

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายควบคุมด้วยรีแอคเตอร์ความถี่สูง แบบ PWM เฟสชิฟต์  
โดยมีการสวิตซ์แบบแรงดันศูนย์  
A High Frequency Saturable Reactor PWM Phase-Shift Controller  
Zero Voltage Switching DC Power Supply



โดย

นาย กฤษณะ กิจศิลป์ชัย  
นาย สิทธิพงษ์ หาญนอก  
นาย บัณฑิต จินวุฒิ  
นาย วรรณชัย ทองคำ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 45971  
วัน, เดือน, ปี 26 ก.พ. 2546

.b.....  
.i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2544

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายควบคุมด้วยรีแอกเตอร์ความถี่สูง แบบ PWM เฟสชิฟต์  
โดยมีการสวิตชิงแบบแรงดันศูนย์

**A High Frequency Saturable Reactor PWM Phase-Shift Controller  
Zero Voltage Switching DC Power Supply**



โดย

นาย กฤษณะ กิจศิลป์ชัย

นาย สิทธิ พงษ์ หาญนอก

นาย บัณฑิต จินวุฒิ

นาย วรรณชัย ทองคำ

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาพร ไพรสุวรรณ

ผศ. อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ

อ. สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ควบคุมด้วยรีแอกเตอร์ความถี่สูง แบบ PWM เฟสชิฟต์  
โดยมีการสวิตชิงที่แรงดันศูนย์

ผู้จัดทำ

นายกฤษณะ กิจศิลป์ชัย

นายสิทธิพงษ์ หาญนอก

นายบัณฑิต จินวุฒิ


นายวรรณชัย ทองคำ

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( ผศ. ประภาพร ไพรสุวรรณ )

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( ผศ. อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ )

.....  ..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( อ.สุรินทร์ คำฝอย )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายควบคุมด้วยรีแอกเตอร์ความถี่สูง แบบ PWM เฟสชิฟต์  
โดยมีการสวิตชิงแบบแรงดันศูนย์

นาย กฤษณะ กิจศิลป์ชัย  
นาย สิทธิพงษ์ หาญนอก  
นาย บัณฑิต จินวุฒิ  
นาย วรรณชัย ทองคำ  
ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา  
ผศ.อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา  
อ. สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2444

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับรูปแบบการควบคุมของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูงสำหรับใช้กับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย แบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยสัญญาณในการควบคุมสวิตชิงเป็นแบบพัลส์วิดมอดูเลต (PWM) และการควบคุมที่แกนควบคุมของขดลวดเหนี่ยวนำ ใช้ระบบป้อนกลับของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อรักษาระดับแรงดันของเอาต์พุตให้คงที่โดยใช้วงจรสวิตชิงแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์พัลส์วิดมอดูเลตสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ การสวิตซ์จะอยู่ในย่านความถี่ 80 kHz. 42V 1.5kW ในการป้อนกลับจะใช้ขดลวดเหนี่ยวนำควบคุมการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต ทำได้ง่ายต่อการออกแบบวงจรฟิลเตอร์เพราะฮาร์โมนิกจะค่อนข้างคงที่ และอุปกรณ์ที่ใช้มีความมีความคงทนมีวงจรที่ไม่ยุ่งยากมีช่วงกว้างในการควบคุมระดับแรงดัน ทำให้ไม่ต้องกังวลกับ Dead Time

A High Frequency Saturable Reactor PWM Phase-Shift Controller  
Zero Voltage Switching DC Power Supply

Kritsana Kritsichai

Sittiphong Hanok

Bandit Chinawut

Wonchai Thongdam

Assist.Prof. Prapas Prasuwanna      Adviser

Assist.Prof. Anuwat Jangwanitlert      Adviser

Surin Khomfoi      Adviser

2001

Abstract

This thesis describes controlling scheme of high frequency saturable reactor for full bridge converter switching power supply. Pulse Width Modulation (PWM) signal is used to controlling switching circuit and reactor is controlled by feedback control for maintain constant output voltage. By using full-bridge convertor in switching circuit at the frequency of 80 kHz 1.5 kw and output 42 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 Dead Time is limited in the suitable.

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	2
หลักการเบื้องต้น	2
ภาคเรียงกระแสและกรองแรงดันด้านอินพุท	3
บทที่ 3 วงจรคอนเวอร์เตอร์	7
ชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์	7
บทที่ 4 หม้อแปลงสวิตชิง	13
ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	13
แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	15
ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟรมารี่และขดเซคคันของหม้อแปลงสวิตชิง	22
การออกแบบหม้อแปลง	28
การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	34
บทที่ 5 วงจรควบคุม	39
วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	39
วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	40
ไอซี เบอร์ TL 494	42
วงจรขับ	46
วงจรสับเบอร์	50
บทที่ 6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันด้านเอาต์พุท	55
บทที่ 7 การออกแบบ การทดลองและผลการทดลอง	67
การวัดค่าสัญญาณที่ จุดต่างๆของวงจรสวิตชิง	68
สรุปผลการทดลองและวิจารณ์	79
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
รูปที่ 2.2 วงจรอย่างง่ายของวงจรเรียงกระแส	3
รูปที่ 3.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	7
รูปที่ 3.2 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 3.3 วงจรพุก-พุกคอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 3.4 วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 3.5 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลล์บริดจ์	11
รูปที่ 3.6 วงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุตของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลล์บริดจ์	12
รูปที่ 4.1 ก) ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง ข) การพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น	13
รูปที่ 4.2 ตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรท์แบบ ETD	14
รูปที่ 4.3 ตัวอย่างแกนเฟอร์ไรท์	16
รูปที่ 4.4 เส้นโค้งฮิสเตอร์ของแกนเฟอร์ไรท์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) 3C6 (ข)	17
รูปที่ 4.5 ลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์ซึ่งมีลักษณะที่สมมาตร	18
รูปที่ 4.6 การกำหนดช่องว่างอากาศคั่น	20
รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	22
รูปที่ 4.8 ลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับ ไหลผ่านทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวทองแดง	24
รูปที่ 4.9 ระยะที่ถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือที่เพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่า ความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด	24
รูปที่ 4.10 ลักษณะของการเกิดฟลักซ์ภายในหม้อแปลงสวิตชิง	25
รูปที่ 4.11 ลักษณะของฟลักซ์รั่ว และค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว	26
รูปที่ 4.12 ผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวน	26
รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกัน	27
รูปที่ 5.1 วงจรพื้นฐานในหมวดควบคุมแรงดัน	39
รูปที่ 5.2 รูปสัญลักษณ์ที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุมแรงดัน	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 5.3 วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	41
รูปที่ 5.4 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	42
รูปที่ 5.5 การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี	43
รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่	43
รูปที่ 5.7 คลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	44
รูปที่ 5.8 ลักษณะการเลือกใช้อาห์พุทของ TL 494	46
รูปที่ 5.9 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์	47
รูปที่ 5.10 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	48
รูปที่ 5.11 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	48
รูปที่ 5.12 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	49
รูปที่ 5.13 วงจรขับเพาเวอร์สอสเฟตด้วยหม้อแปลง	50
รูปที่ 5.14 ก) ลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	51
ข) วงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส	51
รูปที่ 5.15 วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกิน	53
รูปที่ 6.1 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	57
รูปที่ 6.2 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต	
เมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส	59
รูปที่ 6.3 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	60
รูปที่ 6.4 ลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟต	
ถูกไบแอสให้นำกระแส	60
รูปที่ 6.5 a) ภาคเอาต์พุทของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบ HALF-BRIDGE	62
b),c) รูปสัญญาณของแรงดันและกระแส	63
รูปที่ 7.1 การต่อขา TL 494	68
รูปที่ 7.2 สัญญาณเคทใหม่ของสัญญาณขับเกต	68
รูปที่ 7.3 ชุด Drive Circuit	69
รูปที่ 7.4 สัญญาณที่ออกจากเอาต์พุทของ TL 494 ที่ความถี่ต่างๆ	70
รูปที่ 7.5 วงจรรวมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	72

## สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 7.6 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ตกคร่อมไดโอดเรกติไฟร์	73
รูปที่ 7.7 สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดเรกติไฟร์	73
รูปที่ 7.8 สัญญาณแรงดันด้าน Secondary ของหม้อแปลง	74
รูปที่ 7.9 สัญญาณแรงดันและกระแสด้าน Primary ของหม้อแปลงขณะ No-Load	74
รูปที่ 7.10 สัญญาณแรงดันและกระแสด้าน Primary ของหม้อแปลงขณะ On-Load	75
รูปที่ 7.11 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ผ่านการเรกติไฟร์ด้านเอาต์พุต	75
รูปที่ 7.12 กราฟความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน DC (Output)	76
รูปที่ 7.13 กราฟความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน DC (Input)	77
รูปที่ 7.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $P_{out}$ กับ $P_{in}$	77
รูปที่ 7.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ประสิทธิภาพ( $\eta$ ) กับ $P_{out}$ (Kw)	78

# บทที่ 1

## บทนำ

เนื่องจากในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟมีการใช้งานอย่างแพร่หลายทั้งในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กจนถึงโรงงานอุตสาหกรรมขนาดใหญ่ ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นลักษณะของแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ (Linear Power Supper) ซึ่งในระบบลิเนียร์จะใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ (50 Hz) มาใช้ในการเปลี่ยนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำ ซึ่งมีข้อจำกัดทางขนาด น้ำหนัก และประสิทธิภาพของแหล่งจ่าย จึงได้มีการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง (Switching Power Supply) ขึ้นมา

แหล่งจ่ายไฟแบบ สวิตซิ่งนี้ใช้หม้อแปลงความถี่สูงในการแปลงระดับแรงดันไฟฟ้า หม้อแปลงความถี่สูงมีประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับหม้อแปลงความถี่ต่ำที่พิกัดเดียวกัน ทำให้แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย การเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปอีกระดับหนึ่ง ด้วยวงจร DC-to-DC Converter ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ(ทรานซิสเตอร์ มอสเฟต และอื่นๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ไม่จำเป็นต้องใช้งานในย่านแอกทีฟจึงเป็นผลทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นต่ำ การเพิ่มความเร็วในการสวิตซ์จะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดันและกระแส

ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็กกระทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์ โทรทัศน์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตซิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งก็ยังมีข้อเสียอีกหลายข้อเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นคือ อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพง อุปกรณ์บางชิ้นหายากโดยเฉพาะภายในประเทศ และการออกแบบมีความยุ่งยากกว่า

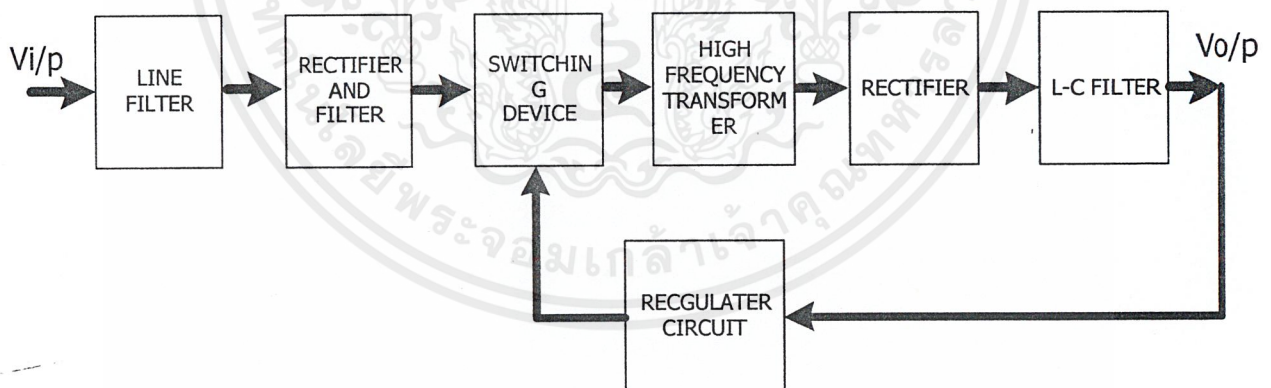
สำหรับแหล่งจ่ายสวิตซิ่งในโรงงานนี้ จะมีการควบคุมรักษาระดับแรงดันให้คงที่ โดยใช้หลักการของการเหนี่ยวนำอิมพัลส์ของรีแอกเตอร์ในการควบคุม

## บทที่ 2 ทฤษฎี

### 2.1 หลักการเบื้องต้น

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป ดังแสดงในภาพที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันและลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วยส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 - 200 กิโลเฮิรต์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซ์เพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้คงที่ได้



รูปที่ 2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์ซัพพลายโดยทั่วไป

นอกจากนี้สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายยังต้องมีส่วนประกอบอื่น ๆ อีก เช่น วงจรกรอง RFI วงจรป้องกันไฟกระชาก วงจรกำเนิดกระแส วงจรป้องกันแรงดันเอาต์พุตเกิน ฯลฯ

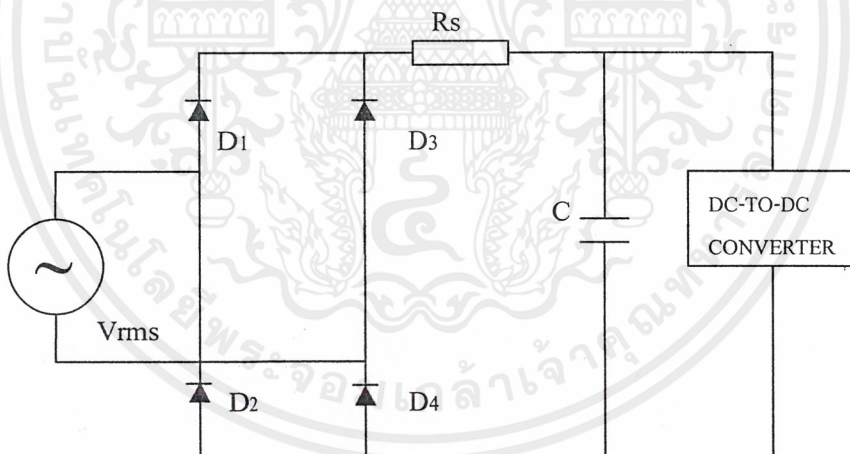
## 2.1 ภาคเรียงกระแส และ กรองแรงดันทางด้านอินพุท

ในส่วนวงจรอินพุท แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงซึ่งวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันนับว่าเป็นส่วนที่มีความสำคัญมาก เพราะในส่วนนี้จะรับกำลังงานโดยตรงจากแหล่งจ่าย ซึ่งเราอาจจะแยกส่วนที่สำคัญๆ ของภาคเรียงกระแส และกรองแรงดันด้านอินพุท ใ้ได้ออกเป็น 3 ส่วนดังนี้ คือ

- วงจรเรียงกระแส
- ฟิวส์
- RFI อินพุทฟิลเตอร์

### 2.1.1 วงจรเรียงกระแส

มีหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อนำไปเป็นแรงดันด้านอินพุทให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป ซึ่งวงจรเรียงกระแสสามารถแสดงได้ดังภาพที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรอย่างง่ายของวงจรเรียงกระแส

เมื่อดูจากวงจรในภาพที่ 2.2 จะเห็นว่าวงจรเรียงกระแสที่มีอุปกรณ์ที่สำคัญ 3 ตัว ด้วยกัน คือ

- ความต้านทานประสิทธิผล ( $R_s$ )
- ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ( $C$ )
- ไดโอดเรียงกระแส ( $D_1$ - $D_4$ )

### ความต้านทานประสิทธิผล ( $R_s$ )

ความต้านทาน  $R_s$  เกิดขึ้นมาจากความต้านทานรวมทั้งหมดที่แผ่กระจายในอุปกรณ์ต่างๆ ได้แก่ พิวส์อินพุท, ไดโอด ซึ่งความต้านทาน  $R_s$  จะมีประโยชน์มากในวงจรเรียงกระแสคือ เป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นในขณะที่เริ่มเปิดเครื่องทำงาน ฉะนั้นเพื่อเป็นการลดกระแสกระชากจะทำได้ โดยนำความต้านทานมาต่อเพิ่ม

### ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

ตัวเก็บประจุกรองแรงดันจะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด ทั้ง 4 ตัว ให้เป็นแรงดันไฟตรงที่เรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าสูงพอแก่ความต้องการของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งการทำงานของตัวเก็บประจุกรองแรงดันนั้นจะทำงานในลักษณะการเก็บและคายประจุ ในทางปฏิบัตินั้นเราจะมีหลักเกณฑ์การเลือกขนาดและค่าของตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ดังนี้

อัตราทนกระแสกระเพื่อม กระแสกระเพื่อมนี้ขึ้นอยู่กับความต้องการของตัวเก็บประจุภาระและแรงดัน เกิดขึ้นจากการเก็บประจุและคายประจุ ของตัวเก็บประจุเองด้วย

แรงดันกระเพื่อม ซึ่งข้อกำหนดนี้ จะใช้กำหนดค่าของตัวเก็บประจุอย่างต่ำ ในวงจร โดยทั่วไปการออกแบบวงจรเรียงกระแส จะกำหนดให้มีแรงดันกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10 % ของแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท ซึ่งแรงดันกระเพื่อมนี้จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อ ภาระใช้กระแสมาก และเราสามารถกำหนดค่าของตัวเก็บประจุกรองแรงดัน เพื่อให้ได้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 % ของแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุทได้ดังนี้

$$C = \frac{I_{dc} \Delta t}{\Delta V_{r(P-P)}} \quad (2.1)$$

เมื่อ	$C$	=	ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน
	$I_{dc}$	=	กระแสไฟตรงเฉลี่ย
	$\Delta t$	=	คาบเวลาที่ความถี่ 50 Hz
	$\Delta V_{r(P-P)}$	=	แรงดันกระเพื่อม

อัตราทนแรงดัน ตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่ใช้ควรรทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 1.5 เท่าของแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท เช่น ที่แรงดันไฟตรงเอาท์พุทเท่ากับ 300 โวลต์ ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ในกรณีวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์จะต้องทนได้อย่างน้อย 450 โวลต์ เป็นต้น

ขนาดราคา ตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่ใช้กันโดยทั่วไปนั้นจะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์ ซึ่งจะมีคุณสมบัติให้ความจุและทนแรงดันได้สูง แต่จะมีข้อเสีย คือมีขนาดใหญ่และราคาแพง ยิ่งตัวเก็บประจุมีค่าสูง และทนแรงดันได้สูงมากกว่าเท่าไร ก็จะมีราคาแพงและขนาดใหญ่มากขึ้นเท่านั้น

ช่วงเวลาโวลต์ออฟ เป็นช่วงระยะเวลาอย่างต่ำที่แหล่งจ่ายไฟจะยังคงรักษาแรงดันที่เอาท์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่ออินพุทหยุดจ่ายหรือลดลงต่ำกว่าขีดจำกัดที่กำหนดไว้ ช่วงเวลาโวลต์ออฟ นี้จะขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ภาระ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ขณะที่แรงดันอินพุทตกหรือหยุดจ่ายกระแสไฟ

### ไดโอดเรียงกระแส

ในวงจรเรียงกระแสนั้น เรามีหลักในการพิจารณาไดโอดที่จะนำมาใช้งาน จะต้องมีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

กระแสกระชาก ค่ากระแสสูงสุด ในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่เกิดการเก็บประจุตัวเก็บประจุกรองแรงดันอีกครั้ง หลังจากการคายประจุแก่ภาระ

อัตราทนกระแสไบอัสตรง เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดทนได้ โดยไม่พังเสียก่อน โดยทั่วไปควรมีค่ามากกว่า 1.5 – 2 เท่าของค่ากระแสปกติ

อัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด หรือเรียกอีกชื่อว่า อัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด เมื่อต่อไดโอดแบบบริดจ์ จะมีแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อไบอัสกลับเท่ากับแรงดันเอาท์พุทของวงจร แต่เมื่อต่อแบบเรียงกระแสแบบทวิแรงดันจะมีแรงดันไบอัสกลับเป็น 2 เท่า ของแรงดันเอาท์พุท ไดโอดที่ใช้ควรมีค่าอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด ไม่ต่ำกว่าข้อกำหนดข้างต้น

#### 2.1.2 ฟิวส์

ในวงจรเรียงกระแสนี้จะมีอุปกรณ์สำคัญสำหรับป้องกันความเสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น อุปกรณ์ป้องกันที่ใช้ในวงจรเรียงกระแส คือ ฟิวส์ ควรพิจารณาดังต่อไปนี้คือ

ค่าอัตราทนแรง ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับว่าเป็นสิ่งจำเป็นที่ควรนำมาพิจารณาโดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่ใช้ควรมีค่ามากกว่า หรือเท่ากับค่าของแรงดันในวงจร เพื่อลดการอาร์ตของฟิวส์ขณะลัดวงจร ซึ่งฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราทนแรงดันได้คือ 30, 60, 125, 250, 300, 600, และ 700 โวลต์ เป็นต้น

ค่าอัตราทนกระแส ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากราฟอาร์เอ็มเอส คำนอินพุท ของวงจรเรียงกระแส ซึ่งว่าค่ากระแสอาร์เอ็มเอสของวงจรเรียงกระแส จะขึ้นอยู่กับค่า

ของภาระ ค่าความต้านทาน  $R_s$  และตัวเก็บประจุกรองแสงนั่นเอง และเพื่อเป็นการเพิ่มอายุการใช้งานเราอาจจะเผื่อค่าอัตราทนกระแสไว้อีก 50 % ก็ได้

ชนิดของฟิวส์ในงานอิเล็กทรอนิกส์ เราอาจจะแบ่งออกได้เป็น 5 ชนิด โดยพิจารณาจากความเร็วในการตัดวงจรของฟิวส์ดังนี้ คือ

- ฟิวส์ขาดเร็วมาก
- ฟิวส์ขาดเร็ว
- ฟิวส์ขาดช้าปานกลาง
- ฟิวส์ขาดช้า
- ฟิวส์ขาดช้ามาก

ดังนั้นในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงจะมีฟิวส์ที่ใช้สำหรับวงจรเรียงกระแสหลายชนิด แต่ที่นิยมนำมาใช้วงจรเรียงกระแส คือ ฟิวส์ชนิดขาดช้า เพราะขณะเริ่มทำงานจะมีกระแสกระชากสูงเนื่องจากตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ดังนั้นการใช้ฟิวส์ขาดช้านี้จะทำให้ฟิวส์ไม่ตัดวงจรขณะเปิดเครื่อง

### 2.1.3 วงจรกรองสัญญาณ RFI

ในการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง จะเป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงกระแสอย่างทันทีทันใดมีค่ากระแสสูงๆ ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงจะเห็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็ก (EMI) และสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุ (RFI) ได้อย่างดี ซึ่งจะมีช่วงความถี่รบกวนอยู่ในช่วง 10 kHz ถึง 30 kHz เกิดจากการสวิตซ์ในภาคอินเวอร์เตอร์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วนี้จะเป็นรูปแบบของฮาร์มอนิกความถี่สูงอย่างโดดเด่น และความถี่เหล่านี้จะไปรบกวนการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ได้ไม่ว่าจะเป็นเครื่องรับโทรทัศน์ เครื่องมีอวด ระบบคอมพิวเตอร์ระบบสื่อสาร ระบบควบคุม ดังนั้นในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่ดีจึงต้องมี วงจรกรองสัญญาณรบกวน EMI/RFI ด้วย

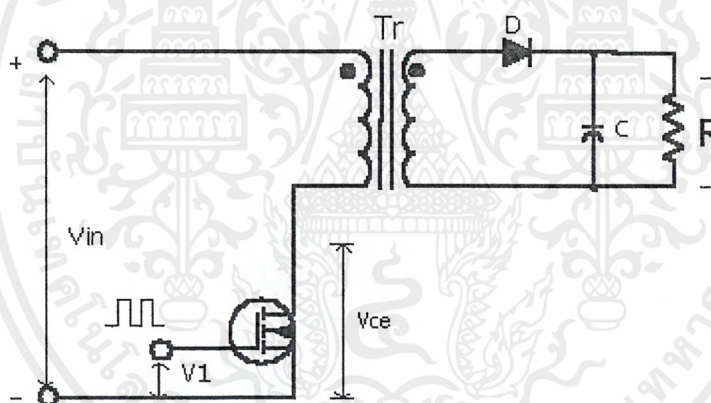
### บทที่ 3

## วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

### 3.1 ชนิดของวงจร CONVERTER

#### 3.1.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



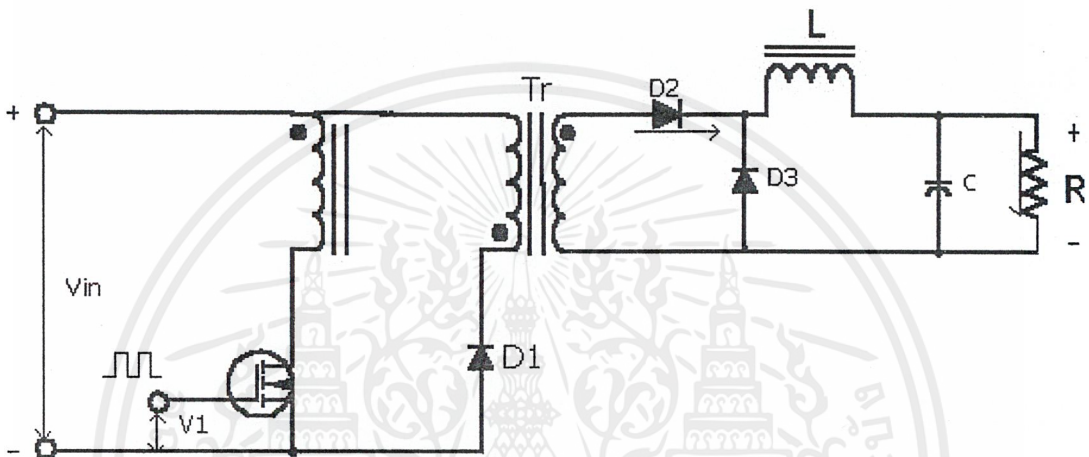
รูปที่ 3.1 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 3.1 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง  $T_1$  จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแสไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง  $T_1$  แทน เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก  $T_1$  ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ  $D_1$  ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด  $D_1$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท  $Q_1$  อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

### 3.1.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

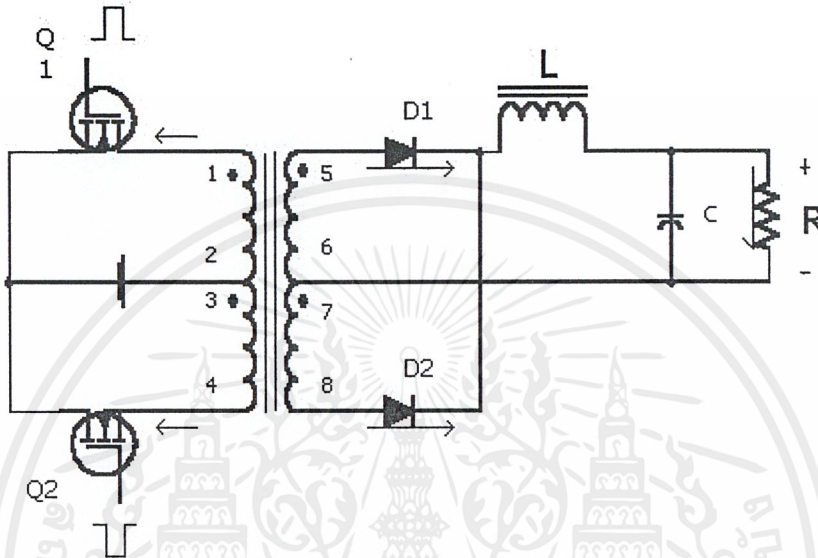


รูปที่ 3.2 วงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในภาพ 3.2 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่หม้อแปลง T1 ในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q1 หยุดนำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

### 3.2.5 พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์

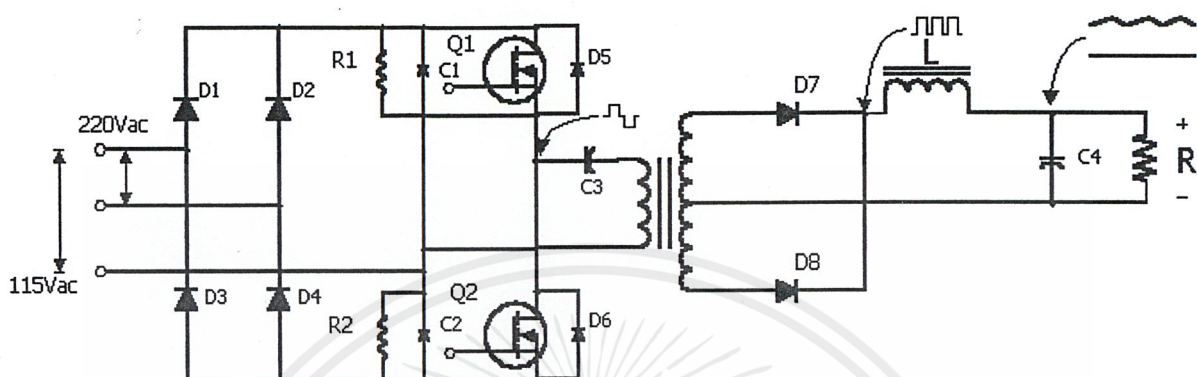


รูปที่ 3.3 วงจร พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูง ตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สามารถพลิกซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากภาพที่ 3.5 Q1 และ Q2 ผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ชิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

### 3.1.4 ฮาร์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.4 วงจรฮาร์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

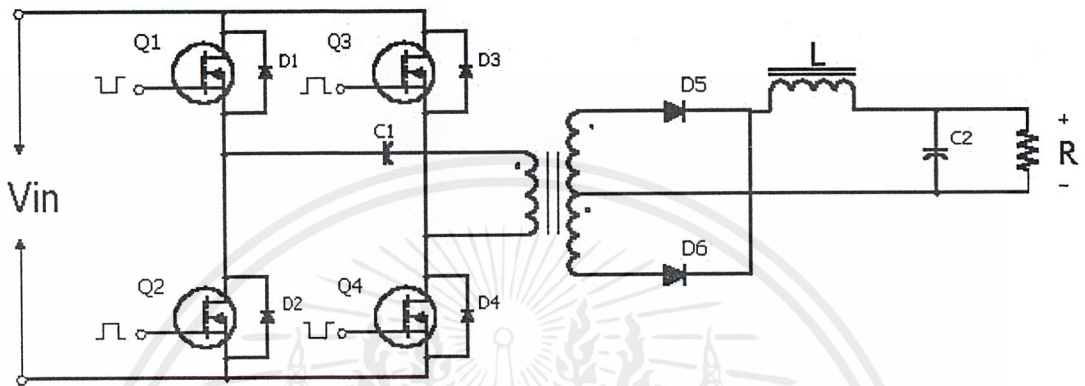
ฮาร์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเกี่ยวกับพวง-พูลคอนเวอร์เตอร์และทำให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาร์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สามารถพลิกซ์ได้

จากภาพที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเกี่ยวกับการทำงานของพวง-พูลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่า ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาร์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาร์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

### 3.1.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่สามารถลดแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ลงมาครึ่งหนึ่งของ  $V_m$  และสามารถป้องกันไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว แต่จะมีปัญหาเรื่องกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า ของแบบพวง-พูลคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจากข้อจำกัดของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวไปแล้วนั้น จะเป็นผลทำให้ฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้ใช้งานที่ต้องการกำลังต่ำ และปานกลางไม่สูงมากนัก เพราะว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันประมาณ 400-500 โวลต์ แต่ทนกระแสได้สูงๆ นั้นหายากและมีราคาแพงดังนั้น

จึงได้พัฒนาจนได้ฟูล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ขึ้นมา ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะรวมนำเอาข้อดีทางด้านกระแสของวงจรพุก-พลู และลักษณะเด่นด้านแรงดันของวงจรฮาล์ฟบริดจ์ไว้ด้วยกัน ดังแสดงในภาพที่ 3.7



รูปที่ 3.5 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูล์บริดจ์

โดยการทำงานของฟูล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์นั้น จะทำงานโดยที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  นำกระแสพร้อมกับ  $Q_4$  และ  $Q_2$  นำกระแสพร้อมกับ  $Q_3$  โดยแต่ละคู่จะผลัดกันทำงาน ซึ่งจากการทำงานในลักษณะเช่นนี้ จะทำให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง  $V_{in}$  อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านก็ยิ่งเท่าเท่ากับวงจรพุก-พลูอีกด้วย แต่ข้อเสียของวงจรนี้ก็คือต้องแยกใช้วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และเนื่องจากต้องให้คู่ทรานซิสเตอร์ทำงานไม่พร้อมกัน ดังนั้นจึงต้องแยกใช้วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ออกจากกันโดยเด็ดขาด

วงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิง แบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ หรือแบบฟูล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ นิยมจะใช้โครงสร้างวงจร ตามภาพที่ 4.2 จากทฤษฎีพื้นฐานแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

$$di = \Delta I_L \quad (3.2)$$

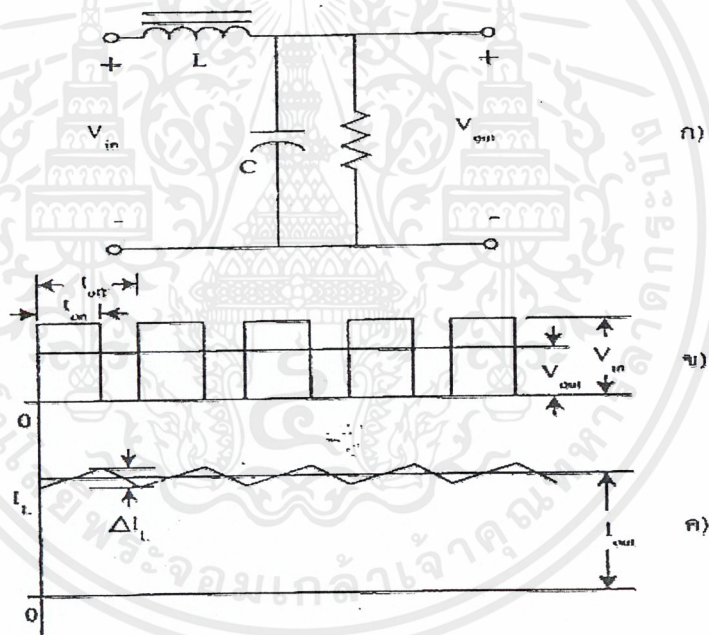
$$dt = t_{off} = \frac{(1-D)}{2f} \quad (3.3)$$

ในกรณีของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ หรือฟูล์บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แรงดัน  $V_{in}$  จะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดัน  $V_{out}$  ทำให้ได้สมการหาค่าความถี่เหนี่ยวนำในวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต ( $L$ ) ได้จากสมการ

$$L = \frac{V_{OUT}(1-D) * 10^6}{2f\Delta I_L} \quad (3.4)$$

- เมื่อ L = ค่าความเหนี่ยวนำในวงจรกรองแรงดันเอาต์พุต  
 $V_{OUT}$  = แรงดันค่านเอาต์พุต  
 D = ค่าดิวิตีไซเคิล  
 f = ค่าความถี่ในการสวิตช์  
 $\Delta I_L$  = ค่ากระแสที่เปลี่ยนไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลด

ในทางปฏิบัติเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ราบเรียบ  $\Delta I_L$  จะต้องไม่เกิน  $0.25 I_{out}$



รูปที่ 3.6 วงจรกรองแรงดันค่านเอาต์พุตของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

เตอร์แบบฟูลบริดจ์

- ก). วงจรกรองแรงดันค่านเอาต์พุต
- ข). สัญญาณแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองแรงดัน
- ค). สัญญาณกระแสตัวเหนี่ยวนำและกระแสเอาต์พุต

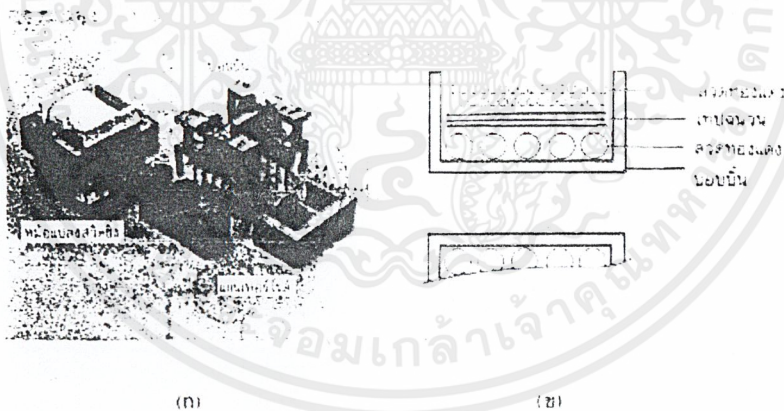
## บทที่ 4

### หม้อแปลงสวิตชิง

ศัพท์หลาย ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวโดยละเอียดในบทนี้

#### 4.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงซึ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ในภาพ โดยมีรายละเอียดดังนี้



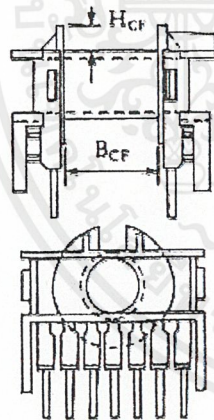
รูปที่ 4.1 ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง (ก) และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น (ข)

### แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด

### บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟบอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และปกป้องปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้น ดูได้จากภาพ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพิกลวดทองแดงเพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



CORE TYPE	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$B_{cf}$ (mm)	$H_{cf}$ (mm)	$\ell_w$ (mm)
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.1	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

$A_w$  = พื้นที่ของพันขดลวด

$B_{cf}$  = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้

$H_{cf}$  = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

$\ell_w$  = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

ETD  
Bobbin

รูปที่ 4.2 ตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

### ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งโรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้ายาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่แผ่นขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ

## เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขอลวดในหม้อแปลงสวิตชิงและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟโรมารี่และขดเซคชั่นคาร์รี่ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับารออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

### 4.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

#### ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ที่ภาพ

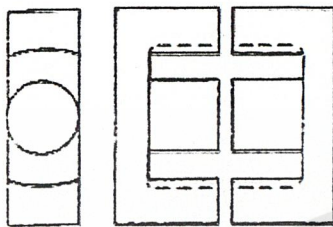
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง(ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับใช้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็กจึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่าง ๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไปและไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

#### ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

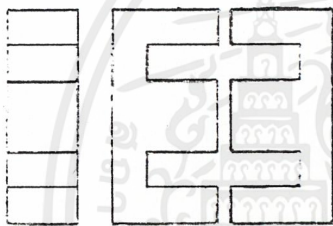
ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำควม

เข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์ซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)



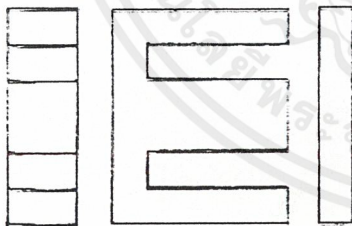
ETD

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



EE

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



EI

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	59.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	59.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

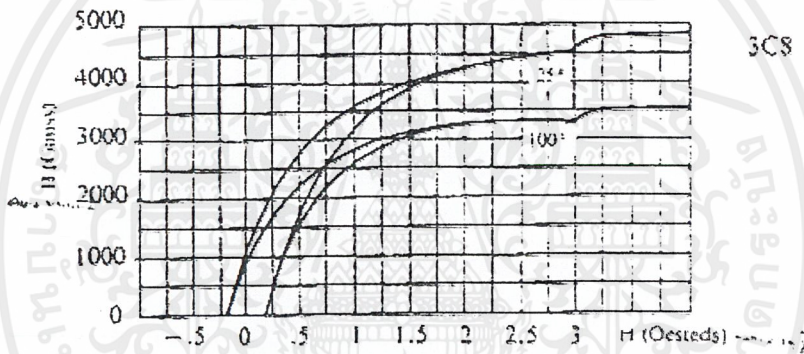
- $A_c$  = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
- $A_w$  = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบป็น
- $V_c$  = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
- $l_c$  = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 4.3 ตัวอย่างขนาดแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

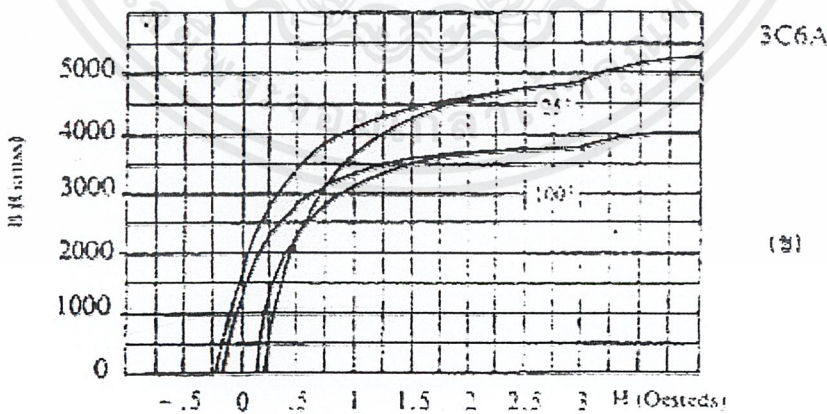
**เส้นโค้งฮิสเตอร์ซิส (Hysteresis Curve)**

เส้นโค้งฮิสเตอร์ซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในภาพที่ 2.12 (ก) และ 2.12 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์ซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์เพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์ซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดงในภาพที่ 4.4

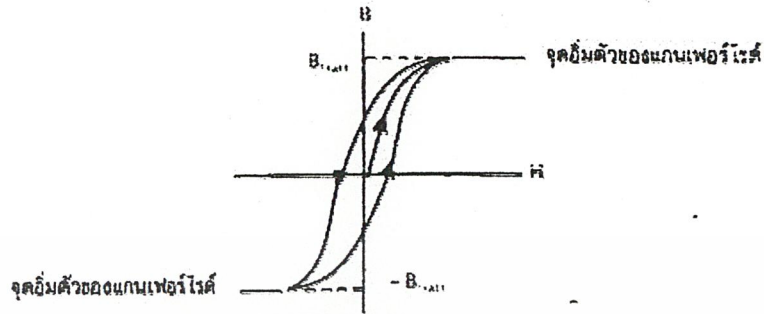


(ก)



(ข)

รูปที่ 4.4 เส้นโค้งฮิสเตอร์ซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข)



รูปที่ 4.5 ลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์ซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบน และซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังภาพที่ 4.5 (ก) , 4.5 (ข)

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตจิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ดังนั้น โดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตจิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก  $B$  ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

**การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง**

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times 10^8}{N_p \cdot A_c} \quad (4.1)$$

เมื่อ	$\Delta B$	คือ	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเป็นเกาส์
	$V$	คือ	ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์
	$N_p$	คือ	ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
	$A_c$	คือ	ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
	$t$	คือ	ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุทจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่อิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ที่ต่ำสุด

หมายเหตุ : การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก  $\Delta B$  ให้กำหนดเป็น 2 เท่าของค่าที่อ่านได้จากกราฟ ( $2 * \Delta B$ ) และค่า  $\Delta B$  ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ ซึ่งแสดงขีดจำกัดของ AB สำหรับคอนเวอร์เตอร์

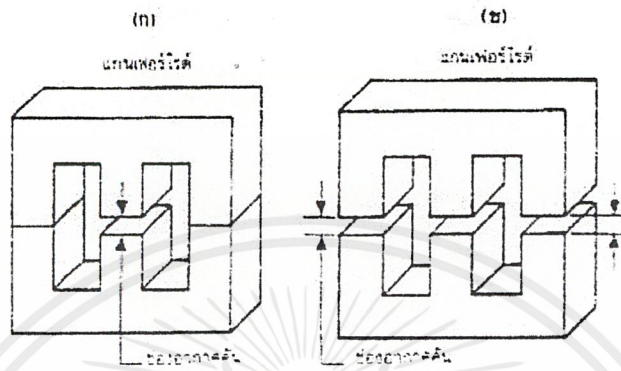
#### การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน ( $A_e$ ) และขนาดช่องสำหรับขดลวดของบอบบิ้น ( $A_w$ )

#### ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD และ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังภาพ (ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 4.6 การกำหนดช่องอากาศคั่น

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลางซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

#### แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุตโซ้ค

หม้อแปลงสวิตชิงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุต โซ้คจะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อนแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงกล่าวได้ว่ากำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่องที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุต โซ้ค พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI^2P \text{ (pk)} = \frac{B^2 \text{ (max)} \cdot I_g \cdot A_e \cdot 10^{-8}}{0.4 \pi} \quad (4.2)$$

- โดยที่  $I_g$  คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์เป็นเซนติเมตร  
 $A_e$  คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์เป็นตารางเซนติเมตร  
 $B(\text{max})$  คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเป็นเกาส์  
 $L$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไฟโพรมารี่ของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของ  
 เอาต์พุต ไซค์เป็นเฮนรี่  
 $I_p(\text{pk})$  คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน  $L$  เป็นแอมป์

ค่า  $B(\text{max})$  โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ จากสมการ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น  $I_g$  หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น ( $A_e$  เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิ่งและเอาต์พุต ไซค์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจามีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ (3.3)

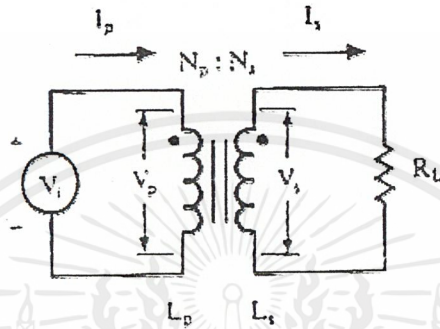
$$N = \frac{B_{\text{max}} \cdot I_g}{0.4 \pi \cdot I_p(\text{pk})} \quad (4.3)$$

เมื่อ  $N$  คือ จำนวนรอบของขดไฟโพรมารี่ของหม้อแปลงหรือเอาต์พุต ไซค์

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัดและอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุต ไซค์ร้อนผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

### 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคัน์ของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคัน์คาร์เป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรในภาพจะเป็นดังนี้



รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ

$$N_p/N_s = \sqrt{L_p/L_s} \quad (4.4)$$

เมื่อ	$N_p$	คือ	จำนวนรอบของขดไพรมารี
	$N_s$	คือ	จำนวนรอบของขดไพรมารี
	$V_p$	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
	$V_s$	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคัน์คาร์
	$L_p$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
	$L_s$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคัน์คาร์
	$I_p$	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
	$I_s$	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคัน์คาร์

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน  $V_p$  เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต  $V_i$  และค่า  $V_p$  ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า  $V_i$  แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยกว่าหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม  $V_p$  จะมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

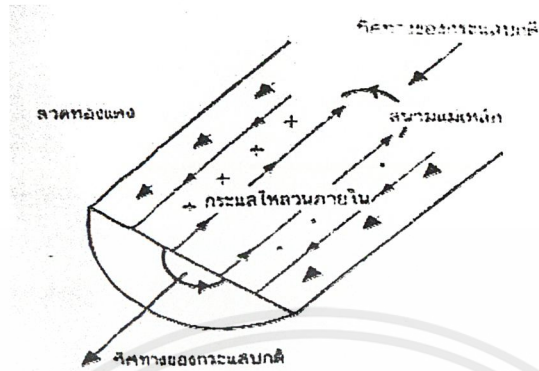
#### การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (enameled copperwire) เป็นตัวพันในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

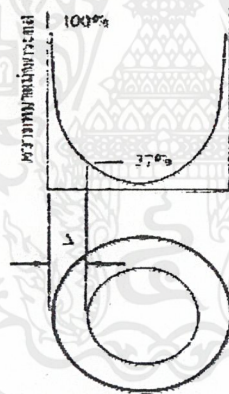
#### ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของขดลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบ ๆ ตัวมันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดงดังแสดงในภาพที่ 4.8

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวนั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน



รูปที่ 4.8 ลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสเปกตรัมไหล มีผลทำให้ กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของทองแดง



รูปที่ 4.9 ระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง  
แค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิววนที่สุด

จากผิวขดลวดทองแดงถึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาแน่นผิวนำกระแสที่มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 อนุศาซี ความหนาแน่นของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \frac{5.62 \text{ (มิลลิเมตร)}}{f} \quad (4.5)$$

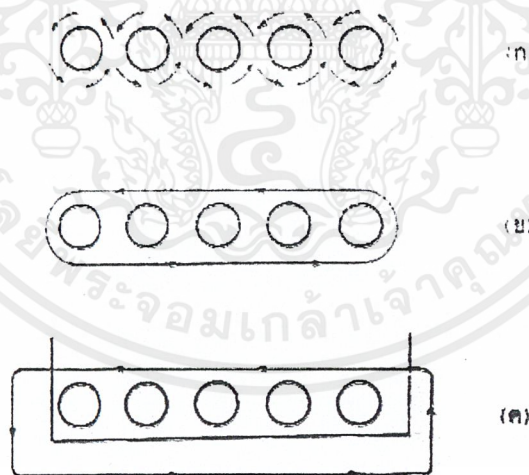
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $\Delta$  คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร  
 $f$  คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

### ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability)  $\mu$  (มิว) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมากกว่าแกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ฟลักซ์เหล่านี้ เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (Leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะ ได้กล่าวต่อไป

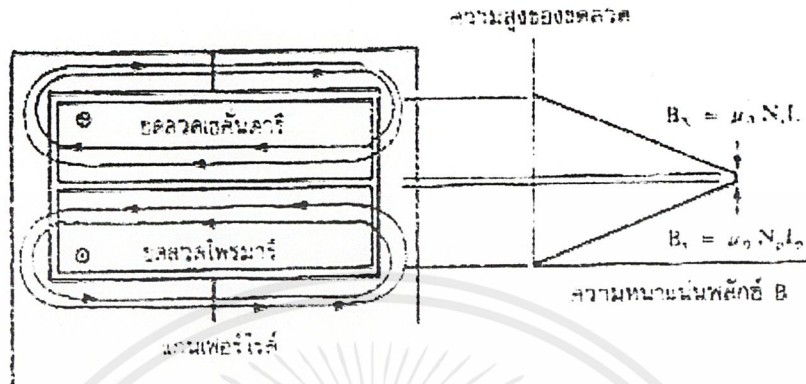
ภาพที่ 2.18 แสดงภาพตัดขวางชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก  $\mu$  ของแกนมีค่าสูงมากดังภาพที่ 2.18 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลาย ๆ ชั้นก็จะเป็นดังภาพที่ 2.19 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



รูปที่ 4.10 ลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง

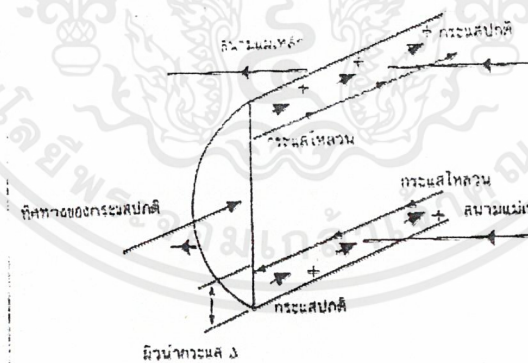
ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์ ( $B_x$ ) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงเพิ่มขึ้นจากภาพที่ 4.11 จะเห็นได้ว่า  $B_x$  มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดงโดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลขึ้นในลวดทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



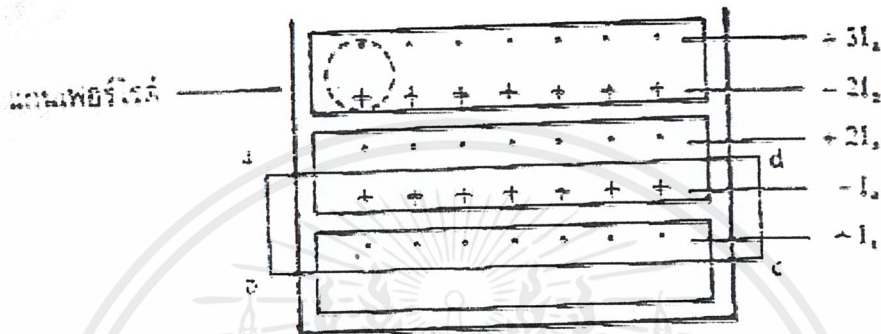
**รูปที่ 4.11** ลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว  $B_x$  ที่ตำแหน่งต่างๆ ในหม้อแปลงสวิตชิง โดย  $B_x$  จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้นขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวนำกระแสของขดลวดที่สัมผัสกับแม่เหล็กดังภาพที่ 4.12



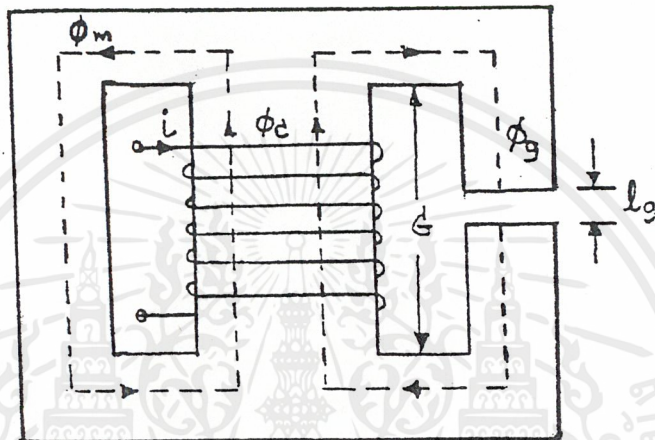
**รูปที่ 4.12** ผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่างยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยังมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวหน้ากระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้นถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ  $+I_a$  และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวหน้ากระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง หน้าที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (fHdc) รอบวง จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมามีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ  $+I_a$  ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของลวดทองแดงในชั้นที่สองจะมีค่าเท่ากับ  $-I_a$  และไหลในทิศตรงกันข้ามผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน(แผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ  $+2I_a$  ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ  $+3I_a$  และค่ากระแสที่ผิวบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น)

## การออกแบบหม้อแปลง



ในการออกแบบหม้อแปลง (transformer Design) สิ่งที่ต้องคำนึงในการออกแบบคือ การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะ โครงสร้าง และลักษณะของแกนเหล็ก
2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพัน
3. ชนิด และลักษณะของฉนวน
4. ลักษณะ โครงสร้างของ case ตลอดจนการระบายความร้อน
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและทางกลอื่นๆ

### ข้อกำหนด

1. ขนาดพิกัดของกำลังไฟฟ้าขาออก
2. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ ของกระแสและแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ หรือแม้กระทั่งอัตราการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิต่อเวลา
4. Voltage Regulation
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลอื่นๆ

ขีดจำกัด

1. ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิมิตัวของแกนเหล็ก(Flux Density,B)
2. กำลังสูญเสียในลวดทองแดงและในแกนเหล็ก
3. คุณสมบัติอื่น เช่น permeability( $\mu$ ) , Breakdown Voltage ( $V_b$ ) , etc.

สมการของการออกแบบ

จากขีดจำกัดของแกนเหล็ก(Saturation or Coreloss)

- เมื่อแรงดันเป็น Square wave

$$\frac{\Delta\Phi n}{N} = \frac{\int V dt}{N} = \frac{V OT / 2}{N} = n \phi_{max} OS$$

$n = 1$  เมื่อมี dc magnetizing current

$n = 2$  เมื่อไม่มี dc magnetizing current

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดทั้งสองได้

$$N_1 = \frac{V_1}{2 * n * B_{max} * s * f}$$

$$N_2 = \frac{V_2}{2 * n * B_{max} * s * f}$$

- เมื่อแรงดันเป็น Sine wave

$$N_1 = \frac{V_{1rms}}{4.44 * n * B_{max} * s * f}$$

$$N_2 = \frac{V_{2rms}}{4.44 * n * B_{max} * s * f}$$

$$k * w = N_1 * A_{w1} + N_2 * A_{w2} \quad \text{ขีดจำกัดของหน้าตัด ; } k = 0.3 - 0.9$$

-จากขีดจำกัดของลวดทองแดง โดยคำนึงถึงการสูญเสีย ( Copper Loss ,  $P_{cu}$  )

$$P_{cu} = I_1^2 r_{ms}$$

$$R = \frac{\rho * l}{AW}$$

$$J = \frac{I1 * rms}{AW}$$

โดยที่  $J = 100 - 1000 \text{ A/cm}^2$

$$\rho = 1.724 * 10^{-8} \text{ at } 25^\circ\text{C}$$

$$= 2 * 10^{-8} \text{ at } 75^\circ\text{C}$$

การเลือกหรือกำหนดขนาดแกนเหล็กมีวิธีการคำนวณ 2 วิธี

(By Slobodan Cuk and R.D. Middlebrook, 1981)

1. Area Product  $A_p$  Approach

2. Core Geometry  $K_g$  Approach

1. การออกแบบโดยวิธีการคำนวณแบบ  $A_p$  Approach

วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้ค่า Temperature Rise ซึ่งอยู่ในรูปของความหนาแน่น

ของกระแสของลวดตัวนำ  $J = 100 - 1000 \text{ A/cm}^2$

สำหรับ Square Wave ที่ไม่มี dc magnetizing current

$$N1 = \frac{V1}{4 * B_{max} * S * f} \quad B_{max} \text{ Limit}$$

$$N2 = \frac{V2}{4 * B_{max} * S * f}$$

$$k * W = N1 * AW1 + N2 * AW2 \quad \text{Window Area Limit}$$

$$k * W = N1 * \frac{I1 * rms}{J} + N2 * \frac{I2 * rms}{J}$$

แทนค่า  $N1, N2$  ได้

$$k * W = \frac{V1 * I1 * rms}{4 * B_{max} * S * f * J} + \frac{V2 * I2 * rms}{4 * B_{max} * S * f * J}$$

$$k * W = \frac{V1 * I1 * rms + V2 * I2 * rms}{4 * B_{max} * S * f * J}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดกลุ่มตัวแปรเพื่อหาตัวแปรกำหนดขนาดของแกนหม้อแปลง  $A_p$

$$A_p = W \cdot S = \frac{V_1 \cdot I_{1rms} + V_2 \cdot I_{2rms}}{4 \cdot B_{max} \cdot f \cdot J}$$

โดยทั่วไป  $V_1 I_{1rms} = V_2 I_{2rms} = P_{out}$

$$A_p = W \cdot S = \frac{P_{out}}{2 \cdot k \cdot B_{max} \cdot f \cdot J}$$

ขั้นตอนในการออกแบบ โดยวิธี  $A_p$  Approach

1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัด คำนวณหาค่า  $A_p$

$$A_p = W \cdot S = \frac{V_1 \cdot I_{1rms} + V_2 \cdot I_{2rms}}{4 \cdot B_{max} \cdot f \cdot J}$$

2. เลือกขนาดของแกนให้  $A_p$  มากกว่า ที่คำนวณได้จากข้อ 1.
3. คำนวณหาจำนวนรอบของลวดเหนี่ยวนำ ( $N_1, N_2$ )
 
$$N_i = \frac{V \cdot I_{rms}}{4.44 \cdot h \cdot B_{max} \cdot S \cdot f}$$
4. คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ ( $A_w$ ) เมื่อ  $N_1 A_{w1} = N_2 A_{w2}$
5. เลือกเบอร์ของลวดทองแดงให้มี  $A_w$  ใหญ่กว่า  $A_w$  ที่ได้จากการคำนวณในข้อ 4. โดยเลือกครีมีของลวดตัวนำที่เล็กกว่าความลึกผิวหน้ากระแส (Skin Depth) ที่ความถี่สูงสุดที่ใช้งาน
6. คำนวณหา  $P_{cu} = I_{1rms}^2 \cdot R_1 + I_{2rms}^2 \cdot R_2$
7. ปรับค่า  $J$  เริ่มตั้งแต่ข้อ 1 - 6 ใหม่ จนได้  $P_{cu}$  ที่เหมาะสม
8. การออกแบบโดยใช้วิธีการคำนวณแบบ Core Geometry Kg Approach

วิธีนี้เป็นารออกแบบโดยพิจารณาที่การสูญเสียในขดลวดของหม้อแปลง

$$N_1 = \frac{V_1}{4 * B_{max} * S * f}, \quad \frac{V_2}{4 * B_{max} * S * f}$$

$$N_1 * AW_1 = N_2 * AW_2 = kW/2$$

$$I = N * t$$

$$R = \rho * \frac{L}{A}, \quad AW = \frac{kW}{2N}$$

$$R_1 = \frac{\rho * N_1 * t}{(kW)/(2N_1)} = \frac{2 * \rho * t * N^2}{kW}$$

$$R_2 = \frac{2 \rho * t * N^2}{kW}$$

$$P_{cu} = I_1^2 * R_1 + I_2^2 * R_2$$

แทนค่า R1 และ R2 ได้

$$P_{cu} = \frac{2 * \rho * t * (N_1^2 * I_{1rms}^2 + N_2^2 * I_{2rms}^2)}{kW}$$

แทนค่า N1 และ N2 ได้

$$P_{cu} = \frac{2 * \rho * t * (V_1^2 * I_{1rms}^2 + V_2^2 * I_{2rms}^2)}{kW * (4 * B_{max}^2 * S^2 * f^2)}$$

โดยทั่วไป  $V_1 * I_{1rms} = V_2 * I_{2rms} = P_{out}$

$$P_{cu} = \frac{\rho * t * P_{out}^2}{4 * kW * B_{max}^2 * S^2 * f^2}$$

จัดกลุ่มตัวแปรเพื่อหาตัวแปรในการกำหนดค่าขนาดแกนเหล็กของหม้อแปลง

$$Kg = \frac{W * S^2}{t} = \frac{* P_{out}^2}{4 * kW * B_{max}^2 * f^2 * P_{cu}}$$

## ขั้นตอนการออกแบบด้วยวิธี Kg Approach

1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัด กำหนดหาค่า Kg จากสูตร

$$Kg = \frac{W \cdot S^2}{t} = \frac{P_{out}^2}{4 \cdot k \cdot B_{max}^2 \cdot f^2 \cdot P_{cu}}$$

2. เลือกขนาดของแกนเพื่อให้ Kg มีค่ามากกว่า ที่คำนวณได้จากข้อหนึ่ง

$$Kg = \frac{W \cdot S^2}{T} > Kg (1)$$

3. กำหนดหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำ  $N_1, N_2$

$$N_1 = \frac{V_1}{4 \cdot B_{max} \cdot S \cdot c}, N_2 = \frac{V_2}{4 \cdot B_{max} \cdot S \cdot f}$$

4. กำหนดหาขนาดของขดลวดตัวนำ ( $A_{w1}, A_{w2}$ )

$$N_1 A_{w1} = N_2 A_{w2}$$

5. เลือกเบอร์ทองแดงให้มีค่า  $A_w$  มากกว่า  $A_w$  ที่ได้จากข้อสี่

6. เลือกรัศมีของลวดทองแดงที่เล็กกว่าความลึกของผิวทองแดง (Skin Dept) ที่ความถี่สูงสุดที่ใช้ งาน โดยที่  $\sigma(m) = 2\rho / \mu W$

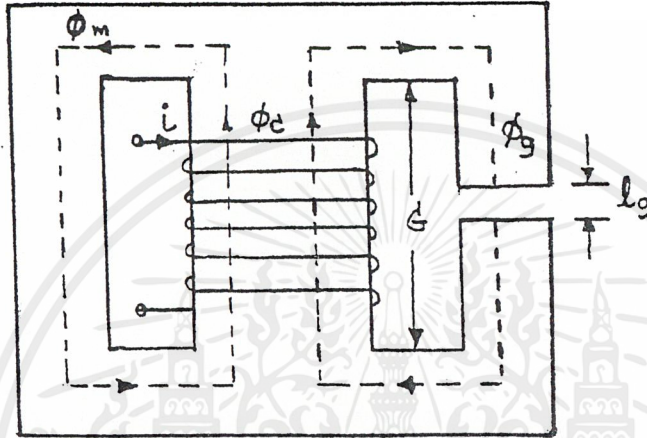
7. รวมค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเหล็ก และ ลวดทองแดง

8. กำหนดหาค่า  $L_m$

9. กำหนดหาค่า  $I_m$

## การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (Induction design)

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ ( Induction Design) สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบก็คือ



$$R_c = \frac{l_c}{\mu_c S_c} = \frac{1}{\mu_c \frac{S_c}{l_c}}$$

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_m S_m} = \frac{1}{\mu_m \frac{S_m}{l_m}}$$

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_g S_g} = \frac{1}{\mu_g \frac{S_g}{l_g}}$$

### การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะ โครงสร้าง และขนาดของแกนแม่เหล็ก
2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพันของลวดตัวนำ
3. ชนิด และลักษณะของฉนวน
4. ลักษณะ โครงสร้างของ case ตลอดจนการระบายความร้อน
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้า และเชิงกลอื่นๆ

### ข้อกำหนด

1. ค่าความเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ ของกระแสและแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ หรือ อุณหภูมิเพิ่ม ( Triss)
4. คุณสมบัติทางไฟฟ้า และเชิงกลอื่นๆ

### ขีดจำกัด

1. ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก
2. กำลังสูญเสียในลวดทองแดงหรือแกนแม่เหล็ก
3. คุณสมบัติอื่นๆ เช่น permeability, Breakdown voltage, ฯ

### สมการของการออกแบบ

จากขีดจำกัดของแกนแม่เหล็ก ( Saturation or Coreloss )

$$B_{max} = \frac{\phi_{max}}{S} = \frac{\lambda_{max}}{S \cdot N} = \frac{L_{Ipeak}}{S \cdot N}$$

$$\phi_{max} = \frac{L \cdot I_{peak}}{N} \quad \text{สนามแม่เหล็กแปรตามกระแส}$$

$$k \cdot W = \frac{N \cdot A_w}{N \cdot A_w} \quad \text{ขีดจำกัดของหน้าตัด ; } k = 0.3 - 0.9$$

จากขีดจำกัดของลวดทองแดง โดยคำนึงถึงการสูญเสีย (copper loss : P<sub>cu</sub>)

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot R$$

$$R = \frac{p \cdot l}{A_w}$$

$$J = \frac{I_{rms}}{A_w}$$

โดยที่  $J = 100 - 1000 \text{ A/cm}^2$

$$p = 1.724 \cdot 10^{-8} \text{ ohm} \cdot \text{m}$$

จากคุณสมบัติของวงจรมแม่เหล็กและตัวเหนี่ยวนำ

$$L = N^2 P_c = N^2 / R_c$$

$$R_c = R_m + R_g ; R_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot S}$$

$$I_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{L}$$

การเลือกหรือกำหนดขนาดของแกนเหล็กมีวิธีการคำนวณ 2 วิธี

(Siobodan Cuk and R.D.Middlebrook ,1981X

1. Area Product  $A_p$  Approach
2. Core Geometry  $K_g$  Approach

### 1. การออกแบบโดยใช้วิธีการคำนวณ $A_p$ Approach

เป็นวิธีการออกแบบที่ใช้ค่า  $Triss$  ซึ่งอยู่ในรูปของความหนาแน่นของกระแสของ

ขดลวดตัวนำ  $J = 100-1000 \text{ A/cm}^2$

$$N = \frac{L \cdot I_{peak}}{B_{max} \cdot S}$$

$$k \cdot W = \frac{N \cdot I_{rms}}{J}$$

แทนค่า  $N$  จะได้

$$k \cdot W = \frac{L \cdot I_{peak} \cdot I_{rms}}{B_{max} \cdot S \cdot J}$$

$$A_p = W \cdot S = \frac{L \cdot I_{peak} \cdot I_{rms}}{k \cdot B_{max} \cdot J}$$

ถ้า  $I_{peak} = I_{rms}$  เมื่อ  $E_{peak} = (1/2)L \cdot I_{peak}^2$

$$A_p = W \cdot S = \frac{2 E_{peak}}{k \cdot B_{max} \cdot J}$$

### ขั้นตอนในการออกแบบโดยวิธี Approach

1. จากขั้นตอนและขีดจำกัดคำนวณค่า  $A_p$
2. เลือกขนาดของแกนให้มีค่ามากกว่า  $A_p$  ที่คำนวณจากข้อ 1
3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ ( $N$ )
4. คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ ( $A_w$ )
5. เลือกเบอร์ของลวดทองแดงให้มี  $A_w$  ใหญ่กว่า  $A_w$  ที่ได้จากการคำนวณในข้อ 4 โดยเลือกรัศมีของลวดทองแดงที่เล็กกว่าความลึกผิวของทองแดง (Skin depth) ที่ความถี่สูงสุดที่ใช้งาน โดยที่
6. คำนวณหา
7. ปรับค่า  $J$  เริ่มตั้งแต่ข้อ 1-6 ใหม่ จนได้  $P_{cu}$  ที่เหมาะสม
8. คำนวณหาขนาดของช่องว่างอากาศ (air gap)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. คำนวณค่า Fringing Flux Correction Factor ( F ) อันเนื่องมาจากผลของฟลักซ์ที่ขอบ ทำให้พื้นที่หน้าตัดของช่องว่างอากาศมีค่าเพิ่มขึ้น

10. ปรับลด  $I_g$  จนได้ค่า  $L$  ตามต้องการ

## 2. การออกแบบโดยใช้วิธีการคำนวณ Core Geometry Kg Approach

วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้กำลังการสูญเสียของลวดทองแดง (  $P_{cu}$  )

$$N = \frac{L \cdot I_{peak}}{B_{max} \cdot S}$$

$$A_w = \frac{k \cdot W}{N}$$

$$I = N \cdot t$$

$$R_w = \frac{p \cdot I}{A_w} = \frac{p \cdot N^2 \cdot t}{k \cdot W}$$

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot 2 \cdot R_w$$

แทนค่าตัวแปรต่างๆ ให้อยู่ในรูป  $P_{cu}$

$$P_{cu} = \frac{I_{rms}^2 \cdot p \cdot L^2 \cdot I_{peak}^2 \cdot t}{B_{max}^2 \cdot S \cdot k \cdot W}$$

จัดกลุ่มตัวแปรใหม่

$$K_g = \frac{W \cdot S^2}{t} = \frac{4p \cdot ((1/2) \cdot (L \cdot I_{rms}^2)) \cdot ((1/2) \cdot (L \cdot I_{peak}^2))}{k \cdot B_{max}^2 \cdot P_{cu}}$$

ถ้า

$$I_{peak} = I_{rms}$$

$$kg = \frac{W \cdot S^2}{t} = \frac{4p \cdot (E_{peak})^2}{k \cdot B_{max}^2 \cdot P_{cu}} \quad \text{เมื่อ } E_{peak} = (1/2) \cdot (L \cdot I_{peak}^2)$$

### ขั้นตอนในการออกแบบโดยวิธี Kg Approach

1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัด กำหนดหา Kg
2. เลือกขนาดของแกนให้ใหญ่กว่า Kg ที่คำนวณได้จากข้อ 1
3. กำหนดหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำ (N)
4. กำหนดหาขนาดของลวดตัวนำ ( $A_w$ )
5. เลือกเบอร์ของลวดทองแดงให้มี  $A_w$  มากกว่า  $A_w$  ที่ได้จากข้อ 4  
โดยเลือกรัศมีของลวดทองแดงที่เล็กกว่าความลึกผิวของทองแดง (Skin depth) ที่ความถี่สูงสุดที่ใช้งาน โดยที่
6. กำหนดหาขนาดของช่องว่างอากาศ (air gap)
7. กำหนดหา Fringing Flux Correction Factor (F)  
อันเนื่องมาจากผลของฟลักซ์ที่ขอบ ทำให้พื้นที่หน้าตัดของช่องว่างอากาศมีค่ามากขึ้น
8. ปรับลด  $I_{gn}$  ได้ค่า L ตามต้องการ

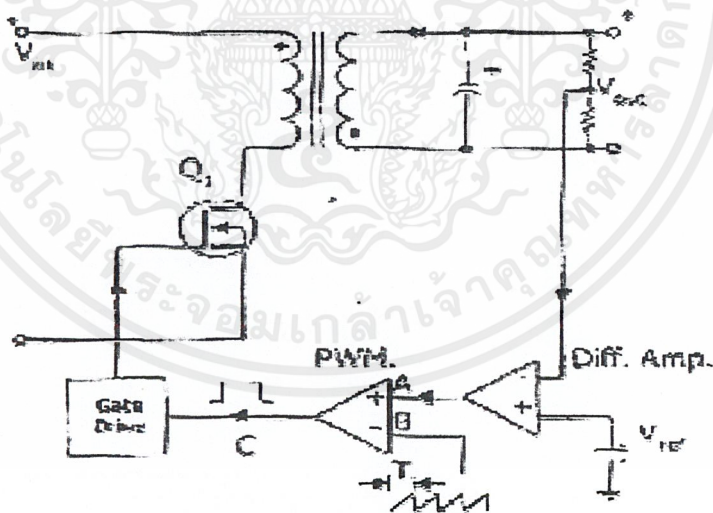
## บทที่ 5

### วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะให้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

#### 5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

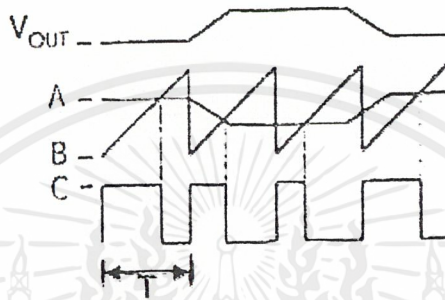
การทำงานของวงจรในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังภาพ



รูปที่ 5.1 วงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 5.1 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาท์พุทที่ได้จากวงจรพัลส์วิคท์มอดคูลเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดคูลเลชัน ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

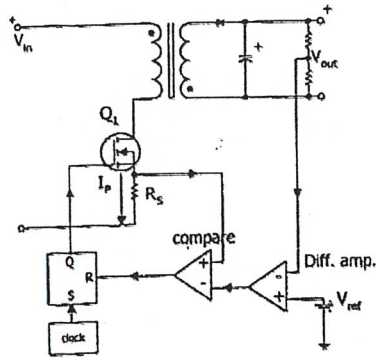


รูปที่ 5.2 รูปสัญญาณที่จุดต่างๆในวงจรควบคุมแรงดัน

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาท์พุทและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่ามากกว่าแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรพัลส์วิคท์มอดคูลเลชัน จึงมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรพัลส์วิคท์มอดคูลเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทไว้ได้

## 5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 5.3 วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากภาพ 5.3 การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจร ควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติ้งของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

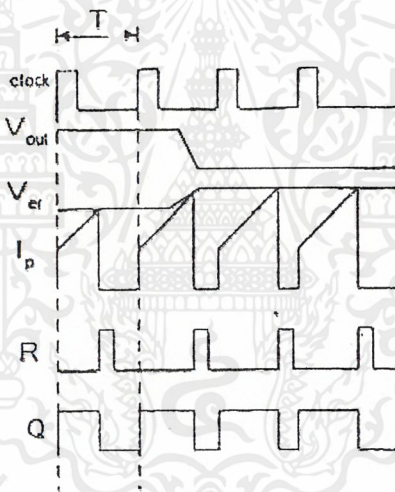
เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณพิก้าที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ก็จะนำกระแส เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านเซตปฐมภูมิและตัวต้านทาน  $R_s$  ที่ ต่ออนุกรมไว้กับ  $Q_1$  ทำให้เกิดแรงดัน  $V_s$  ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน  $R_s$  ด้วย

แรงดันตกคร่อม  $R_s$  ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ  $V_s$  เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณพิก้าอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน  $V_s$  ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_s$  นั่นเอง ถ้าค่าของแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ได้เร็วขึ้นด้วยทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่

ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุทเลยทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

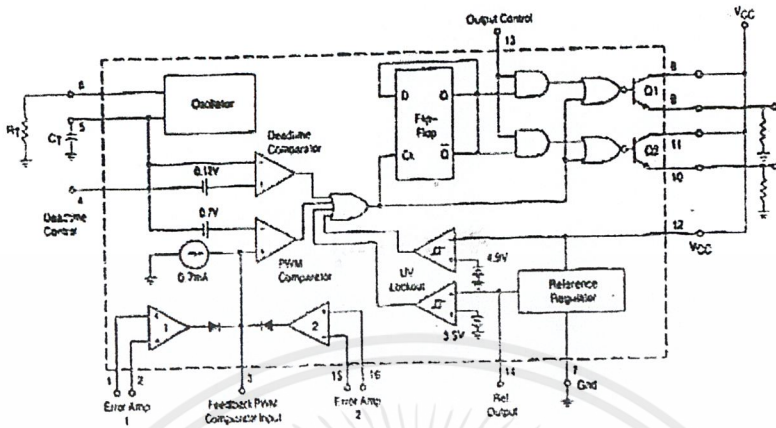
เมื่อต้องจรรยาขยายความแตกต่าง  $E/A$  เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุทมีค่าลดลง เอาต์พุทของวงจรรยาขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะมีค่าเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานานกว่าจะเสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน  $V_o$  มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุทของวงจรรยาขยายความแตกต่าง  $E/A$  ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุทของวงจรรยาขยายความแตกต่าง  $E/A$  จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลาในการเสลดลงด้วย ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังภาพที่ 5.4



รูปที่ 5.4 ลักษณะการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

### 5.3 ไอซี เบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในภาพที่ 5.5 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้

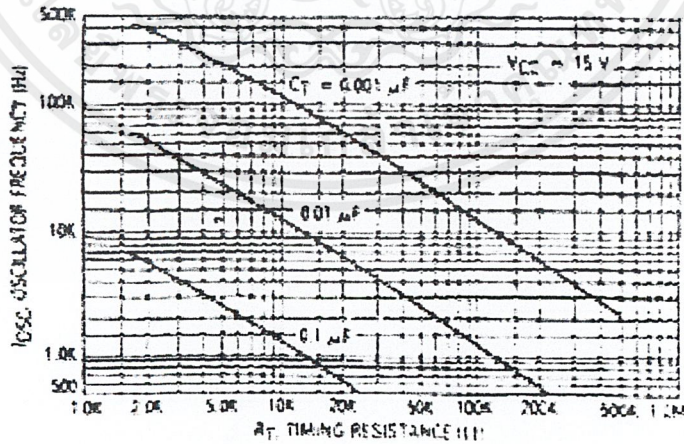


รูปที่ 5.5 การจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

**การกำหนดคาบเวลาการทำงาน**

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี คาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \quad (5.1)$$



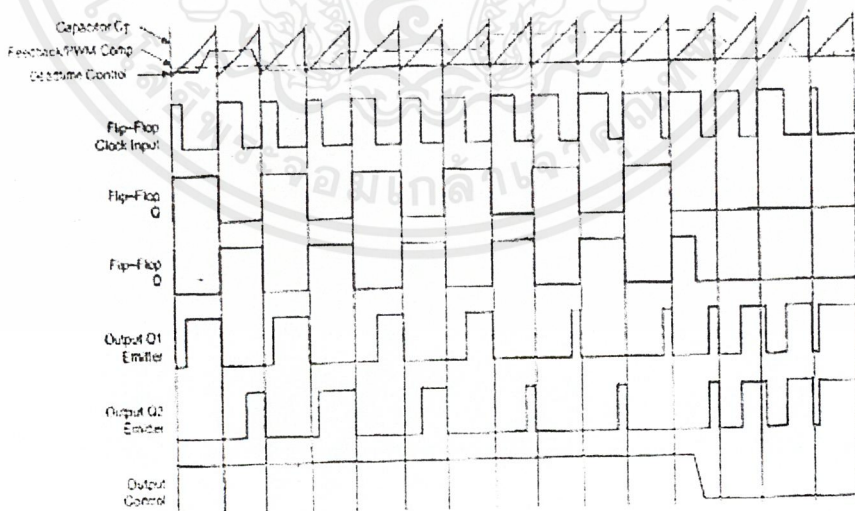
รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ของค่า  $R_T C_T$  ในการกำหนดความถี่

### การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อ  $C_k$  ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง  $C_k$  จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้อาจกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง  $(V_{CC}-2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

Figure 2. Timing Diagram



รูปที่ 5.7 รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

### การกำหนดคาบเวลาเพื่อ $T_D$

TL สามารถให้ผู้ใช้กำหนดคาบเวลาเพื่อ  $T_D$  ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 % ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $t_{ON}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5  $V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

### การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

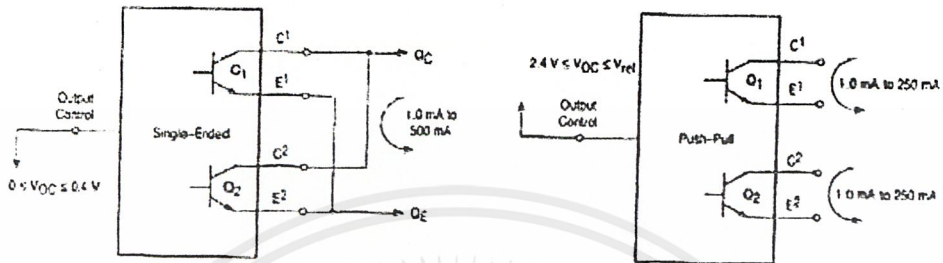
เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือ สลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Out Control) โดยขณะที่  $C_T$  ดิสชาร์จ เอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา  $C_k$  จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5  $V_{ref}$ ) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุด ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาในการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)

จากรูปที่ 5.5 แสดงรายละเอียดของขา IC ดังนี้

- ขา 1 เป็นขาชนิด Input ซึ่งเป็นแบบ Non-inverting ของ Error Amp ตัวที่ 1
- ขา 2 เป็นขาชนิด Input ซึ่งเป็นแบบ Inverting ของ Error Amp ตัวที่ 1
- ขา 3 เป็นขาชนิด Input ใช้เป็นขา Feedback PWM Comparator
- ขา 4 เป็นขาที่ใช้ควบคุม Dead Time
- ขา 5 เป็นขาที่ใช้ต่อกับ C ภายนอกซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่
- ขา 6 เป็นขาที่ใช้ต่อกับ R ภายนอกซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่
- ขา 7 เป็นขาต่อ Ground ของตัว IC
- ขา 8,9,10,11 เป็นขาชนิดที่ Output ต่อใช้งาน
- ขา 12 เป็นขาต่อไฟเลี้ยง IC
- ขา 13 เป็นขา Output Control
- ขา 14 เป็น Output  $V_{ref}$

ขา 15 เป็นขา Inverting Input Error Amp ตัวที่ 2

ขา 16 เป็นขา Non-Inverting Input Error Amp ตัวที่ 2



รูปที่ 5.8 ลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง  $7 \leq V_{CC} \leq 40$  โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายในเท่ากับ 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง  $\pm 1.5\%$  ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง  $70^{\circ}\text{C}$

## 5.4 วงจรขับ

### 5.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้สามารถนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

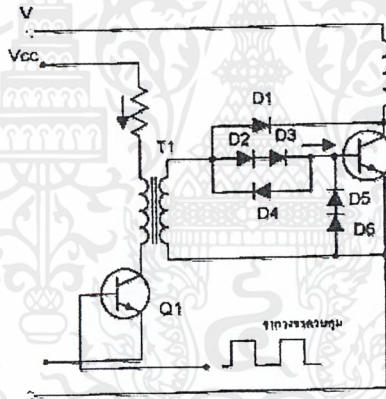
วงจรขับกระแสไบแอสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่ และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในสที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้นค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอนเล็กเตอร์ ประจุสะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

#### 5.4.1.1 วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคมป์

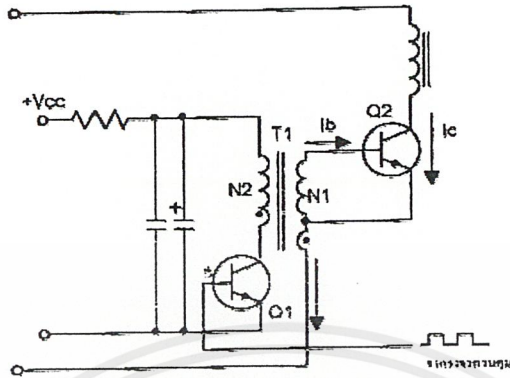
เบเกอร์แคมป์เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ได้โอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในภาพที่ 5.9



รูปที่ 5.9 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคมป์

#### 5.4.1.2 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอนดักเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์แคมป์ที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดง วงจรในภาพที่ 5.10



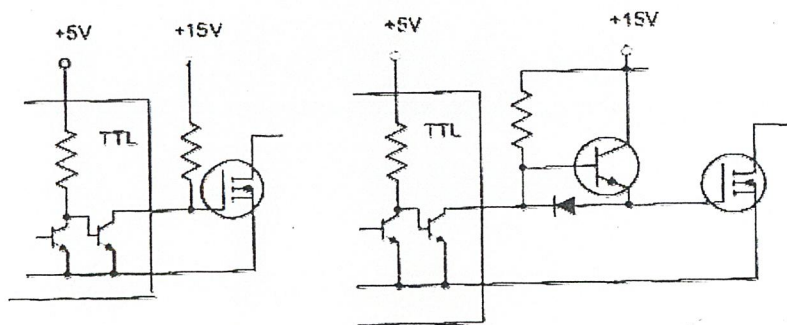
รูปที่ 5.10 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

5.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคกรวมที่ขาเกตและซอร์มีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

5.4.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

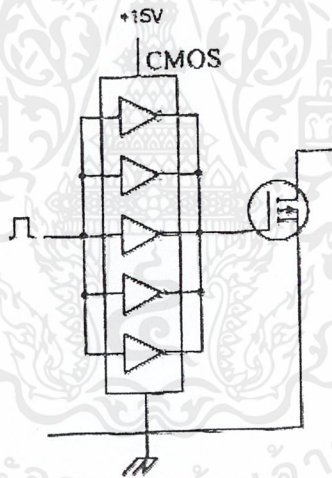


รูปที่ 5.11 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 5.11 (ก) แสดงวงจรจับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูล์ออฟริชิสเตอร์เข้าช่วยเพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล์ออฟริชิสเตอร์

รูปที่ 5.11(ข)ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วย และวงจรจับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

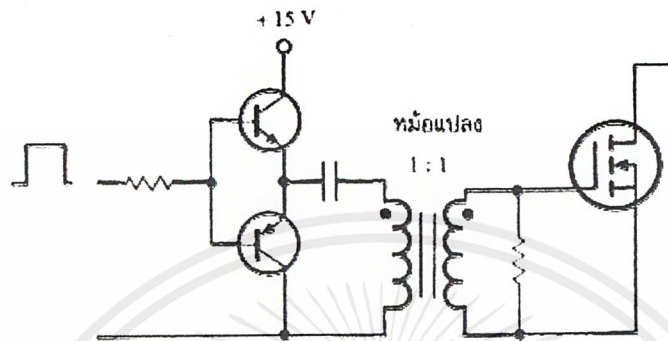
#### 5.4.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



รูปที่ 5.12 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมตารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

### 5.4.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 5.13 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

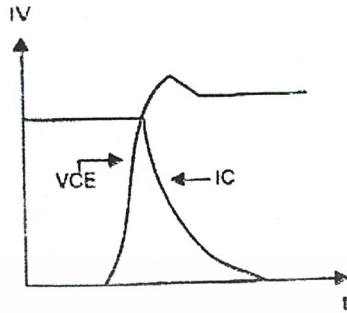
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรถูกคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลือนระดับของแรงดันเอาท์พุทที่หม้อแปลงและอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 5.13

## 5.5 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สแน็บเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

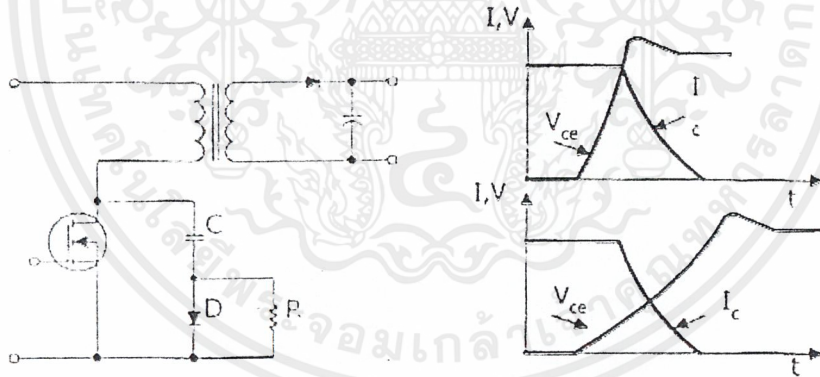
### 5.5.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนแปลงสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสูงค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วภาพ 2.16



รูปที่ 5.14 (ก) ลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้ โดยต่อวงจรสับเบออร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 5.12 (ข)



รูปที่ 5.14 (ข) วงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้

กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง  $C1$  จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน  $R1$  ที่ไปแรงดันตกคร่อม  $C1$  ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ  $C1$  และ  $R1$  ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(I_p * t_{ON} \pi)}{2 * V_{in}} \quad (5.2)$$

$$R1 = \frac{t_{ON(min)}}{2 * 3 * C1} \quad (5.3)$$

- เมื่อ  $I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{in}$  คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์  
 $t_{ON}$  คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $t_{OFF}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

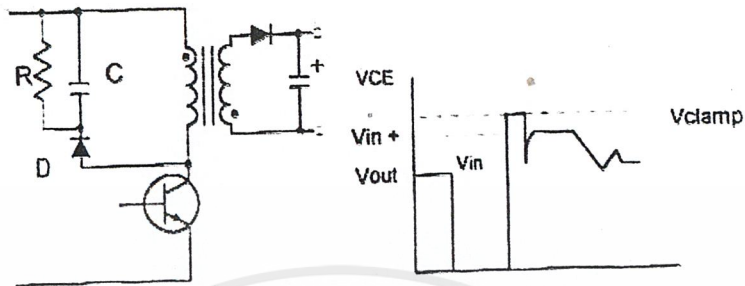
การคายประจุของ  $C1$  ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว  $R1$  สูง ดังนั้นตัวต้านทาน  $R1$  จะต้องทนกำลังได้สูงโดยกำลังสูญเสียใน  $R1$  หาได้จาก

$$P_d = \frac{C1 (2V_{in})^2}{2T} \quad (5.4)$$

เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### 5.5.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอว์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอร์ดสามารถดูได้ดังภาพที่ 5.15



รูปที่ 5.15 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} CV_c^2 = \frac{1}{2} L_i I_p^2 \quad (5.5)$$

เนื่องจาก  $V_c$  จะมีค่าได้ไม่เกิน  $V_{cco} - V_{clamp}$  ดังนั้น

$$C = \frac{L_i I_p^2}{(V_{cco} - V_{clamp})} \quad (5.6)$$

เมื่อ	$L_i$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
	$I_p$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	$V_{cco}$	คือ	อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	$V_{clamp}$	คือ	ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{\text{off (min)}}}{2 * 3 * C} \quad (5.7)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{[(1/2) L_i I_p^2]}{T} \quad (5.8)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $T_{\text{off}}$  คือ ช่วงเวลาหน่วงกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



## บทที่ 6

### อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันด้านเอาต์พุต

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรต์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

#### 6.1 ไดโอด

##### 6.1.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมากและฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

##### 6.1.2 ขอตต์กีไดโอด

ขอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ขอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

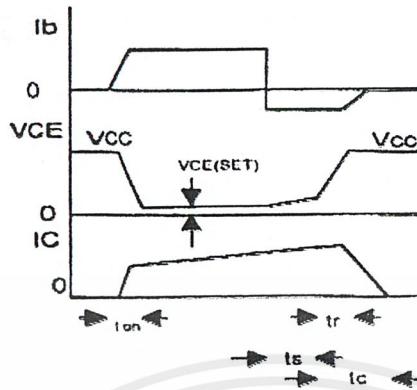
ขอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ขอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อยและมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

## 6.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโพลเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโพลที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถทำงานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะและในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ ( $V_{ce}$ ) จะยังคงมีค่าเท่ากับ  $V_{ce}$  และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ  $t_{on}$  เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น  $V_{ce(sat)}$  ดังรูปข้างล่าง กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่ากำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา  $t_s$  ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา  $t_s$  นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา  $t_s$  นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 6.1 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา  $t_r$  (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลงกระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ  $t_r$  (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา  $t_r$  และ  $t_f$  จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา  $t_r+t_f$  จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสนี้อาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5 V_{cc} I_{pk} t_c}{T} \quad (6.1)$$

เมื่อ	$P_{d(sw)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$V_{cc}$	คือ	แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
	$I_{pk}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
	$t_c$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
	$T$	คือ	คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

### 6.3 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จาก ไอซีควบคุมแบบพัลส์วิธึมอดคูลเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงแบบ P-ch

#### 6.3.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

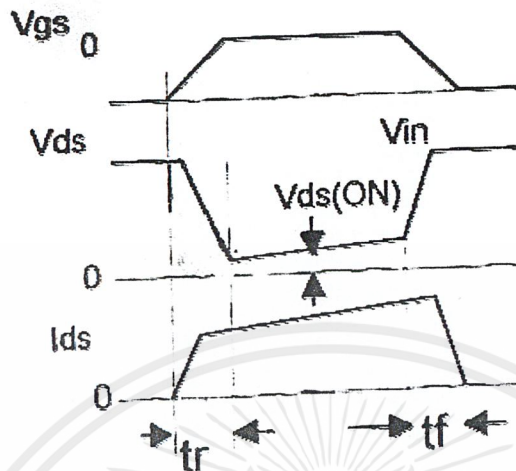
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_D$  จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + P_C \quad (6.2)$$

$$P_{SW(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} * V_{in} tr}{T} \quad (6.3)$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.5 I_{pk(off)} * V_{in} tr}{T} \quad (6.4)$$

$$P_C = I_{Drms}^2 * R_{DSON} (T_j) \quad (6.5)$$



รูปที่ 6.2 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต  
เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

เมื่อ	$P_c$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{sw(on)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$P_{sw(on)}$	คือ	กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{pk(on)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{drms}$	คือ	ค่ากระแส rms $R_{dson} (T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	$T_r$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$T_f$	คือ	ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

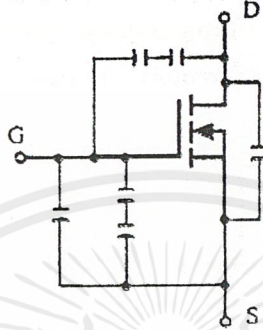
### 6.3.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.3.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

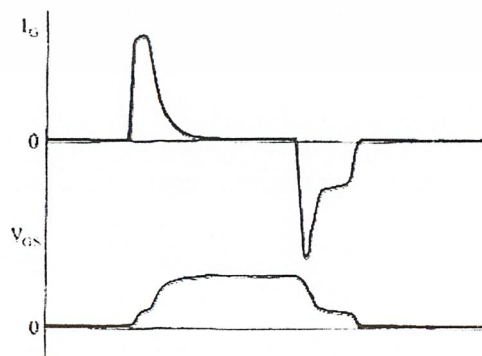
เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังภาพที่ 6.3



รูปที่ 6.3 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูป โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

ภาพคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส แสดงดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 ลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 6.3.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซกชั่นคาร์เรียเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเกรนและซอร์สขณะนำกระแส  $R_{DS(on)}$  ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซกชั่นคาร์เรียเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

### 6.3.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเกรนและซอร์ส  $V_{ds}$  สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain - Source Voltage)
2. ค่ากระแสเกรน  $I_d$  สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ( $R_{DS(on)}$  Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

### การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต (OUTPUT POWER INDUCTOR)

ในส่วนของการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุตนั้น มีลักษณะคล้ายกับการออกแบบภาคกรองแรงดัน โดยตัวเหนี่ยวนำที่จะกล่าวต่อไปนี้มีหน้าที่หลักอยู่ 2 หน้าที่คือ

- เป็นตัวเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาเปิดวงจรในทางทฤษฎีแล้วก็เพื่อเป็นตัวรักษาให้มีการจ่ายกระแสเอาต์พุตไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง
- เพื่อกรองแรงดันให้เรียบ และลดแรงดันริบเปิ้ลที่เอาต์พุตให้อยู่ในระดับแรงดันที่ยอมรับได้

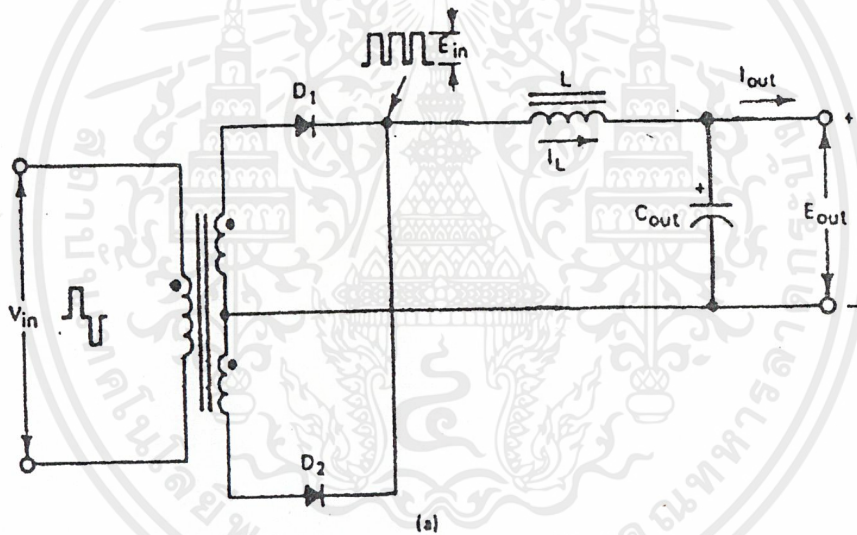
ในปัจจุบันการเลือกใช้แกนตัวเหนี่ยวนำก็เป็นส่วนสำคัญควบคู่กับการออกแบบที่เกี่ยวข้องกับความถี่สูง วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนตัวเหนี่ยวนำมากได้แก่ แกนเฟอร์ไรต์ แกนไอรอนเพาเตอร์ (Iron powder) และแกนมอลิเพอร์มอลลอย (molypermalloy, MPP) ซึ่งแกนทั้งหมดที่กล่าวมานี้ล้วนแต่มีคุณสมบัติที่ดีเหมาะสมกับงานด้านการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลัง โดยมีตัวแปร เช่น ราคา, น้ำหนัก, ขนาด, รูปร่าง, ตลาด แม้กระทั่งโรงงานผู้ผลิตจะเป็นส่วนช่วยในการเลือกและการตัดสินใจอีกครั้ง แกนไอรอนเพาเตอร์และ MPP ส่วนใหญ่จะผลิตมาในรูปแบบทอรอยด์ (toriod)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

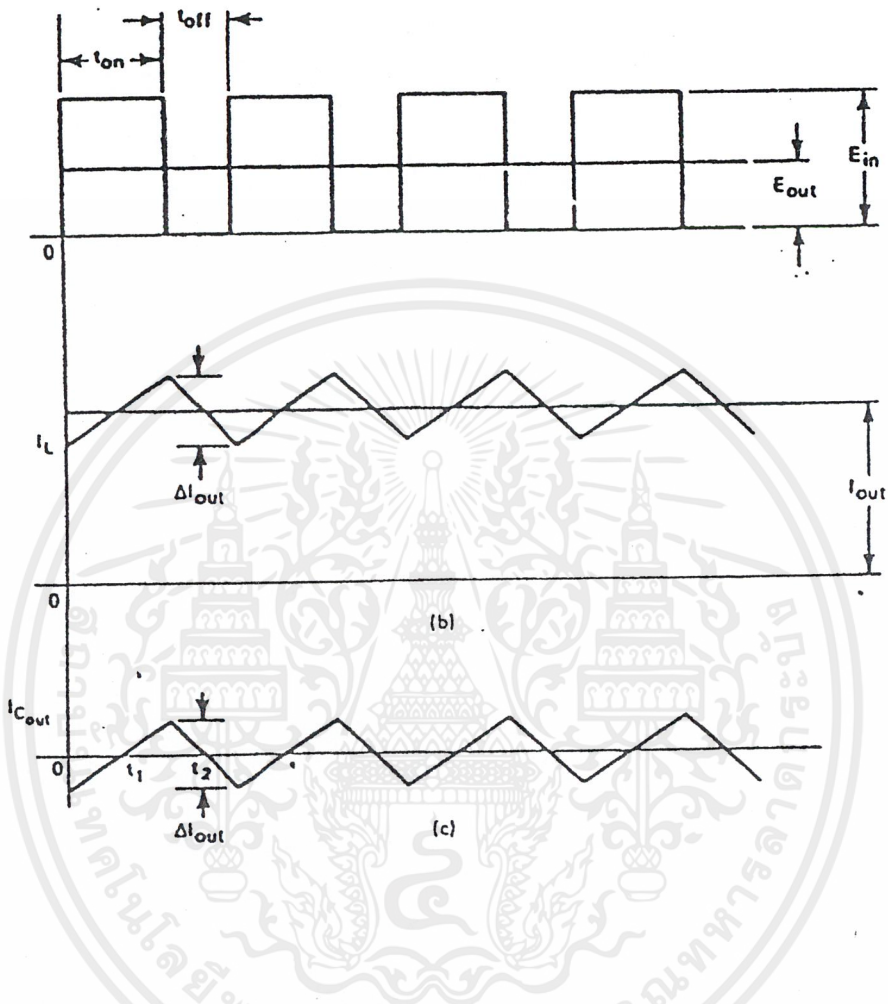
เนื่องจากแกนทั้งสองแบบนี้เหมาะที่จะทำเป็นเพาเวอร์ไช้ค (POWER CHOKE) เนื่องจากมีคุณสมบัติดังนี้

- ความหนาแน่นฟลักซ์อิ่มตัวสูง  $B_{sat}$  ถึง 8000G
- เก็บสะสมพลังงานได้มากกว่า
- มีขนาดให้เล็กลงใช้มาก

### การวิเคราะห์สมการในการออกแบบ



รูปที่ 6.5 (a) ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบ HALF - BRIDGE



รูปที่ 6.5 (b) และ (c) แสดงรูปสัญญาณของแรงดันและกระแส

พิจารณาภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตช์ซึ่งแบบ HALF - BRIDGE จากรูปที่ b. รูปสัญญาณ  $E_{in}$  และ  $E_{out}$  แสดงในรูป b.

จากทฤษฎีไฟฟ้าพื้นฐาน แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (6.6)$$

ซึ่ง  $V_L = E_{in} - E_{out}$

และ  $di = I_L dt$

ดังนั้นสมการ 6.7 แก้สมการเพื่อหาค่า  $L$  ได้ดังนี้

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) t}{I_L} \quad (6.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของ CONVERTER แบบ HALF – BRIDGE หรือ FULL – BRIDGE แรงดันอินพุต  $E_{in}$  จะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันเอาต์พุต  $E_{out}$  ที่แรงดันด้านขดปฐมภูมิสูงสุด  $V_{in}$  ดังรูปที่ 6.5

$$\text{ดังนั้น} \quad E_{out} = E_{in} - E_{out} \quad (6.8)$$

ช่วงเวลา  $t$  จึงเท่ากับช่วงเวลา DEAD TIME สูงสุด หรือช่วง  $t_{off}$  ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างการทำงานสลับกันในแต่ละครึ่งไซเคิลของสวิตช์แต่ละตัว ดังนั้นหน้าที่ของไอ้คจึงอยู่ในช่วงนี้คือ จ่ายกระแสเอาต์พุตอย่างต่อเนื่องในช่วงเวลา DEADTIME นั้นเอง โดยช่วงเวลานี้สามารถหาได้จาก

$$T = t_{off} = \frac{1}{2} \frac{(1 - E_{out}/E_{in})}{f}$$

เมื่อ  $f$  คือ ความถี่ของ CONVERTER ขณะทำงาน, kHz

ในทางปฏิบัติเพื่อที่จะให้ได้เอาต์พุตที่ราบเรียบ  $IL$  จะต้องมีค่าไม่เกิน  $0.25 I_{out}$  ดังนั้นสมการ (1) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$L = \frac{E_{out} t_{off}}{0.25 I_{out}}$$

### การออกแบบตัวเก็บประจุทางเอาต์พุต

การเลือกใช้ตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตนั้น สิ่งที่ผู้ออกแบบจะต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากคือ อัตราทานกระแสขณะใช้งานสูงสุด, ความถี่การสวิตช์ และชนิดของ CONVERTER ที่ใช้ ปัจจุบันนิยมใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (ELECTROLYTIC CAPACITOR) ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้จะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต และอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่าสูงๆ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตาม เป็นผลทำให้เกิดความร้อนและอายุการใช้งานสั้นลง ปัจจุบันตัวเก็บประจุมีขีดจำกัดอุณหภูมิสูงถึง  $105^{\circ}C$  และค่า ESR ต่ำ ที่ความถี่สวิตช์สูงๆ ตั้งแต่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20 KHz ขึ้นไป ยิ่งไปกว่านั้นผู้ผลิตบางรายยังรับประกันการทำงานของตัวเก็บประจุที่ตัวผลนั้นสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 100KHz ยังมีตัวเก็บประจุอีกชนิดหนึ่งที่จะกล่าวถึง คือ ตัวเก็บประจุชนิดฟิล์ม (FILM CAPACITOR) ซึ่งมีอัตราทนกระแสได้สูง และค่า ESR ต่ำกว่าตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก ผู้ผลิตบางรายจะบอกถึงอัตราทนกระแสของตัวเก็บประจุชนิดฟิล์ม เช่น 2A/ $\mu$ F ที่ความถี่ 100 KHz หรือสูงกว่านั้นในการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุชนิดเอาท์พุทนั้นจะอ้างอิงจากรูปที่ 6.5 C แสดงรูปสัญญาณกระแสที่ตัวเก็บประจุเอาท์พุท  $C_{out}$  สังเกตพบว่าทิศทางที่กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวกเริ่มที่เวลา  $t_1$  เป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาปิดวงจร และสิ้นสุดที่เวลา  $t_2$  ซึ่งก็เป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาเปิดวงจร จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในลักษณะดังกล่าว จึงเป็นผลทำให้เกิดแรงดันกระแสเพิ่ม ( $\Delta V_o$ ) มีค่าดังสมการ

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

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

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

เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาทั้งหมดของ  $T_{on}$  และ  $T_{off}$  จัดรูปแบบของสมการใหม่ เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุเอาท์พุทต่ำสุดคือ

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

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

เพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าต่ำ อาจคำนวณหาค่า ESR ของตัวเก็บประจุได้จากสมการ

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

ในการเลือกค่า LC-FILTER นั้น จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงโดยตรงอยู่ 2 ประการ คือ ประการแรก การใช้ C และ L ร่วมกันนั้นอาจส่งผลโดยตรงกับเสถียรภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิง และประการที่ 2 ถ้าเลือกค่า L น้อย และค่า C มาก จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ช่วงขณะของเอาต์พุตฟิเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่า การตอบสนองต่อทรานเซียนท์ (Transient Response) ของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดดีขึ้น

ในการพิจารณาการตอบสนองต่อทรานเซียนท์ของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงนั้น องค์ประกอบที่สำคัญมีได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถดับกินสู่ระดับปกติเมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน แต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแล้วนั้น ระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงโหลดสูงสุดเท่าใด เพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงมากเกินไป อาจจะทำให้การทำงานของอุปกรณ์ผิดพลาด

## บทที่ 7

### การออกแบบ การทดลองและผลการทดลอง

หลักการการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ คือ

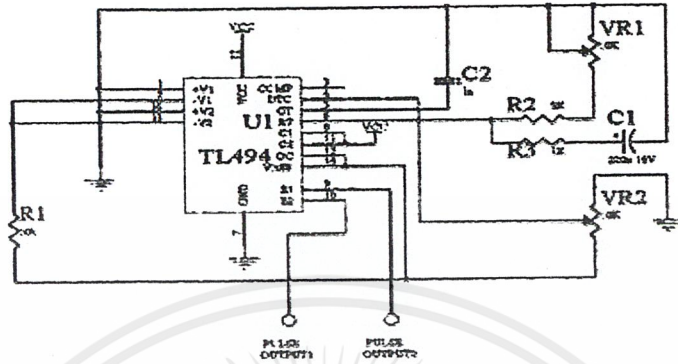
- วงจรควบคุม

- วงจรกำลัง

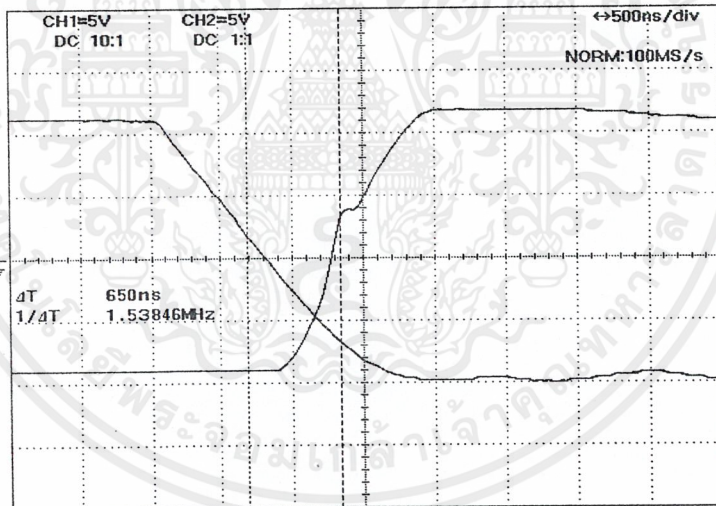
#### วงจรควบคุม จาก TL 494

จากวงจร ไอซี TL 494 ถูกจัดให้ทำงานเพื่อกำเนิดพัลส์ ที่ขา 9 และ ขา 10 ซึ่งเป็นขาเอาต์พุตของไอซี โดยจะกำเนิดพัลส์สลับกันไปมาระหว่างขา 9 และ ขา 10 สามารถปรับความถี่ในการสร้างพัลส์ได้ด้วยการปรับค่าที่ VR1 และมี VR2 ไว้สำหรับการปรับค่าเดดไทม์ หรือปรับค่าดีวดีไซ์ที่เกิดการทำงานของมอสเฟต สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตขา 9 และ ขา 10 จะถูกต่อผ่าน R4 และ R6 เพื่อไปทริกขาเกตของ Q1 และ Q2 ตามลำดับ ซึ่งเป็นมอสเฟตเบอร์ IRF 510 เมื่อมอสเฟตทำงานจะทำให้ไฟบวกจากแบตเตอรี่ ไหลผ่านขดปฐมภูมิลงกราวด์ทำให้เกิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดทุติยภูมิ แล้วนำสัญญาณดังกล่าวไปเพื่อทริกเกตของมอสเฟตในส่วนภาคเพาเวอร์ต่อไป โดยมีไดโอด D1-D10 ซึ่งเป็นซีเนอร์ไดโอดขนาด 9.1 โวลท์ เบอร์ 1N4739 เป็นตัวจำกัดแรงดันเพื่อไม่ให้เกิดแรงดันสไปค์เกิดขึ้น ซึ่งจะมีผลต่อเสถียรภาพในการทำงานของมอสเฟตในส่วนเพาเวอร์ ในส่วนของ D1,R8,C3 และ D2,R9,C4 ที่ต่ออยู่ทางด้านขดปฐมภูมิของหม้อแปลง จะทำหน้าที่ป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าด้านกลับเมื่อ Q1 และ Q2 หยุดนำกระแส

ในส่วนของแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้กับวงจร จะได้มาจากแบตเตอรี่ แล้วผ่านไอซี 7812 เพื่อให้ได้แรงดันคงที่ที่ 12 โวลท์ โดยมี C6 และ C7 ทำหน้าที่กรองแรงดันให้เรียบ และ C5 และ C8 เป็นตัวกรองสัญญาณรบกวนความถี่สูง ที่เกิดขึ้นจากการสวิตชิงลงกราวด์ จากการที่ใช้ไอซีรักษาาระดับแรงดันเบอร์ 7812 มาใช้ในแหล่งจ่ายจึงทำให้ไฟฟ้าที่จ่ายให้กับไอซี TL494 แยกกับไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรสวิตชิง ดังนั้นจึงช่วยลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสวิตชิงลงได้



รูปที่ 7.1 การต่อ ขา TL 494

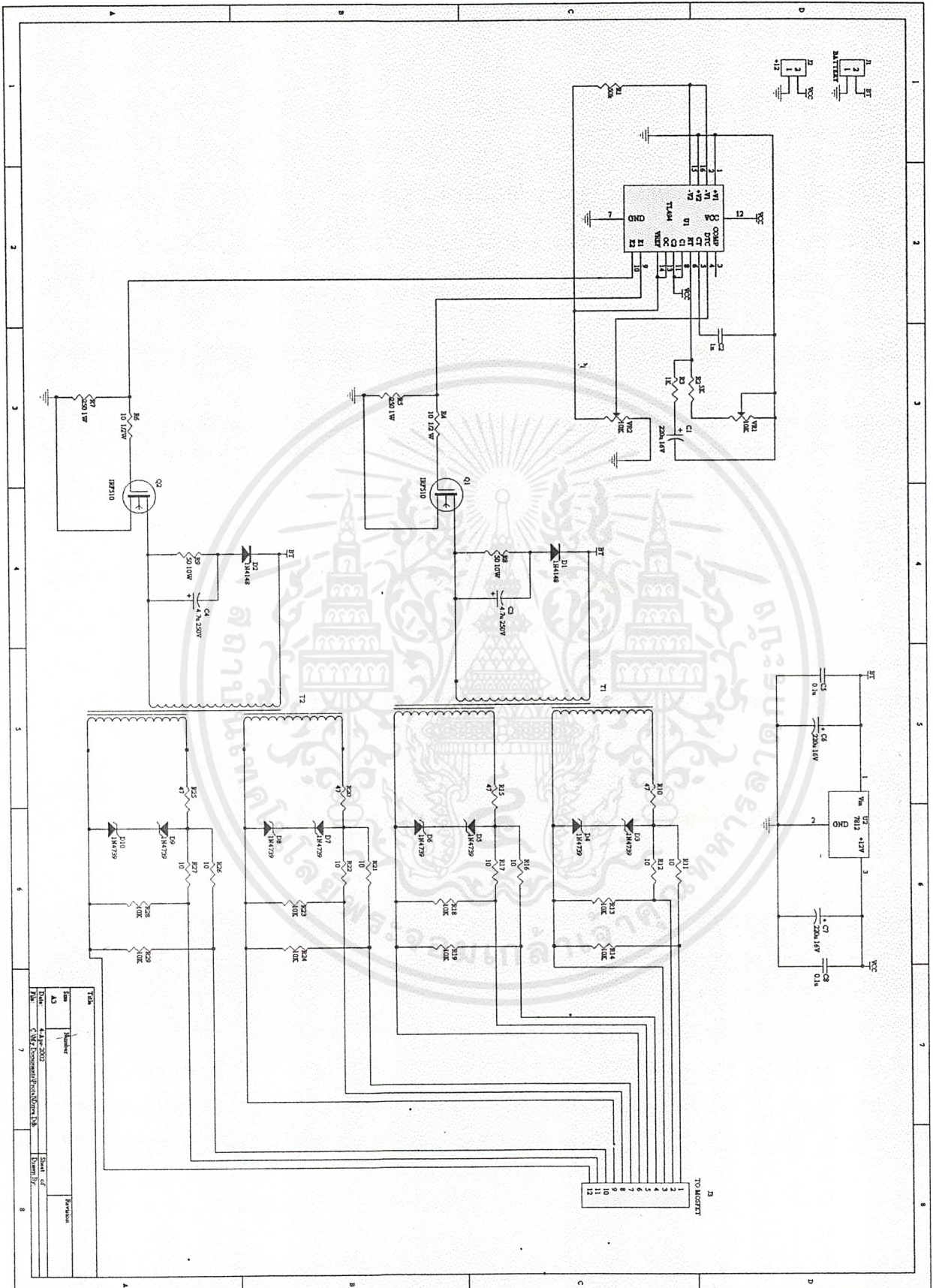


CH1 : 5V/div , 500ns/div

CH2 : 5V/div , 500ns/div

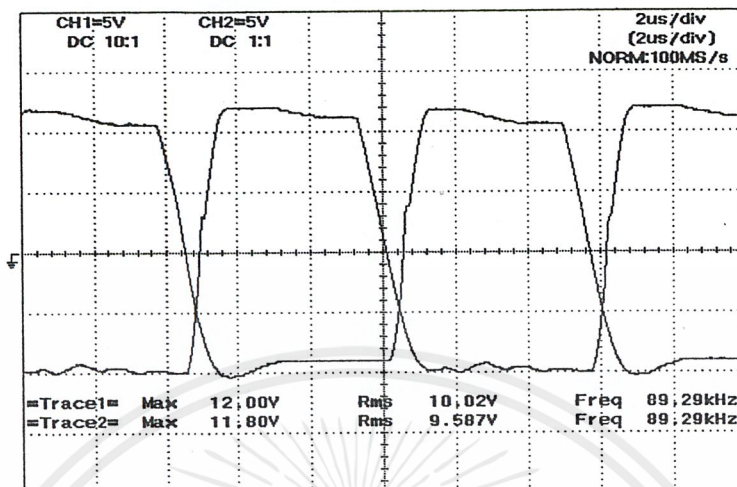
รูปที่ 7.2 สัญญาณเคทโทม์ของสัญญาณขับเกด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



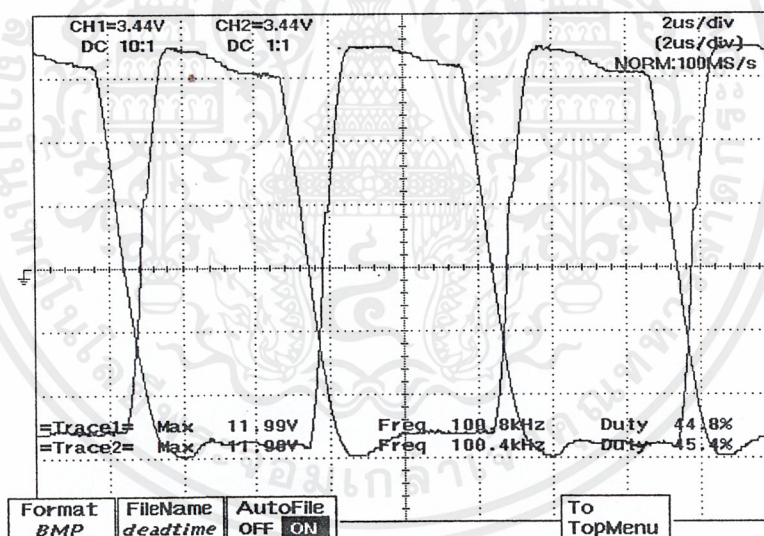
รูปที่ 7.3 ชุด Drive Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CH1 : 5V/div , 2us/div

CH2 : 5V/div , 2us/div



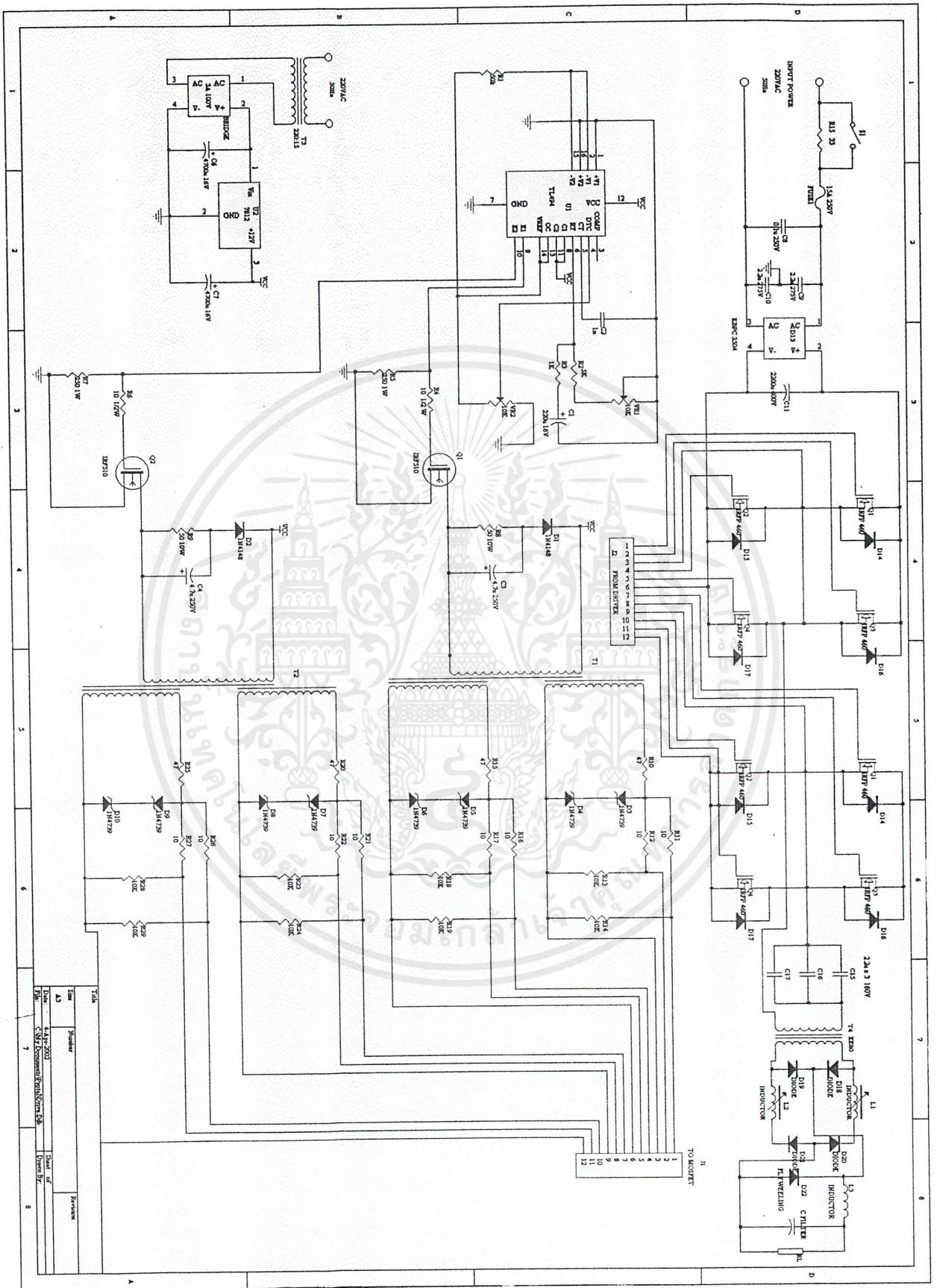
CH1 : 5V/div , 2us/div

CH2 : 5V/div , 2us/div

รูปที่ 7.4 สัญญาณที่ออกจากขาเอาต์พุตของ TL 494 ที่ความถี่ต่างๆ  
(สัญญาณ เอาต์ออฟเฟส กัน  $S_1S_4$  และ  $S_2S_3$ )

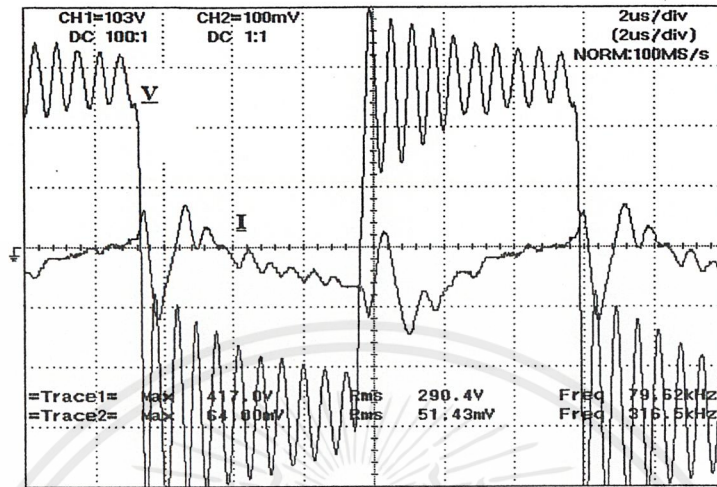
### วงจรกำลัง

หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งแบบควบคุมด้วยขดลวดเหนี่ยวนำอิมิตัวความถี่สูงในโครงการนี้ ถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ โดยผ่านวงจรฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ และผ่าน L-C FILTER เพื่อให้แรงดันเรียบขึ้น หลังจากนั้นผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยอาศัยการสวิตชิ่งของมอสเฟต ซึ่งทำงานที่ความถี่การสวิตชิ่ง 80 KHz. โดยแรงดันที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะเป็นสแควร์เวฟ และนำไปลดระดับแรงดันลงโดยหม้อแปลงความถี่สูง โดยที่เอาต์พุตของหม้อแปลงทางค้ำ Secondary จะผ่านการควบคุมของขดลวดเหนี่ยวนำอิมิตัวความถี่สูง ซึ่งจะควบคุมการส่งจ่ายพลังงาน จากนั้นผ่านวงจรเรียงกระแสและกรองให้เรียบอีกที จะได้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นไฟตรงเพื่อนำไปจ่ายแก่โหลดได้ หลักการควบคุมแรงดันให้คงที่จะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุมเพื่อควบคุมการทำงานของขดลวดเหนี่ยวนำอิมิตัวความถี่สูงให้มีการส่งพลังงานได้มากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันมีค่าคงที่



รูปที่ 7.5 วงจรรวมของสวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลาย

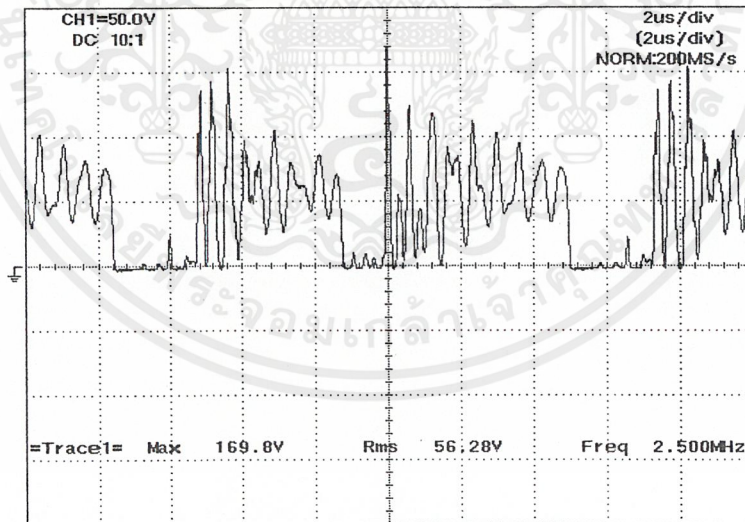
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CH1 : 100V/div , 2us/div

CH2 : 100mV/div , 2us/div

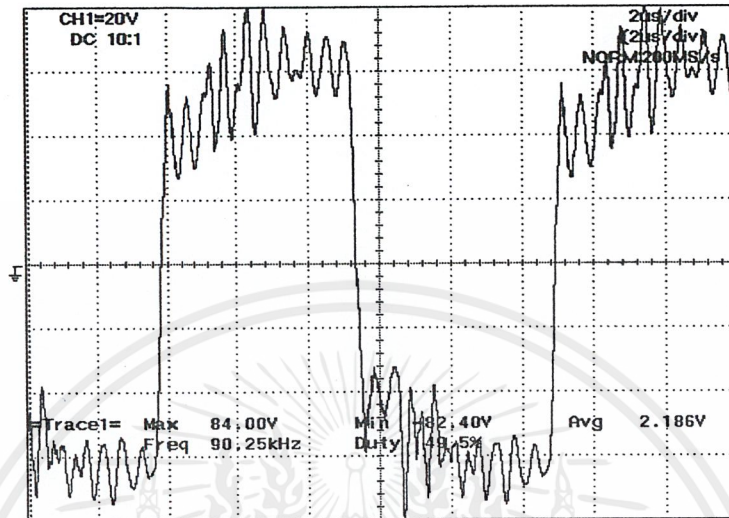
รูปที่ 7.6 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ตกคร่อมไดโอดเรกติไฟร์



CH1 : 50V/div , 2us/div

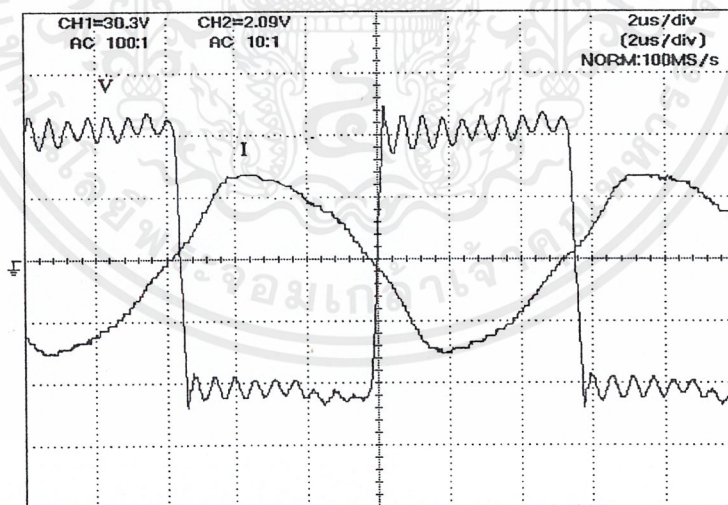
รูปที่ 7.7 สัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดเรกติไฟร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CH1 : 20V/div , 2us/div

รูปที่ 7.8 สัญญาณแรงดันด้าน Secondary ของหม้อแปลงขณะ On-Load

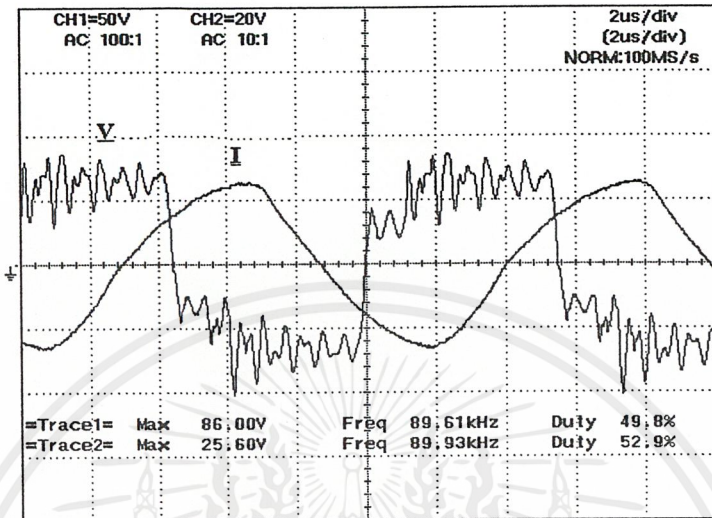


CH1 : 50V/div , 2us/div

CH2 : 20V/div , 2us/div

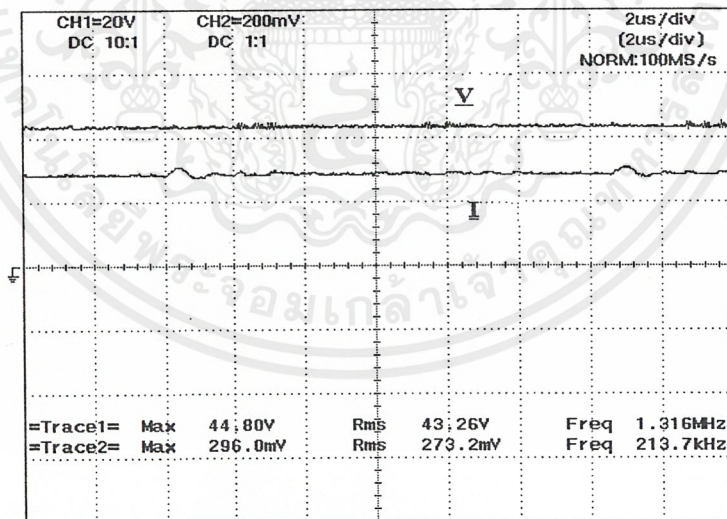
รูปที่ 7.9 สัญญาณแรงดันและกระแสด้าน Primary ของหม้อแปลง ขณะ No-Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CH1 : 50V/div , 2us/div      CH2 : 20V/div , 2us/div

รูปที่ 7.10 สัญญาณแรงดันและกระแสด้าน Primary ของหม้อแปลง ขณะ On-Load



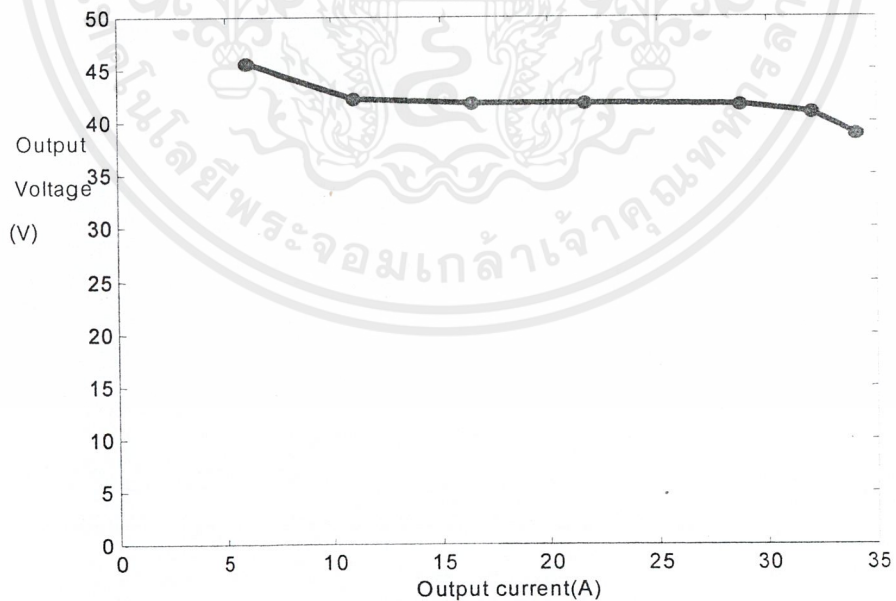
CH1 : 20V/div , 2us/div      CH2 : 200mV/div , 2us/div

รูปที่ 7.11 สัญญาณแรงดันและกระแสที่ผ่านการการเรกติไฟร์ด้านเอาต์พุท

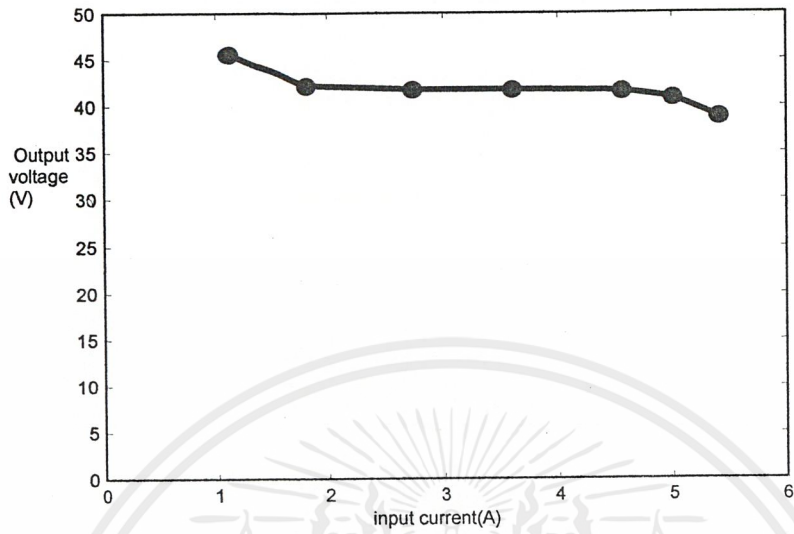
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Load(Kw)	DC.				Pinput	ประสิทธิภาพ Convertor
	Iout(A)	Vout(V)	Iout(A)	Vout(V)		
274.2	6	45.7	1.1	307	337.7	81%
466.4	11	42.4	1.8	300	540	86%
688.8	16.4	42	2.73	299.5	816	84%
907.2	21.6	42	3.6	287	1033.2	88%
1199	28.7	41.8	4.56	280	1276.8	91%
1312	32	41	5	286	1430	91%
1343	34	39.5	5.4	284	1533.6	86%

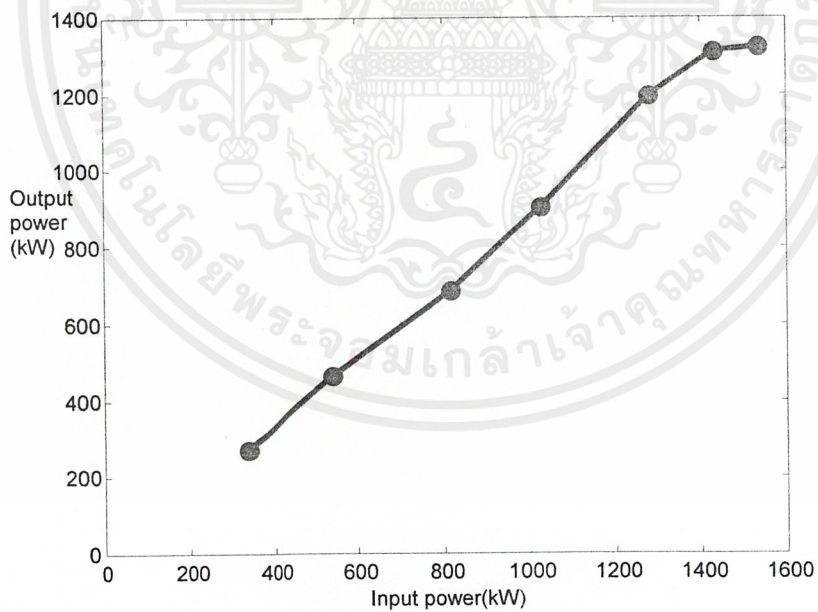
ตารางที่ 1 แสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน, กระแส(DC), Load, Pin, และประสิทธิภาพของ Convertor



รูปที่ 7.12 กราฟความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน DC (Output)

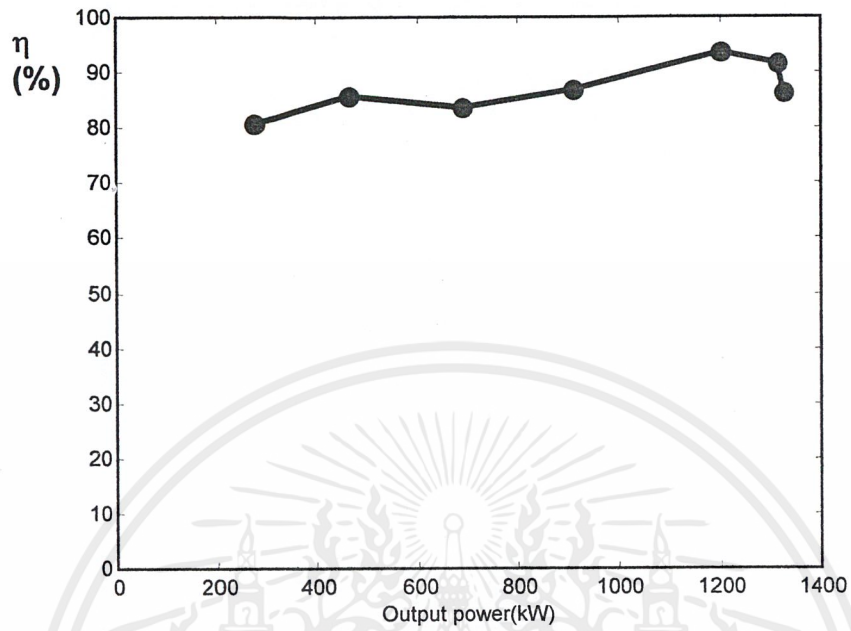


รูปที่ 7.13 กราฟความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน DC (Input)



รูปที่ 7.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_{out}$  กับ  $P_{in}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ประสิทธิภาพ(η) กับ

$$\begin{aligned} \text{Voltage regulation} &= \frac{42 - 39.5}{42} * 100 \\ &= 5.95 \% \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สรุปผลการทดลองและวิจารณ์งานที่ได้

การศึกษาเพื่อพัฒนาประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายดังกล่าวข้างต้น ส่วนสำคัญที่สุดขึ้นอยู่กับกรอกแบบรีแอกเตอร์ความถี่สูง และการออกแบบองค์ประกอบหลังจากภาคอินเวอร์เตอร์ โดยรีแอกเตอร์นอกจากจะทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันเอาต์พุทแล้ว ยังทำหน้าที่รักษาระดับกระแสให้อยู่อย่างต่อเนื่องและเพียงพอกับความต้องการพลังงานเพื่อทำให้เกิดสภาวะ ZVS ในช่วงระยะ Dead Time ของการสวิตซ์ที่ถูกออกแบบให้พอเหมาะ ผลงานที่ประสบผลสำเร็จหลังจากการศึกษาวิจัย คือ การควบคุมรีแอกเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันได้อย่างเหมาะสม ซึ่งเป็นข้อดีของรีแอกเตอร์ คือสามารถควบคุมแรงดันให้คงที่ได้ง่ายไม่มีความยุ่งยาก เท่ากับการ DUTY CYCLE ของสัญญาณ PWM

โดยภาพรวมผลที่ได้จากการทดลองกระบวนการ ZVS ยังไม่ประสบความสำเร็จอันเนื่องมาจาก OUTPUT ไม่สามารถช้ให้กับโหลดได้มากพอที่จะทำให้กระบวนการ ZVS ได้ อันเป็นผลมาจากข้อจำกัดการออกแบบวงจรที่ไม่เหมาะสม ซึ่งจำเป็นต้องมีการพัฒนาให้ดีขึ้นต่อไป



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

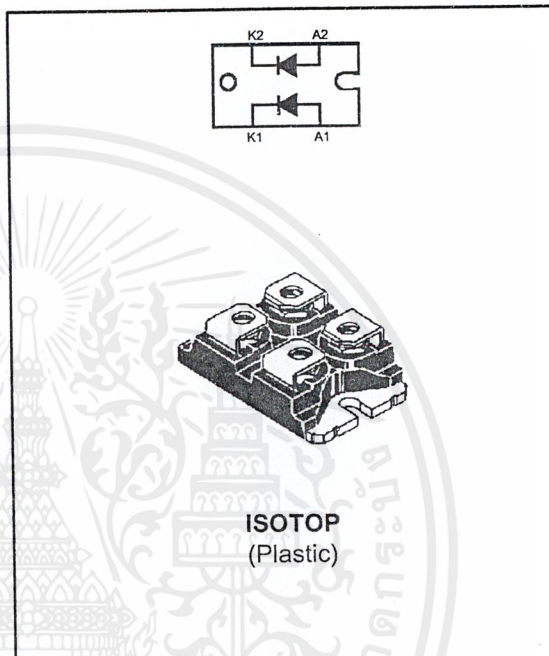


BYV255V

## HIGH EFFICIENCY FAST RECOVERY RECTIFIER DIODES

### FEATURES

- SUITED FOR SMPS
- VERY LOW FORWARD LOSSES
- NEGLIGIBLE SWITCHING LOSSES
- HIGH SURGE CURRENT CAPABILITY
- HIGH AVALANCHE ENERGY CAPABILITY
- INSULATED :  
Insulating voltage = 2500 V<sub>RMS</sub>  
Capacitance = 55 pF



### DESCRIPTION

Dual rectifier suited for switchmode power supply and high frequency DC to DC converters. Packaged in ISOTOP™ this device is intended for use in low voltage, high frequency inverters, free wheeling and polarity protection applications.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit
I <sub>F(RMS)</sub>	RMS forward current	Per diode	150	A
I <sub>F(AV)</sub>	Average forward current $\delta = 0.5$	T <sub>c</sub> =110°C Per diode	100	A
I <sub>FSM</sub>	Surge non repetitive forward current	t <sub>p</sub> =10ms sinusoidal Per diode	1600	A
T <sub>stg</sub> T <sub>j</sub>	Storage and junction temperature range		- 40 to + 150 - 40 to + 150	°C °C

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>RRM</sub>	Repetitive peak reverse voltage	200	V

ISOTOP is a trademark of STMicroelectronics.

## BYV255V

### THERMAL RESISTANCE

Symbol	Parameter	Value	Unit	
Rth (j-c)	Junction to case	Per diode	0.4	°C/W
		Total	0.25	
Rth (c)	Coupling	0.1	°C/W	

When the diodes 1 and 2 are used simultaneously :

$$T_{j-Tc} (\text{diode 1}) = P(\text{diode 1}) \times R_{th(j-c)}(\text{Per diode}) + P(\text{diode 2}) \times R_{th(c)}$$

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Per diode) STATIC CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Unit
I <sub>R</sub> *	T <sub>j</sub> = 25°C	V <sub>R</sub> = V <sub>RRM</sub>			100	μA
	T <sub>j</sub> = 100°C				10	mA
V <sub>F</sub> **	T <sub>j</sub> = 125°C	I <sub>F</sub> = 100 A			0.85	V
	T <sub>j</sub> = 125°C	I <sub>F</sub> = 200 A			1.00	
	T <sub>j</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 200 A			1.15	

Pulse test : \* t<sub>p</sub> = 5 ms, duty cycle < 2 %

\*\* t<sub>p</sub> = 380 μs, duty cycle < 2 %

### RECOVERY CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions			Min.	Typ.	Max.	Unit
trr	T <sub>j</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 0.5A I <sub>R</sub> = 1A	I <sub>rr</sub> = 0.25A			55	ns
		I <sub>F</sub> = 1A V <sub>R</sub> = 30V	dI <sub>F</sub> /dt = -50A/μs			80	
tfr	T <sub>j</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 1A V <sub>FR</sub> = 1.1 x V <sub>F</sub>	tr = 5 ns		10		ns
V <sub>FP</sub>	T <sub>j</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 1A	tr = 5 ns		1.5		V

### TURN-OFF SWITCHING CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions			Min.	Typ.	Max.	Unit
I <sub>RM</sub>	T <sub>j</sub> = 100°C	I <sub>F</sub> = 100A L <sub>p</sub> @ 0.05μH V <sub>CC</sub> @ 0.6 V <sub>RRM</sub>	dI <sub>F</sub> /dt = -200A/μs			16	A
			dI <sub>F</sub> /dt = -400A/μs		24		

Fig.1 : Average forward power dissipation versus average forward current.

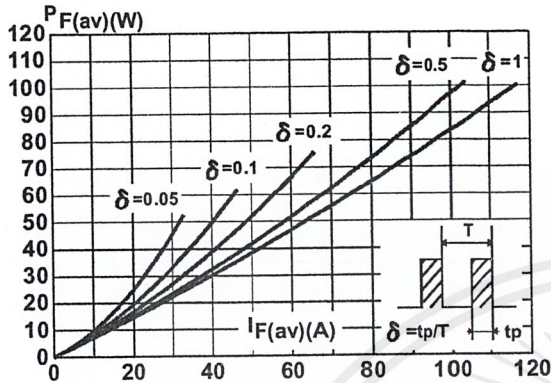


Fig.2 : Peak current versus form factor.

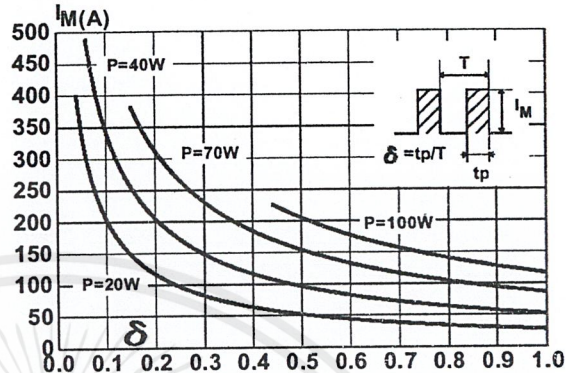


Fig.3 : Forward voltage drop versus forward current (maximum values).

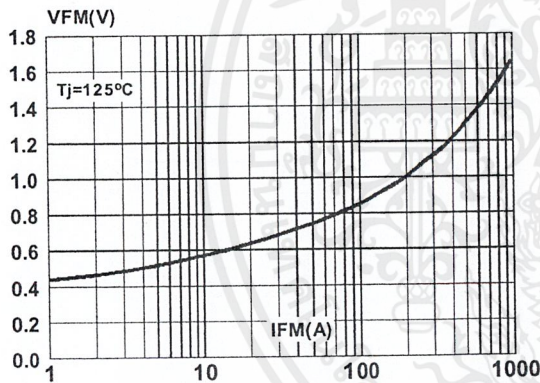


Fig.4 : Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration.

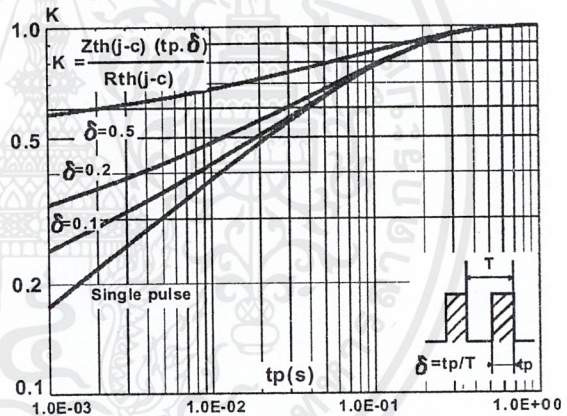


Fig.5 : Non repetitive surge peak forward current versus overload duration.

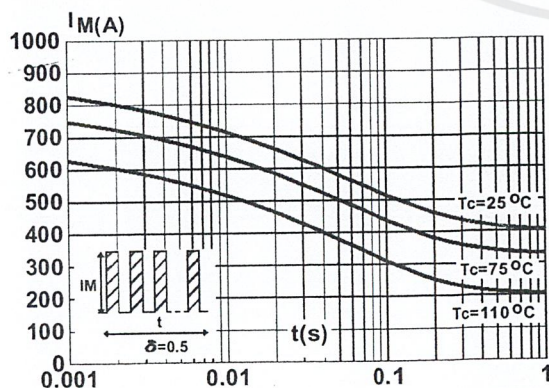
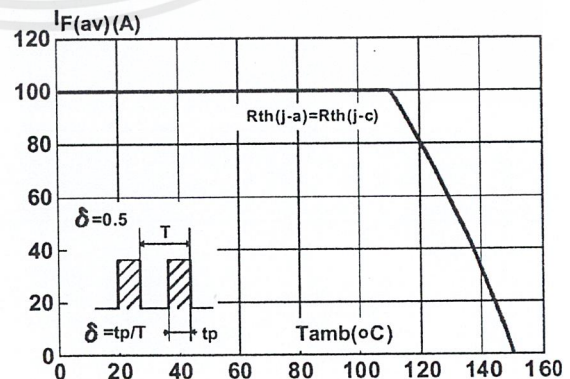


Fig.6 : Average current versus ambient temperature. (duty cycle : 0.5)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig.7 : Junction capacitance versus reverse voltage applied (Typical values).

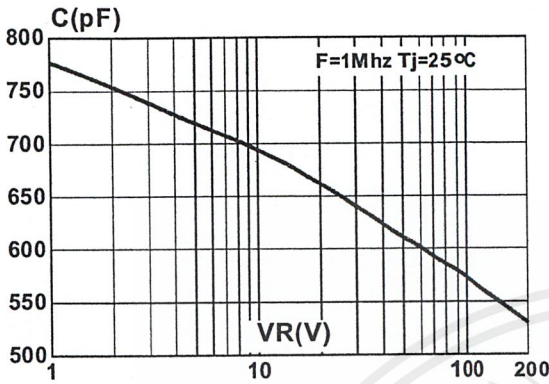


Fig.8 : Recovery charges versus  $dI_F/dt$ .

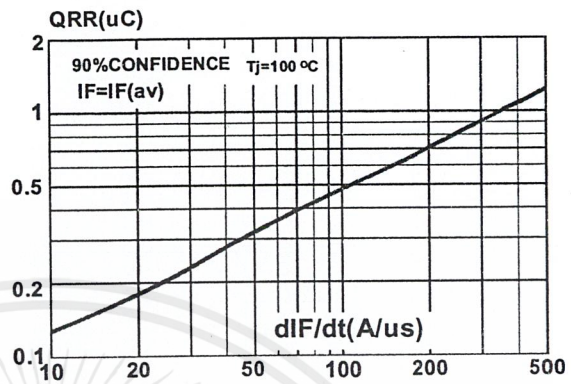


Fig.9 : Peak reverse current versus  $dI_F/dt$ .

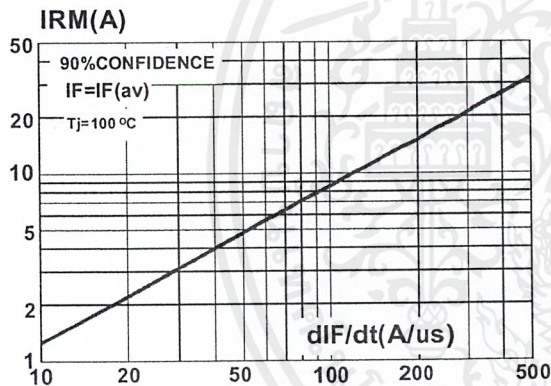
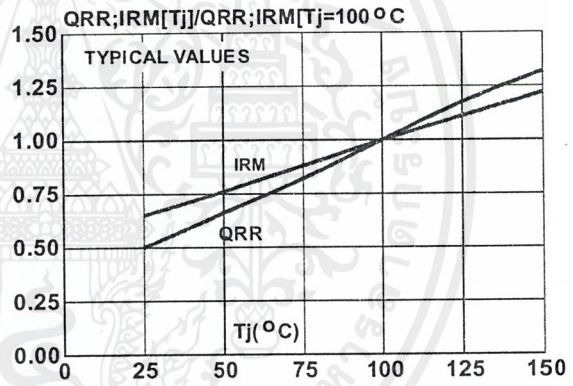
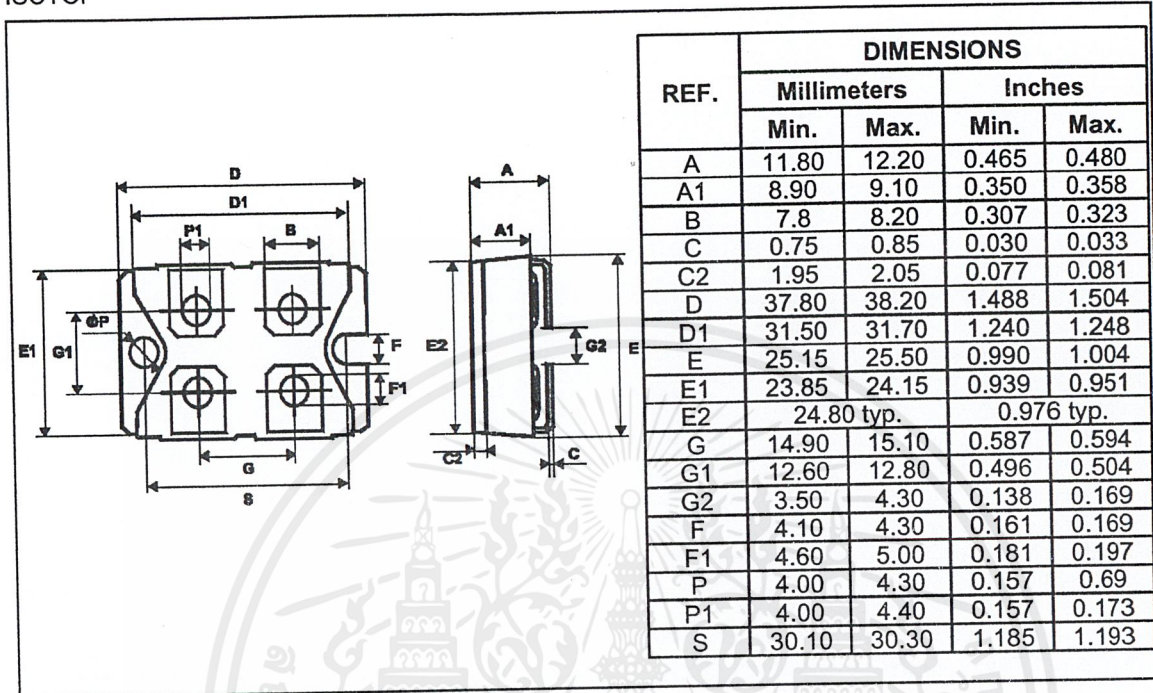


Fig.10 : Dynamic parameters versus junction temperature.



**PACKAGE MECHANICAL DATA**  
**ISOTOP**


- **Marking** : Type number
- Cooling method : C
- Weight : 27 g
- Epoxy meets UL94, V0

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2000 STMicroelectronics - Printed in Italy - All rights reserved.

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia  
 Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - U.S.A.

<http://www.st.com>

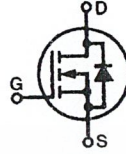


# MegaMOS™ Power MOSFET

## IRFP 460

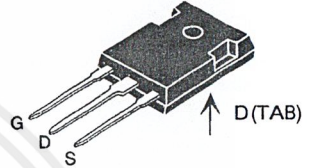
$V_{DSS} = 500\text{ V}$   
 $I_{D(cont)} = 20\text{ A}$   
 $R_{DS(on)} = 0.27\Omega$

N-Channel Enhancement Mode, HDMOS™ Family



Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	TO-247 AD
$V_{DSS}$	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}$	500 V	
$V_{DGR}$	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}; R_{GS} = 1\text{ M}\Omega$	500 V	
$V_{GS}$	Continuous	$\pm 20$ V	
$V_{GSM}$	Transient	$\pm 30$ V	
$I_{D25}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	20 A	
$I_{DM}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , pulse width limited by $T_{JM}$	80 A	
$I_{AR}$		20 A	
$E_{AR}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	28 mJ	
$dv/dt$	$I_S \leq I_{DM}$ , $di/dt \leq 100\text{ A}/\mu\text{s}$ , $V_{DD} \leq V_{DSS}$ , $T_J \leq 150^\circ\text{C}$ , $R_G = 2\Omega$	3.5 V/ns	
$P_D$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	260 W	
$T_J$		-55 ... +150 °C	
$T_{JM}$		150 °C	
$T_{stg}$		-55 ... +150 °C	
$M_d$	Mounting torque	1.15/10 Nm/lb.in.	
<b>Weight</b>		6 g	
	Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s	300 °C	

TO-247 AD



G = Gate,  
S = Source,  
D = Drain,  
TAB = Drain

### Features

- Repetitive avalanche energy rated
- Fast switching times
- Low  $R_{DS(on)}$  HDMOS™ process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- High Commutating  $dv/dt$  Rating

### Applications

- Switching Power Supplies
- Motor controls

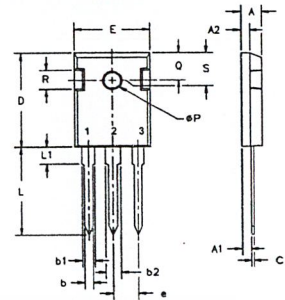
Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$V_{DSS}$	$V_{GS} = 0\text{ V}$ , $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	500		V
$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$ , $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2		V
$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}_{DC}$ , $V_{DS} = 0$			$\pm 100$ nA
$I_{DSS}$	$V_{DS} = 0.8 \cdot V_{DSS}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$ , $T_J = 125^\circ\text{C}$			25 $\mu\text{A}$ 250 $\mu\text{A}$
$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 12\text{ A}$ Pulse test, $t \leq 300\text{ }\mu\text{s}$ , duty cycle $d \leq 2\%$	0.25	0.27	$\Omega$

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)			
		min.	typ.	max.	
$g_{fs}$	$V_{DS} = 10\text{ V}; I_D = 12\text{ A}$ , pulse test	13	21	S	
$C_{iss}$	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		4200	pF	
$C_{oss}$			450	pF	
$C_{rss}$			135	pF	
$t_{d(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 250\text{ V}, I_D = 20\text{ A}$ $R_G = 4.3\ \Omega$ , (External)		23	35	ns
$t_r$			81	120	ns
$t_{d(off)}$			85	130	ns
$t_f$			65	98	ns
$Q_{g(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 200\text{ V}, I_D = 20\text{ A}$		135	210	nC
$Q_{gs}$			28	40	nC
$Q_{gd}$			62	110	nC
$R_{thJC}$			0.45	K/W	
$R_{thCK}$		0.25		K/W	

### Source-Drain Diode

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)			
		min.	typ.	max.	
$I_S$	$V_{GS} = 0\text{ V}$			20	A
$I_{SM}$	Repetitive; pulse width limited by $T_{JM}$			80	A
$V_{SD}$	$I_F = 20\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V}$ , Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$ , duty cycle $d \leq 2\%$			1.8	V
$t_{rr}$	$I_F = 20\text{ A}, -di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}, V_R = 100\text{ V}$		570	860	ns
$Q_{rr}$			5.7		$\mu\text{C}$

### TO-247 AD Outline



Terminals: 1 - Gate 2 - Drain  
3 - Source Tab - Drain

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.7	5.3	.185	.209
A <sub>1</sub>	2.2	2.54	.087	.102
A <sub>2</sub>	2.2	2.6	.059	.098
b	1.0	1.4	.040	.055
b <sub>1</sub>	1.65	2.13	.065	.084
b <sub>2</sub>	2.87	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L1		4.50		.177
∅P	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15	BSC	242	BSC

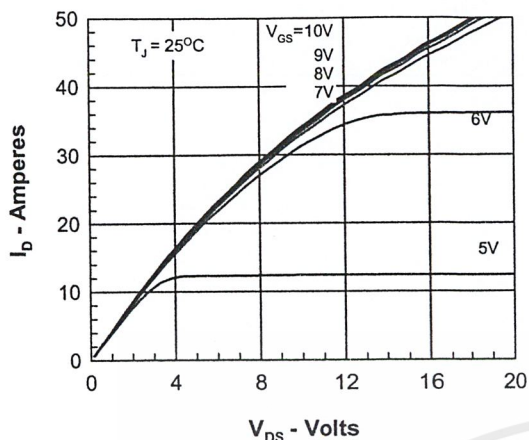


Figure 1. Output Characteristics at 25°C

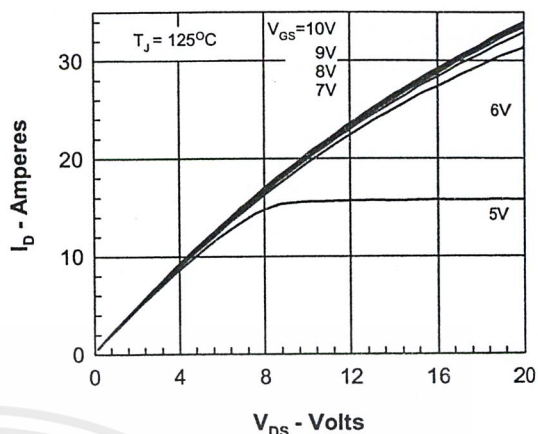


Figure 2. Output Characteristics at 125°C

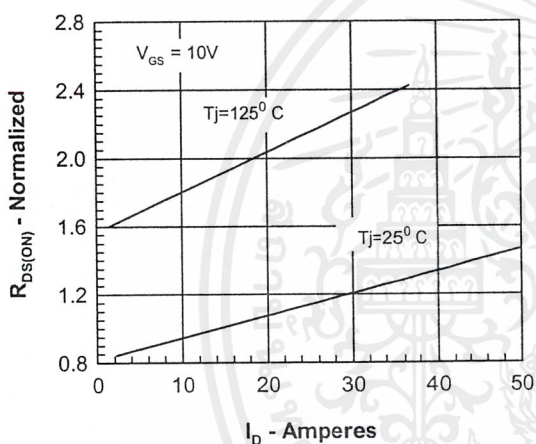


Figure 3.  $R_{DS(on)}$  normalized to value at  $I_D = 12A$

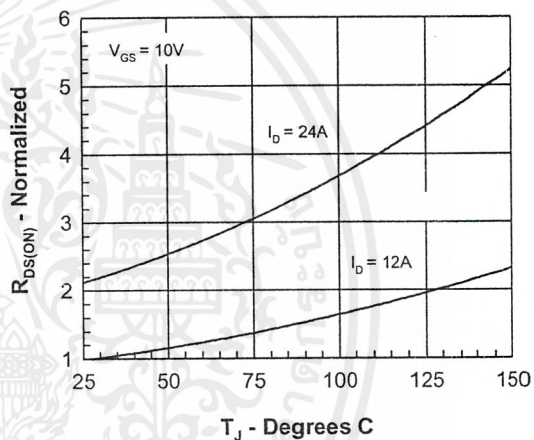


Figure 4.  $R_{DS(on)}$  normalized to value at  $I_D = 12A$

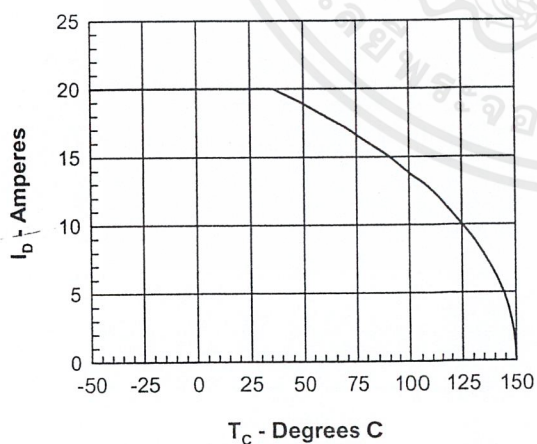


Figure 5. Drain Current vs. Case Temperature

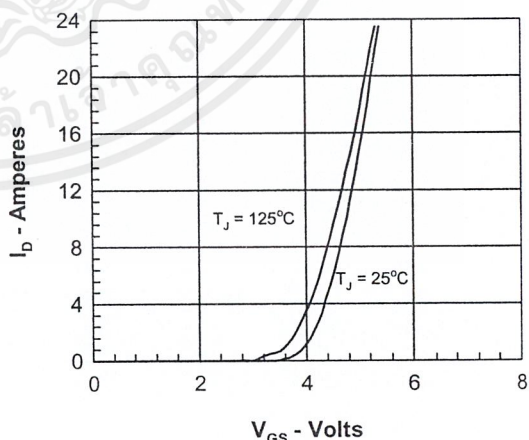


Figure 6. Admittance Curves

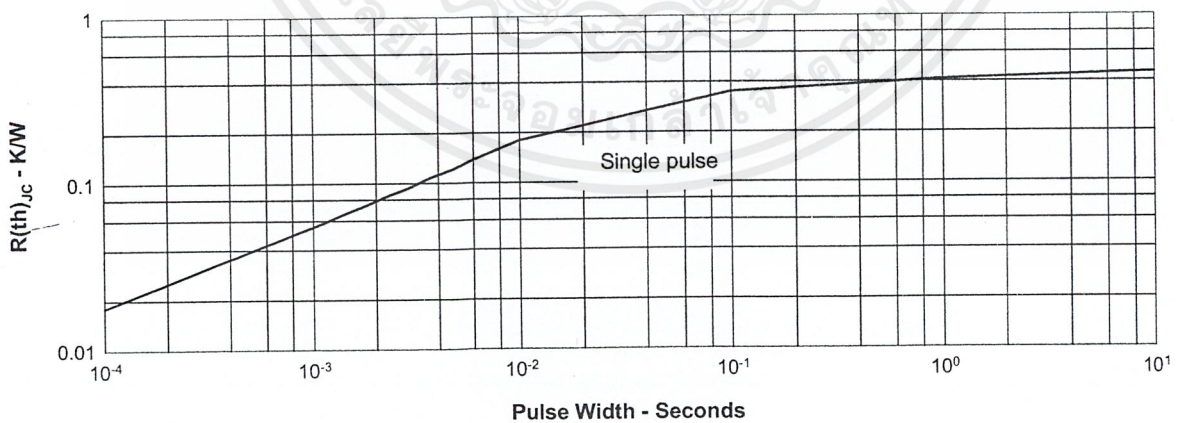
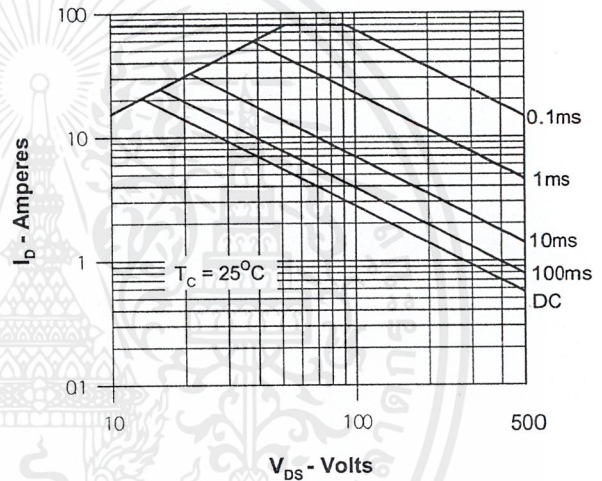
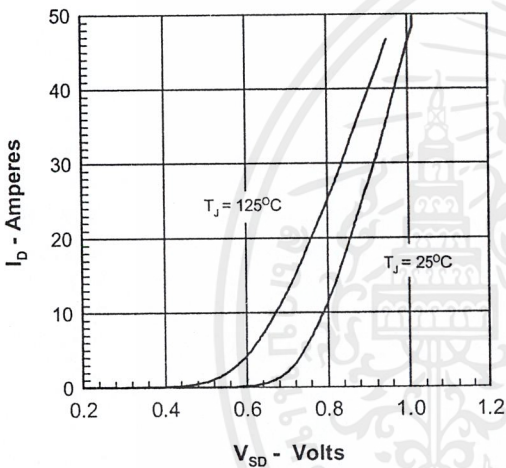
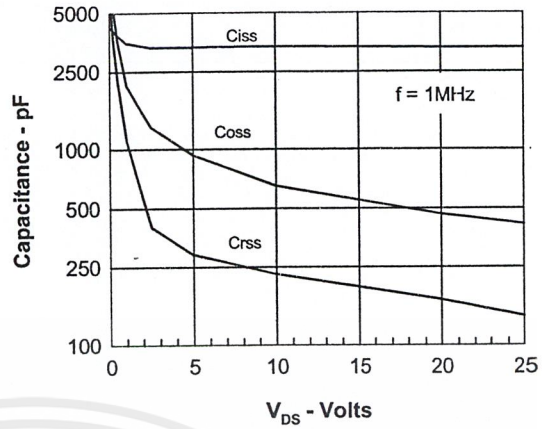
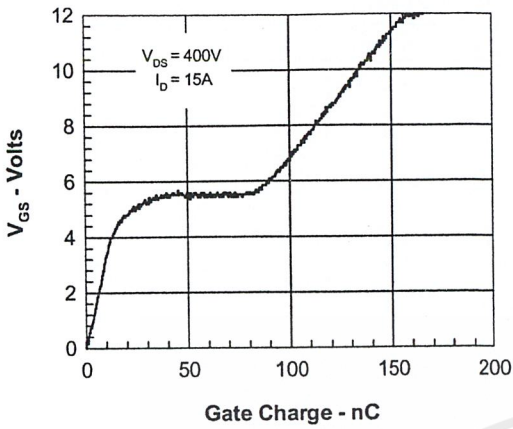


Figure 11. Transient Thermal Resistance

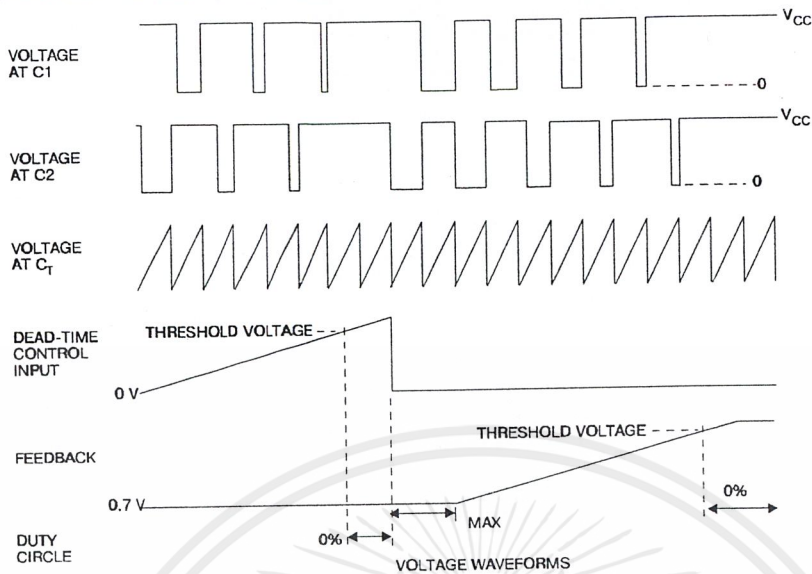


FIGURE 1. OPERATIONAL TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

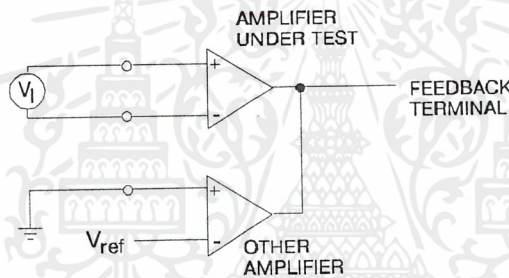


FIGURE 2. AMPLIFIER CHARACTERISTICS

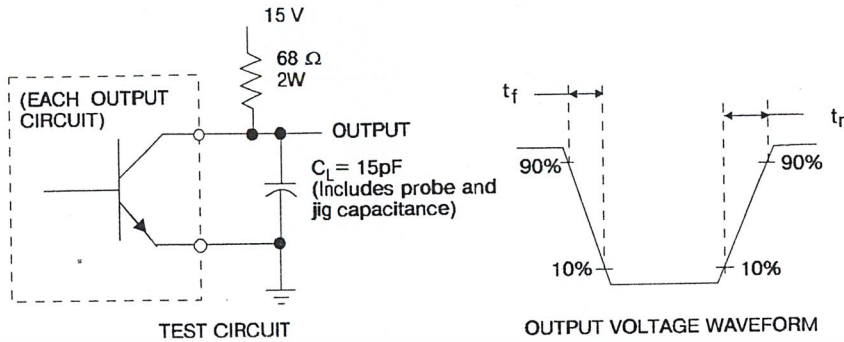


FIGURE 3. COMMON-EMITTER CONFIGURATION

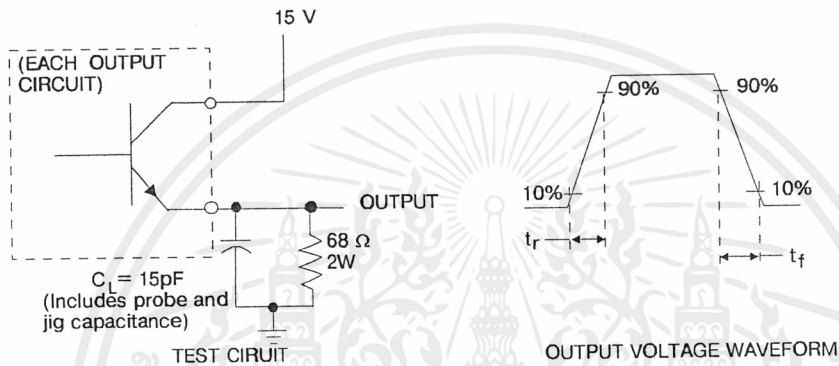


FIGURE 4. EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION

Electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range,  $V_{CC}=15V$ ,  $f=10kHz$  (unless otherwise noted).

Reference section

Parameter	Test conditions*	Value			Unit
		MIN	TYP**	MAX	
Output voltage ( $V_{ref}$ )	$I_O = 1mA$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7V$ to $40V$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1mA$ to $10mA$		1	15	
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = MIN$ to $MAX$		0.2	1	%
Short-circuit output current***	$V_{ref} = 0$		35		mA

Oscillator section (see Figure 1)

Parameter	Test conditions *	Value			Unit
		MIN	TYP**	MAX	
Frequency	$C_T = 0.01 \mu F$ , $R_T = 12k\Omega$		10		kHz
Standard deviation of frequency ****	All values of $V_{CC}$ , $C_T$ , $R_T$ , and $T_A$ constant		10		%
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7V$ to $40V$ , $T_A = 25^\circ C$		0.1		
Frequency change with temperature *****	$C_T = 0.01 \mu F$ , $R_T = 12k\Omega$ , $\Delta T_A = MIN$ to $MAX$			1	

Electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range,  $V_{CC}=15V$ ,  $f=10kHz$  (unless otherwise noted).

Amplifier section (see Figure 2)

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP**	MAX	
Input offset voltage	$V_O$ (pin 3) = 2.5V		2	10	mV
Input offset current	$V_O$ (pin 3) = 2.5V		25	250	nA
Input bias current	$V_O$ (pin 3) = 2.5V		0.2	1	$\mu A$
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7V$ to $40V$	-0.3 to $V_{CC}-2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3V$ , $R_L = 2k\Omega$ , $V_O = 0.5$ to $3.5V$	70	95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5$ to $3.5V$ , $R_L = 2k\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40V$ , $T_A = 25^\circ C$	65	80		dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**KP1114EY4A, K51114EY4A-4  
(TL494)**

**Pulse-Width-Modulation Control Circuits**

September 1995 - revised October 1999



Output sink current (pin 3)	$V_{ID} = -15\text{mV to } -5\text{V}$ , $V_{(pin3)} = 0.7\text{ V}$	0.3	0.7		mA
Output source current (pin 3)	$V_{ID} = 15\text{mV to } 5\text{V}$ , $V_{(pin3)} = 3.5\text{ V}$	-2			mA

\* For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

\*\* All typical values except for parameter changes with temperature are at  $T_A = 25^\circ\text{C}$

\*\*\* Duration of the short-circuit should not exceed one second.

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

$$\sigma = \left[ \frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N-1} \right]^{1/2}$$

\*\*\*\*\* Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor not taken into account

**Output section**

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Collector off-state current	$V_{CE}=40\text{V}$ , $V_{CC}=40\text{V}$		2	100	$\mu\text{A}$
Emitter off-state current	$V_{CC}=V_C=40\text{V}$ , $V_E=0$			-100	
Collector-emitter saturation voltage	Common-emitter		1.1	1.3	V
	Emitter-follower		1.5	2.5	
Output control input current	$V_I=V_{ref}$			3.5	mA

**Dead-time control-section (see Figure 1)**

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Input bias current (pin 4)	$V_I=0$ to 5.25V		-2	-10	$\mu\text{A}$
Maximum duty cycle, each output	$V_I$ (pin 4)=0, $C_T=0.1\mu\text{F}$ , $R_T=12\text{k}\Omega$		45		%
Input threshold voltage (pin 4)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle	0			

**PWM comparator section (see Figure 1)**

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Input threshold voltage (pin 3)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (pin 3)	$V_{(pin3)} = 0.7\text{V}$	0.3	0.7		mA

**Total device**

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Standby supply current	Pin 6 at $V_{ref}$ , all other inputs and outputs open	$V_{CC}=15\text{V}$	6	10	mA
		$V_{CC}=40\text{V}$	9	15	
Average supply current	$V_I$ (pin 4)=2V, See Figure 1		7.5		

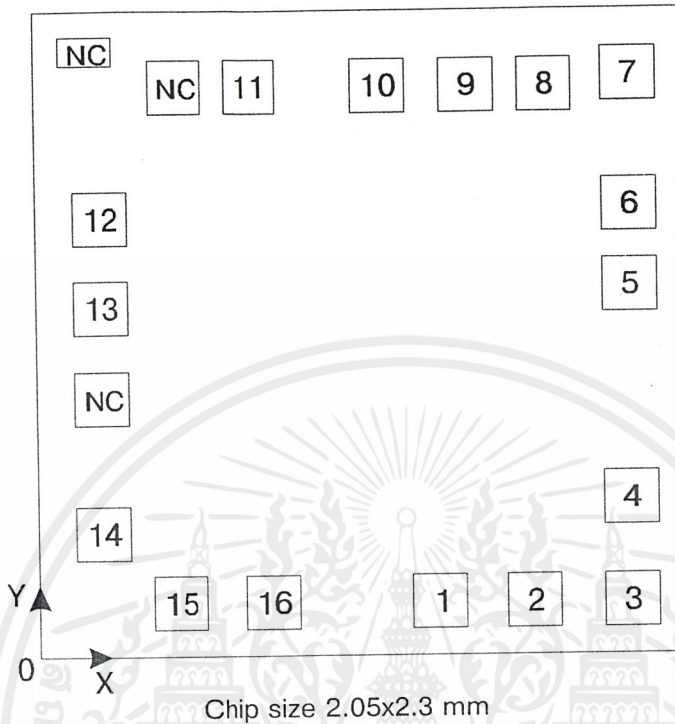
**Switching characteristics,  $T_A = 25^\circ\text{C}$**

Parameter	Test conditions	Value			Unit
		MIN	TYP*	MAX	
Output voltage rise time	Common-emitter configuration,		100	200	ns
Output voltage fall time	See figure 3		25	100	
Output voltage rise time	Emitter-follower configuration.		100	200	
Output voltage fall time	See Figure 4		40	100	

\*All typical values except for temperature coefficient are at  $T_A=25^\circ\text{C}$



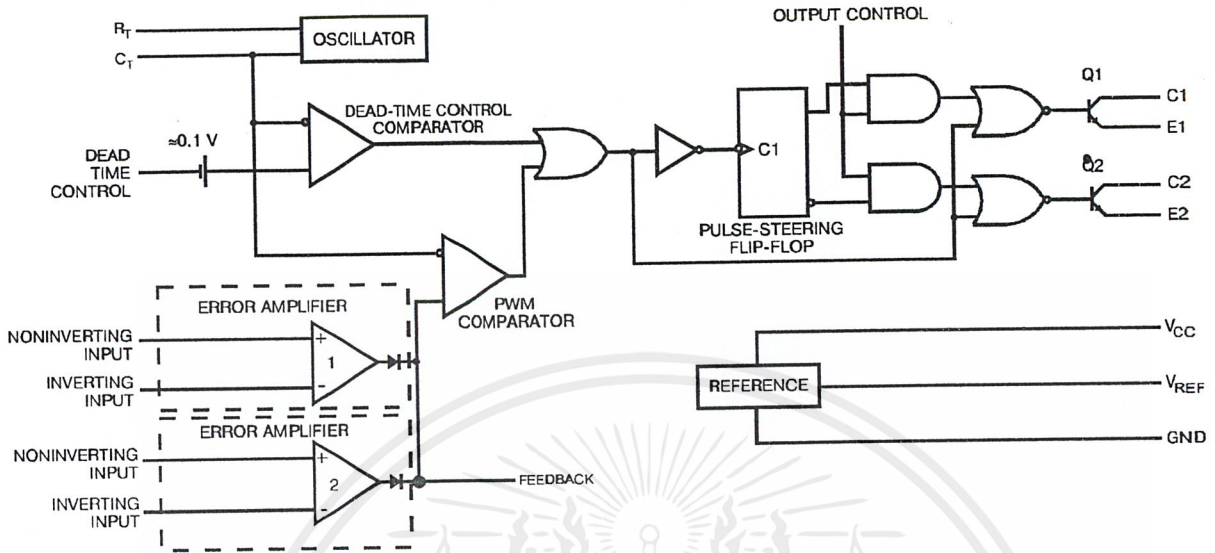
Pad Location TL494



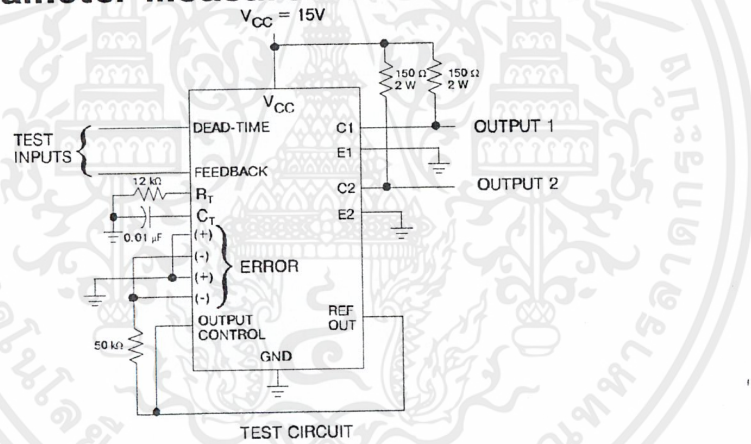
Pad N	Pad Name	Coordinates	
		X ( $\mu\text{m}$ )	Y ( $\mu\text{m}$ )
1	NONINV INPUT	1305	120
2	INV INPUT	1600	130
3	FEEDBACK	1800	130
4	DEAD-TIME CONTROL	1810	370
5	$C_T$	1795	975
6	$R_T$	1770	1240
7	GND	1520	2135
8	C1	1405	2020
9	E1	1055	2015
10	E2	805	2015
11	C2	460	2020
12	$V_{CC}$	140	1410
13	OUTPUT CONTROL	140	1260
14	REF OUT	160	375
15	INV INPUT	250	195
16	NONINV INPUT	405	195



FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



Parameter measurement information



**KP1114EY4A, K51114EY4A-4  
(TL494)**

**Pulse-Width-Modulation Control Circuits**

September 1995 - revised October 1999



**FEATURES**

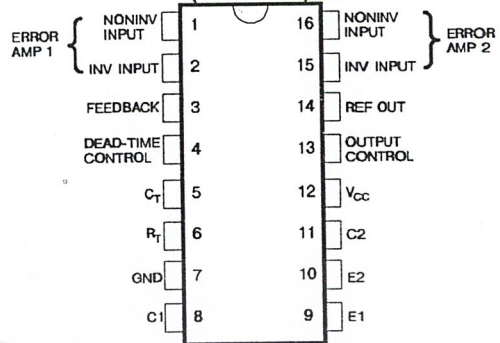
- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200 mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead-Time Provides Control over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply, 5%
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

**DESCRIPTION**

The TL494 incorporate on a single monolithic chip all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation control circuit. Designed primarily for power supply control, these devices offer the systems engineer the flexibility to tailor the power supply control circuitry to his application.

The TL494 contains an error amplifier, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-volt, 5% precision regulator, and output-control circuits. The error amplifier exhibits a common-mode voltage range from -0.3 volts to  $V_{CC} - 2$  volts. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time when externally altered. The on-chip oscillator may be bypassed by terminating  $R_T$  (pin 6) to the reference output and providing a sawtooth input to  $C_T$  (pin 5), or it may be used to drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies. The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. Each device provides for push-pull or single-ended output operation, which may be selected through the output-control function. The architecture of these devices prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

**TL 494  
(TOP VIEW)**



**Absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)**

Rating	Value	Unit
Supply voltage, $V_{CC}$	41	V
Amplifier input voltage	$V_{CC} + 0.3$	
Collector output voltage	41	mA
Collector output current	250	
Operating free-air temperature range	0 to 70	°C
Storage temperature range	-65 to 150	
Lead temperature 1,6 mm from case for 10 seconds	260	

**Recommended operating conditions**

Parameter	Value		Unit
	MIN	MAX	
Supply voltage, $V_{CC}$	7	40	V
Amplifier input voltage, $V_i$	-0.3	$V_{CC} - 2$	
Collector output voltage, $V_o$		40	mA
Collector output current (each transistor)		200	
Current into feedback terminal		0.3	
Timing capacitor, $C_T$	0.47	10000	nF
Timing resistor, $R_T$	1.8	500	k $\Omega$
Oscillator frequency	1	300	kHz
Operating free-air temperature, $T_A$	0	70	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

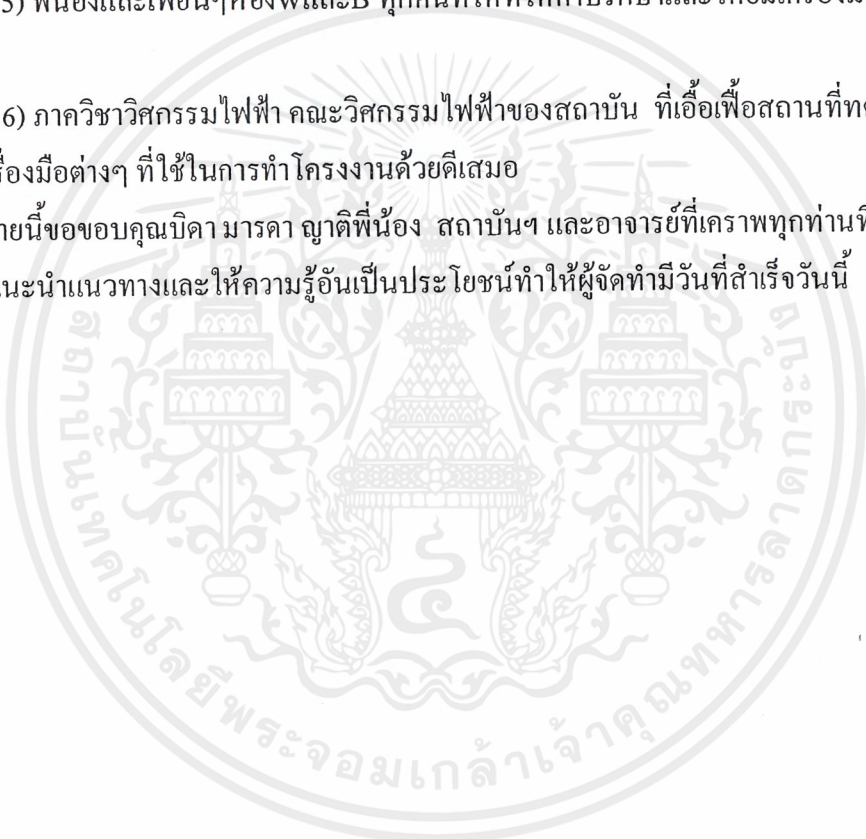
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีตามวัตถุประสงค์ที่นี้เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจากบุคคลต่อไปนี้

- 1) ผศ. ประภาพร ไพรสุวรรณ
- 2) ผศ. อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ
- 3) อ. สุรินทร์ คำฝอย
- 4) พี่ ศักดิ์ , จำMax ที่ช่วยแนะนำและให้คำปรึกษาที่ดี
- 5) พี่น้องและเพื่อนๆห้องWและB ทุกคนที่ให้ที่ให้คำปรึกษาและให้ยืมเครื่องมือ

อุปกรณ์

6) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมไฟฟ้าของสถาบัน ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ทดลองและอุปกรณ์เครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทำโครงการด้วยดีเสมอ

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณบิดา มารดา ญาติพี่น้อง สถาบันฯ และอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้อบรมสั่งสอนแนะนำแนวทางและให้ความรู้อันเป็นประโยชน์ทำให้ผู้จัดทำมีวันที่สำเร็จวันนี้

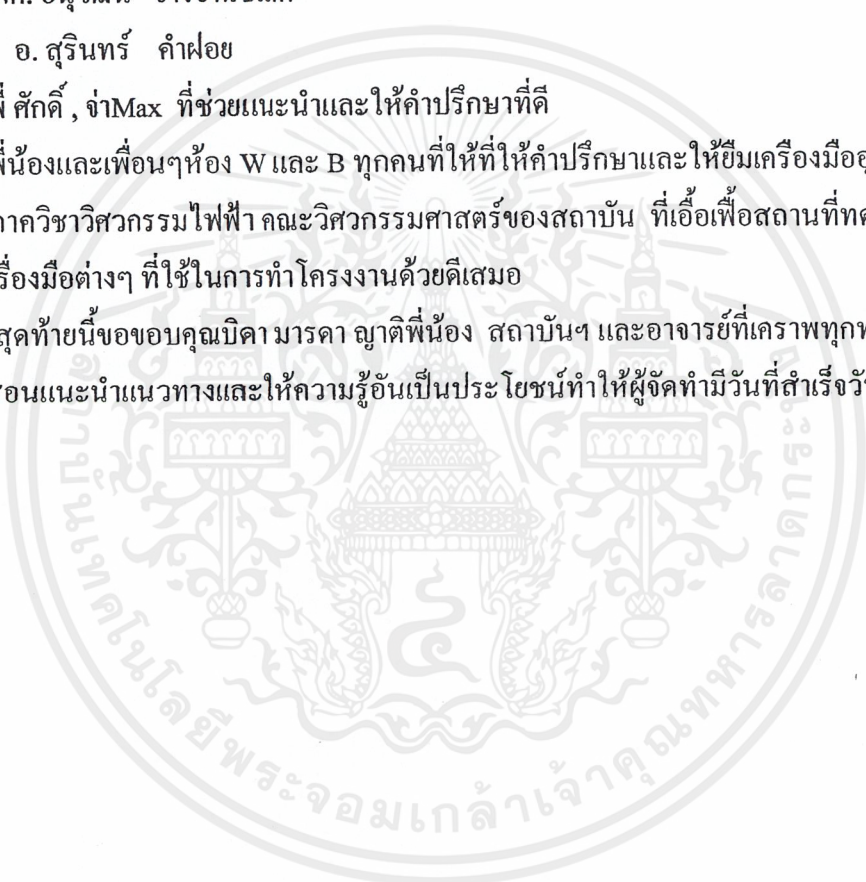


## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีตามวัตถุประสงค์ที่นี้เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจากบุคคลต่อไปนี้

- 1) ผศ. ประภาพร ไพรสุวรรณา
- 2) ผศ. อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ
- 3) อ. สุรินทร์ คำฝอย
- 4) พี่ ศักดิ์, จำMax ที่ช่วยแนะนำและให้คำปรึกษาที่ดี
- 5) พี่น้องและเพื่อนๆห้อง W และ B ทุกคนที่ให้ที่ให้คำปรึกษาและให้ยืมเครื่องมืออุปกรณ์
- 6) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ของสถาบัน ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ทดลองและอุปกรณ์เครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการทำโครงการด้วยดีเสมอ

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณบิดา มารดา ญาติพี่น้อง สถาบันฯ และอาจารย์ที่เคารพทุกท่านได้อบรมสั่งสอนแนะนำแนวทางและให้ความรู้อันเป็นประโยชน์ทำให้ผู้จัดทำมีวันที่สำเร็จวันนี้



## เอกสารอ้างอิง

- [1] Abraham I. Pressman. . Switching Power Supply Design. Singapore : McGraw-Hill. 1991
- [2] George C.Chrysis. High Frequency Switching Power Supplies Theory And Design. Second Edition Singapore : McGraw – Hill. 1989
- [3] Mohan, Undeland and Robbin, “PowerElectronics Converter: Application and design,” John & Sone,INC, 1995.
- [4] สุวัฒน์ คั่น, เทคนิคการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย , บริษัท เอนเทคไทย จำกัด, 2537
- [5] สมบูรณ์ มาลานนท์ และ สมคิด วิริยะประสิทธิ์ชัย . แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง . กรุงเทพฯ : ฟิสิกส์ เซ็นเตอร์
- [6] อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ, เอกสารประกอบการสอนวิชาการออกแบบตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลง , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2542