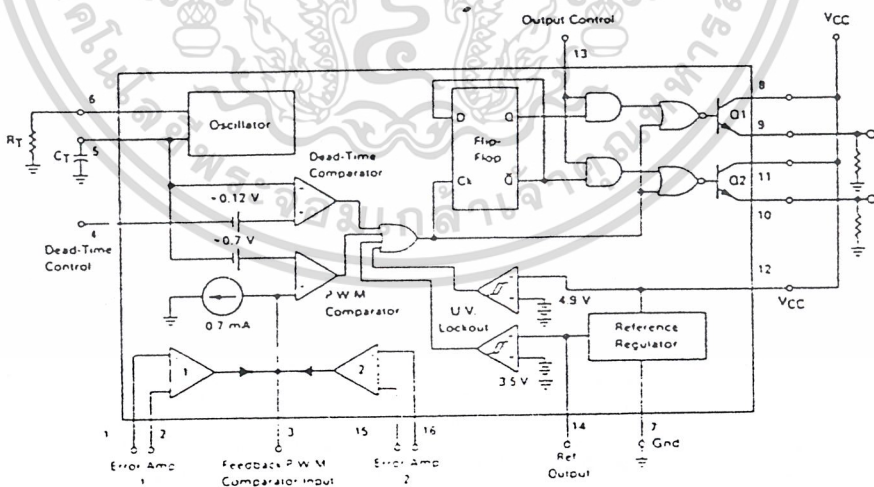
$$L_{o(\max)} = \frac{(V_{out} + V_D) (T - t_{on(\max)}) t_R}{\Delta I_o * 2t_{on(\max)}} \dots\dots\dots(4.11)$$

เมื่อ  $L_o$  คือ ค่าเอาต์พุตโวลต์ เป็นเฮนรี่

$t_R$  คือ ค่าเวลาขึ้นตัวต่อการเปลี่ยนแปลงโหมคอย่างทันทีทันใด เป็นวินาที

#### 4.4 ไอซีเบอร์ TL 494

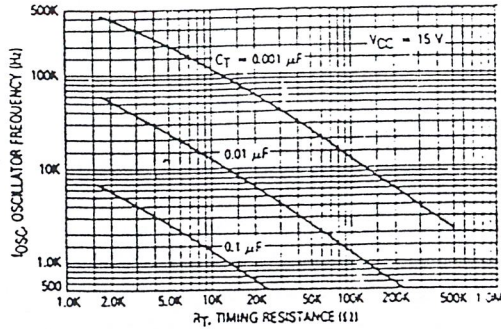
ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีสำเร็จรูปที่ออกแบบเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยจะสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมาควบคุมความถี่ให้คงที่ โดยที่ภายในจะสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (saw tooth) ขึ้นภายในตัวไอซี



รูปที่ 4.2 แสดงการจัดสร้างโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

โดยที่ความถี่จะขึ้นอยู่กัส่วนประกอบภายนอก 2 ตัว คือ  $R_T$  และ  $C_T$  ซึ่งจะต่อกับขา 5 และ 6 ดังแสดงในรูปด้านล่าง ซึ่งความถี่นี้ได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่วปั่ว้สำหรับการใช้งานที่  $f_{osc} = 1.1 / R_T C_T$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

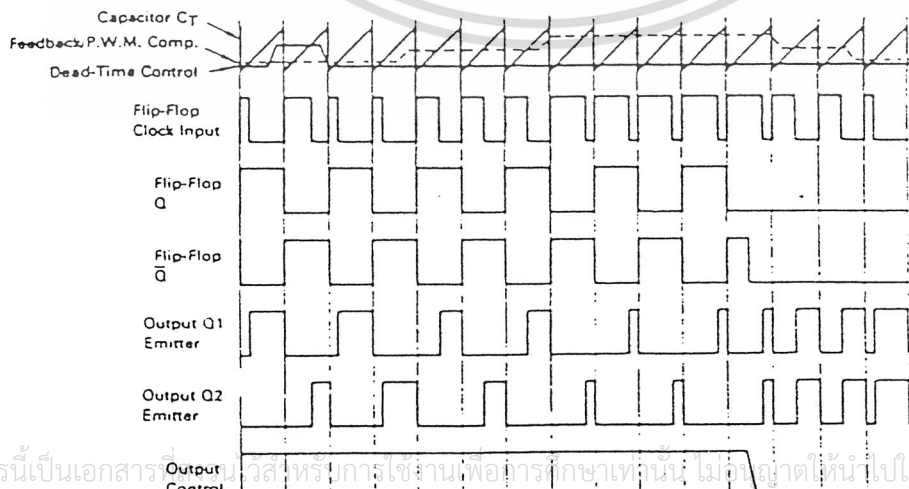


รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ของค่า  $R_T$   $C_T$  ในการกำหนดความถี่

4.4.1 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขาซอร์ส กับแรงดันที่ได้จากวงจรมายเออเรอร์ (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วนนอร์เกต (NOR Gate) ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานก็ต่อเมื่อ ขา  $C_k$  ของฟลิปฟลอป (Flip-Flop) อยู่ในสถานะ “LOW” เท่านั้น ซึ่ง  $C_k$  จะเป็น “LOW” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรมายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลงในทางกลับกัน หากแรงดันป้อนกลับมีค่าลดลง ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้อาจสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรมายเออเรอร์ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอน โหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง  $(V_{CC} - 2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ วงจรมายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัว จะทำให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “HIGH” (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ วงจรมายเออเรอร์ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



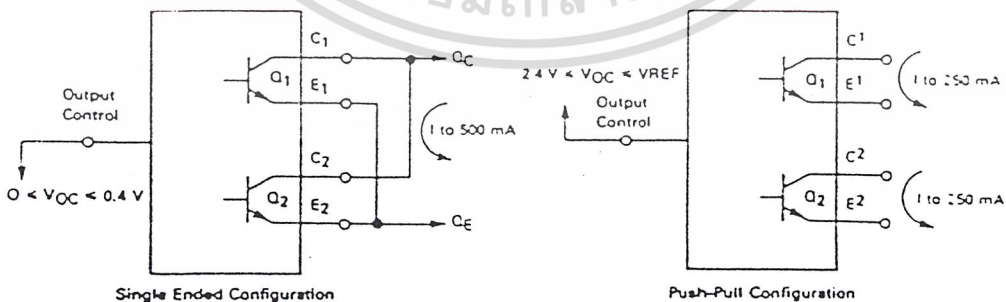
รูปที่ 4.4 แสดงรูปคลื่นการทำงานของ TL 494

#### 4.4.2 การกำหนดค่าเดดไทม์ ( $T_D$ )

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

#### 4.4.3 การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือ สลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่  $C_T$  คิซาร์จเอาต์พุตของ Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา  $C_k$  และมีสถานะเป็น "HIGH" และหยุดการทำงานของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "HIGH" โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5  $V_{ref}$ )  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานตามจังหวะของฟลิปฟล็อป เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบ Push-Pull ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "LOW" โดยการต่อลงกราวด์ (ขกเลิกฟลิปฟล็อป)  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสามารถทำงานพร้อมกัน และสามารถขนาน  $Q_1$  และ  $Q_2$  ด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลา)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494**  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

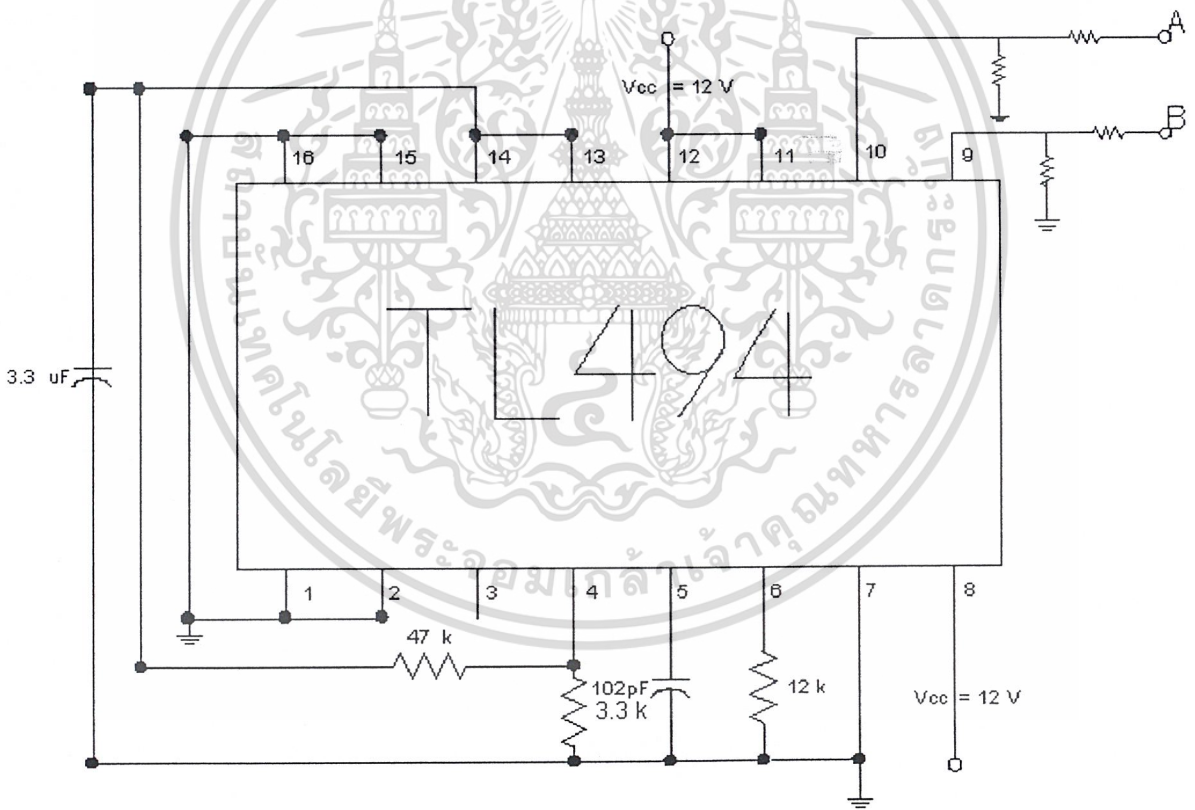
TL 949 มีแรงดันอ้างอิงภายใน  $V_{ref} = 5$  โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้องเท่ากับ 1.5 % ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 °C

การต่อไอซีเบอร์นี้ขา 5 และ ขา 6 จะต้องคำนวณจากสูตรด้านบน คือ  $f_{osc} = 1.1 / R_T C_T$  เราจะตั้งค่า  $C_T$  ไว้ที่ 1 นาโนฟารัด โดยที่โครงงานนี้ต้องการความถี่ที่ 50 กิโลเฮิรตซ์ เพราะฉะนั้นคำนวณจากสูตรได้ค่า  $R_T = 12$  กิโลโอห์ม ส่วนขา 4 นั้น จะมีไว้ควบคุมเดดไทม์ของสัญญาณ โดยการใช้ R และ C ค่อดังรูป โดยคำนวณจากสูตร

MAX % on Time Each Output = 45 - 80      ทำงานที่ 50 kHz

$$1 + (R1/R2)$$

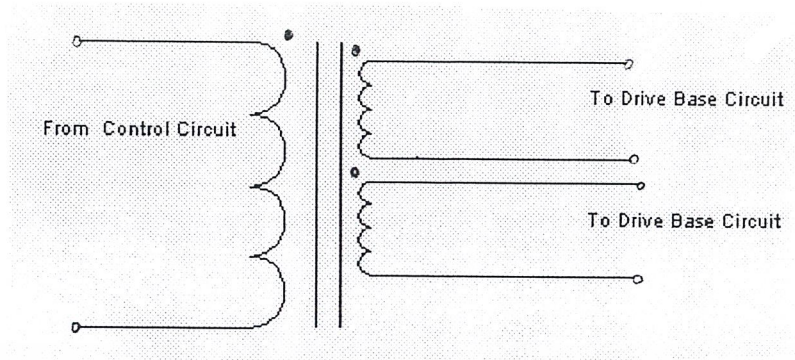
MAX % on Time Each Output = 45 - 6.25 = 38.75 %



รูปที่ 4.6 แสดงการต่อไอซีเบอร์ TL 494

#### 4.5 วงจร Isolate โดยใช้ Pulse Transformer

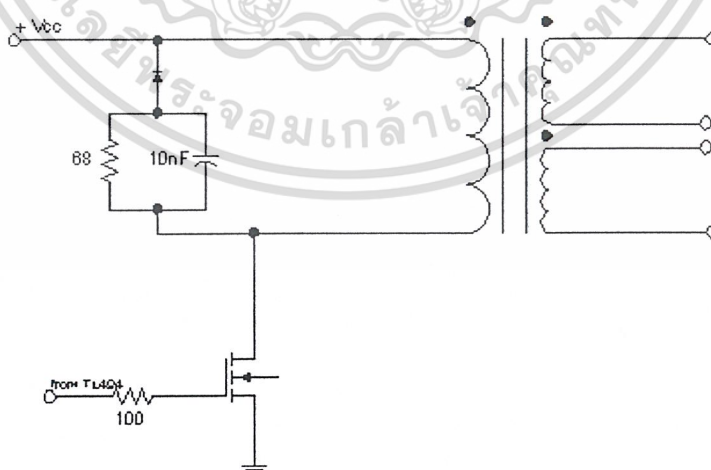
วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกันระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลังเพื่อขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีประสิทธิภาพ สัญญาณรบกวนจากวงจรกำลังจะไม่ได้ไม่ไปรบกวนส่วนควบคุมดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงวงจร Isolated โดยใช้ Pulse Transformer

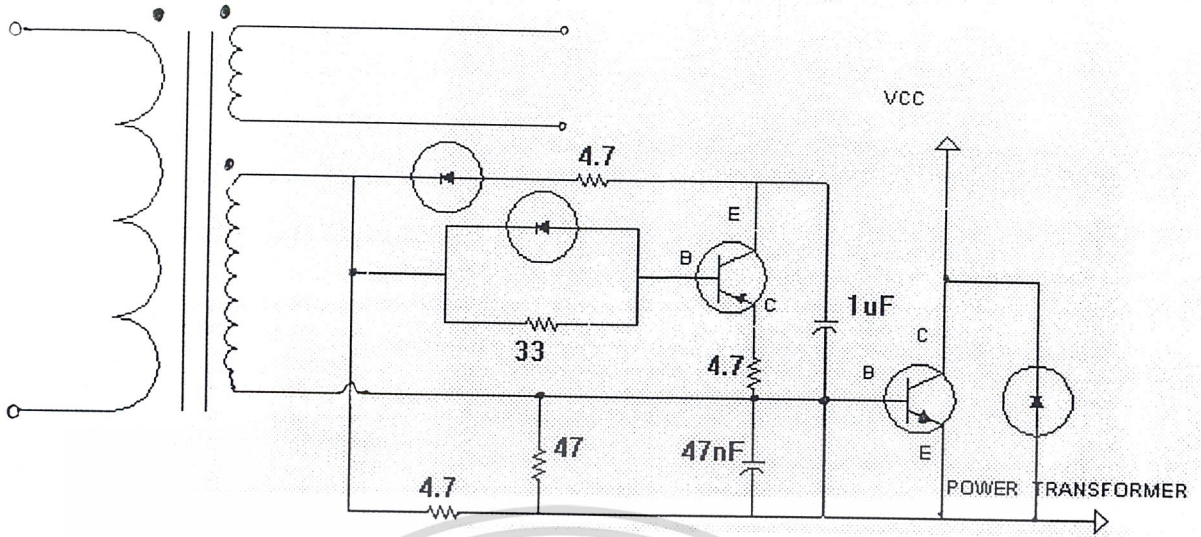
#### 4.6 วงจรขับสัญญาณควบคุม และวงจรขับกระแสเบส

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้สามารถนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไฟไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน ดังรูปที่ 4.9 และวงจรขับสัญญาณควบคุมจาก TL 494 โดยขยายสัญญาณแบบใช้วงจร flyback converter และมีวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แสดงวงจรขยายสัญญาณควบคุมจาก TL 494

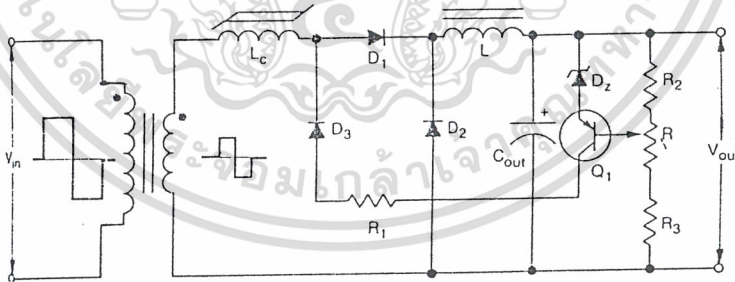
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรขับกระแสเบส

#### 4.7 วงจรควบคุมสำหรับ Magnetic Amplifier

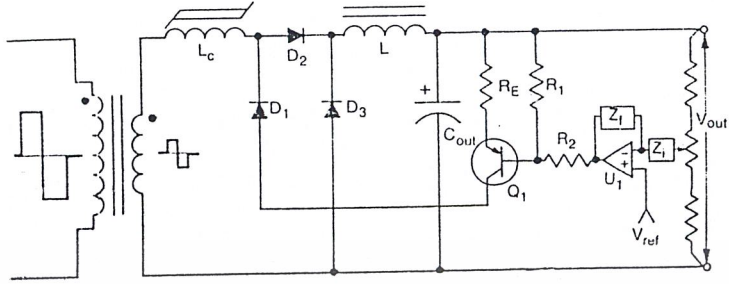
ตามรูป 4.10 แสดงวงจรควบคุมพื้นฐานของ magnetic amplifier ซึ่ง regulated ค่าเอาต์พุตของ forward converter ในวงจรนี้การ reset core ที่อึดตัวจะใช้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และอุปกรณ์อื่นที่เกี่ยวข้อง ดังนั้นระหว่างครึ่งไซเคิลลบของ source voltage ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  นำกระแสไหลผ่าน  $R_1$  และ  $D_3$  เพื่อ reset core ( $L_c$ ) ที่อึดตัว การ reset ระดับฟลักซ์ถูกควบคุมโดยความต้านทานของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของความแตกต่างระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 4.10 วงจรควบคุมแมกเนติกแอมพลิไฟเออร์แบบใช้ทรานซิสเตอร์

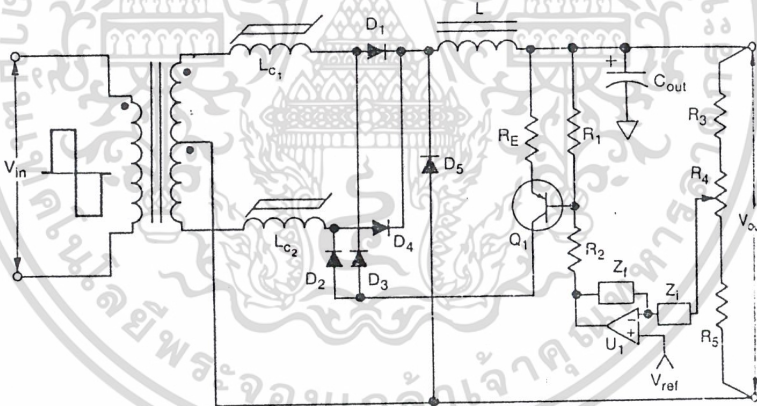
ข้อเสียของวงจรนี้คือความไวต่ออุณหภูมิและเกิดการแกว่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด ทางเลือกในการปรับปรุงวงจรควบคุมเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวได้แสดงไว้ใน รูปที่ 4.11 ตัวต้านทาน  $R_E$  ช่วยลดการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ ทำให้เกิด transfer function อิสระ วงจรนี้

เอกสารยังมีลักษณะการทำงานเป็น "preload" คือมันป้องกัน magnetizing current ของ reactor จากการเพิ่มไม่ว้ขึ้นของแรงดันเอาต์พุตที่สภาวะ no-load งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 วงจรควบคุมแมกเนติกแอมพลิไฟเออร์แบบปรับปรุง

วงจร Full - wave saturable core regulator ออกแบบง่าย ในรูปที่ 4.12 แสดงการใช้วงจรนี้ในการควบคุม Full - wave output ดังเช่นเอาต์พุตใน push - pull หรือ bridge converter

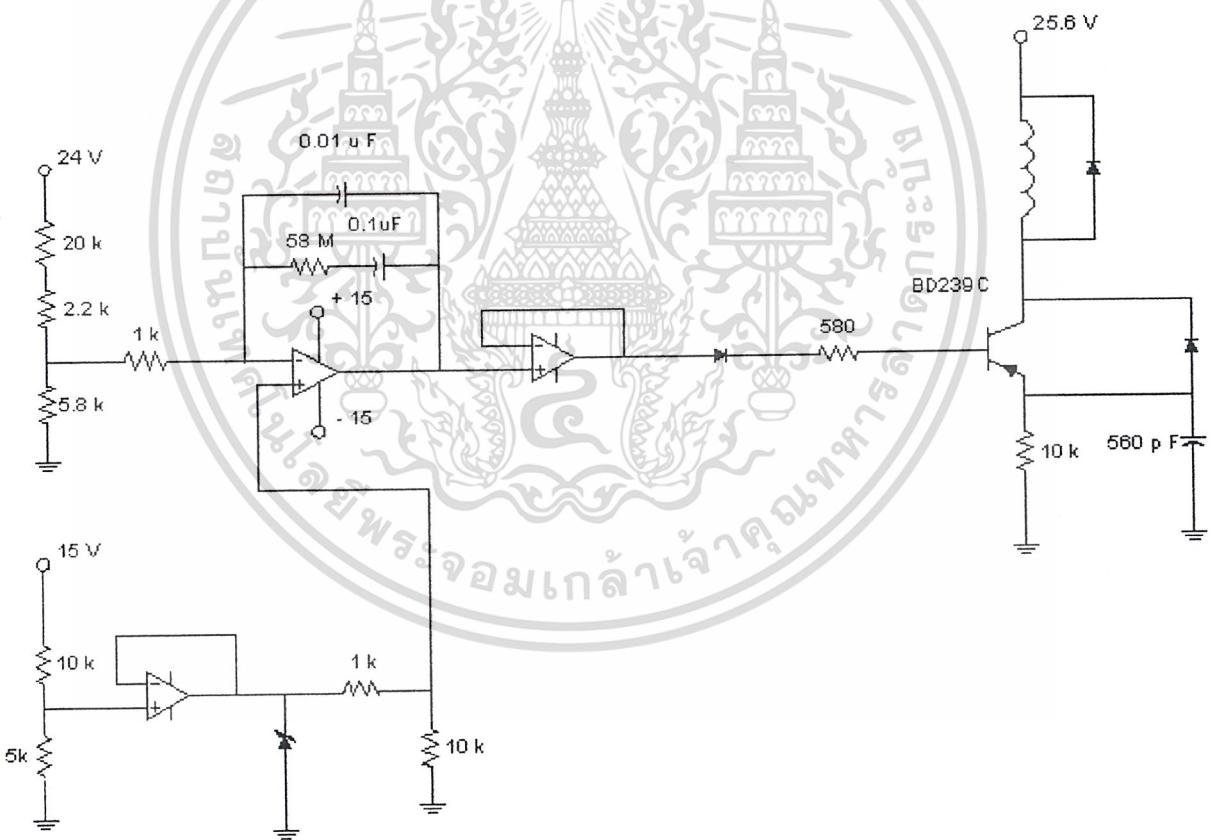


รูปที่ 4.12 วงจรควบคุมฟูลเวฟแมกเนติกแอมพลิไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.8 วงจรควบคุมเพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าให้คงที่

ในส่วนของวงจรจะใช้วงจรเออเรอร์ ( Error Circuit ) ทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิงเพื่อให้ได้แรงดันที่เปรียบเทียบออกมา โดยตอนแรกจะมีการแบ่งแรงดันโดยการใช้ความต้านทานดีไวเดอร์เอาต์พุตให้น้อยลงจาก 24 V มาเหลือ 5 V ใช้  $R1 = 22.2 \text{ k}$  ,  $R2 = 5.8 \text{ k}$  แล้วทำการเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง 5 V ทั้งนี้ใช้ ซีเนอร์ไดโอด ( Zener Diode ) ทำการคงค่าแรงดันให้คงที่ นำสัญญาณทั้งสองมาผ่านวงจรเออเรอร์ (Error Circuit ) โดยมีการ compensate สัญญาณดังรูปที่ 4.13 จากนั้นผ่านวงจร buffer โดยการใช้ op-amp ค่อดังรูป ผ่านไดโอดเพื่อให้เป็นสัญญาณดิจิทัล เข้าสู่ Transister เพื่อขยายสัญญาณไปควบคุมการทำงานของรีเลย์คเตอร์ เพื่อทำการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ ซึ่งง่ายต่อการออกแบบวงจรควบคุม สร้างง่ายและมีความน่าเชื่อถือสูง ดังแสดงในรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 วงจรควบคุมรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่

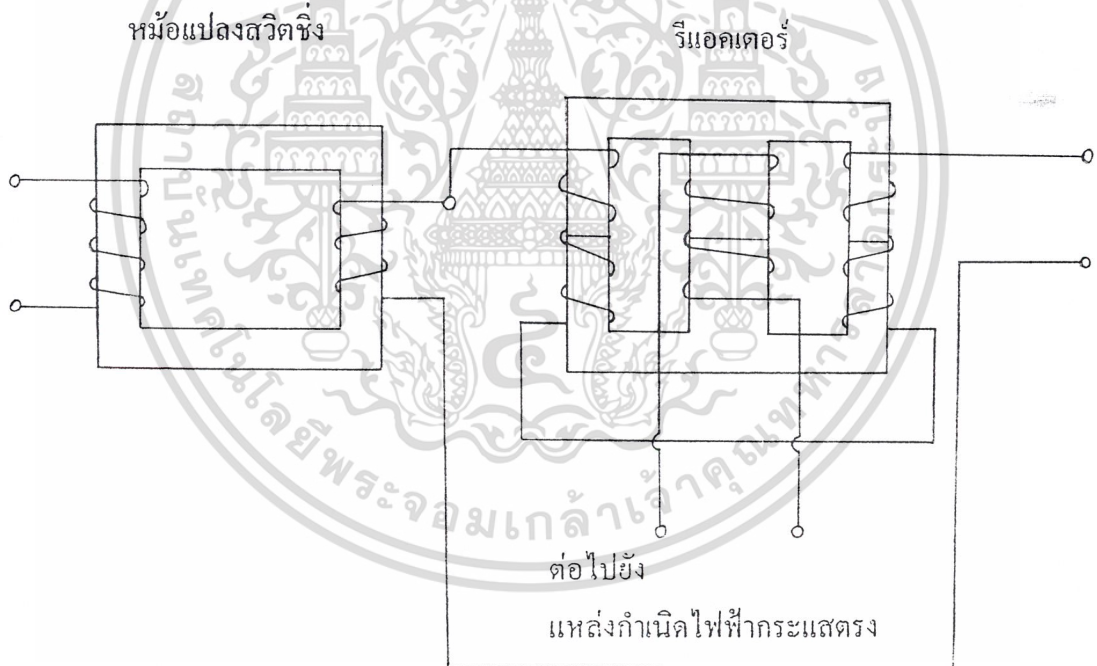
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### หม้อแปลงสวิตซิ่ง

#### (Switching Transformer)

หม้อแปลงสวิตซิ่ง (Switching Transformer) เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญมากเนื่องจากเป็นตัวส่งผ่านพลังงาน และการออกแบบนั้นต้องคำนึงถึงปัจจัยหลายอย่าง เช่น ความถี่ ขนาดกำลัง แรงดันกระแส ความสูญเสีย และปัจจัยอื่นๆอีก โดยทำหน้าที่ลดระดับแรงดันไฟสลับที่ความถี่สูงให้มีแรงดันต่ำลง โดยทำงานที่ความถี่เท่าเดิมประมาณ 50 kHz และหม้อแปลงสวิตซิ่งที่ใช้ในโครงการนี้แบ่งเป็น 2 ส่วน ได้แก่ ส่วนของหม้อแปลงกำลัง และ ขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในบทนี้



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 5.1 แสดงการต่ออนุกรมกันของหม้อแปลงกำลังและขดลวดเหนี่ยวนำอิมตัวความถี่สูง เอกสารนี้เพื่อใช้ในการอ้างอิงเท่านั้น ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารได้ หากมีการนำออกไปใช้ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตจิ่ง

หม้อแปลงสวิตจิ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟฟ้าตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ให้ มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้ค่าต่ำที่เอาท์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดัน อินพุตและแรงดันเอาท์พุตเพื่อความปลอดภัยในการทำงาน ซึ่งมีรายละเอียดของอุปกรณ์ดังนี้

### 5.1.1. แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ที่เกิดขึ้นในแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 - 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่มีความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตจิ่งจึงนิยมใช้แกน เป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตจิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกัน ออกไป ขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

### 5.1.2. บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกที่ทนความร้อนได้สูง และไม่ติดไฟ บอบ บิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และช่วยป้องกันปัญหาการลัดวงจร ระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและ การบัดกรี

### 5.1.3. ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enameled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตจิ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติ จะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ส่วนหม้อแปลง สวิตจิ่งที่ต้องการกำลังสูงๆ จะใช้แผ่นทองแดง ซึ่งการใช้แผ่นทองแดงนั้นจะทำให้การพันง่ายและ สะดวกขึ้น ขนาดของขดลวดหรือแผ่นทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขด ลวด ความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ

### 5.1.4. เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตจิ่ง และมี หน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิด้วยวัสดุที่ใช้ทำ เทปฉนวน อาจจะเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง

0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับารออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งเป็นหลัก

## 5.2 การออกแบบหม้อแปลงสวิตช์

ต้องพิจารณาสิ่งต่างๆ ดังนี้

### 5.2.1 การเลือกแกนเฟอร์ไรต์

สำหรับหม้อแปลงสวิตช์โดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปร่างต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่นแกนแบบ EE, EI , ETD, Toriod , UU เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นบรรับได้

ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะทำให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ ( Core Loss)

- เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve )

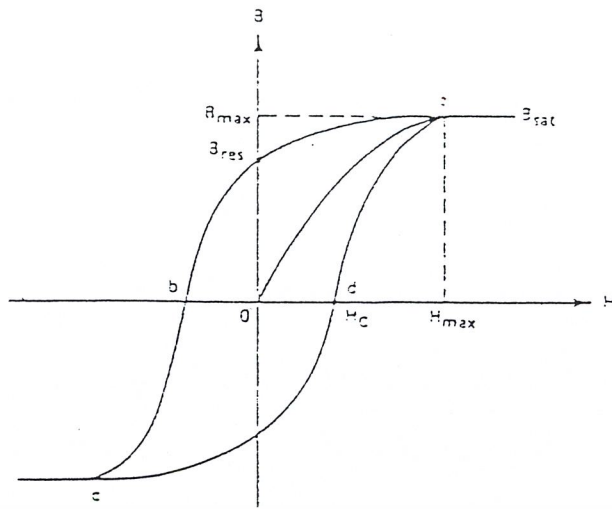
เส้น โค้งฮิสเทอรีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน โดยค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็กก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราเรียกว่า “แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก” (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้น โค้งฮิสเทอรีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้น โค้งฮิสเทอรีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการ เพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น

วัสดุแม่เหล็กทุกชนิดจะมีเส้นกราฟลักษณะเป็นรูปร่างตัว S เราเรียกว่า “ ฮิสเทอรีซิสลูป”

โดยฮิสเทอรีซิสลูปนี้สร้างขึ้นจากความสัมพันธ์ของ B-H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงกราฟฮิสเทอรีซิสของแกนหม้อแปลง

จากรูปที่ 5.2 แสดงกราฟฮิสเทอรีซิสของแกนซึ่งปราศจากช่องว่างในส่วนของฟลักซ์แม่เหล็ก ดังนั้นเมื่อเริ่มพิจารณาจุด a บนเส้นกราฟ สังเกตว่าขณะนี้จะได้ค่าแรงทำให้เกิดแม่เหล็กเท่ากับศูนย์ลงมาที่จุด c จะได้ค่าแรงทำให้เกิดแม่เหล็กเป็นค่าลบสูงสุดและกลับมาเป็นศูนย์อีกครั้งที่จุด d และเป็นค่าบวกสูงสุดอีกครั้งที่จุด a ครบเป็นรูปเกิดขึ้นคล้ายกับตัวอักษร S

จากรูปที่ 5.2 สามารถอธิบายความหมายของจุดต่างๆ ที่เกิดขึ้นบนฮิสเทอรีซิสรูปที่สำคัญ ดังนี้

$B_{MAX}$  คือ จุดที่เกิดความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

$H_{MAX}$  คือ ค่าแรงทำให้เกิดแม่เหล็กสูงสุด

$B_{res}$  คือ จุดที่ฟลักซ์แม่เหล็กยังคงหลงเหลืออยู่

ในขณะที่แรงทำให้เกิดแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์

$H_E$  คือ จุดที่ทำให้เกิดแม่เหล็กย้อนกลับเป็นศูนย์

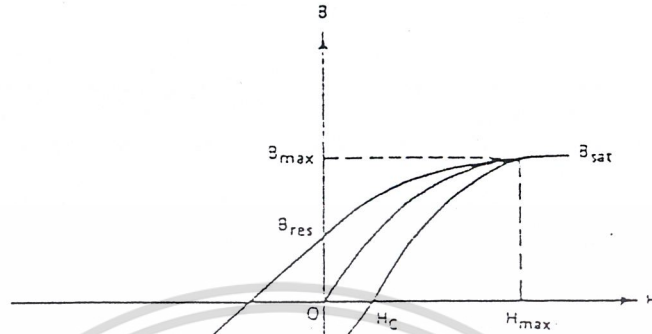
และเมื่อย้อนกลับมาพิจารณาที่จุด a อีกครั้ง จะพบว่า ไม่ว่าเราจะเพิ่มค่าของ H เท่าใดก็ตาม ก็ไม่สามารถที่จะทำให้ค่าของ B เพิ่มขึ้นตามได้ ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การเกิดการอิ่มตัว (Saturation) ใช้ตัวย่อว่า  $B_{SAT}$

ถ้าคิดช่องว่างอากาศ (Air Gap) ที่เกิดขึ้นในแกน ก็จะเกิดส่วนของฟลักซ์ที่เรียกว่า Hybrid Flux Path ซึ่งจะเกิดหลังส่วนที่เรียกว่า Effective Length of Magnetic Path สำหรับความซึมซาบได้ของอากาศมีค่าเท่ากับ 1 Effective Length of Magnetic Path หาได้ดังนี้

$$B_i = \frac{0.4 \pi N I \mu_r}{l_c + \mu_r l_g}$$

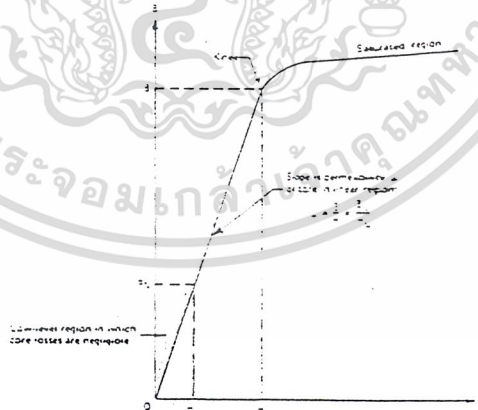
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ เป็นการแสดงความสัมพันธ์ที่สำคัญมาก ซึ่งเป็นการกำหนดสถานะ Ampere Turn Product (NI) ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ของแกนที่มีช่องว่างอากาศน้อยกว่าแกนที่ไม่มีช่องว่างอากาศ จึงเป็นเหตุทำให้เกิดเป็นฮิสเทอรีซิสรูป “เอียง” ดังแสดงในรูปที่ 5.3 (แสดงฮิสเทอรีซิสของแกนที่มีช่องว่างอากาศ) เมื่อลดค่าความอิ่มตัวของแกน ณ ขณะที่มีแรงทำแม่เหล็กสูงๆ



รูปที่ 5.3 แสดงฮิสเทอรีซิสของแกนที่มีช่องว่างอากาศ

จุดสำคัญที่จะสร้างแกนแม่เหล็ก จะต้องคำนึงถึง B-H ของวัสดุต่างๆ โดยพิจารณาจากกราฟดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงช่วงที่เป็นเชิงเส้น (Linear) และช่วงอิ่มตัว (Saturation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นกราฟรูปที่ 5.4 นี้แสดงความชันของ B และ H ในบริเวณใต้ “ส่วนโค้ง (knee)” ดังนั้น ความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นจะเป็นลักษณะเชิงเส้น ณ บริเวณที่ระหว่างกระแสและฟลักซ์ที่เกิดขึ้นซึ่งเป็นการสร้างทำให้ความซึมซาบของแกนโค้งที่ด้วย

ในบริเวณ Low level ของเส้นกราฟนี้ Core Losses สามารถตัดทิ้งไปได้ ดังนั้นอุณหภูมิของแกนจะต่ำ เนื่องจากส่วนโค้ง “knee” นั้นเป็นส่วนอิมตัว ซึ่งในบริเวณนี้จะต้องหลีกเลี่ยงสำหรับที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานประเภทเชิงเส้น (Linear)

- ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนร้อน ซึ่งจะมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดขึ้นจากลักษณะฮิสเทอรีซิสของแกน (Hysteresis loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวน (Eddy Current Loss) ภายในแกนเฟอร์ไรต์

### 5.2.2 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ และขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \cdot t \times 10^{-8}}{N_p \cdot A_c}$$

เมื่อ

$\Delta B$  คือค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนแกน

$V$  คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ โวลต์

$N_p$  คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิ โวลต์

$A_c$  คือ ค่าจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ รอบ

$t$  คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่ำลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิลงจะทำให้สามารถใช้ขดลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูง ทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิมตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิต่ำลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์มอสเฟตขณะที่กำลังนำสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึง 2 ประการ คือ

- แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดการอิ่มตัวขณะทำงาน
- ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

### 5.3 ปัญหาที่พบทั่วไปในการออกแบบ

ในการออกแบบหม้อแปลงจะมีข้อจำกัดอยู่ หลายประการด้วยกัน ที่ผู้ออกแบบมักพบอยู่เสมอ หนึ่งในจำนวนนั้นก็คือ ปัญหาเกี่ยวกับกำลังด้านในขาออก ( ซึ่งเกิดขึ้นจากผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าและแรงดันกระแส) โดยขดลวดทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะต้องสามารถที่จะส่งผ่านกำลังไปยังโหลดได้ โดยมีแรงกูล์ชันอยู่ภายใต้ค่าที่กำหนด นอกจากนี้ยังมีปัญหาในเรื่องของประสิทธิภาพ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูญเสียสูงสุดที่ยอมให้มีได้ในหม้อแปลง และมีปัญหาเกี่ยวกับค่าอรรถุณมิติที่ยอมให้เพิ่มขึ้นได้ โดยจะขึ้นอยู่กับอรรถุณมิติของสภาพแวดล้อมที่ได้ระบุเอาไว้

ขั้นตอนพื้นฐานในการออกแบบหม้อแปลงก็คือ การเลือกวัสดุทำแกนหม้อแปลงที่เหมาะสม โดยชนิดของวัสดุที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงนี้จะมีผลต่อประสิทธิภาพและน้ำหนักของหม้อแปลง และผู้ออกแบบจะต้องทราบด้วยว่า วัสดุใดที่ใช้ทำแกนหม้อแปลงแต่ละชนิดมีราคาแตกต่างกัน

นอกจากที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว ในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงปริมาตรของหม้อแปลงและน้ำหนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานด้านการบินนั้น การออกแบบหม้อแปลงให้ได้น้ำหนักเบาจะถือเป็นเป้าหมายที่สำคัญมาก และนอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงค่าใช้จ่ายที่ใช้ด้วย

จากที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่า ในการออกแบบนั้นจะมีข้อจำกัดอยู่อย่างมากมาย ดังนั้นเราจะต้องพยายามหาวิธีการสร้างความสมดุลระหว่างข้อจำกัดต่างๆเหล่านี้ เพื่อที่จะให้ได้การออกแบบหม้อแปลงที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับที่ต้องการมากที่สุด ยกตัวอย่างเช่น ถ้าน้ำหนักและปริมาตรเป็นสิ่งที่เราให้ความสนใจมากที่สุด เราก็จะสามารถทำการลดข้อจำกัดทั้งสองนี้ได้ โดยการให้หม้อแปลงทำงานภายใต้ความถี่สูง แต่จะมีผลเสียคือ ทำให้ประสิทธิภาพลดลง แต่ถ้าเราไม่สามารถเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นได้เราก็จะต้องทำการเปลี่ยนชนิดของวัสดุที่ใช้ทำแกน โดยเลือกใช้วัสดุที่มีคุณภาพสูงขึ้น แต่ผลเสียที่ตามมาก็คือ ค่าใช้จ่ายจะเพิ่มขึ้นด้วย

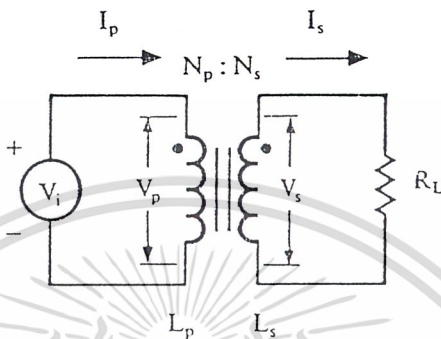
### 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์

หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \dots\dots\dots(5.1)$$

และ  $\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \dots\dots\dots(5.2)$



รูปที่ 5.5 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

- เมื่อ  $N_p$  คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ
- $N_s$  คือ จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ
- $V_p$  คือ ค่าแรงดันตกคร่อมของปฐมภูมิ
- $V_s$  คือ ค่าแรงดันตกคร่อมของทุติยภูมิ
- $L_p$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดปฐมภูมิ
- $L_s$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดทุติยภูมิ
- $I_p$  คือ กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิ
- $I_s$  คือ กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิ

มีข้อสังเกตแรงดัน  $V_p$  เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ ใช้ค่าแรงดันอินพุต  $V_i$  โดย  $V_p$  จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = \frac{N_p A_c (dB)}{dt} * 10^{-8}$$

และค่า  $V_p$  ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า  $V_i$  แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม  $V_p$  จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

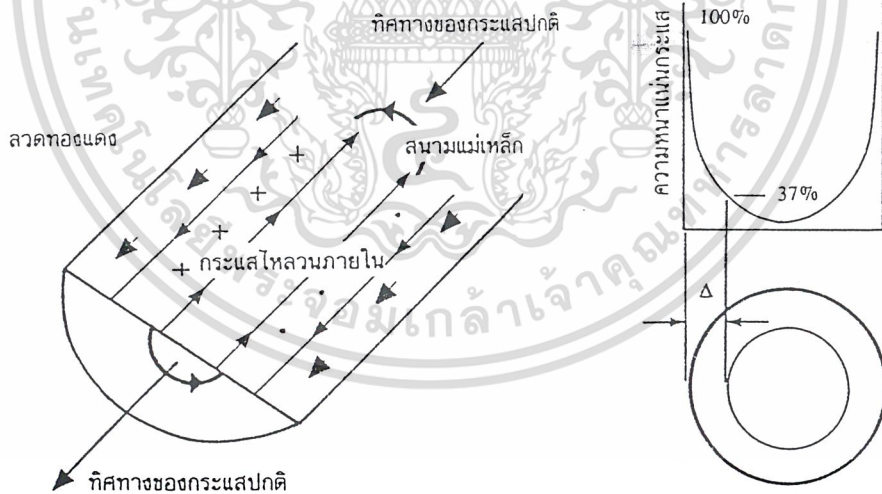
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ภายใต้การสงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศแห่งชาติ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.5 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาเป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นจะมีความถี่สูง ซึ่งที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว และมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

### 5.5.1 ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของขดลวดทองแดง (Skin Effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้ปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง

รูปที่ 5.7 แสดงระยะที่จะถือว่าภายในลวดเป็นพื้นผิวนำกระแส  $\sigma$  คือระยะที่ค่ากระแสความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารที่ผู้แต่งพิมพ์ไว้ ณ วันที่

ปริมาณกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูง เพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวนั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการกำจัดพื้นที่การนำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงเนื่องจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

จากผิวของลวดทองแดงถึงกลางมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (Skin Depth) ดังที่แสดงไว้ในรูป 31 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นอยู่กับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่  $100^{\circ}\text{C}$  ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\sigma = \sqrt{\frac{5.62}{f}}$$

เมื่อ  $\sigma$  คือ ความหนาผิวนำกระแส มิลลิเมตร

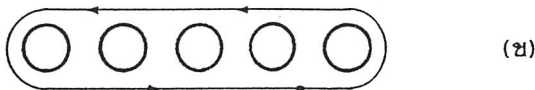
$f$  คือ ความถี่ของกระแส กิโลเฮิร์ตซ์

### 5.5.2 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity Effect)

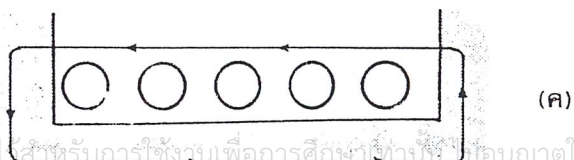
ปกติค่าความซึมซาบของแม่เหล็ก (Permeability  $\mu$ ) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากขึ้น แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่ในความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่วไหล (Leakage Flux) ฟลักซ์รั่วไหลไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรง



(ก)



(ข)



(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอ้างอิงวงมเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที่ 5.8 แสดงลักษณะการเกิดฟลักซ์รั่วไหลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.8 แสดงภาพตัดขวางชั้นของลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นในขณะที่กระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างลวดจะทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานไปกับชั้นของขดลวด เมื่อเส้นฟลักซ์ตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็กของแกนมีค่าสูง และฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นจะเป็นฟลักซ์รั่วไหลนั่นเอง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วไหลจะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงเพิ่มขึ้น และจะมีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่วไหลวางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสไหลวนเกิดขึ้นในลวดทองแดง

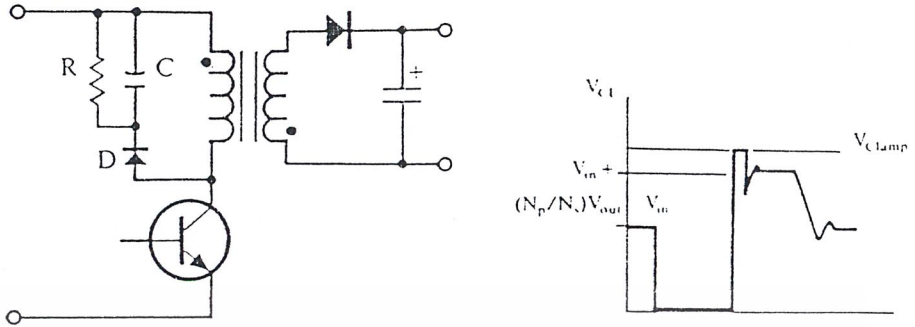
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วไหลเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็ก ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนมากขึ้น จะยิ่งมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย

## 5.6 วงจรสับเบอ ( Snubber Network)

วงจรสับเบอเป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสับเบอในที่นี้จะใช้แบบป้องกันแรงดันเกิน (Clamp Snubber)

### 5.6.1 วงจรสับเบอป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดความปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอว์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอป้องกันแรงดันอาจทำได้ดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุด ที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปต์ ค่าของ R จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปต์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดัน สไปต์ ค่าแรงดันสูงสุดที่ขั้วทรานซิสเตอร์จะเกิดการสไปต์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ และเนื่องจากแรงดันสไปต์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปต์มีค่าลดลง ตัวเก็บ ประจุ C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเลคเตอร์จะกลับค่าสู่ค่าแรง ดันตามการทำงานตามปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่ สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นต้นทำให้เกิดแรงดันสไปต์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทนนั้นคือ

$$\frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} L_i I_{p(PK)}^2$$

เนื่องจาก  $V_c$  จะมีค่าได้ไม่เกิน  $V_{CEO} - V_{Clamp}$  ดังนั้น

$$C = \frac{L I_{p(PK)}^2}{(V_{CEO} - V_{Clamp})^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $L_i$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ (Leakage Inductance)

$I_{p(PK)}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำหุคกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{CEO}$  คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงที่ขอมให้เกิดขึ้นได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหุคนำกระแส

ค่าของ R จะหาได้จาก

$$R = \frac{t_{OFF(min)}}{2 * 3 C}$$

กำลังสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

$$PD = \frac{L_i I_{p(PK)}^2}{2T}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

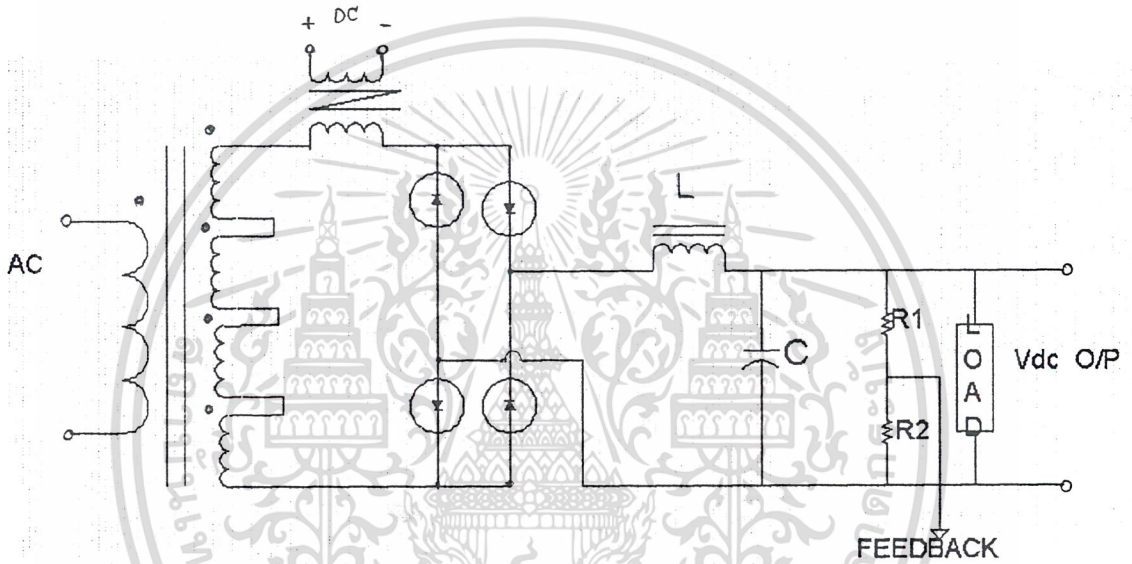
$t_{OFF}$  คือ ช่วงเวลาหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุต

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



รูปที่ 6.1 แสดงการต่อรีแอคเตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูงและวงจรเรียงกระแส

#### 6.1 ลักษณะสมบัติของวงจรเรียงกระแส สำหรับการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่ง

คุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่ดีคือ จะต้องมีความถี่สวิตชิ่งสูง มีความสามารถในการรองรับพลังงาน (Power Handling Capacity) เพียงพอ ซึ่งจะเป็นผลทำให้การเลือกใช้ไดโอดในวงจรเรียงกระแสนี้ ต้องเลือกใช้ไดโอดชนิดพิเศษ ส่วนใหญ่แล้วจะพบแพร่หลายในไดโอด 3 ชนิด คือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.1.1 ไดโอดชนิดฟาสต์ และ ชนิดเร็วฟาสต์ (Fast and Very Fast Recovery)

ถึงแม้ว่าไดโอดชนิดฟาสต์ และเร็วฟาสต์นั้น จะมีแรงคืนดักคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างสูงประมาณ 0.8-1.2 โวลต์ก็ตาม แต่ไดโอดชนิดนี้ก็มีอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูง มักจะนิยมใช้ไดโอดชนิดนี้ในงานที่ต้องการกำลังต่ำจนถึงขนาดปานกลางให้แรงดันเอาต์พุต 12 โวลต์ ขึ้นไป

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

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

### 6.1.2 ไดโอดชนิดชอตกกี (Schottky Barrier Recovery)

จากกราฟลักษณะสมบัติของไดโอดชนิดชอตกกี มีแรงคืนดักคร่อมขณะนำกระแสต่ำประมาณ 0.5 โวลต์ ในทางปฏิบัติแล้วจะใช้ไดโอดชนิดนี้ในงานที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ เช่น ประมาณ 5 โวลต์ และต้องการความเร็วในการสวิตชิ่งสูง เนื่องจากช่วงเวลา  $t_{RR}$  ของไดโอดชนิดนี้มีค่าน้อยมากๆ จนสามารถตัดทิ้งไปได้

แต่ไดโอดชนิดนี้ยังมีข้อด้อยกว่าสองชนิดแรกอยู่ 2 ประการ คือ

- ประการแรกมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับต่ำประมาณ 100 โวลต์
- ประการที่สองคือมีกระแสรั่วไหลย้อนกลับค่อนข้างสูงเป็นผลให้เกิดความร้อนสูง

อย่างไรก็ดีปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขโดยใช้อุปกรณ์ป้องกันโหลดเกิน และการเลือกใช้อุณหภูมิที่เหมาะสม

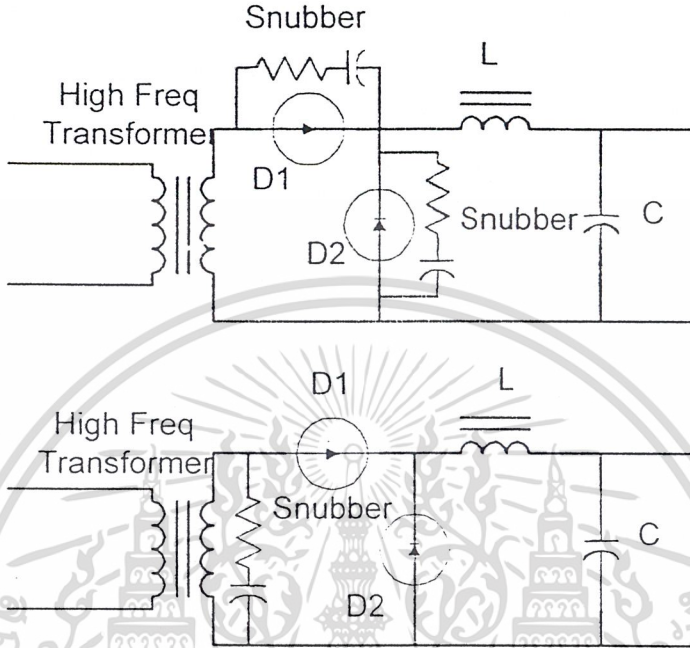
### 6.1.3 การกำจัดแรงดันทรานเซียนท์ (Transient Overvoltage Suppression)

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

เทคนิคในการช่วยแก้ไขปัญหานี้ คือ การเพิ่มวงจร RC สแน็บเบอร์ จะช่วยลดแอมพลิจูด (Amplitude) ของแรงดันให้อยู่ในระดับที่ปลอดภัยได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติหากไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหากไม่มีเห็นเป็นสงวนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อเพิ่มวงจร RC snubber นี้สามารถทำได้ 2 วิธี คือ ต่อคร่อมไดโอดแต่ละตัวเมื่อต้องการกระแสเอาท์พุตสูงๆ หรือ ใช้วงจร snubber เพียงชุดเดียวต่อคร่อมที่ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงเมื่อต้องการกระแสเอาท์พุตต่ำ



รูปที่ 6.2 แสดงการต่อวงจร snubber

โดยสามารถคำนวณค่า RC ได้ดังนี้

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

$$R_s = L_T / C_j$$

เมื่อ  $L_T$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง ไมโครเฮนรี่

$C_j$  คือ ค่าความเก็บประจุของรอยต่อไดโอด พิโคฟารัด

$N$  คือ อัตราส่วนการพันระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานหาได้จาก

$$P_R = 0.5 C_s f (V_{in} / n)^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
เมื่อ  $f$  ทั้งสิ้น คือ ความถี่ของคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน ไม่ว่าจะกี่ครั้งก็ตาม

## 6.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต ( Output Power Inductor)

ในส่วนของการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุตนั้น มีลักษณะคล้ายกับการออกแบบภาคกรองแรงดัน โดยตัวเหนี่ยวนำที่จะกล่าวต่อไปนี้มีหน้าที่หลักอยู่ 2 ประการคือ

1. เป็นตัวเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาเปิดวงจร ในทางทฤษฎีแล้ว ก็เพื่อเป็นตัวรักษาให้มีการจ่ายกระแสเอาต์พุตไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง
2. เพื่อกรองแรงดันให้เรียบ และลดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตให้อยู่ในระดับแรงดันที่ยอมรับได้

ในปัจจุบันการเลือกใช้แกนเหนี่ยวนำก็เป็นส่วนสำคัญควบคู่กับการออกแบบที่เกี่ยวข้องกับความถี่สูง วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนตัวเหนี่ยวนำมากได้แก่ แกนเฟอร์ไรต์ แกนผงเหล็ก (Iron Powder) และแกน โมลิเพอร์มัลลอย (Molypermalloy : MPP)

ซึ่งแกนทั้งหมดที่กล่าวมานี้ล้วนแต่มีคุณสมบัติที่ดี เหมาะสมกับงานด้านการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลัง โดยมีตัวแปร เช่น ราคา น้ำหนัก ขนาด รูปร่าง ตลาด แม้กระทั่งโรงงานผู้ผลิตจะเป็นส่วนช่วยในการเลือกและการตัดสินใจอีกครั้ง

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

1. ความหนาแน่นฟลักซ์ขั้วสูง  $B_{sat}$  ถึง 8000G
2. เก็บสะสมพลังงาน ได้มากกว่า
3. มีขนาดให้เลือกใช้มาก

การคำนวณค่าเอาต์พุตไชน์  $L_o$

การคำนวณค่าเอาต์พุตไชน์ที่เหมาะสมเพื่อให้ฟอว์เวอร์คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุต นับเป็นสิ่งจำเป็นอย่างยิ่ง คือถ้าค่า  $L_o$  มีค่าต่ำมากเกินไป จะทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตสูง ส่วนการกำหนดค่าของ  $L_o$  ที่สูงเกินไปทำให้เอาต์พุตไชน์มีราคาแพงเกินไป และมีการตอบสนองโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ช้า

การกำหนดค่าต่ำสุด  $L_{o(min)}$

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

1. ค่า  $L_o$  ที่ต่ำสุดที่ไม่ทำให้เกิดการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเมื่อโหลดมีค่าต่ำสุดไม่ว่ากรณีใดๆ
2. ค่า  $L_o$  ที่ต่ำสุด เพื่อไม่ให้แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตมีค่าเกินกำหนดครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเพื่อให้พ่วงเวอร์คคอนเวอร์เตอร์เปลี่ยนการทำงานจากโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่กระแสโหลดค่าต่ำสุด ค่าของเอาต์พุตโวลต์จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$L_{o(\min)} = \frac{(V_{out} + V_D) (T - t_{ON(\max)}) V_{in(\min)}}{2 I_o(\min) V_{in(\max)}}$$

เมื่อ  $I_o(\min)$  คือ ค่ากระแสโหลดค่าต่ำที่สุดของคอนเวอร์เตอร์

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

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

เมื่อ ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ  $C_o$  โอห์ม

$V_{ripple}$  คือ ค่าแรงดันกระแสเพิ่มสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้ที่เอาต์พุต โวลต์

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

การกำหนดค่าสูงสุด  $L_{o(\max)}$

ค่าสูงสุดของเอาต์พุตโวลต์ จะถูกจำกัดด้วยค่าอินเวคตินตัว  $t_R$  ของเอาต์พุตเมื่อโหลดมี

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

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

เมื่อ  $t_R$  คือ ค่าเวลาอินเวคตินตัวตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด วินาที

$\Delta I_o$  คือ ค่ากระแสที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด แอมป์

### 6.3 การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต

ในการเลือกใช้ตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตนั้น สิ่งที่ต้องออกแบบจะต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากคือ อัตราทนกระแสขณะใช้งานสูงสุด ความถี่ในการสวิตชิ่ง และชนิดของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้

ปัจจุบันนิยมใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก ( Electrolytic Capacitor) ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้ จะส่งผลโดยกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต และ

อายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่าสูงมากๆ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตามไปด้วยทำให้เกิดความร้อนและอายุการใช้งานสั้นลง

ปัจจุบันตัวเก็บประจุมีขีดจำกัดอุณหภูมิสูงถึง 105 C และค่า ESR ต่ำที่ความถี่สวิตช์ที่สูงๆ ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ยิ่งไปกว่านั้นผู้ผลิตบางรายยังรับประกันการทำงานของตัวเก็บประจุที่ตนผลิตนั้นสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงๆถึง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ทีเดียว

ยังมีตัวเก็บประจุนิกชนิดหนึ่งที่จะกล่าวถึง คือ ตัวเก็บประจุนิกฟิล์ม ( Film Capacitor) จากความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีได้พัฒนาตัวเก็บประจุนิกนี้ให้มีอัตราทนกระแสได้สูง และค่า ESR ต่ำกว่าตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก ผู้ผลิตบางรายจะบอกถึงอัตราทนกระแสของตัวเก็บประจุแบบฟิล์มด้วย

ในการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุทางเอาท์พุทนั้น จะอ้างอิงรูปกระแสสัญญาณที่ตัวเก็บประจุเอาท์พุท  $C_{out}$  สังเกตพบว่าทิศทางที่กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวกเริ่มที่เวลา  $t_1$  ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาเปิดวงจร และสิ้นสุดที่เวลา  $t_2$  ซึ่งก็เป็นกึ่งกลางของช่วงเวลาเปิดวงจร จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในลักษณะดังกล่าว จึงเป็นผลให้เกิดแรงดันกระแสเพิ่ม ( $\Delta V_o$ ) มีค่าดังสมการข้างล่าง

$$V_{out} = \frac{1}{C_{out}} \int_{t_1}^{t_2} I dt$$

กระแสเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  เท่ากับ  $(\Delta V_{out}/2)/2$  หรือ  $\Delta I_o/4$  ดังนั้นจากสมการด้านบน จะได้

$$V_{out} = \frac{I_{out} * T}{4C_{out} * 2}$$

$$= \frac{(\Delta I_o) T}{8C_{out}}$$

$$= \frac{\Delta I_{out}}{8f C_{out}}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาทั้งหมดของ  $T_{on}$  และ  $T_{off}$  จักรูปแบบของสมการใหม่ เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุ

เอาท์พุทค่าสุดท้ายคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8 f \Delta V_{out}}$$

- เมื่อ  $I_{out}$  เท่ากับ  $0.25 I_L$   
 $I_L$  คือ กระแสเอาต์พุต  
 $\Delta V_{out}$  คือ แรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอด (peak to peak)  
 $f$  คือ ความถี่ใช้งาน

เพื่อที่จะให้ค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าต่ำ อาจคำนวณหาค่า ESR ของตัวเก็บประจุ ได้จากสมการ

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}}$$

แต่ยังมีอีกสิ่งหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึง อีกประการหนึ่งก็คือ การเลือกค่า LC ฟิลเตอร์ เพราะอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงโดยตรงอยู่ 2 ประการคือ ประการแรกการใช้  $L$  และ  $C$  ร่วมกันนั้นอาจส่งผลโดยตรงกับเสถียรภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง และประการที่สอง ถ้าเลือกค่า  $L$  น้อยและค่า  $C$  มาก จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ ( Impedance) ช่วงขณะของเอาต์พุตฟิเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่า การตอบสนองต่อทรานเซียนท์ ( Transient Response) ของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดคิขึ้นนั่นเอง

ในการพิจารณาการตอบสนองต่อทรานเซียนท์ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง องค์ประกอบที่สำคัญไม่ได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถกลับคืนสู่ระดับปกติเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน แต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแล้วนั้นระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงสูงสุดเท่าใด เพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงมากเกินไป อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ผิดพลาด

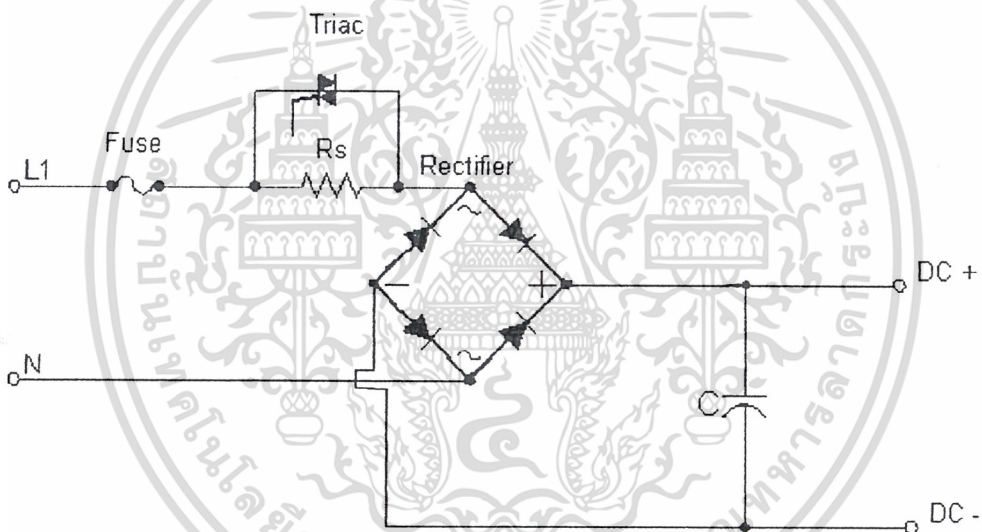
## บทที่ 7

### การออกแบบและการสร้างสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

โครงการที่ทำการศึกษามีข้อกำหนดในการออกแบบ ดังนี้

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต	24 โวลต์
กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต	25 แอมป์
ทำงานที่ความถี่	50 กิโลเฮิร์ตซ์
ประสิทธิภาพ	80 เปอร์เซ็นต์

#### 7.1 การออกแบบวงจรส่วนอินพุต



รูปที่ 7.1 แสดงวงจรส่วนอินพุต

##### 7.1.1 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

$$\text{กำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต} = 24 \times 25 = 600 \text{ วัตต์}$$

$$\text{กำลังไฟฟ้าด้านอินพุต} = \frac{600}{0.8} = 750 \text{ วัตต์}$$

เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าที่ผ่านชุดเรกติไฟเออร์อยู่ในช่วง 280 ถึง 342 โวลต์ (เมื่อ  $\pm 10$  เปอร์เซ็นต์) และค่าแรงดันริบเบิลที่ยอมรับให้คิด 10 เปอร์เซ็นต์ ของ 280 โวลต์

จะได้กระแส 
$$\text{จะได้กระแส} = \frac{750}{280} = 2.68 \text{ แอมป์}$$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เวลาที่ประจุ} = \frac{1}{2 * 50} = 0.01 \text{ วินาที}$$

$$\text{ดังนั้นตัวเก็บประจุฟิลาเตอร์} = \frac{2.68 * 0.01}{14} = 1914 \text{ ไมโครฟารัด}$$

เลือกใช้ตัวเก็บประจุฟิลาเตอร์ขนาด 820 ไมโครฟารัด ทนแรงดัน 400 โวลต์ 3 ตัวขนานกัน

ได้ตัวเก็บประจุฟิลาเตอร์ขนาด 2460 ไมโครฟารัด ทนแรงดัน 400 โวลต์

### 7.1.2 เรกตีไฟเออร์

แรงดันไฟฟ้าอินพุตคิดเพื่อ 10 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งจะอยู่ในช่วง 190 ถึง 242 โวลต์

หาค่ากระแสไฟฟ้าประสิทธิภาพ  $I_e$

$$I_e = \frac{P_{IN}}{V_{IN RMS}} \dots\dots\dots(7.1)$$

เมื่อ  $I_e$  คือ ค่ากระแสไฟฟ้าประสิทธิภาพ เป็นอาร์เอ็มเอสแอมป์

$P_{IN}$  คือ กำลังงานที่จ่ายเข้าทางอินพุต เป็นวัตต์

$V_{IN RMS}$  คือ แรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสโวลต์

จากสมการ(7.1) จะได้  $I_e = \frac{750}{198} = 3.79 \text{ แอมป์}$

กำหนดให้  $R_s = 0.5 \text{ โอห์ม}$

ในการนำค่า  $R_s$  ไปคำนวณหาค่าต่างๆ โดยทั่วไปจะเขียนอยู่ในรูปแฟกเตอร์ของความต้านทาน  $R_{sf}$  โดยที่

$$R_{sf} = R_s * P_{IN} \dots\dots\dots(7.2)$$

จากสมการ (7.2) จะได้  $R_{sf} = 0.5 * 750 = 375 \text{ โอห์มวัตต์}$

นำค่า  $R_{sf}$  ไปใช้หาค่ากระแสไฟฟ้าต่างๆ จากกราฟรูปที่ 7.2 และ รูปที่ 7.3

กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสที่อินพุต ( $V_{IN RMS}$ ) จากกราฟรูปที่ 7.2 คิดที่โหลด 100 เปอร์เซ็นต์ นั่นคือ เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าได้ออกไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ใช้กำลังไฟฟ้าอินพุต 100 เปอร์เซ็นต์ และ ค่า  $R_{sf}$  เท่ากับ 375 โอห์มวัตต์ จะได้ค่าดังนี้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหากมีเหตุขัดแย้งและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟรูปที่ 7.2

$$\frac{I_{IN\ RMS}}{I_e} = 1.45$$

$$I_{IN\ RMS} = 1.45 * 3.79 = 5.49 \text{ แอมป์}$$

ดังนั้นจะได้ฟิวส์อินพุต (เพื่อไว้ 50%) = 1.5 \* 5.49 = 8.235 แอมป์

เลือกใช้ฟิวส์อินพุตขนาด 10 แอมป์

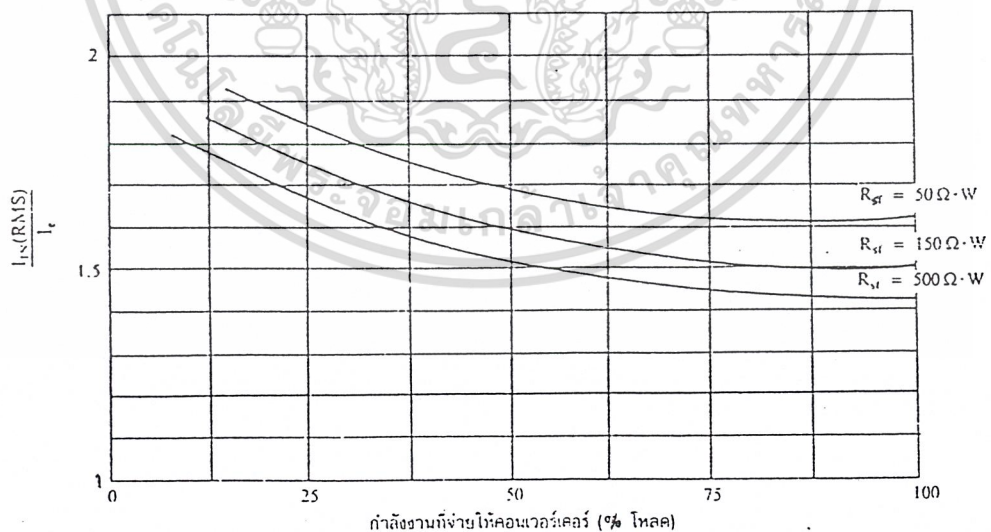
ค่ากระแสสูงสุดที่อินพุต ( $I_{peak}$ ) ซึ่งจะเป็นตัวเดียวกับกระแสสูงสุดที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ดังนั้นจากกราฟรูปที่ 7.3 จะได้

$$\frac{I_{peak}}{I_e} = 4.5$$

$$I_{peak} = 4.5 * 3.79 = 17.05 \text{ แอมป์}$$

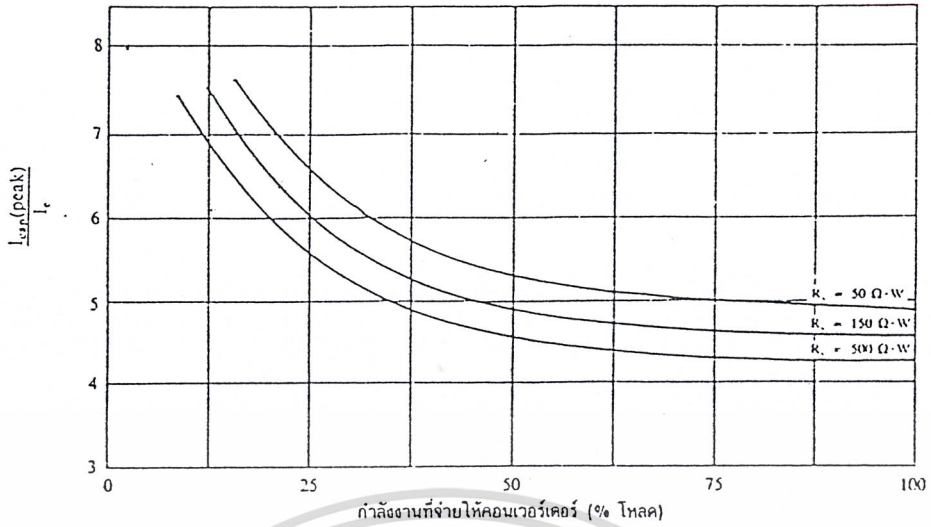
ดังนั้นไดโอดเรกติไฟเออร์จะต้องมีอัตราทนกระแสสูงสุดชั่วขณะมากกว่า 17.05 แอมป์ และต้องทนกระแสขณะไบแอสตรงมากกว่า 8.235 แอมป์

เลือกใช้บริดจ์เรกติไฟเออร์ เบอร์ S25VB60 ทนได้ 25A 600 V.



รูปที่ 7.2 แสดงค่ากระแสอินพุตอาร์เอ็มเอสที่ผ่านเรกติไฟเออร์เมื่อเปรียบเทียบกับ

ค่าของกระแสประสิทธิภาพต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ที่ค่า  $R_L$  ต่างๆ กัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

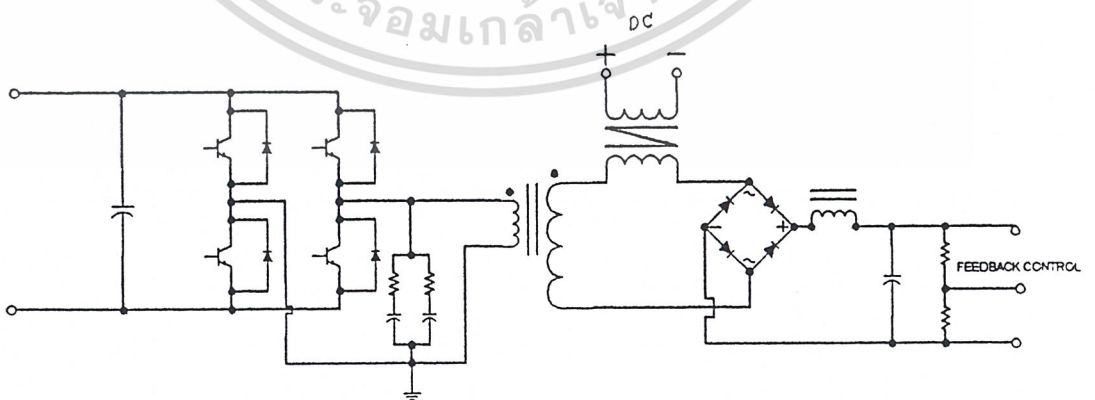


รูปที่ 7.3 แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแสประสิทธิภาพต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ ที่ค่า  $R_{sf}$  ต่างๆ กัน

7.1.3 ชุดป้องกันกระแสกระชาก

จะใช้  $R_s$  ขนาด 4.7 โอห์ม 20 วัตต์ เพื่อจำกัดกระแสกระชากเนื่องจาก  $R_s$  ที่ต่อเข้าไป จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียในตัว  $R_s$  จะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายลดลง ดังนั้นจึงออกแบบให้มี Triac เพื่อใช้ในการ soft start โดยนำสัญญาณทริกซ์มาจากหม้อแปลงที่ต่อเพื่อเลี้ยงไอซีในวงจร

7.2 การออกแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที่รูปที่ 7.4 แสดงวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ค่าเวลาการทำงาน } T = \frac{1}{50 * 10^3} = 20 * 10^{-6} \text{ วินาที}$$

ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต  $t_{on(max)}$

$$t_{on(max)} = 0.4 T = 0.4 * 20 * 10^{-6} = 8 * 10^{-6} \text{ วินาที}$$

### 7.2.1 หม้อแปลงสวิตชิง

เนื่องจากกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต = 600 วัตต์

ความถี่ที่ใช้งาน = 50 กิโลเฮิร์ตซ์

นำค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตและความถี่ที่ใช้งานไปพิจารณาเลือกแกนเฟอร์ไรต์จากตาราง 5.1 จากตาราง 5.1 จะเลือกแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE 55/55 A โดยใช้วัสดุชนิด 3C8

จำนวนรอบด้านปฐมภูมิ  $N_p$

$$\text{จากสมการ (4.4)} \quad N_p = \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE(sat)}) t_{on(max)} * 10^8}{\Delta B_{max} * A_c}$$

จากตารางแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55 A H 45

จะได้  $\Delta B_{max} = 3200$  เกาส์

$A_c = 353$  ตารางมิลลิเมตร = 3.53 ตารางเซนติเมตร

ค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างอิมิตเตอร์ และ คอลเลคเตอร์ = 1V มีค่าน้อย จึงไม่นำมาพิจารณา

$$\text{แทนค่า} \quad N_p = \frac{280 * 8 * 10^{-6} * 10^8}{3200 * 3.53} = 19.83 \text{ รอบ}$$

เลือกจำนวนรอบด้านปฐมภูมิ เท่ากับ 20 รอบ

จำนวนรอบด้านทุติยภูมิ

$$\text{จากสมการ (4.3)} \quad \frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE(sat)}) t_{on(max)}}{(V_{out} + V_D)(T/2)}$$

เอกสารนี้ถ้าไม่พิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดด้านเอาต์พุตเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ 
$$N_s = \frac{20 * 24 * 20 * 10^{-6}}{2 * 280 * 8 * 10^{-6}} = 2.143 \text{ รอบ}$$

เลือกจำนวนรอบทางด้านทุติยภูมิเท่ากับ 3 รอบ

ค่ากระแสสูงสุดทางด้านปฐมภูมิ  $I_{p(pk)}$

จากสมการ (4.6) 
$$I_{p(pk)} = \frac{P_o T}{2 \eta V_{(min)} t_{on(max)}} + \frac{(V_{(min)} - 2 V_{CE}) t_{on(max)}}{L_p}$$

ค่าเหนี่ยวนำทางด้านปฐมภูมิ  $L_p$  เมื่อ  $I_g$  มีมิติเมตร

จากสมการ (4.5) 
$$L_p = \frac{4 \pi A_e N_p^2 * 10^{-8}}{I_g}$$

แทนค่า 
$$L_p = \frac{4 \pi * 3.5 * 20^2 * 10^{-8}}{0.1} = 1.77 * 10^{-3} \text{ เฮนรี}$$

ดังนั้น 
$$I_{p(pk)} = \frac{600 * 20 * 10^{-6}}{2 * 0.8 * 280 * 8 * 10^{-6}} + \frac{280 * 8 * 10^{-6}}{1.77 * 10^{-3}}$$

$$= 3.73 \text{ A}$$

นำค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดทางด้านปฐมภูมิไปเทียบหาขนาดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2SC 2498

## 7.2.2 การทำขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

เลือกขนาดของขดลวดของปฐมภูมิ

$$I_{p(rms)} = I_{p(pk)} \sqrt{D}$$

เมื่อ  $D$  คือ ค่าคิวด์ไซเคิล

จาก  $I_{p(pk)} = 3.73 \text{ แอมป์}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{p(rms)} = 3.73\sqrt{0.8} = 3.415 \text{ แอมป์}$$

$$\text{กำหนดความหนาแน่นของกระแส} = 4.5 \text{ แอมป์ / ตารางมิลลิเมตร}$$

$$\text{พื้นที่ที่ต้องการทางปฐมภูมิ} = \frac{3.415}{4.5} = 0.76 \text{ ตารางมิลลิเมตร}$$

เนื่องจากความหนาของผิวตัวนำกระแสจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน เนื่องจากใช้งานที่ความถี่ 50 kHz นำไปเทียบกับตารางที่ 7.1 และตารางที่ 7.2 เพื่อนำไปหาขนาดของขดลวด

เลือกขดลวดขนาด 21 SWG ซึ่งมีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 0.8128 มิลลิเมตร

$$\text{หาพื้นที่ของลวดทองแดง 1 เส้น} = \frac{\pi (0.8128)^2}{4} = 0.519 \text{ ตารางมิลลิเมตร}$$

$$\text{จำนวนของเส้นลวดทองแดง} = \frac{0.76}{0.519} = 1.46 \text{ เส้น}$$

ดังนั้นจะใช้ขดลวดขนาด 21 SWG ทั้งหมด 2 เส้น พันขนานกันไป

เลือกขนาดของขดลวดทุติยภูมิ

$$D = 0.4$$

$$I_{s(rms)} = 25\sqrt{0.4} = 15.81 \text{ แอมป์}$$

$$\text{กำหนดค่าความหนาแน่นของกระแส} = 4.5 \text{ แอมป์ / ตารางมิลลิเมตร}$$

$$\text{พื้นที่ที่ต้องการทางด้านขดลวดทุติยภูมิ} = \frac{15.81}{4.5} = 3.51 \text{ ตารางมิลลิเมตร}$$

เนื่องจากกระแสทางขดลวดทุติยภูมิมีค่ามาก จึงเลือกขดลวดที่ใช้ในการพันเป็นลักษณะแผ่น โดยกำหนดความกว้างของแผ่นทองแดงต้องไม่กว้างกว่าความกว้างของแกนบอบบี้

$$\text{กำหนดความกว้างของแผ่นทองแดง} = 10 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$\text{ความหนาของแผ่นทองแดง} = \frac{3.51}{10} = 0.351 \text{ มิลลิเมตร}$$

เลือกใช้แผ่นทองแดงหนา 0.5 มิลลิเมตร 1 แผ่นพันไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Skin Depth In Copper Wire at 70 °C

Frequency , kHz	Skin depth , mils*
25	17.9
50	12.7
75	10.4
100	8.97
125	8.02
150	7.32
175	6.78
200	6.34
225	5.98
250	5.67
300	5.18
400	4.49
500	4.01

ตารางที่ 7.1 แสดงผลความลึกของผิวลวดทองแดง ที่อุณหภูมิ 70 องศาเซลเซียส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาตรฐานเกจ		เส้นผ่านศูนย์กลาง (มิล : 1/1,000 นิ้ว)	ค่าความต้านทานต่อความยาว 1,000 ฟุต (โอห์ม : 1,000 ฟุต)	เส้นผ่านศูนย์กลาง (มิลลิเมตร)	ค่าความต้านทานต่อความยาว 1 กิโลเมตร (โอห์มต่อกิโลเมตร)
AWG	SWG				
-	16	64.00	2.532	1.6260	8.307
-	-	62.99	2.614	1.6000	8.575
15	-	57.07	3.184	1.4500	10.470
-	17	56.00	3.307	1.4220	10.850
-	-	55.12	3.414	1.4000	11.200
16	-	50.82	4.016	1.2910	13.180
-	-	49.21	4.282	1.2500	14.050
-	18	48.00	4.501	1.2190	14.770
17	-	45.26	5.064	1.1500	15.610
-	-	44.09	5.333	1.1200	17.500
18	-	40.30	6.385	1.0240	20.950
-	-	39.37	6.691	1.0000	21.950
-	20	36.00	8.002	0.9144	26.250
19	-	35.89	8.051	0.9119	26.410
-	-	35.51	8.222	0.9000	17.100
-	21	32.00	10.130	0.8128	33.230
20	-	31.96	10.150	0.8120	33.300
-	-	31.50	10.450	0.8000	34.300
21	-	28.46	12.800	0.7231	41.990
-	22	28.00	13.230	0.7112	43.400
-	-	27.95	13.270	0.7100	43.550
22	-	25.35	16.140	0.6440	52.950
-	-	24.80	15.580	0.6300	55.310
-	23	24.00	18.000	0.0696	59.070
23	-	22.57	20.360	0.5734	66.800
-	-	22.04	21.330	0.5600	70.000
-	24	22.00	21.430	0.5588	70.300
24	-	20.10	25.670	0.5107	84.220
-	25	20.00	25.930	0.5080	85.060
-	-	19.69	26.760	0.50000	87.810
-	26	18.00	32.010	0.4572	105.000
25	-	17.90	32.370	0.4548	106.200
-	-	17.72	33.040	0.4500	108.400
-	27	16.40	38.550	0.4162	126.500
26	-	15.94	40.810	0.4050	133.900
-	-	15.75	41.280	0.4000	137.200
-	28	14.80	47.350	0.3759	155.300
27	-	14.200	51.47	0.360800	168.90
-	-	13.970	53.10	0.355000	174.20
-	29	13.600	56.07	.0345400	184.00
28	-	12.640	64.90	0.321100	212.90
-	-	12.400	67.45	0.315000	221.20
-	30	12.400	67.45	0.315000	221.20

### ตารางที่ 7.2 แสดงข้อมูลของลวดตัวนำในมาตรฐาน AWG และ SWG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.2.3 ค่าเอาต์พุตใช้ $L_o$

$$L_o = \frac{0.5 V_o T}{I_o}$$

$$\begin{aligned} L_o &= \frac{0.5 * 24 * 20 * 10^{-6}}{25} \text{ เฮนรี่} \\ &= 9.6 * 10^{-6} \text{ เฮนรี่} \end{aligned}$$

เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ C-C 39/45

$$\text{จะได้ } A_e = 1.36 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$\Delta B_{\max} = 300 * 10^{-3} \text{ เทสลา}$$

$$N = \frac{L_o * I_o * 10^4}{\Delta B_{\max} * A_e} = \frac{9.6 * 10^{-6} * 25 * 10^4}{300 * 10^{-3} * 1.36} = 5.88 \text{ รอบ}$$

เลือกใช้จำนวนรอบที่พัน 6 รอบ

$$I_g = 4 \pi A_e * N^2 * 10^{-8} = 4 \pi 1.36 * 6^2 * 10^{-8} = 0.64$$

มิลลิเมตร

$$L_o = 9.6 * 10^{-6} \text{ H}$$

ระยะแก้ปัดต้องไม่เกิน 20 เปอร์เซ็นต์ของขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนกลาง

$$I_g = \frac{20 * 12.5}{100} = 2.5 \text{ มิลลิเมตร}$$

การพันขดลวดจะพันลักษณะเดียวกันกับขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่งซึ่งกระแสที่ไหลผ่านมีค่าเท่ากัน โดยจะใช้แผ่นทองแดงมีความหนา 0.5 มิลลิเมตร พันไปเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.2.4 ตัวเก็บประจุเอาต์พุต $C_o$

เนื่องจากค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ ESR คุณตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_o$  จะอยู่ในช่วง  $50 * 10^{-6}$  ถึง  $80 * 10^{-6}$

$$\text{ดังนั้น } C_o = \frac{I_o * T_{on} (\text{max})}{V_{\text{ripple}}}$$

$$V_{\text{ripple}} = 50 \text{ มิลลิโวลต์}$$

$$\text{เพราะฉะนั้น } C_o = \frac{25 * 8 * 10^{-6}}{50 * 10^{-3}} = 4000 \text{ ไมโครฟารัด}$$

เลือกใช้ตัวเก็บประจุเอาต์พุตขนาด 10000 ไมโครฟารัด

### 7.2.5 เรกติไฟเออร์ด้านเอาต์พุต

เลือกไดโอดแบบฟาสต์-รีคัฟเวอร์เวอร์ เบอร์ 61MG40 ทนแรงดันได้ 600 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 8

### ผลการทดลองและรูปกราฟแสดงผลการทดลอง

#### ตารางแสดงผลการทดลอง

LOAD (%)	$V_{in}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$V_{out}$ (V)	$I_{out}$ (A)	$P_{out}$ (W)	$\eta$ (%)	% Reg
No Load	220	0.8	120	24	-	-	-	-
12.5	220	1.1	160	24	2.7	64.8	40.5	0
25	220	1.6	220	24	5.0	120.0	54.5	0
37.5	220	2.2	290	24	7.6	182.4	62.9	0
50	220	2.5	360	24	10.0	240.0	66.7	0
62.5	220	3.1	440	24	12.6	302.4	68.7	0
75	220	3.5	510	24	15.0	360.0	70.6	0
87.5	220	3.9	580	24	17.5	420.0	72.4	0
100	220	4.3	650	24	20.2	484.8	74.6	0

ตาราง 8.1 แสดงผลการทดลองขณะใช้รีแอกเตอร์ควบคุม

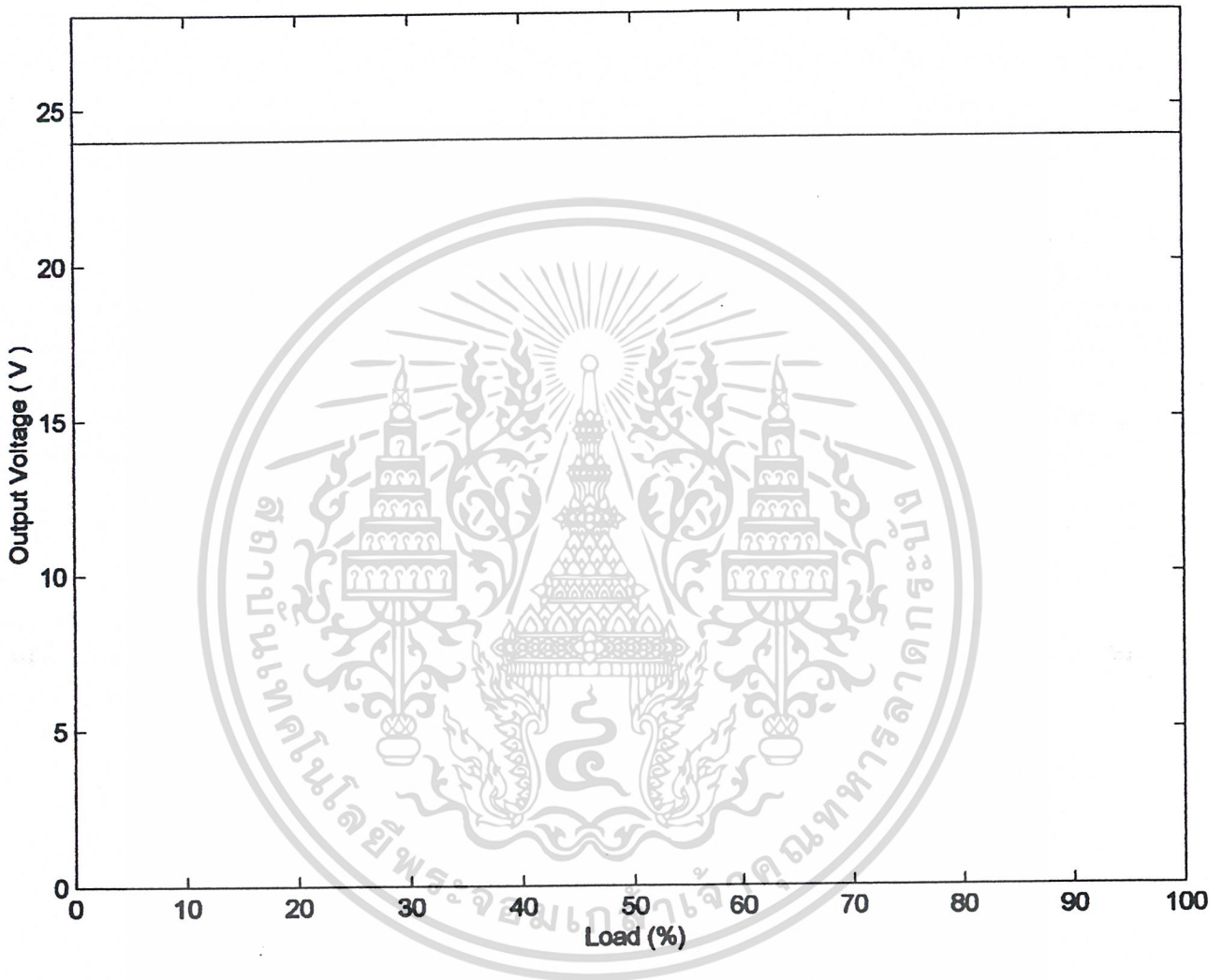
$\eta$  คือ ประสิทธิภาพ

%Reg คือ เปอร์เซนต์โหลดเรกกูเลชั่น

ผลการทดลองอาจมีความผิดพลาดเนื่องจากเครื่องมือวัดมีความผิดพลาดได้

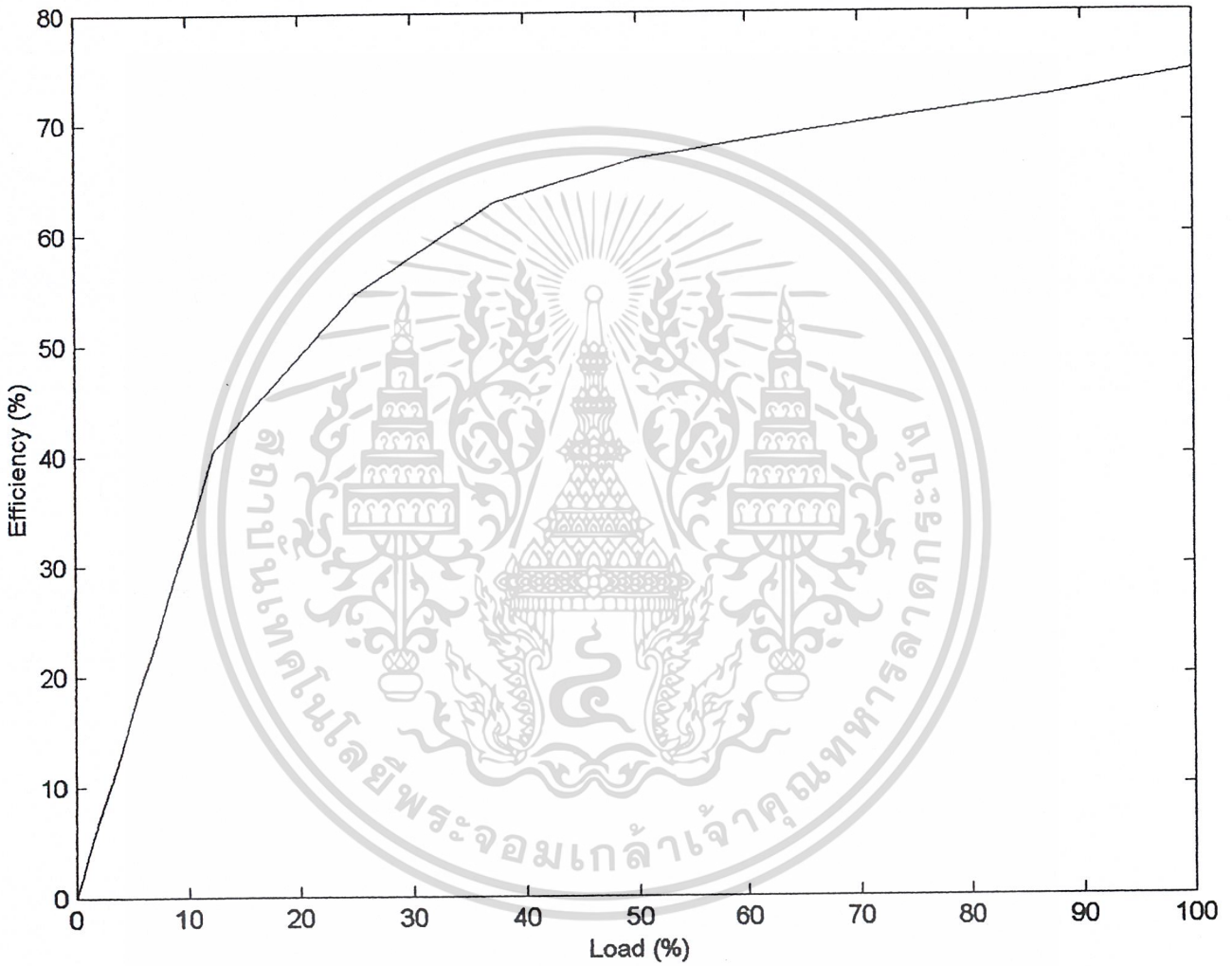
ในโครงงานมีรูปกราฟดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



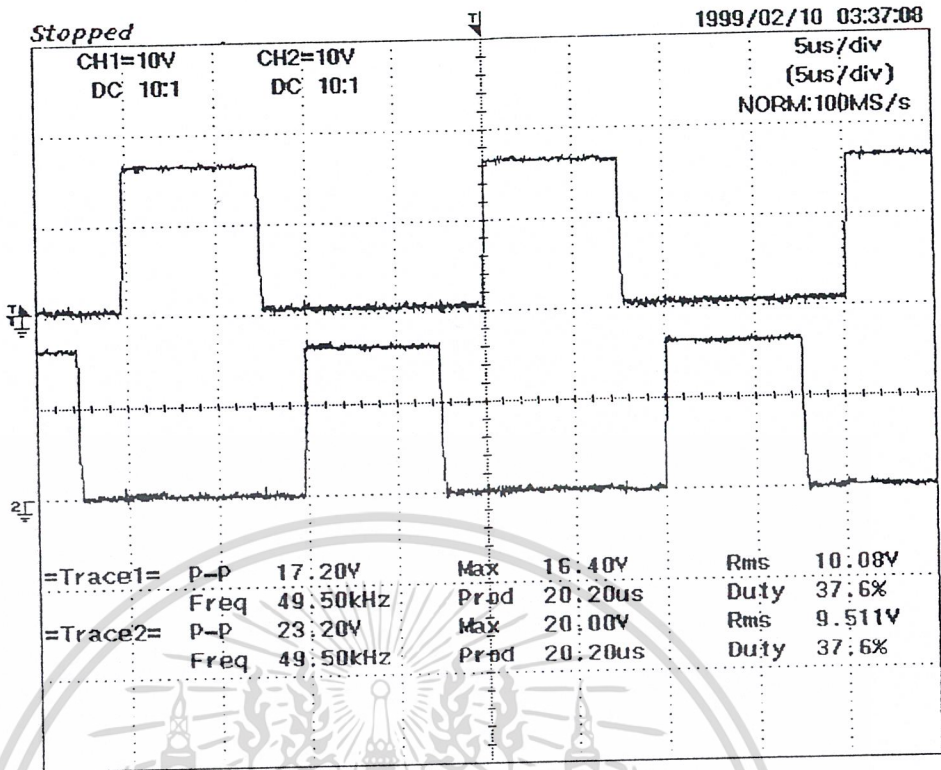
รูป 8 a) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับเปอร์เซ็นต์โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

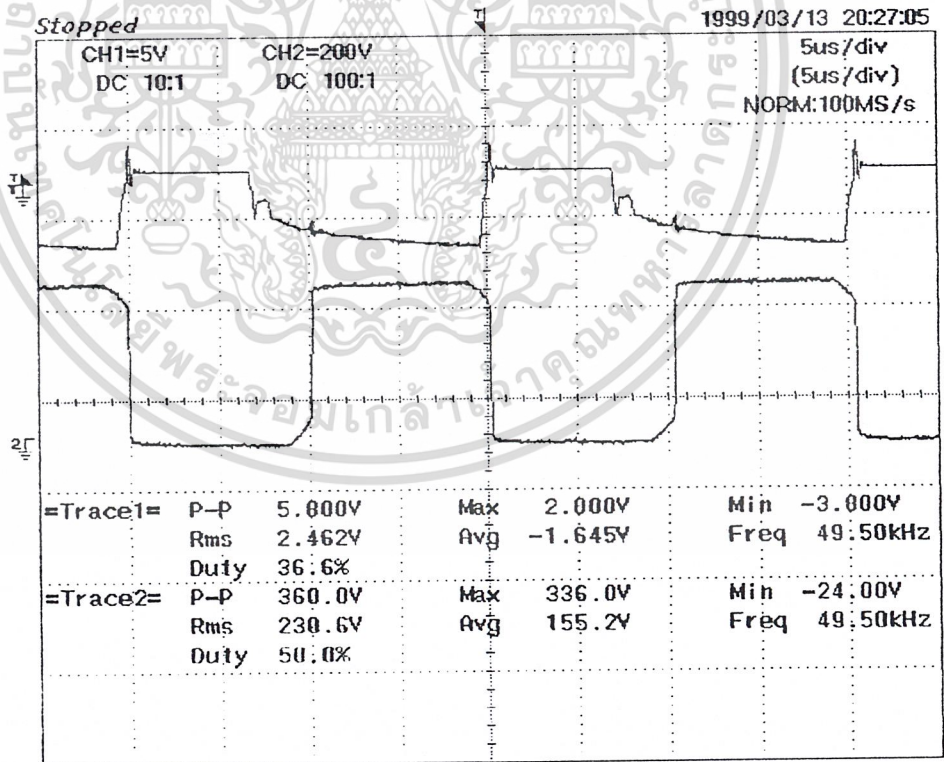


รูป 8 บ) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับเปอร์เซ็นต์โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

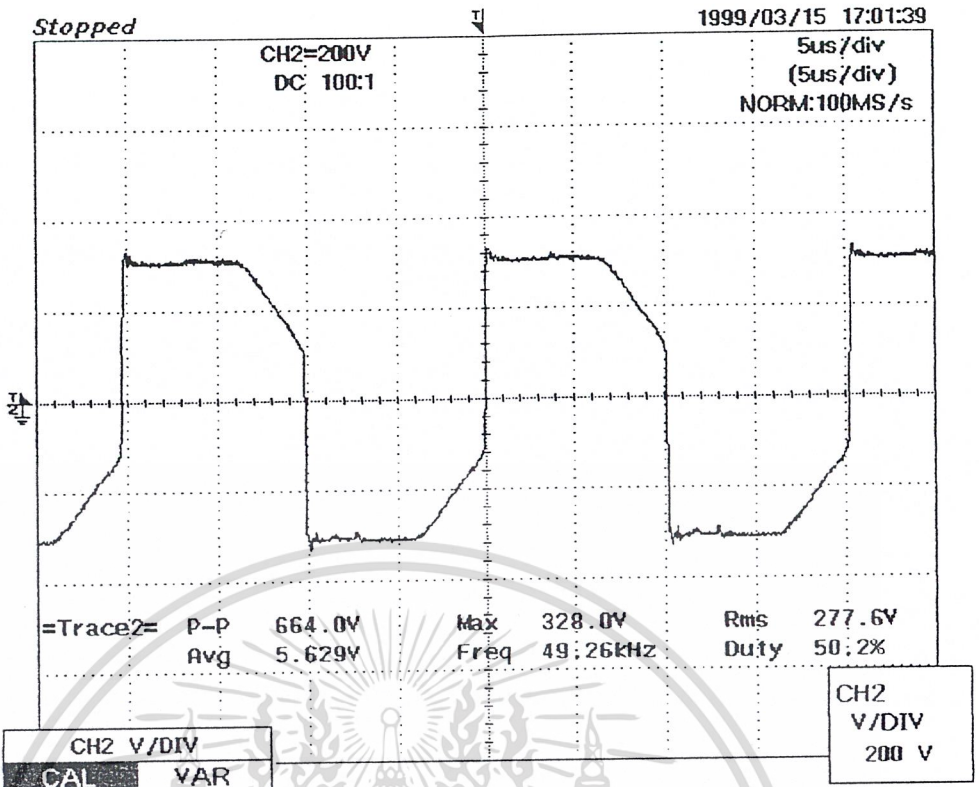


รูปที่ 8.1 แสดงกราฟสัญญาณความถี่จากไอซี TL 494



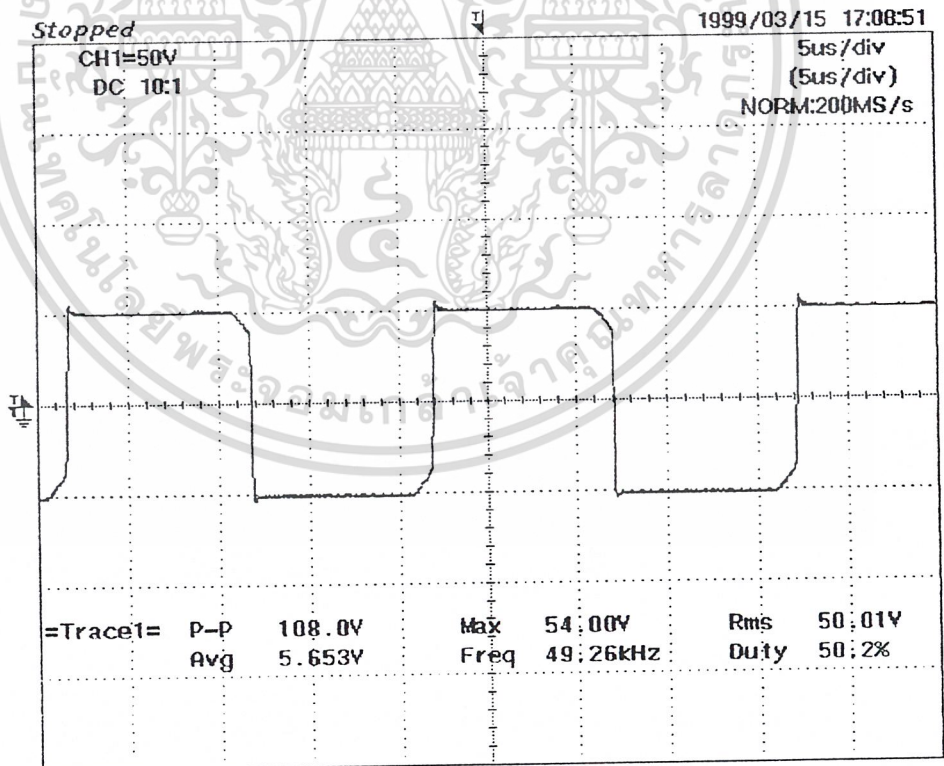
รูปที่ 8.2 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมเบสกับอิมิตเตอร์ เปรียบเทียบกับกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น มิใช่เอกสารที่จะเผยแพร่สู่สาธารณะ (No-Load) ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓.3 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลัง ทางด้านปฐมภูมิ

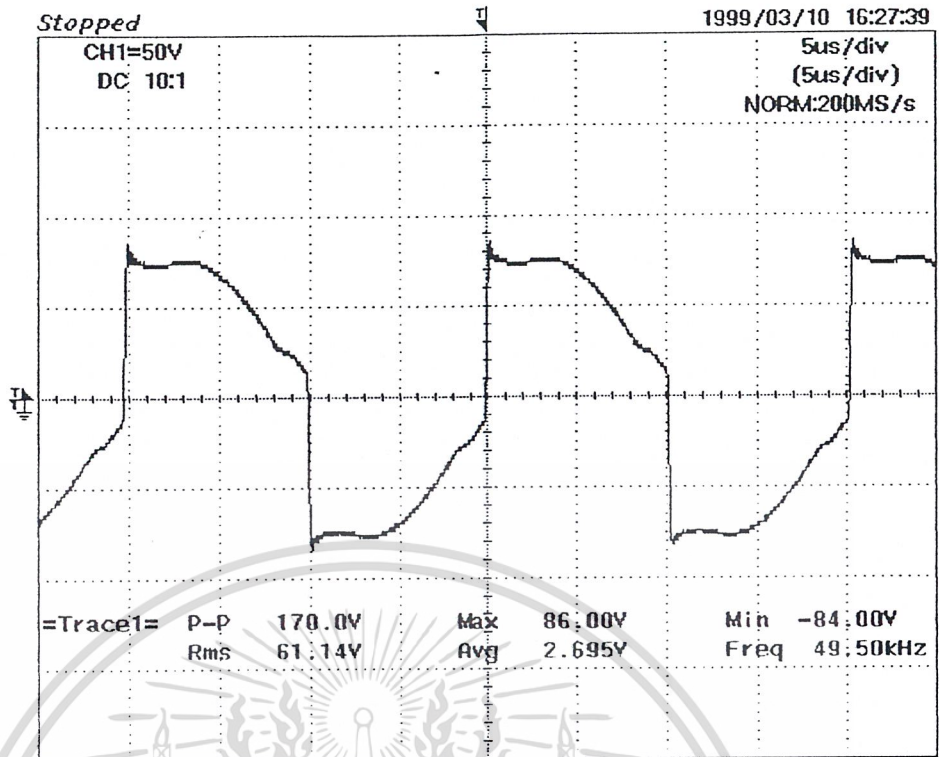
ขณะ (No - Load)



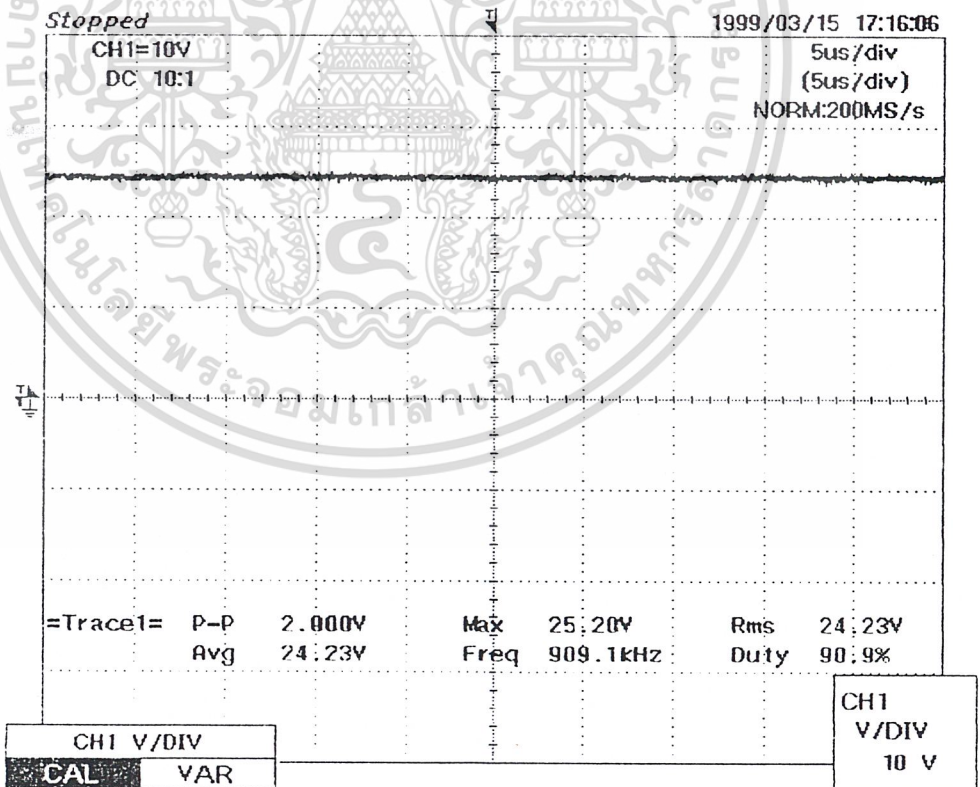
รูปที่ ๓.4 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านทุติยภูมิ

ขณะ (No - Load)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

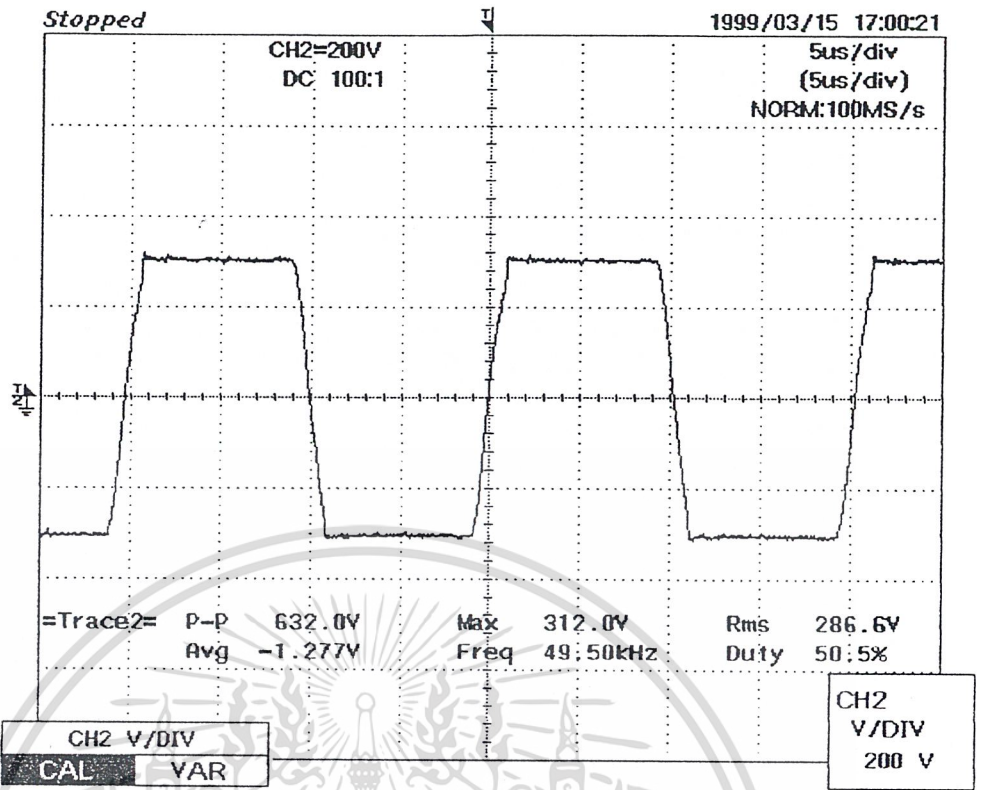


รูปที่ 8.5 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะ (No - Load)



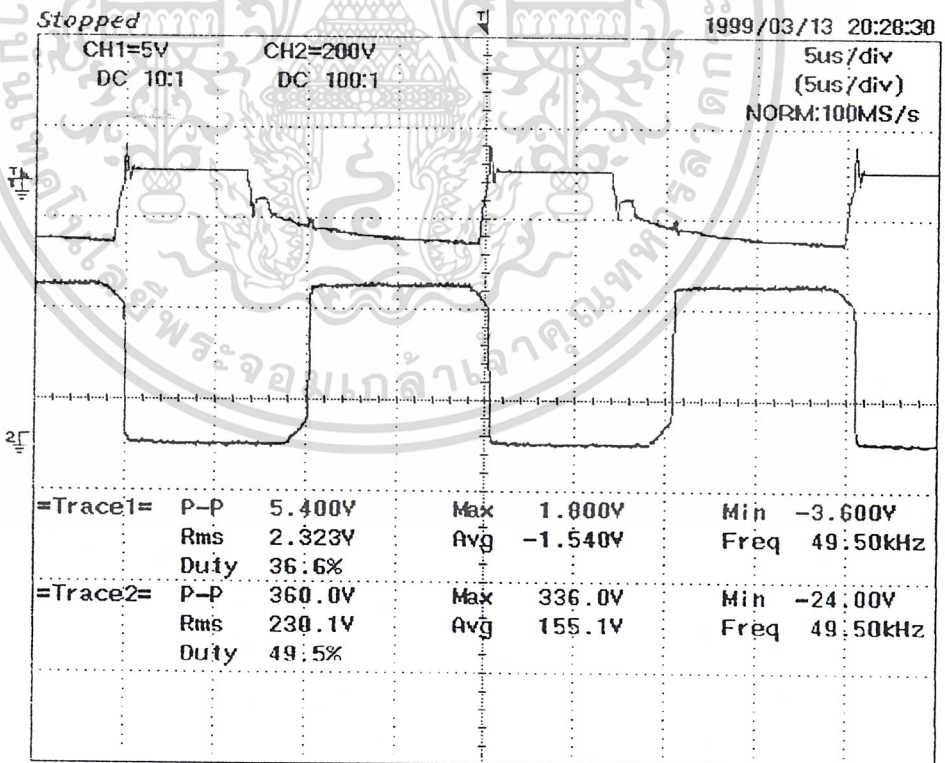
รูปที่ 8.6 แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุต ขณะ (No - Load)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



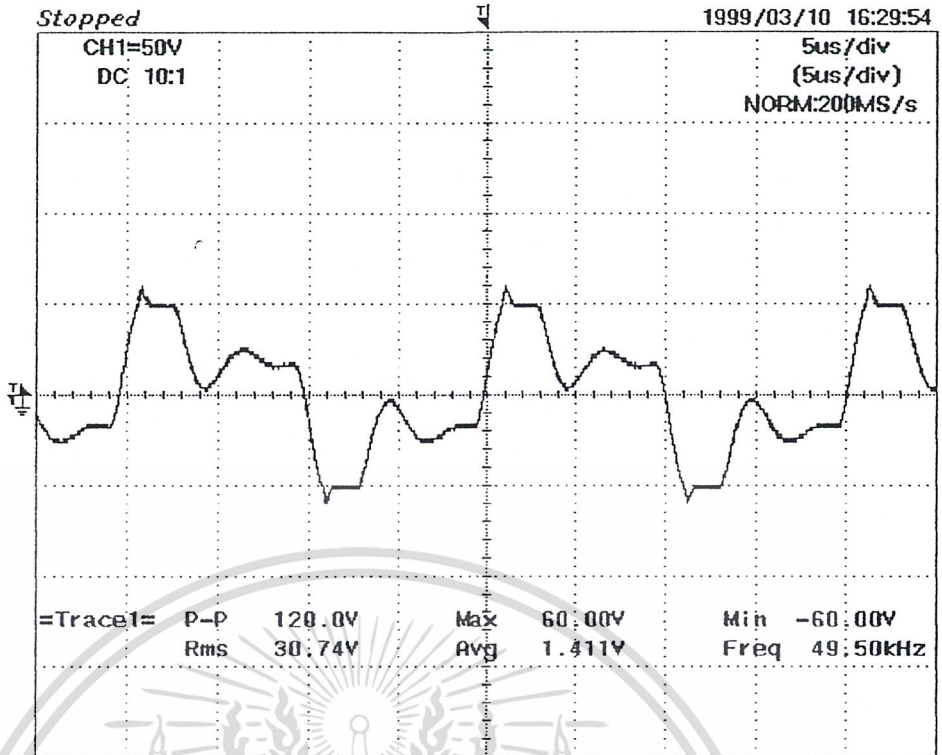
รูปที่ 8.7 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ

ขณะ 25% Load

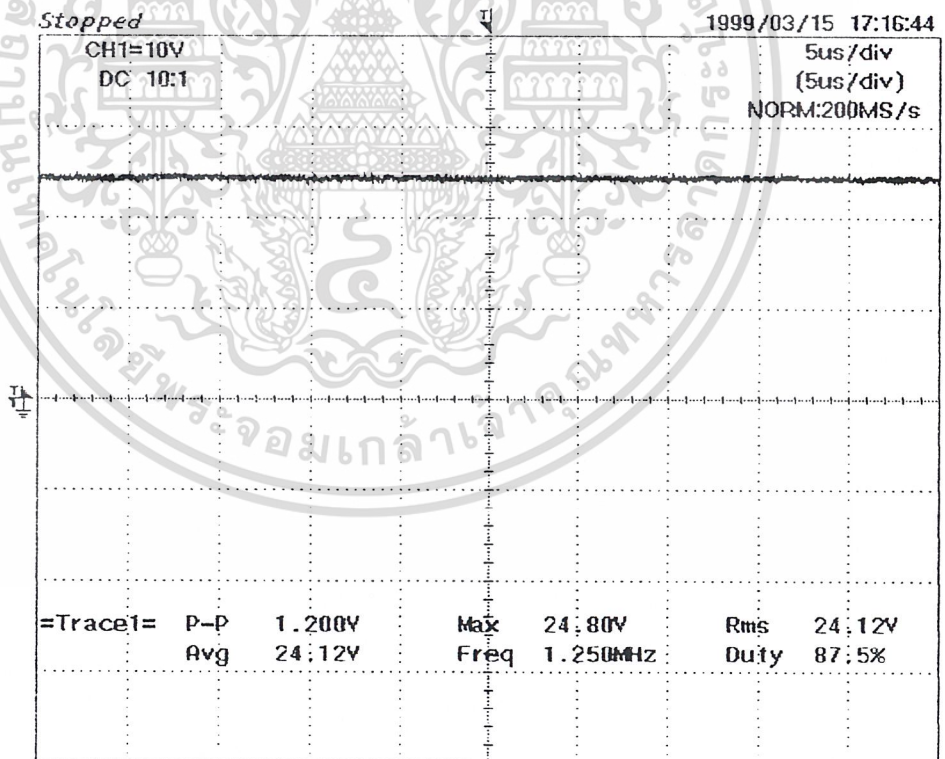


รูปที่ 8.8 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดกับอิมิตเตอร์ เปรียบเทียบกับกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ระหว่างทดลองกับอิมิตเตอร์ ขณะ 25% Load ขนด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

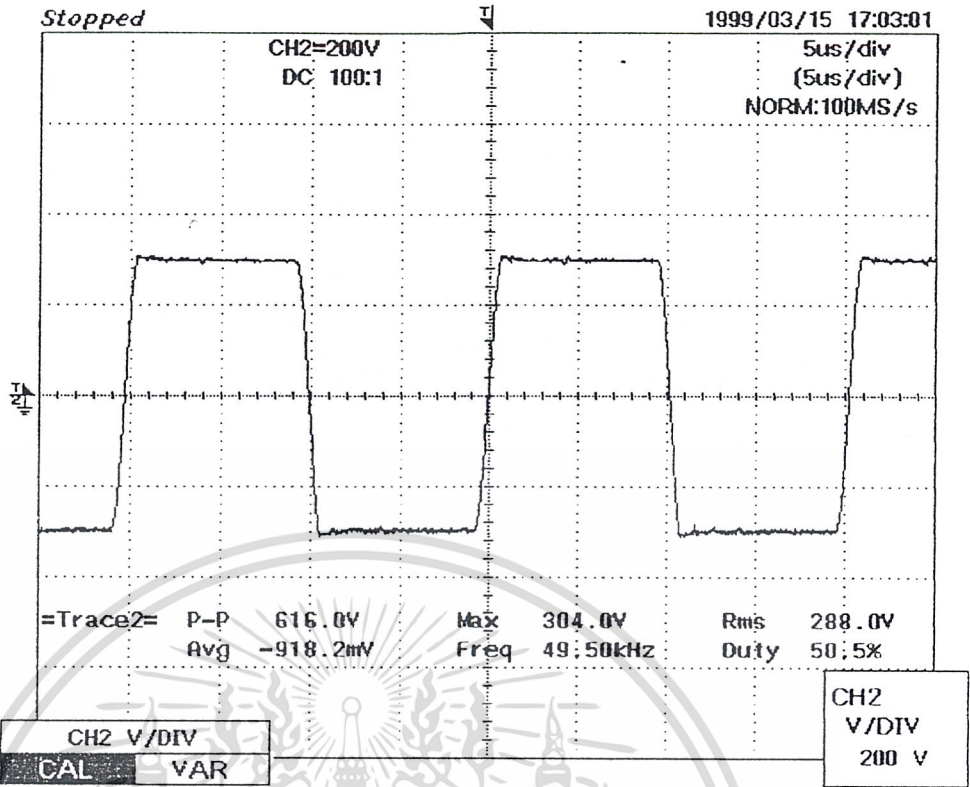


รูปที่ 8.9 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะ 25% Load



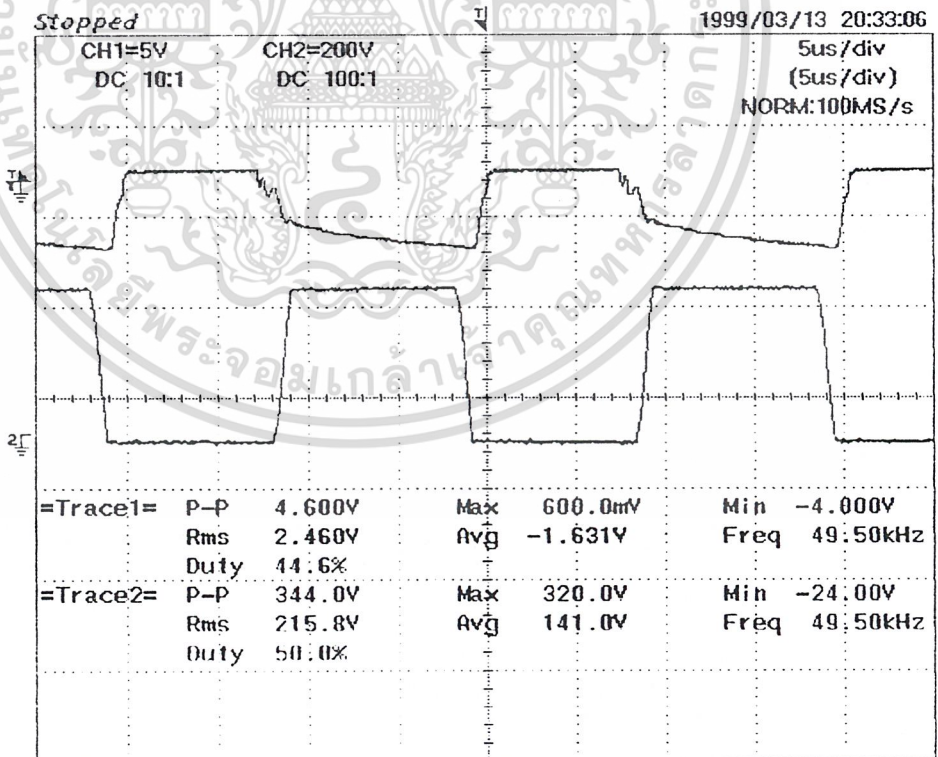
รูปที่ 8.10 แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุต ขณะ 25% Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



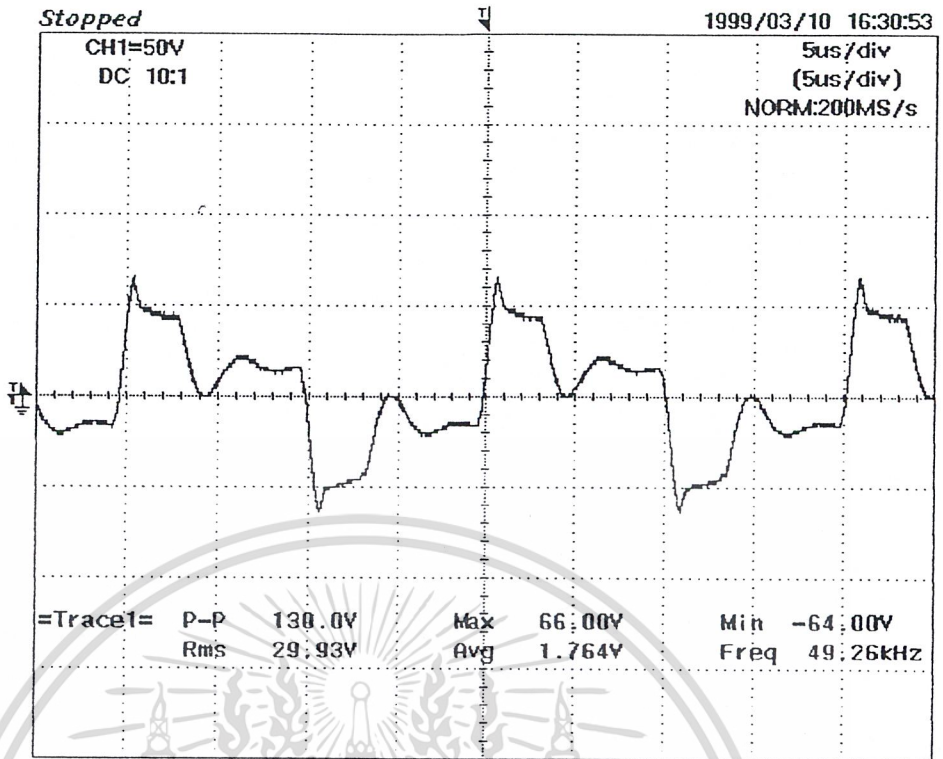
รูปที่ 8.11 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ

ขณะ 50% Load

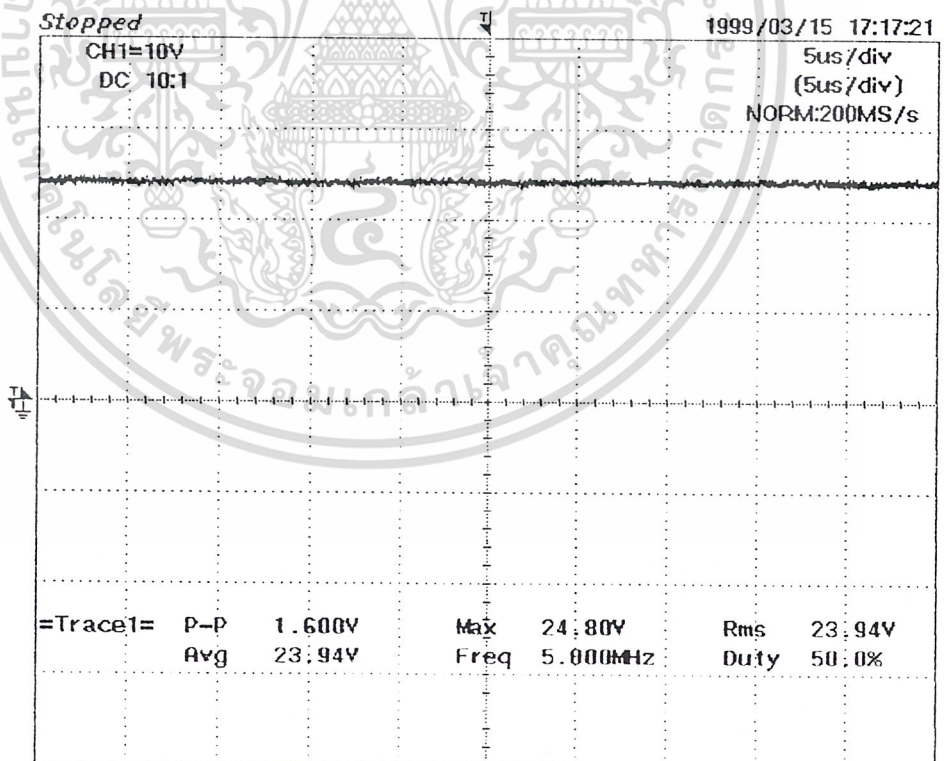


รูปที่ 8.12 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดกับอิมิตเตอร์ เปรียบเทียบกับกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาร่วมกัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า แรงดันตกคร่อมระหว่างขดลวดกับอิมิตเตอร์ ขณะ 50% Load ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

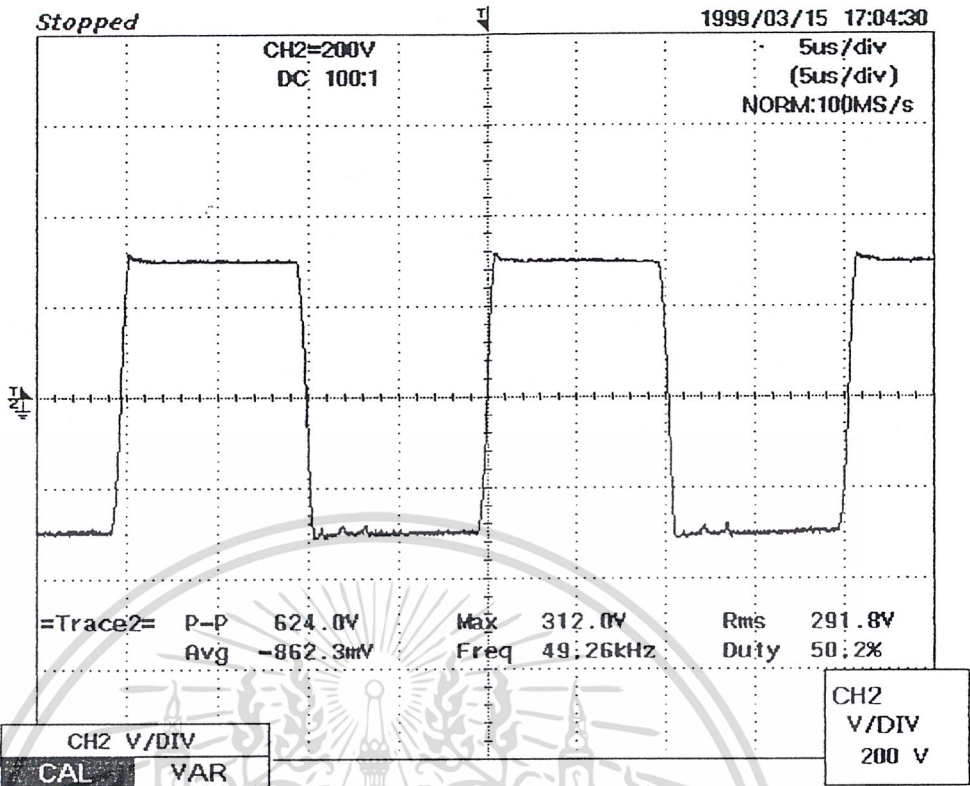


รูปที่ 8.13 แสดงแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะ 50% Load

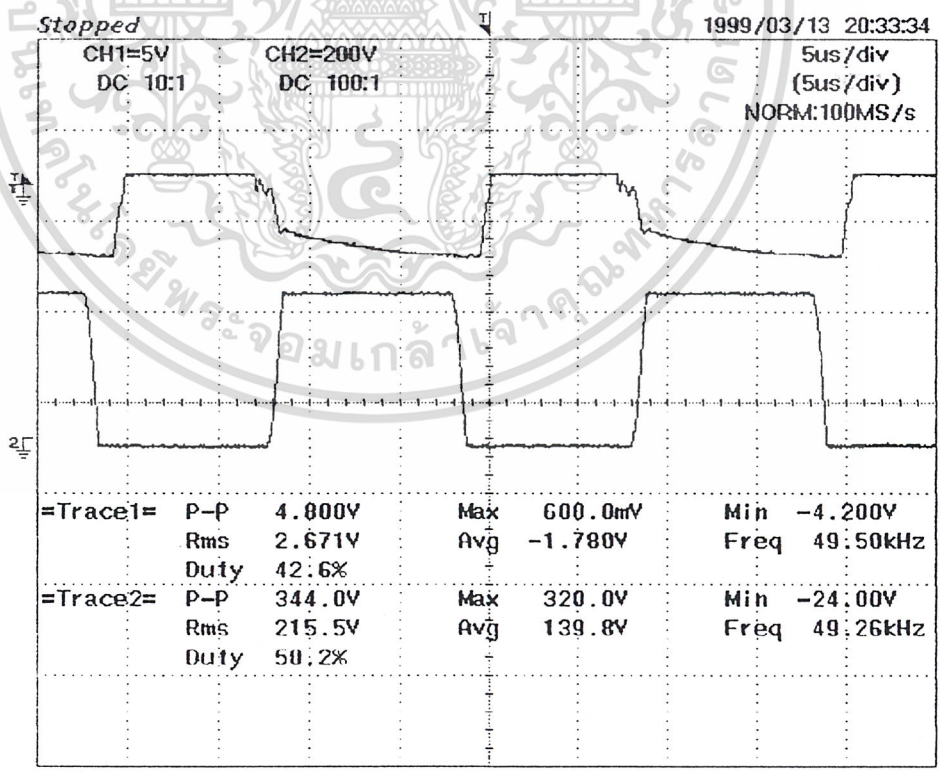


รูปที่ 8.14 แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุต ขณะ 50% Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

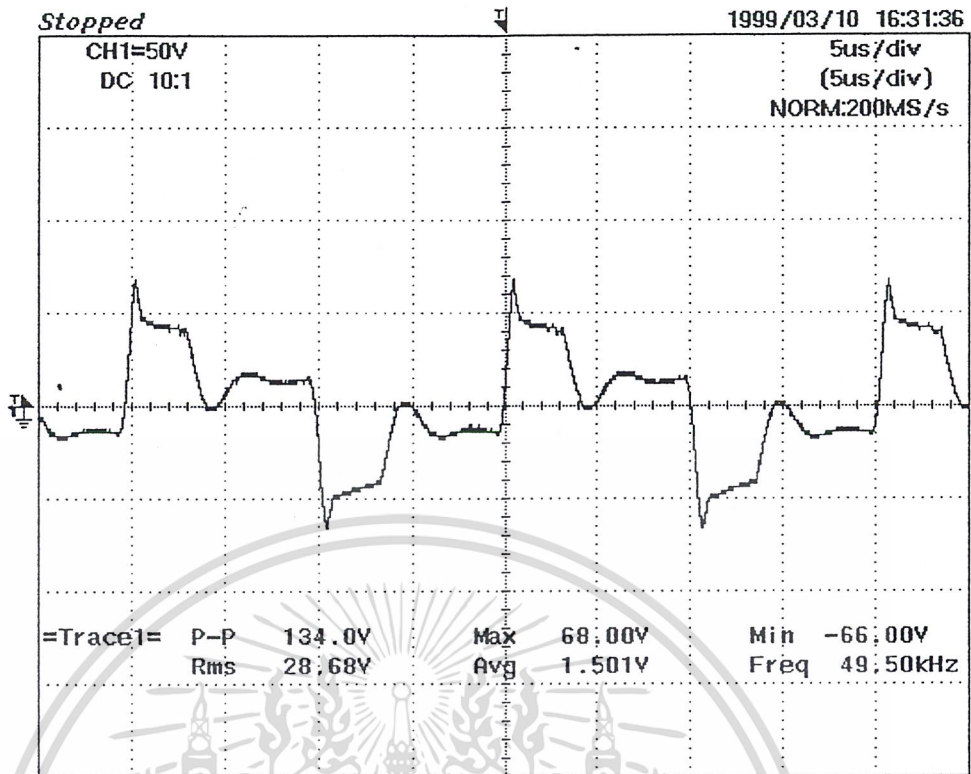


รูปที่ 8.15 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ ขณะ 75% Load

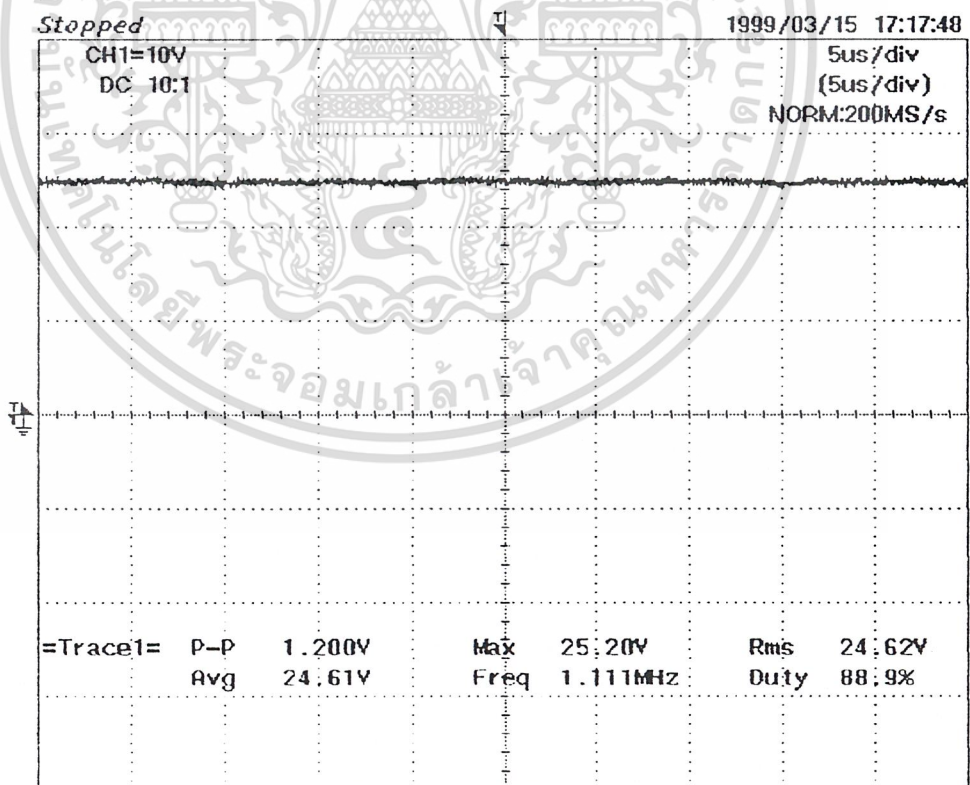


รูปที่ 8.16 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมเบสกับอีมิเตอร์ เปรียบเทียบกับกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นใบแจ้งประสงค์ในการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังไม่เห็นแต่สิ่งใด และต้องอยู่ใต้อังเงาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

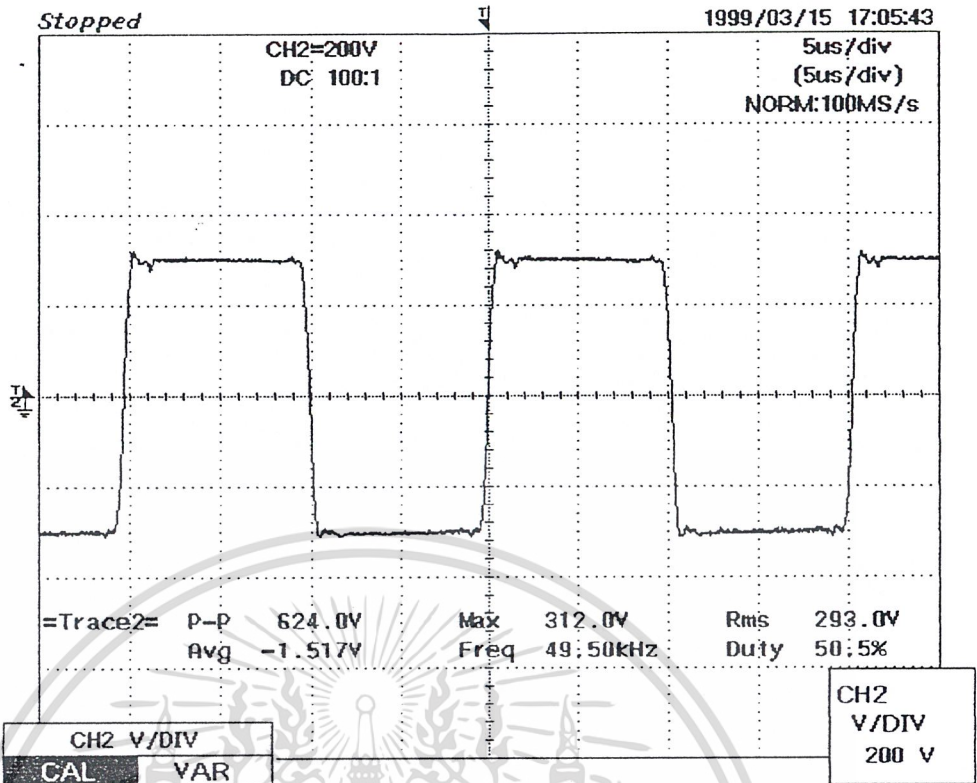


รูปที่ 8.17 แสดงแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะ 75% Load



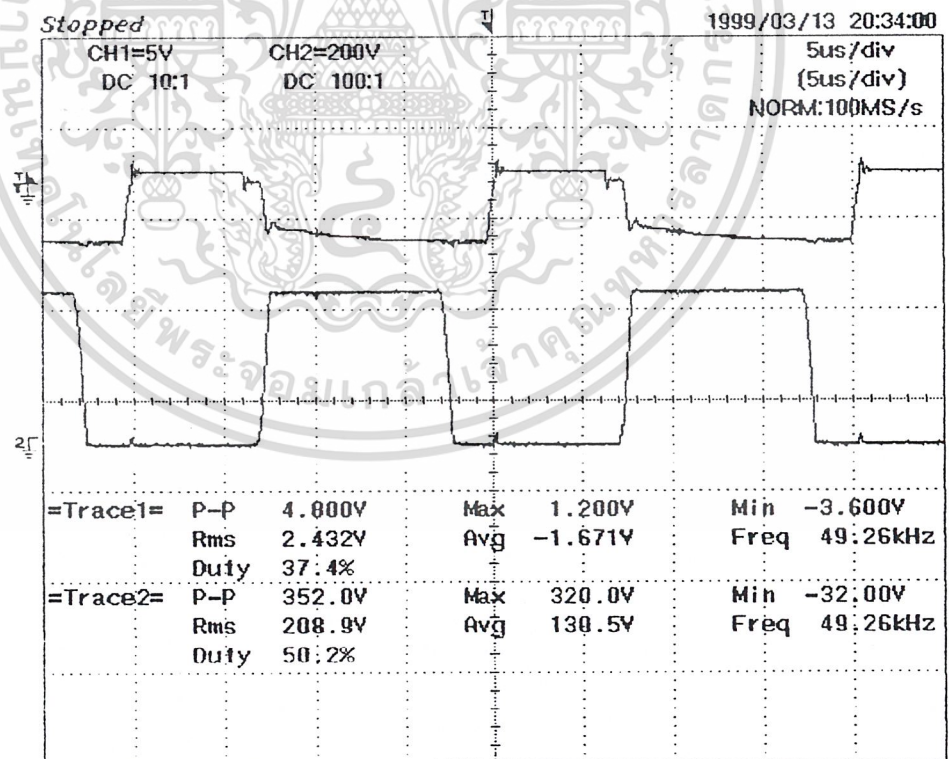
รูปที่ 8.18 แสดงกราฟแรงดันเอทพุต ขณะ 75 % Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



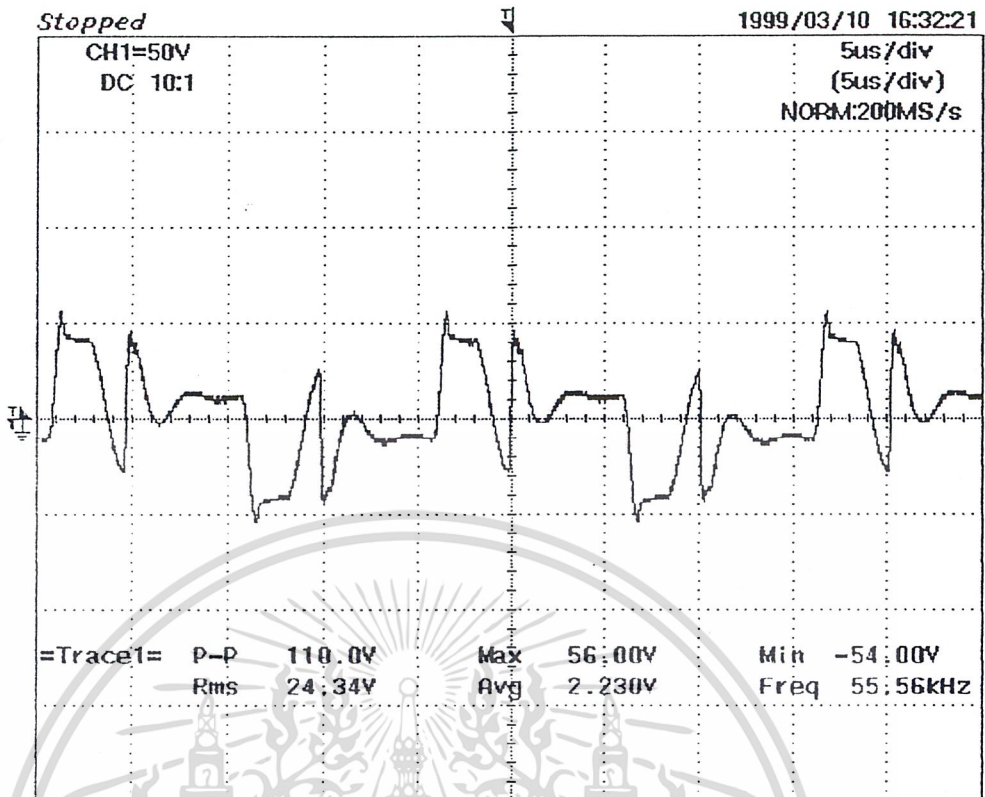
รูปที่ 8.19 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดของหม้อแปลงกำลังทางด้านปฐมภูมิ

ขณะ Full - Load

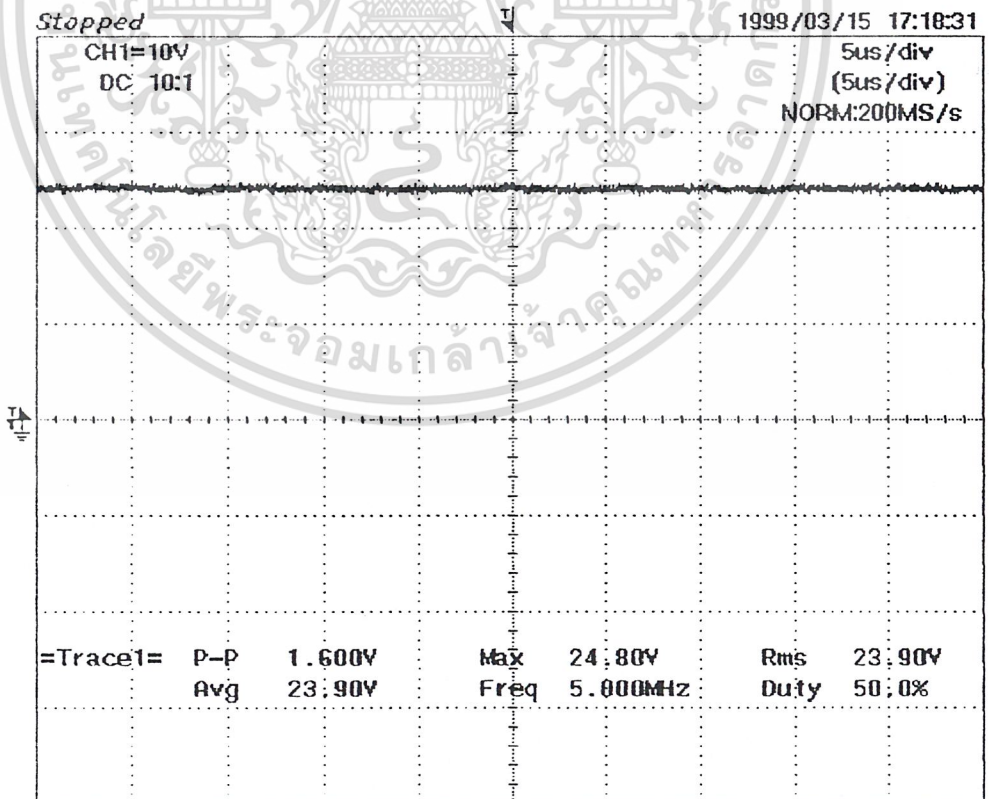


รูปที่ 8.20 แสดงกราฟแรงดันตกคร่อมขดลวดกับอิมิตเตอร์ เปรียบเทียบกับกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะระหว่างคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ ขณะ Full - Load เป็นการดำเนินการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.21 แสดงแรงดันตกคร่อมรีแอคเตอร์ขณะ Full - Load



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 8.22 แสดงกราฟแรงดันเอาต์พุต ขณะ Full - Load ไปยังขนาดหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 9

### บทสรุปและวิจารณ์

โครงการนี้เป็นโครงการเกี่ยวกับการนำรีแอกเตอร์อิมตัวที่ใช้ในความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นแกนเฟอโรแมกเนติกมาประยุกต์ใช้ในความถี่สูง โดยเปลี่ยนแกนเหล็กเป็นแกนเฟอร์ไรต์เพื่อนำมาใช้ควบคุมแรงดันและกำลังส่งออกของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยใช้หลักการปรับค่าความเหนี่ยวนำของรีแอกเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับขดลวดหุคยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์ โดยที่วงจรสวิตซ์ทำงานด้วยวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งการควบคุมรีแอกเตอร์สามารถทำได้ง่ายเพราะเราทำการควบคุมเพียงกระแสตรงซึ่งมีค่าน้อยๆ เพื่อให้แรงดันตกคร่อมรีแอกเตอร์ถูกเปลี่ยนไป ก็สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้

สำหรับหลักการของรีแอกเตอร์อิมตัวพอสังเขปเป็นดังนี้

รีแอกเตอร์อิมตัวเป็นรีแอกเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ และเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ โดยอาศัยการป้อนไฟกระแสตรงเข้าขดควบคุมของรีแอกเตอร์ เมื่อป้อนไฟกระแสตรงเข้าไปที่ขดควบคุมจะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (linkage flux) น้อยลงเป็นผลให้ขดลวดไฟกระแสหลักเหนี่ยวนำน้อยลงเพราะแกนเหล็กอิมตัวมากขึ้น ทำให้แรงดันตกคร่อมรีแอกเตอร์ต่ำลงจนถึงจุดหนึ่งที่รีแอกเตอร์อิมตัว ค่าความเหนี่ยวนำของรีแอกเตอร์จะเป็นศูนย์ ไม่มีแรงดันตกคร่อมรีแอกเตอร์ทำให้สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถจ่ายแรงดันและกำลังได้สูง โดยการจ่ายกำลังขึ้นกับโหลด ในทางกลับกันถ้าไฟกระแสตรงที่ป้อนเข้าเป็นศูนย์จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำของรีแอกเตอร์มีค่ามาก จะมีแรงดันตกคร่อมรีแอกเตอร์สูงจ่ายกำลังได้ต่ำ ดังนั้นรีแอกเตอร์จะทำงานได้มีประสิทธิภาพที่กำลังด้านเอาต์พุตสูง วิธีนี้มีข้อดีคือ มีความทนทาน ง่ายต่อการออกแบบรีแอกเตอร์ให้ได้มาตรฐาน วงจรควบคุมออกแบบง่าย ไม่ต้องบำรุงรักษามาก มีช่วงกว้างในการควบคุมที่สูงทำให้วงจรสวิตซ์มีความแน่นอนสูงขึ้น และจากการพัฒนาแกนมาใช้เป็นแกนเฟอร์ไรต์ทำให้ประสิทธิภาพที่ได้มีค่าประมาณ 70-80 เปอร์เซ็นต์

สำหรับโหลดที่ใช้ในการทดลองเป็นหลอดไฟ โดยใช้ผลการทดลองที่ 500 วัตต์ 24 โวลต์ จะได้

ประสิทธิภาพ	=	75 % ที่เต็มพิกัด
เปอร์เซ็นต์โหลดเรกูเรชั่น	=	0 % (ที่แรงดันอินพุตคงที่ 220 โวลต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองเมื่อศึกษาโดยละเอียดโครงการ High Frequency Saturable Reactor นี้ ควรจะจ่ายอุปกรณ์ที่มีเพาเวอร์สูงๆ มีแรงดันด้านเอาต์พุตสูง เพราะกระแสด้านเอาต์พุตจะได้ดำเนินไป ออกแบบรีแอคเตอร์ง่าย เพราะถ้ากระแสสูงรีแอคเตอร์จะอิมิตง่าย

จากตารางผลการทดลองจะเห็นได้ว่าขณะที่มีโหลด 12.5 % ระบบจะมีประสิทธิภาพประมาณ 40 % และประสิทธิภาพจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆตามจำนวนโหลดจนมีค่าสูงสุดประมาณ 75 % ที่โหลดเต็มพิกัด

จากหลักการของรีแอคเตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูงสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย สามารถนำไปใช้สร้างเป็นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่มีหลายเอาต์พุตร่วมกับเรกูเรเตอร์แบบเชิงเส้น โดยหลักการดังกล่าวจะควบคุมเอาต์พุตอื่นนอกเหนือจากการที่ถูกควบคุมด้วยเรกูเรเตอร์เชิงเส้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

TL494  
TL495

### Specifications and Applications Information

#### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

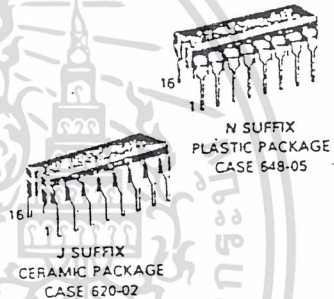
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

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

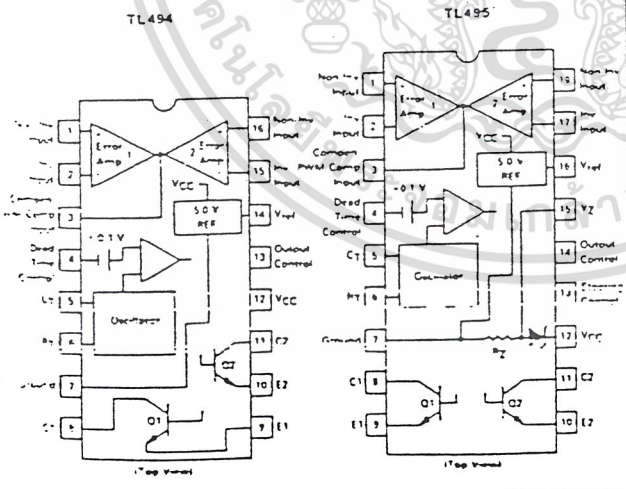
#### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

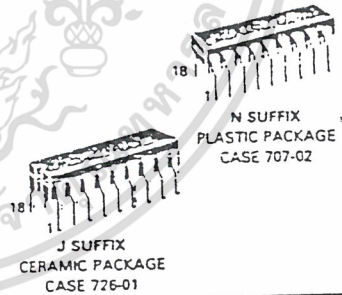
TL494



#### PIN CONNECTIONS



TL495



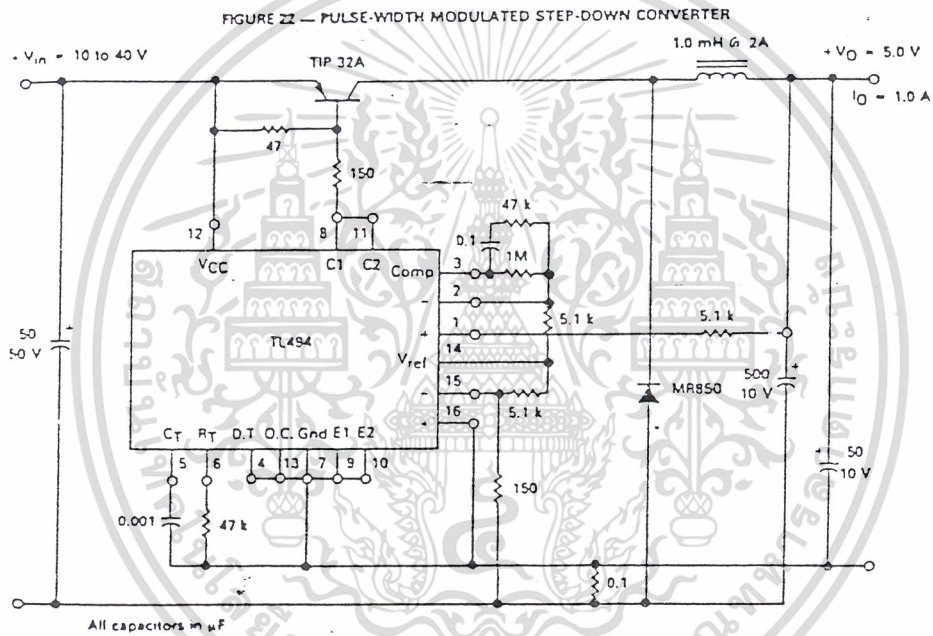
#### ORDERING INFORMATION

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

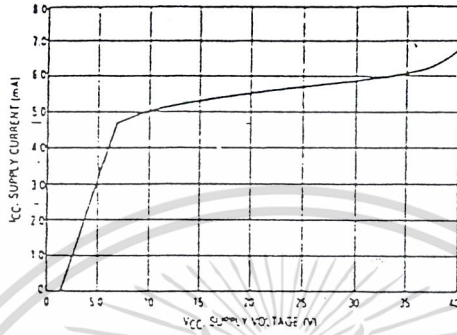


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

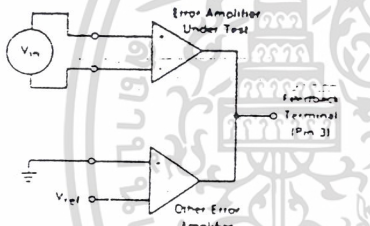


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

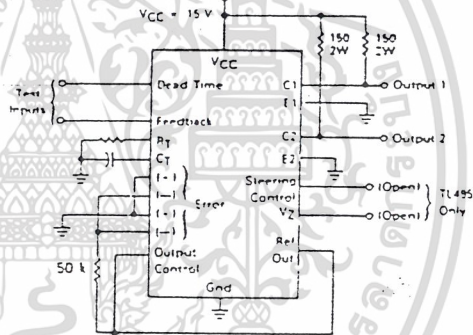


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

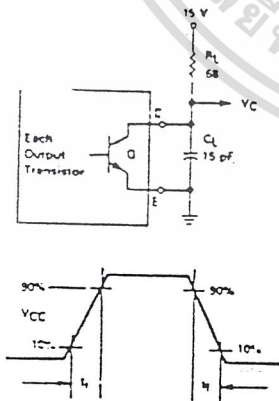
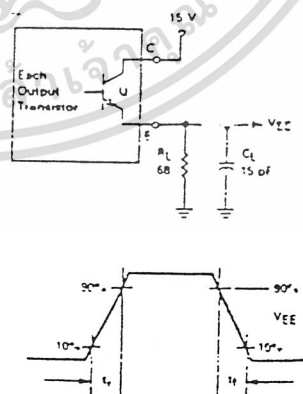


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

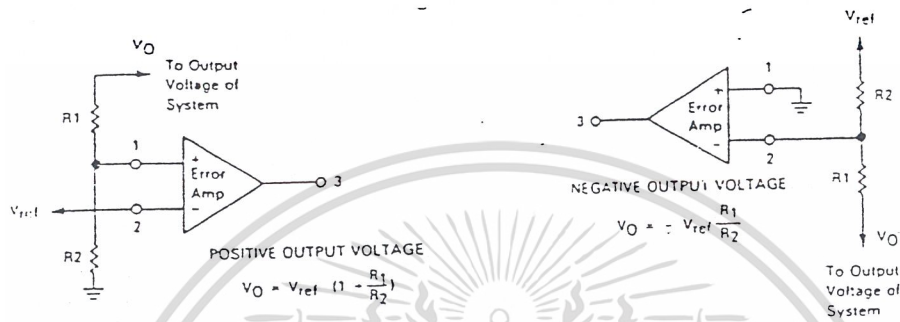


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

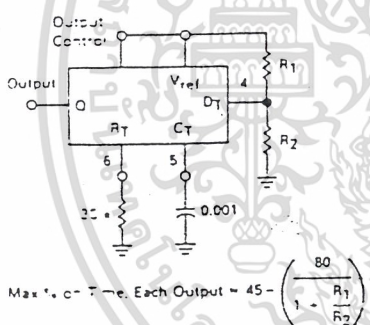


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

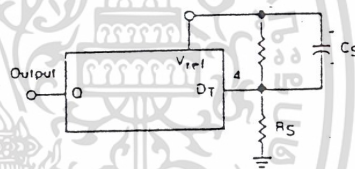
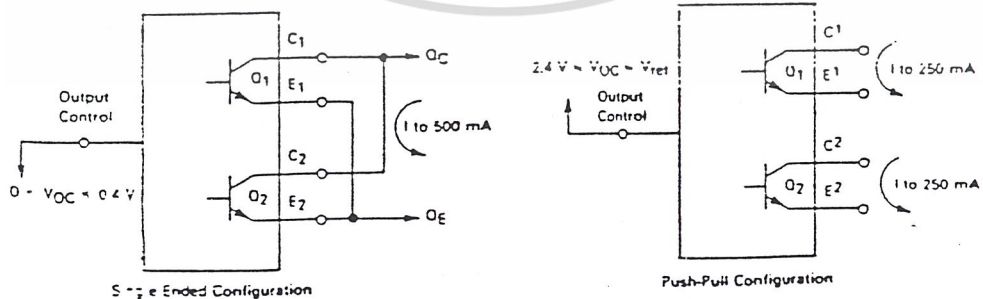


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

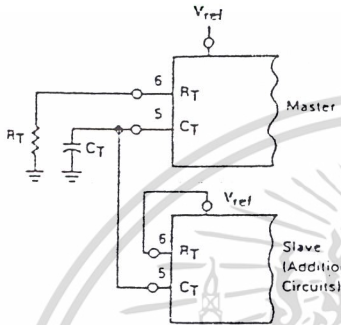


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{IN} > 40$  V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

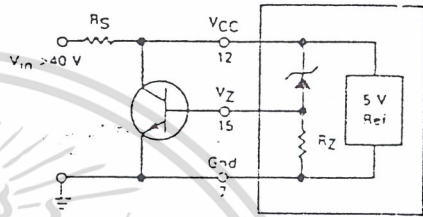
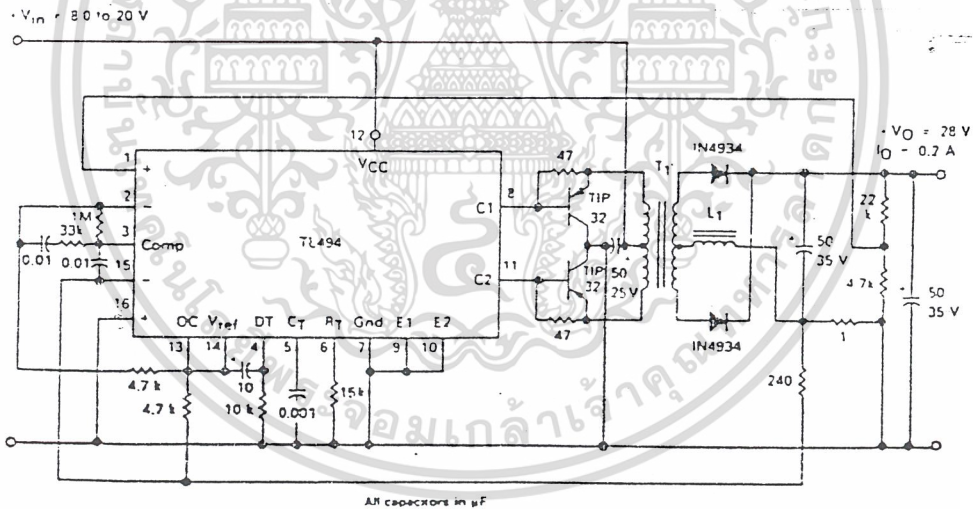


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



All capacitors in  $\mu$ F

- L1 — 35 mH @ 0.3 A
- T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
- Secondary: 120T C.T. #36 AWG
- Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0$ to $20$ V	3.0 mV, 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 0.2$ to $200$ mA	5.0 mV, 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	77%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

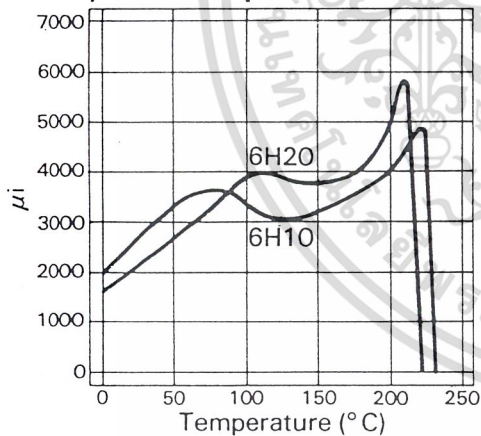
# Standard material characteristics (Power material)

ชนิดที่ใช้ทำ Reactor

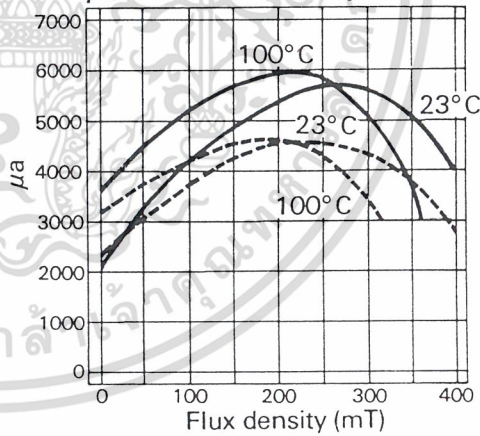
Property	Symbol	Condition	Unit	6H10	6H20	7H10	
Initial permeability	$\mu_{iac}$			2500±20%	2300±20%	1500±20%	
Saturation magnetic flux density	$B_s$ (800A/m)	23°C	mT	510	510	480	
		100°C		390	390	380	
Residual magnetic flux density	$B_r$	23°C	mT	110	130	150	
Coercivity	$H_c$	23°C	A/m	13	13	30	
Relative loss factor	$\tan \delta / \mu_{iac}$	100kHz	$\times 10^{-6}$	< 5	< 5	< 5	
Core loss	200mT /	25kHz	60°C	kW/m <sup>3</sup>	80	80	—
			80°C		80	65	—
			100°C		110	55	—
		100kHz	60°C	kW/m <sup>3</sup>	500	500	—
			80°C		500	420	—
			100°C		600	400	—
	50mT	500kHz	60°C	kW/m <sup>3</sup>	—	—	100
			80°C		—	—	80
			100°C		—	—	100
		1MHz	60°C	kW/m <sup>3</sup>	—	—	400
			80°C		—	—	400
			100°C		—	—	500
Temperature coefficient	$\alpha_{\mu r}$	20~80°C	$\times 10^{-6}$	8	8	8	
Curie temperature	$T_c$	—	°C	> 200	> 200	> 200	
Resistivity	$\rho$	—	$\Omega \cdot m$	3	3	5	
Density	$d$	—	kg/m <sup>3</sup> $\times 10^3$	4.8	4.8	4.8	

- Note: 1) The values were obtained with toroidal cores (FR25/15/5).  
 2) The values were obtained at 23±2°C unless otherwise specified.  
 3) Initial permeability was measured at 10kHz, 0.8A/m.

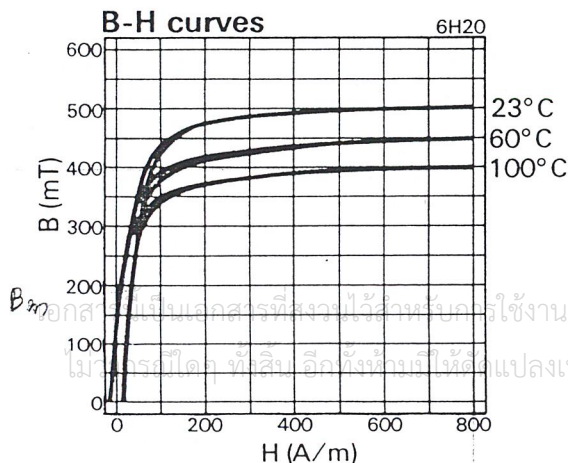
$\mu_i$  vs. Temperature



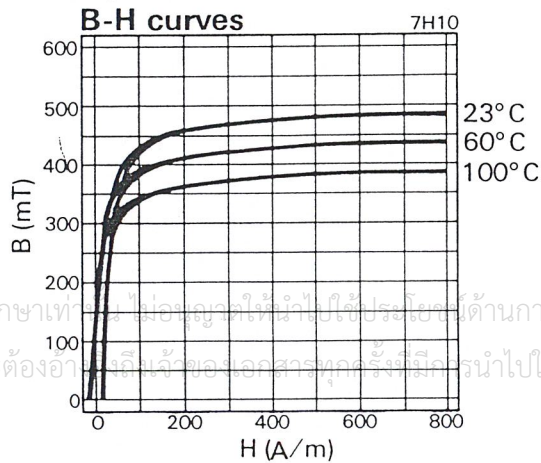
$\mu_a$  vs. Flux density



B-H curves



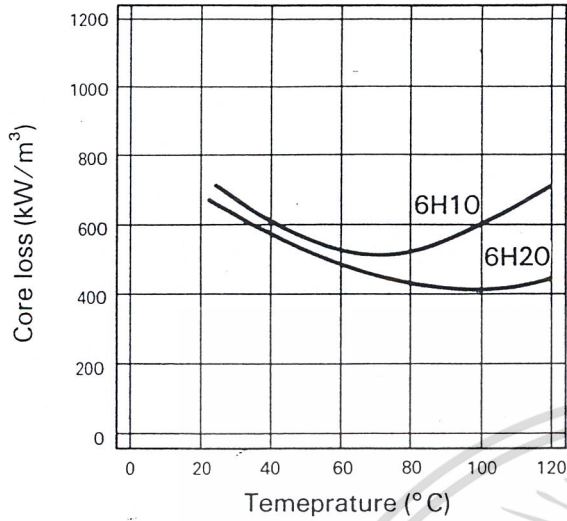
B-H curves



# Material characteristic curves (Power material)

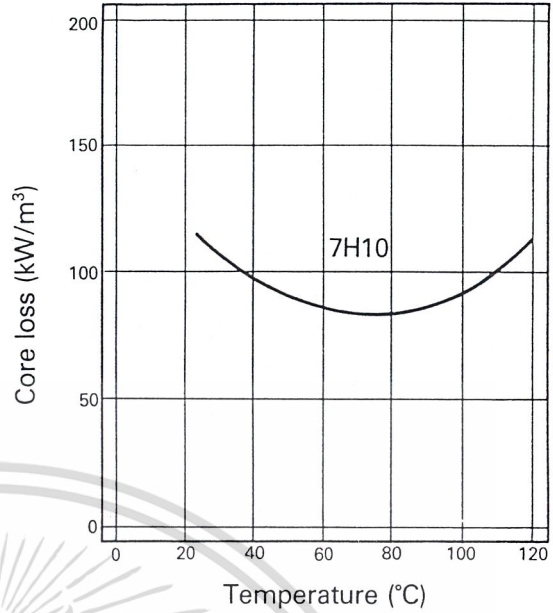
Core loss vs. Temperature

FREQ.—100[kHz]  
LEVEL—200[mT]



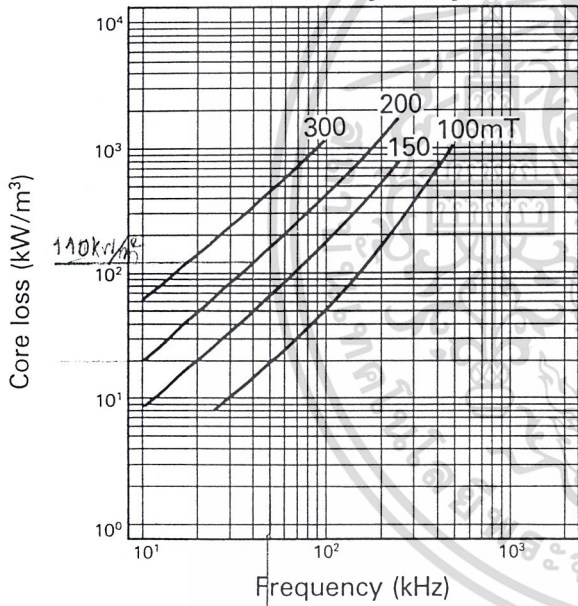
Core loss vs. Frequency

FREQ.—500[kHz]  
LEVEL—50[mT]



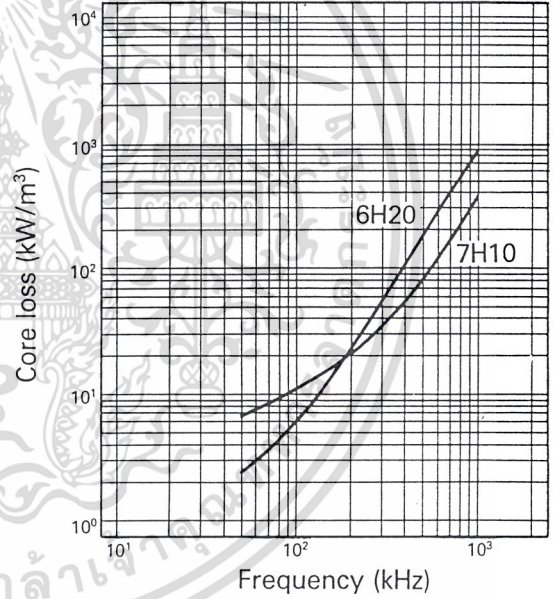
Core loss vs. Frequency

6H20  
TEMP.—100[°C]



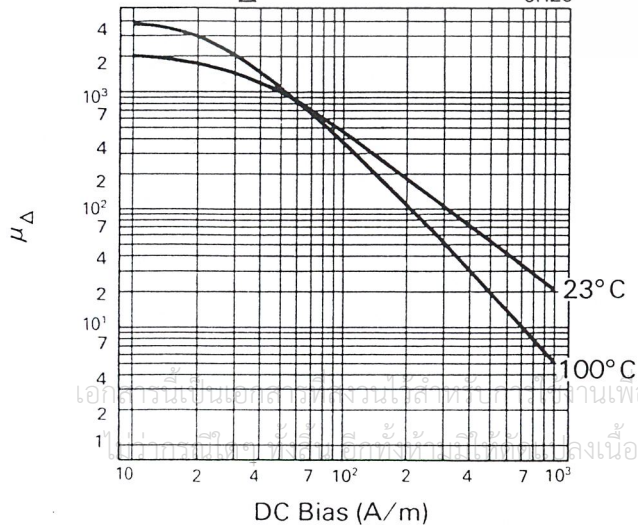
Core loss vs. Frequency

TEMP.—80[°C]  
LEVEL—50[mT]



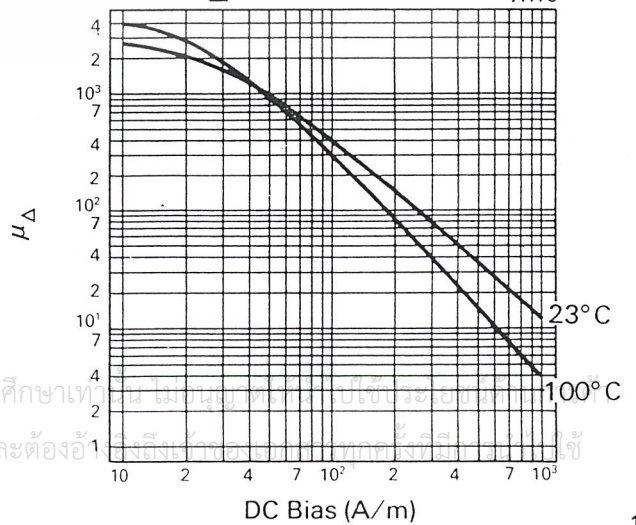
$\mu_{\Delta}$  vs. DC Bias

6H20



$\mu_{\Delta}$  vs. DC Bias

7H10



Shape code	Magnetic parameter				Center leg area $A_c$ (mm <sup>2</sup> )	Minimum cross sectional area $A_{min.}$ (mm <sup>2</sup> )	Window area $A_w$ (mm <sup>2</sup> )	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)	
	$C_1$ (mm <sup>-1</sup> )	$A_e$ (mm <sup>2</sup> )	$\ell_e$ (mm)	$V_e$ (mm <sup>3</sup> )							
EE12.6/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
EE13/13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
EE16/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
EE19/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
EE19/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
EE25/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
EE25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
EE34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
EE40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
EE40/34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
EE40/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
EE42/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
EE42/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
EE43/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
EE47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
EE55/55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
EE80/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

ote: Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ต้องขอขอบคุณบุคคลและหน่วยงานดังต่อไปนี้

- ผศ. ประภาส ไพรสวรรณา และ อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ซึ่งได้ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำต่างๆที่เป็นประโยชน์มากต่อโครงการ รวมทั้งยังได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ที่หาซื้อได้ยากและมีราคาแพง
- ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมไฟฟ้าของสถาบัน ที่ได้เอื้อเฟื้อสถานที่ทดลองและอุปกรณ์ เครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทำโครงการด้วยดีเสมอ
- เพื่อนๆร่วมห้อง 4B ที่ให้ยืมอุปกรณ์ และช่วยให้คำแนะนำต่างๆ
- ความช่วยเหลือที่แสนดี และจริงใจจาก พี่ป้อม นักศึกษาทดลองเรียนปริญญาโทของสถาบัน
- คุณ อรวรรณ สมมนัสทวีชัย เพื่อนที่แสนดีช่วยพิมพ์งานและให้กำลังใจด้วยดีเสมอ
- และที่สำคัญที่สุดคือ พ่อแม่ของผู้จัดทำโครงการที่ให้กำลังใจ ช่วยเหลือเสมอและทำให้ผู้จัดทำมีวันที่สำเร็จวันนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. ปริญญาพนธ์เรื่อง สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยใช้หม้อแปลงควบคุม ปีการศึกษา 2539  
จัดทำโดย พงษ์กานต์ ทองกรบุรี, พงษ์รวิทร์ ก้าวสัมพันธ์ และ ศักดิ์ชัย วิสุทธากุล
2. G. Chryssis , “ High – Frequency Switching Poer supplies – Theory and Design “ McGraw – Hill , 1989
3. Pressman , A.I. , Switching Power Supply Design , McGraw Hill , 1991
4. H.W.Whittington , B.W.Flynn and D.E. Macpherson , “ Switched Mode Power Supplies : Design and Construction “ , The University of Edinburgh , UK. Jhon Wiley & Sons INC.
5. ทศพร สุขยศ , “ เทคโนโลยีกับการใช้งานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง “ , ซีอีเคยูแคชั่น , 2538
6. สมบูรณ์ มาลานนท์ และสมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย , “ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง “ , ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้