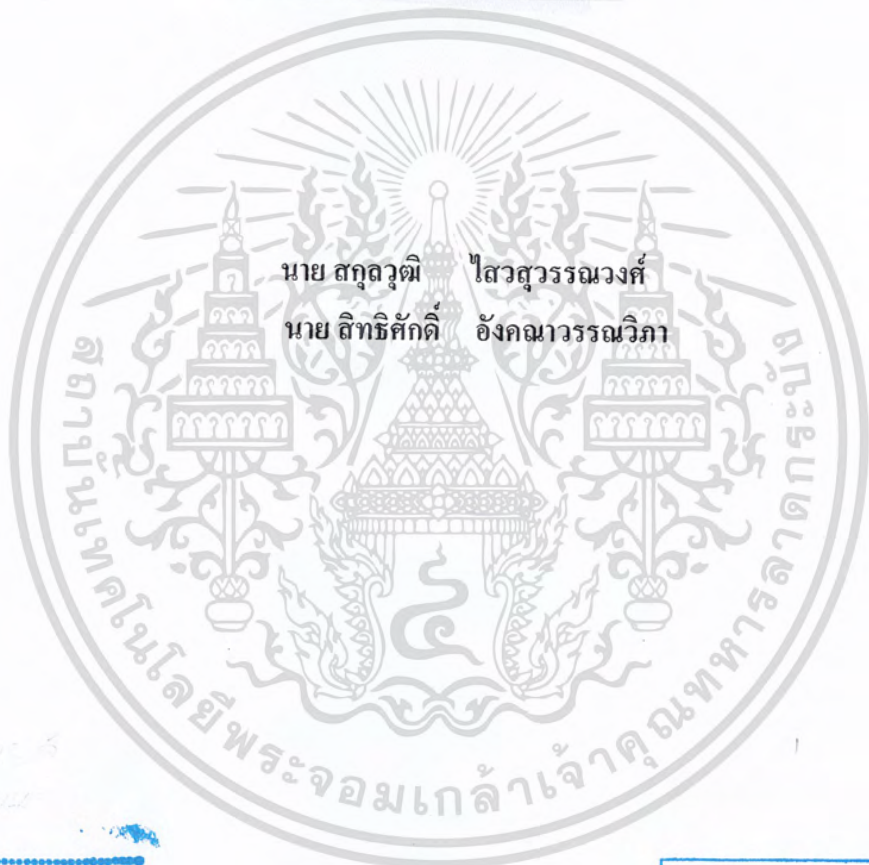


สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 1000 วัตต์

1000 Watt Switching Power Supply



นาย สกฤษฎิ์ ไสวสุวรรณวงศ์  
นาย สิทธิศักดิ์ อังคนาวรรณวิภา

เลขหม.....  
เลขทะเบียน... 46445  
วัน, เดือน, ปี... 2 เม.ย. 2546

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2023

1000 Watt Switching Power Supply



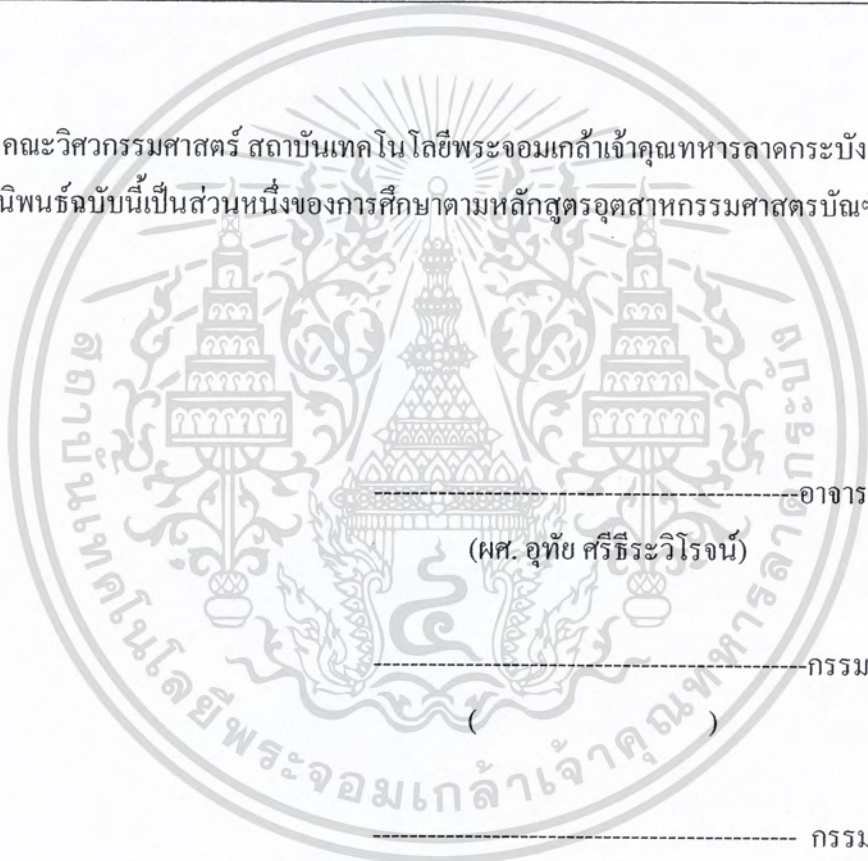
A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MACHELOR OF THE TECHNOLOGY TELECOMMUNICATION  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'SINSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญาานิพนธ์	สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 1000 วัตต์
	1000 Watts Switching Power Supply
นักศึกษา	นายสกุลวุฒิ ไสวสุวรรณวงศ์ เลขประจำตัว 42015658
	นายสิทธิศักดิ์ อังคนาวรรณวิภา เลขประจำตัว 42015663
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา	2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้  
ปริญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดมหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต



.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์)

.....กรรมการ  
( )

..... กรรมการ  
( )

..... กรรมการ  
( )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 1000 วัตต์ 1000 Watt Switching Power Supply
นักศึกษา	นายสกุลวุฒิ ไสวสุวรรณวงศ์ เลขประจำตัว 42015658 นายสิทธิศักดิ์ อังคนาวรรณวิภา เลขประจำตัว 42015663
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา	2544

### บทคัดย่อ

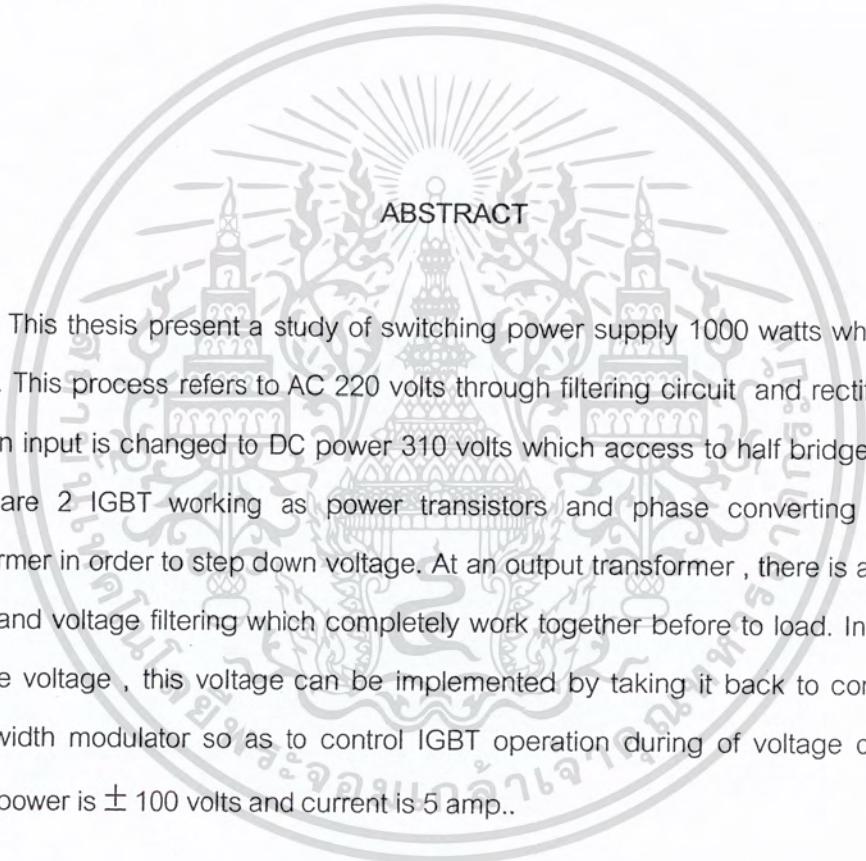
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอโครงการงานสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 1000 วัตต์ ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงโดยมีหลักการทำงาน เมื่อจ่ายแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ผ่านวงจรฟิลเตอร์และเรกติไฟร์เออร์ทางด้านอินพุตจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรง 310 โวลต์ ส่งต่อเข้าชุดคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ มีไอจีบีที 2 ตัวทำงานเป็นทรานซิสเตอร์กำลังทำงานสลับเฟสกัน จากนั้นจะผ่านไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้ต่ำลงที่เอาต์พุตของหม้อแปลง จะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบก่อนจ่ายให้โหลด การคงค่าแรงดันทำได้โดยป้อนแรงดันกลับมายังวงจรควบคุมพัลส์วิดมอดูเลเตอร์เพื่อควบคุมการทำงานของไอจีบีที ในช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตได้แรงดัน  $\pm 100$  โวลต์ และกระแส 5 แอมป์

Thesis Title 1000 Watt Switching Power Supply

Student Mr.Sakulwut Sawaisuwunnawong ID42015658  
Mr.Sithisak Angkanawunwipar ID42015663

Advisor Asst.Prof.Uthai Sritheeravirojana

Academic Year 2001



### ABSTRACT

This thesis present a study of switching power supply 1000 watts which directly supply. This process refers to AC 220 volts through filtering circuit and rectifier circuit . Then an input is changed to DC power 310 volts which access to half bridge converter. There are 2 IGBT working as power transistors and phase converting through a transformer in order to step down voltage. At an output transformer , there is a sequence circuit and voltage filtering which completely work together before to load. In case of to stabilize voltage , this voltage can be implemented by taking it back to control circuit pulse width modulator so as to control IGBT operation during of voltage changed in output power is  $\pm 100$  volts and current is 5 amp..

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีอันเกิดจากความร่วมมือร่วมใจของ คณะผู้จัดทำ โดยได้รับความช่วยเหลือทางด้านต่าง ๆ รวมทั้งความแนะนำต่าง ๆ ซึ่งเป็นประโยชน์ในการดำเนินงานจาก ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ รวมทั้งอาจารย์ทั้งอื่น ๆ ในภาคเทคนิคอุตสาหกรรมหลาย ๆ ท่าน

ท้ายนี้คณะผู้จัดทำ ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ช่วยประสาทวิชาให้ความรู้ต่าง ๆ จนสามารถทำโครงการนี้ได้สำเร็จ

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูปภาพ	ฉ
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซีพพลาย	3
2.1 วงจรฟิลเตอร์ และ เรกติไฟเออร์	9
2.2 คอนเวอร์เตอร์	17
2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	24
2.4 หม้อแปลงสวิตชิง	34
2.5 การออกแบบโซ่คและหม้อแปลง	46
2.5 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซีพพลาย	52
2.7 เสถียรภาพของวงจรควบคุม	53
2.8 ภาคเอาต์พุต	57
บทที่ 3 การออกแบบสวิตชิง	72
3.1 การออกแบบวงจรส่วนอินพุต	72
3.2 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์	74
3.3 การออกแบบวงจรควบคุม	77
3.4 การออกแบบวงจรป้อนกลับ	78
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 สัญญาณที่ขา 5 ของ SG 3525	82

## สารบัญ(ต่อ)

4.2 สัญญาที่ขา 11 ของ SG3525	83
4.3 สัญญาที่ขา 14 ของ SG3525	84
4.4 สัญญาการทำงานองขา11กับขา14สลับกัน	85
4.5 สัญญาจากพัลซ์วิคมอดูเลเตอร์ที่ผ่านหม้อแปลง	86
4.6 สัญญาของพัลซ์วิคมอดูเลเตอร์เมื่อมีโหลด	87
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์	71
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป	3
รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1	4
รูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ประกอบด้วยเรกติไฟเออร์ ฟิวส์และRFI ฟิลเตอร์	8
รูปที่ 2.4 ค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแส RSต่ำ	9
รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรเรกติไฟเออร์	10
รูปที่ 2.6 (a) ค่ากระแสRMSที่ผ่านเรกติไฟเออร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแสประสิทธิผล $I_e$ ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ที่ค่า $R_{sf}$ ต่าง ๆ กัน	11
(b)ค่ากระแสระลอกRMSที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผล $I_e$ ต่อกำลังงานเรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ที่ค่า $R_{sf}$ ต่าง ๆ กัน	11
(c) แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผล $I_e$ ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ที่ค่า $R_{sf}$ ต่าง ๆ กัน	12
รูปที่ 2.7 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ให้มีค่าเท่ากับค่าของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับเพื่อสะดวกในการคำนวณ	13
รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานของเรกติไฟเออร์	14
รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI	16
รูปที่ 2.10 พื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	17
รูปที่ 2.11 (a)ขณะที่ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันเท่ากับ $V_{in}-V_{ce(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม $N_p$ เท่ากับ $(V_{in}/2) - V_{ce(sat)}$	18
(b)ขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 จะมีแรงดันเท่ากับ $V_{in}-V_{ce(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม $N_p$ เท่ากับ $(V_{in}/2) - V_{ce(sat)}$	
รูปที่ 2.12 (ก)แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q1 ใช้เวลานำกระแสมาก	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข)แสดงผลของการต่อประจุลึคกิ้ง cb เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตร  
ฟลักซ์

รูปที่ 2.13	แสดงลักษณะของการเกิดความลาด(Droop)ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟพรมารี เมื่อต่อตัวเก็บประจุลึคกิ้ง cb คั่นเข้ามาในวงจร	22
รูปที่ 2.14	การหน่วงช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสม เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำ กระแสพร้อมกัน	23
รูปที่ 2.15	แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ td ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	24
รูปที่ 2.16	(a)แสดงภาพตัดแนวตั้งของ ไอจีบีที (b)แสดงภาพ โครงสร้างของ ไอจีบีที	25
รูปที่ 2.17	แสดงคุณสมบัติของกระแสและความต่างศักย์	26
รูปที่ 2.18	แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส	27
รูปที่ 2.19	(a)แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน (b)แสดงวงจรสมมูลย์สำหรับการทำงานสภาพปกติของ ไอจีบีที (C)แสดงวงจรสมมูลย์ที่แสดงส่วนของ ไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน ไอจีบีที	28
รูปที่ 2.20	(a)แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะ ไบแอสตรง (b)แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะ ไบแอสกลับ	29
รูปที่ 2.21	แสดงตัวอย่างการจัดวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง	30
รูปที่ 2.22	แสดงลักษณะการลดลงของกระแสการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	31
รูปที่ 2.23	แสดงการต่อวงจรสับเบอรัช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพา เวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ	31
รูปที่ 2.24	แสดงการต่อสับเบอรัป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ตก คร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	33
รูปที่ 2.25	หม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ	35
รูปที่ 2.26	แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	37
รูปที่ 2.27	แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI EE ETD	38
รูปที่ 2.28	กราฟฮีสเตอร์ซิสลูปของแกนหม้อแปลง	39
รูปที่ 2.29	ฮีสเตอร์ซิสลูปของแกนที่มีช่องอากาศ	41
รูปที่ 2.30	แสดงช่วงที่เป็นเชิงเส้น(Linear)และช่วงอิ่มตัว(Saturation)	41
รูปที่ 2.31	กราฟแสดงความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์	43
รูปที่ 2.32	แสดงตัวอย่างการคั่นช่องอากาศในแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน	44

เอกสารรูปที่ 2.32 แสดงตัวอย่างการคั่นช่องอากาศในแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน 44  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.33 แสดงตัวอย่างและมาตรฐานของบอบบี้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI	45
รูปที่ 2.34 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	45
รูปที่ 2.35 รูปสัญญาณของแรงดันและกระแส	47
(a) การส่งผ่านพลังงานอย่างสมบูรณ์	
(b) การส่งผ่านพลังงานอย่างไม่สมบูรณ์	
รูปที่ 2.36 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมแรงดัน	52
รูปที่ 2.37 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นฐานตามรูป 2.36	53
รูปที่ 2.38 (a) แสดงลักษณะการเปลี่ยนแรงดันของกระแสไหลดอย่างทันทีทันใดเพื่อทดสอบเสถียรภาพของวงจรควบคุม	54
(b) แสดงการพุ่งของแรงดันซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด	
รูปที่ 2.39 แสดงลักษณะตัวอย่างรูปของวงจรควบคุมแบบป้อนกลับในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยแบ่งส่วนตามส่วนที่มีอัตราขยาย	55
รูปที่ 2.40 แสดงเงื่อนไขเสถียรภาพซึ่งดูได้จากอัตราขยายรวมและมุมเฟสของลูปเปิดที่ความถี่ผ่าน $f_c$	56
รูปที่ 2.41 แสดงโครงสร้างภายในของออปโตคัปเปิลอร์ซึ่งประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์	56
รูปที่ 2.42 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ FLY BACK	58
รูปที่ 2.43 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ FORWARD	58
รูปที่ 2.44 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ PUSH PULL, HALF BRIDGE, FULL BRIDGE	59
รูปที่ 2.45 แสดงลักษณะของไดโอดทั้ง 3 ชนิด ขณะนำกระแส	60
(a) SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS	
(b) A VERY FAST RECOVERY	
(c) A FAST RECOVERY	
รูปที่ 2.46 รูปสัญญาณรูปบนแสดงสัญญาณระหว่างช่วงเวลาที่เกิดโอดเปิดวงจรโดยปราศจากการป้องกันของวงจรสแน็บเบอร์และรูปต่างแสดงสัญญาณเมื่อใส่สแน็บเบอร์แล้ว	62
รูปที่ 2.47 การป้องกันไดโอดเรียงกระแสขณะเปิดวงจรค่าความต้านทานสแน็บเบอร์ $R_s$	63
รูปที่ 2.48 เทคนิคการจ่ายกระแสไหลดได้สูงขึ้น โดยการขนานไดโอด	64
รูปที่ 2.49 (a) ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงแบบ HALF-BRIDGE	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแม้แตกต่างกันอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ในขณะเดียวกันสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์ เป็นต้น แนวโน้มในการนำสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

ข้อได้เปรียบของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบากว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก และขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลากำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงจะมีค่าสูง การคงค่าแรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่ เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูง ๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30 % หรืออาจทำได้สูงถึง 50 % ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65-80 %

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลาโวลต์อัมป์ประมาณ  $20 \times 10^3$  ถึง  $50 \times 10^3$  วินาที ในขณะที่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำได้เพียงแค่ประมาณ  $20 \times 10^3$  วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเกิดการหยุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตก

อย่างไรก็ตาม สวิตซ์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่าและก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน ได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำๆ ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะประหยัดกว่าและให้ผลดีได้เช่นกัน ดังนั้นสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมักจะนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไป

การออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นจำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆ ที่จะใช้ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ได้อย่างเหมาะสม สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตามความต้องการอย่างแท้จริง



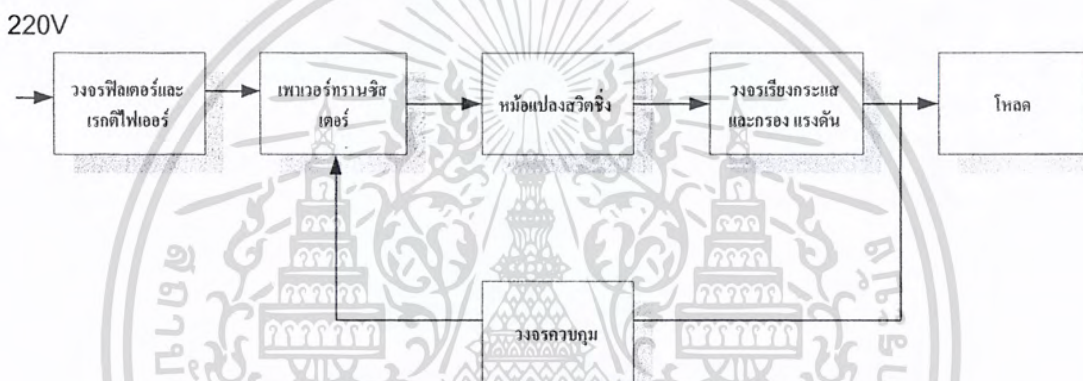
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

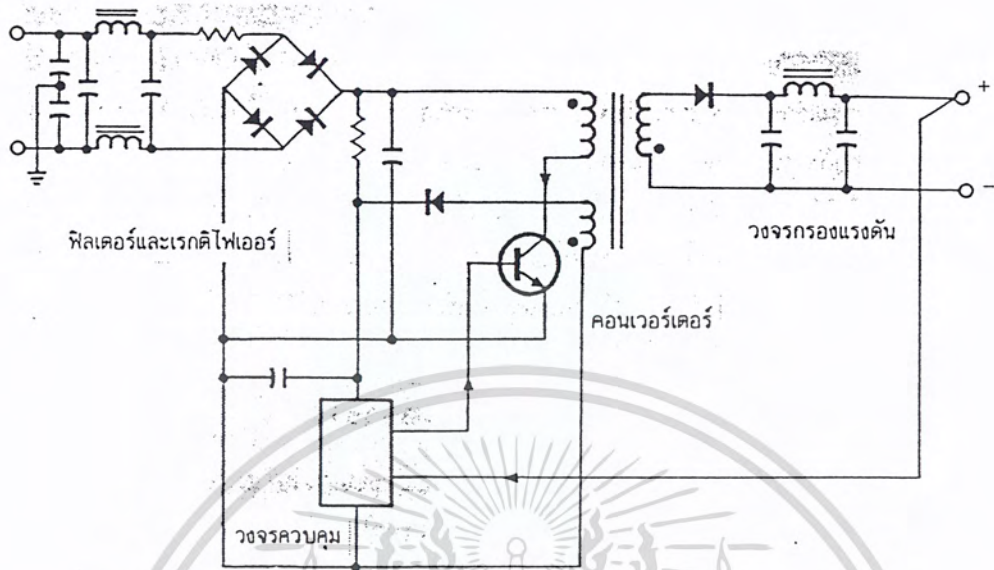
สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1

หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์ โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20-20 กิโลเฮิร์ตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีความต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้ รูปที่ 2.2 จะแสดงวงจรซึ่งแบ่งส่วนตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1 เพื่อเป็นตัวอย่าง



รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1

องค์ประกอบต่าง ๆ ในรูปที่ 2.1 นับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาการจัดวงจรและการทำงานขององค์ประกอบเหล่านี้ให้ดี

#### ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นจำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะใช้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นไปได้ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายแบบหนึ่ง

Output Power	:	1000 W
Efficiency	:	65% at full load
Input Voltage	:	94-132 Vac (norminal 115 VAC) 187-264 Vac (norminal 220 VAC)
Output Voltage	:	+ 5 V 6 A (min) 30 A (max)
And Current	:	+ 12 V 0 A 6 A - 12 V 0 A 6 A
Line Regulation	:	+5 V 0.5%
At 50% load	:	+12 V 0.5% -12 V 0.5%
Load Regulation	:	+ 5 V +1% of setting voltage +12 V +2% of setting voltage -12 V +2% of setting voltage
Ripple and Noise	:	+ 5 V 50 mV p-p max +12 V 120 mV p-p max -12 V 120 mV p-p max
Hold up Time	:	+5 V 10 ms. Min
At low line full losd	:	
RFI/EMI	:	meet FCC part 15J class B VDE 0875
Transient response	:	< 200 MV ripple at 50% load change < 400 ms recovery time
Isolation	:	input to ground 2 KV rms. Output to ground 500 V rms.
Switching Frequency	:	43.5 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

### ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของ สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกจ่าย ให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65-80 %

### ช่วงของแรงดันอินพุต ( Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่อินพุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่นที่ 90-132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180-260 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

### แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ถ้ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำให้สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ + 5 โวลต์ และ + 12 โวลต์ เป็นต้น

### ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

### โหลดเรกูเลชัน ( Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

### แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อมคือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูง ที่ผ่านออกมาที่

แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระแสเพิ่มและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่า ยอด (peak to peak) ก็ได้

#### ค่าเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up Time)

คือช่วงเวลา ที่ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันฟลัดอินพุต (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัฟจะมีค่าประมาณ  $20 \times 10^{-3}$  ถึง  $50 \times 10^{-3}$

#### สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูง ๆ ของ มัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน (RFI/EMI) อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

#### การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันกลับเข้าไปสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อ โหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลากินตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

#### การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือความสามารถในการกันแรงดันไฟฟลัดอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่กีดคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตโดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกดาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

#### ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ซัพพลายทรานซิสเตอร์ภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก

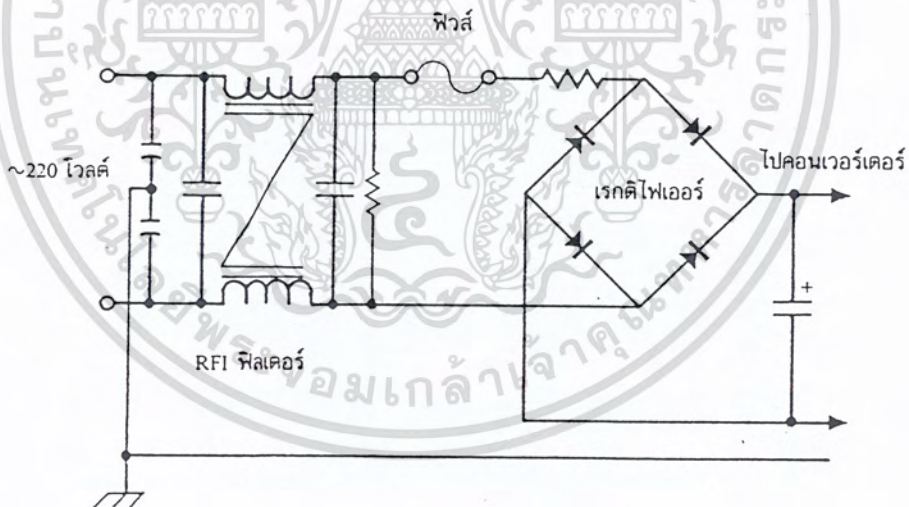
การกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้น ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของ

งานและมาตรฐานต่าง ๆ ที่จำเป็นให้ศึกษาก่อนออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

### 2.1 วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ แรงดันสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เอล่งไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง ตัวอย่างการจ้งวงจรที่อินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายอาจเป็นไปได้ดังในรูปที่ 2.3 โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วน ดังนี้คือ

1. เรกติไฟเออร์ (Rectifier)
2. ฟิวส์ (Fuse)
3. RFI หรือ (RFI Input Filter)



รูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายประกอบด้วย เรกติไฟเออร์ ฟิวส์และ RFI ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

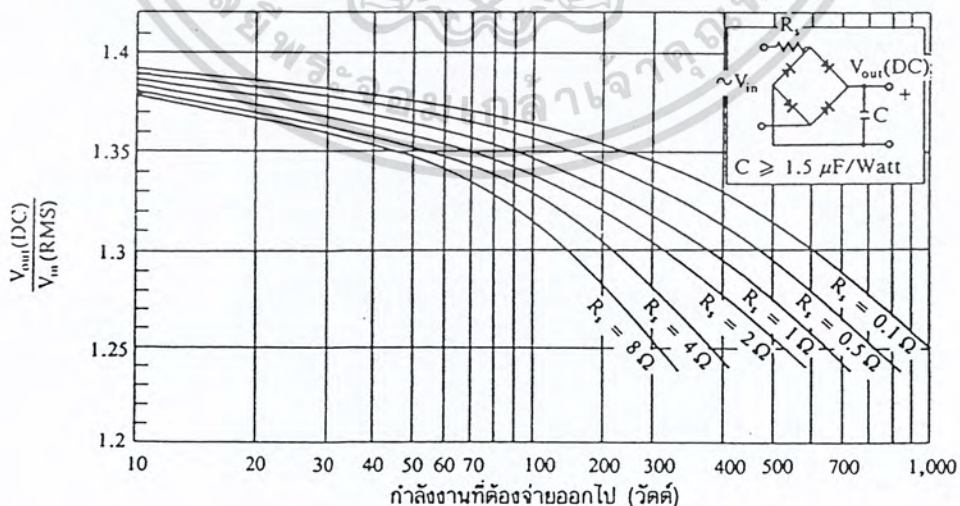
### 2.1.1 เรกติไฟเออร์

เรกติไฟเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนอินพุตวิตซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิวเตอร์ จึงจะขอกกล่าวถึงเป็นอันดับแรก เรกติไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัว คือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส  $R_s$  ตัวเก็บประจุฟิวเตอร์  $C$  และ ไดโอดเรกติไฟเออร์ D1-D4 มีหน้าที่หลัก คือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

#### 2.1.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส $R_s$

ตัวต้านทานกระแส  $R_s$  จะมีประโยชน์มากในวงจรเรกติไฟเออร์  $R_s$  จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่จะเกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มเปิดเครื่องทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วย การกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส  $R_s$  ไว้ในวงจรจะทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปอย่างช้า ๆ และลดกระแสกระชาก ตัวต้านทาน  $R_s$  ในวงจรเรกติไฟเออร์จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรกติไฟเออร์ที่มีตัวเก็บประจุเป็นฟิวเตอร์ ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของ  $R_s$  และกำลังงานที่วงจรที่เรกติไฟเออร์จะต้องจ่ายออกไป ดังแสดงในรูปที่ 2

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส  $R_s$  จะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว  $R_s$  การกำหนดค่าของ  $R_s$  จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายด้วย

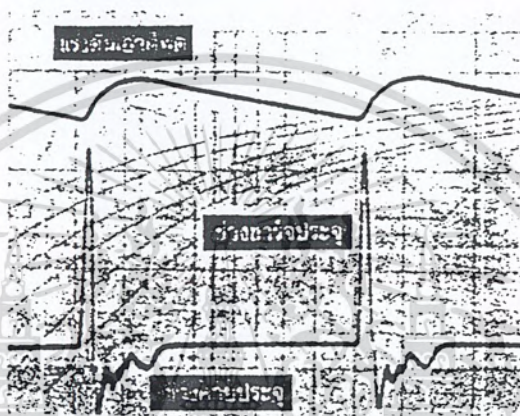


รูปที่ 2.4 ค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแส  $R_s$  ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.1.2 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด D1-D4. ให้มีค่าเรียงมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ในวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรเรกติไฟเออร์

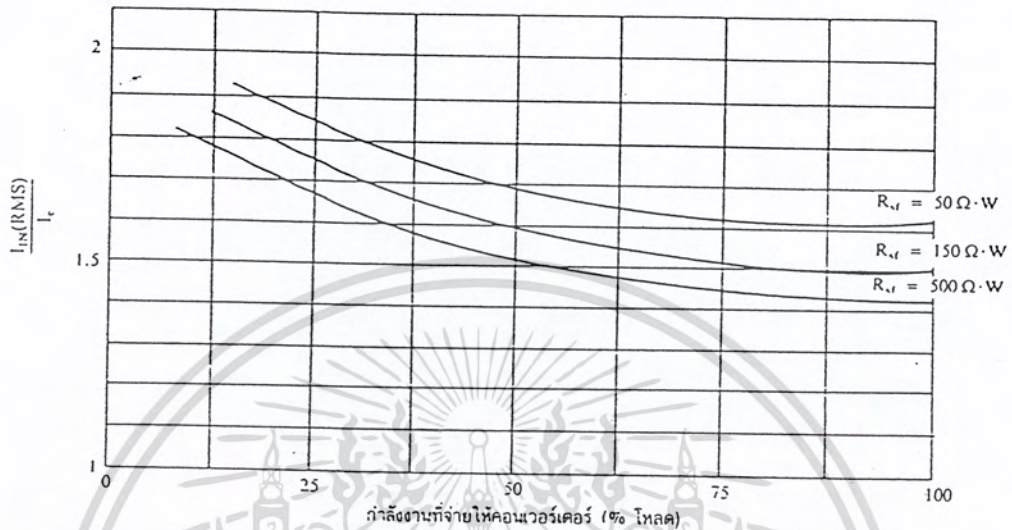
ค่ากระแสขณะชาร์จประจุและคายประจุออกมาจะมากหรือน้อย ขึ้นกับค่าความจุของตัวประจุ C และภาวะของโหลดที่เอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ รูปที่ 2.6 (a) และ (b) จะแสดงค่ากระแส RMS ที่อินพุต และค่ากระแส RMS ของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ต่อค่ากระแสและประสิทธิผล  $I_e$  ที่อินพุตของวงจรเรกติไฟเออร์ โดยที่

$$I_e = \frac{P_{in}}{V_{in}(rms)} \quad (2.1)$$

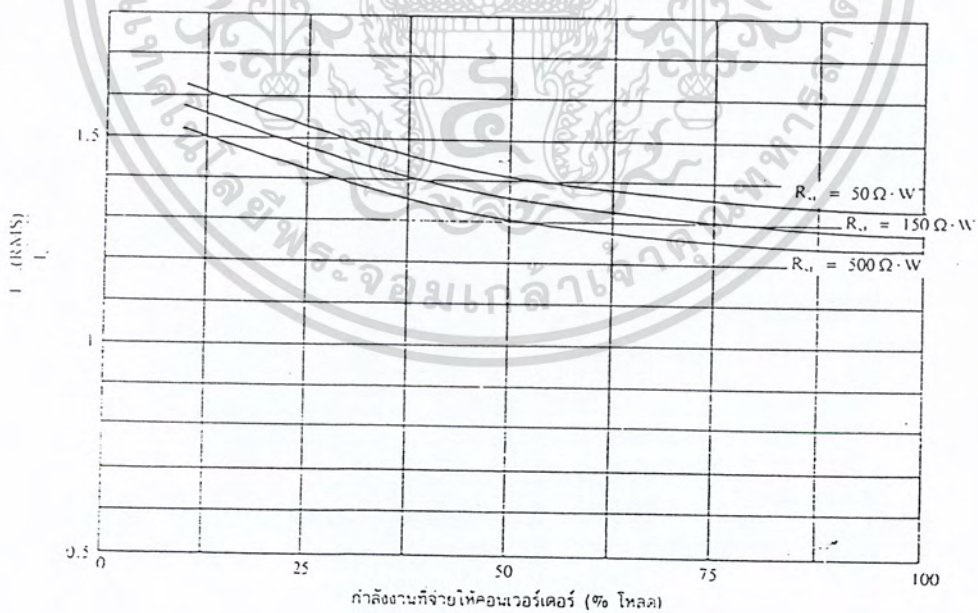
- เมื่อ  $I_e$  คือ ค่ากระแสประสิทธิผลที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสแอมป์  
 $P_{in}$  คือ กำลังงานที่จ่ายเข้ามาทางอินพุต เป็นวัตต์  
 $V_{in}(rms)$  คือ ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสโวลต์  
 ส่วน  $R_{sf}$  คือ ค่าแฟกเตอร์ของตัวต้านทาน  $R_s$  และค่า  $R_{sf}$  หาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{sf} = R_s P_{IN} \tag{2.2}$$

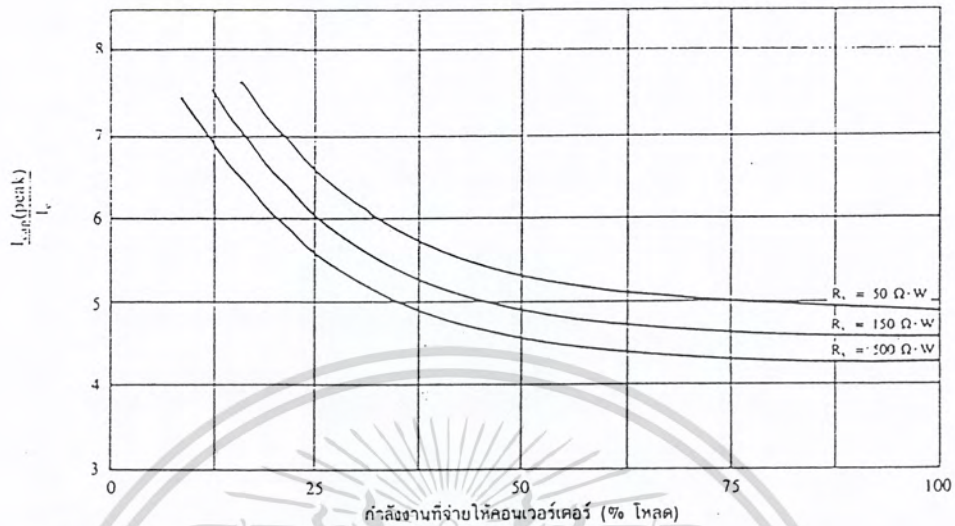


รูปที่ 2.6(a) ค่ากระแส RMS ที่ผ่านเรกติไฟเออร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแสประสิทธิผล  $I_e$  ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ที่ค่า  $R_{sf}$  ต่าง ๆ กัน



รูปที่ 2.6(b) ค่ากระแสระลอก (RMS) ที่ตัวเก็บประจุฟิวดเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผล  $I_e$  ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ที่ค่า  $R_{sf}$  ต่าง ๆ กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 (c) แสดงกระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผลต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ที่ค่า  $R_{sf}$  ต่าง ๆ กัน

การพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์

หากพิจารณาจากรูปที่ 2.4 ซึ่งแสดงค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรฟูล-บริดจ์เรกติไฟเออร์ที่ค่ากำลังงานต่าง ๆ ของวงจร ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ อย่างไรก็ตาม ในการใช้งานจริงแล้วการกำหนดตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเงื่อนไขเพียงเท่านั้นไม่เพียงพอเมื่อวงจรเรกติไฟเออร์นั้นใช้กับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพิจารณาเลือกค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จำเป็นจะต้องพิจารณาปัจจัยอื่น ๆ ดังต่อไปนี้ด้วยคือ

1. อัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)
2. ค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)
3. ช่วงเวลาโฮลด์อัปที่ต้องการ (Holdup Time)
4. อัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุ
5. ขนาดและราคา

การเลือกใช้ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะต้องให้ค่าอัตราทนกระแสระลอก มากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้ตัวเก็บประจูนองขณะทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุขนาดกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้กับตัวเก็บประจุได้เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของเรกติไฟเออร์จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในสวิตชิงซัพพลาย การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของเรกติไฟเออร์มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป และทำให้ช่วงแรงดันไฟสลับอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์แבלลง ปกติการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้เรกติไฟเออร์มีค่าแรงกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากรูปที่ 2.4 ค่าของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C เพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด อาจคำนวณได้จาก

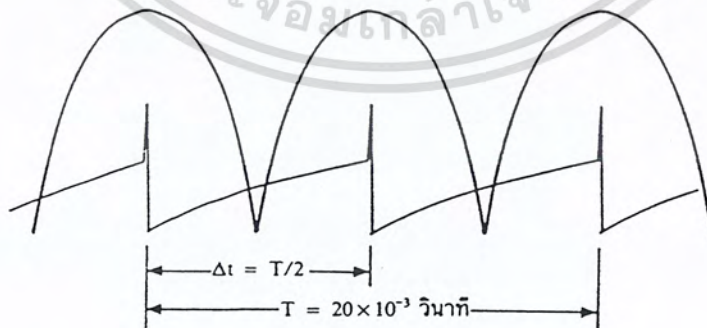
$$C = \frac{I_e * \Delta t}{\Delta V_{ripple}} \quad (2.3)$$

เมื่อ  $I_e$  คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรกติไฟเออร์

$t$  คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ

Vripple คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์

หมายเหตุ เพื่อใช้งานในการคำนวณค่าของ C ช่วงเวลาที่คายประจุ  $t$  อาจกำหนดจากช่วงยอดสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่งของแรงดันที่ได้จากไดโอดเรกติไฟเออร์ดังรูปที่ 2.7 ดังนั้นค่าเวลา  $t$  จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับนั่นเอง ( $10 \times 10^{-3}$  วินาทีที่ความถี่ไฟสลับ 50 เฮิร์ตซ์)

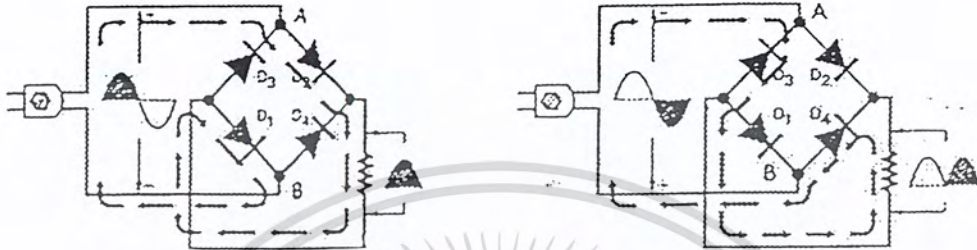


รูปที่ 2.7 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ให้มีค่าเท่ากับครึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับเพื่อสะดวกในการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์

ไดโอดเรกติไฟเออร์ มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงโดยใช้ ไดโอด 4 ตัว ต่อตามรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานของเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

ค่ากระแสกระชาก  $I_{FSM}$  (Maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่าน ไดโอดเรกติไฟเออร์จะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่ มีประจุสะสมอยู่

ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง  $I_{FRM}$  (Maximum Forward Current)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรกติไฟเออร์ จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการ เก็บประจุครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลหมด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรกติไฟ ไฟร์  $I_{FRM}$  จึงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จากกราฟในรูปที่ 2.6 (a) นั่นเอง

ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง  $I_{FM}$  (Maximum Average Forward Current)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ย สูงสุดที่ไดโอดเรกติไฟเออร์ได้รับขณะทำงาน การพิจารณาค่า  $I_{FM}$  อาจทำได้ โดยใช้กราฟในรูปที่ 2.6 ในทางปฏิบัติความเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด  $I_{FM}$  ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.1-52 เท่า จากคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด  $V_{RRM}$

ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติเรกติไฟเออร์ต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้น อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอด  $V_{RRM}$  จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ อย่างไรก็ตาม ควรพิจารณาเพื่อแรตติ้งไบแอสกลับ ให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่ต้องเกิดการช๊อตขึ้นได้ในสายไฟสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรกติไฟเออร์ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้น มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้ คือ

#### ค่าอัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

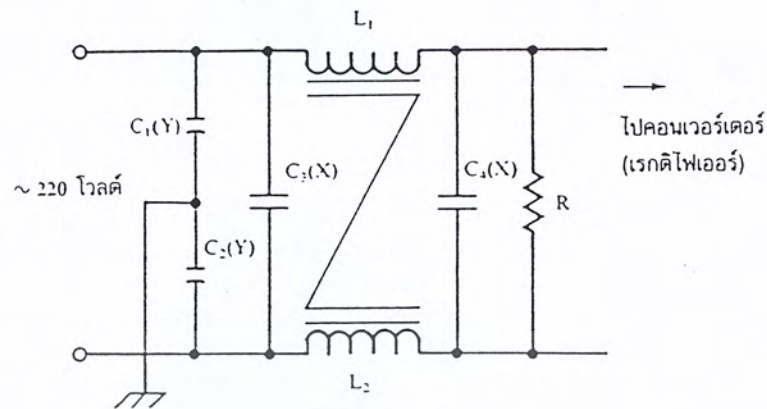
ฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราทนแรงดันได้ตามลำดับดังนี้คือ 32, 60, 125, 250, 300, 500, 600 และ 700 โวลต์ การกำหนดใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับเป็นสิ่งสำคัญ โดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่จะใช้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันวงจรเพื่อลดการอาร์กในตัวฟิวส์ขณะตัดวงจร ถ้าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ต่ำเกินไป การเกิดอาร์กภายในตัวฟิวส์อาจเป็นไปได้ อย่างรุนแรงและตัวฟิวส์จะแตกออกได้ ซึ่งเสี่ยงต่อการลัดวงจรภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

#### ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating)

ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแสอาร์เอ็มเอสด้านอินพุตของวงจรเรกติไฟเออร์ จากรูปที่ 2.6(a) จะเห็นได้ว่าค่ากระแสอาร์เอ็มเอสของวงจรเรกติไฟเออร์  $I_{INrms}$  จะขึ้นกับค่าของโหลด, ค่าความต้านทาน  $R_s$  และค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ การพิจารณาอัตราทนกระแสของฟิวส์จึงอาจกำหนดได้จากค่า  $I_{INrms}$  ของวงจรเรกติไฟเออร์นั่นเอง โดยให้เผื่อค่าอัตราทนกระแสไว้อีก 50 เปอร์เซ็นต์ด้วย เพื่อเพิ่มอายุการใช้งาน

### 2.1.3 RFI อินพุตฟิลเตอร์

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่คาบกระแสสูง ๆ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ที่จะออกไปภายนอกที่ใช้กันโดยทั่วไปสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับ เพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งที่สัญญาณโหมดความแตกต่าง (differential mode) และที่สัญญาณโหมดร่วม (common mode) การต่อวงจร LC ฟิลเตอร์ อาจทำได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC ฟิวเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI

วงจร RFI ฟิวเตอร์ในรูปที่ 2.9 นั้น ควรกำหนดค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าดังนี้

- $C_1, C_4 = 0.1$  ถึง  $2$  F และเป็นตัวเก็บประจุชนิด "X"  
 $C_1, C_2 = 2,200$  F และเป็นตัวเก็บประจุชนิด "Y"  
 $L_1, L_2 = 1.8$  H ที่  $25$  mA ถึง  $47$  mH ที่  $0.3$

## 2.2 คอนเวอร์เตอร์

ในโครงการนี้ได้ใช้ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันกับฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจذبวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในวงจร มีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่าง ๆ เมื่อใช้ระบบแรงดันไฟสูง ๆ เช่นที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ลงได้มาก รวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

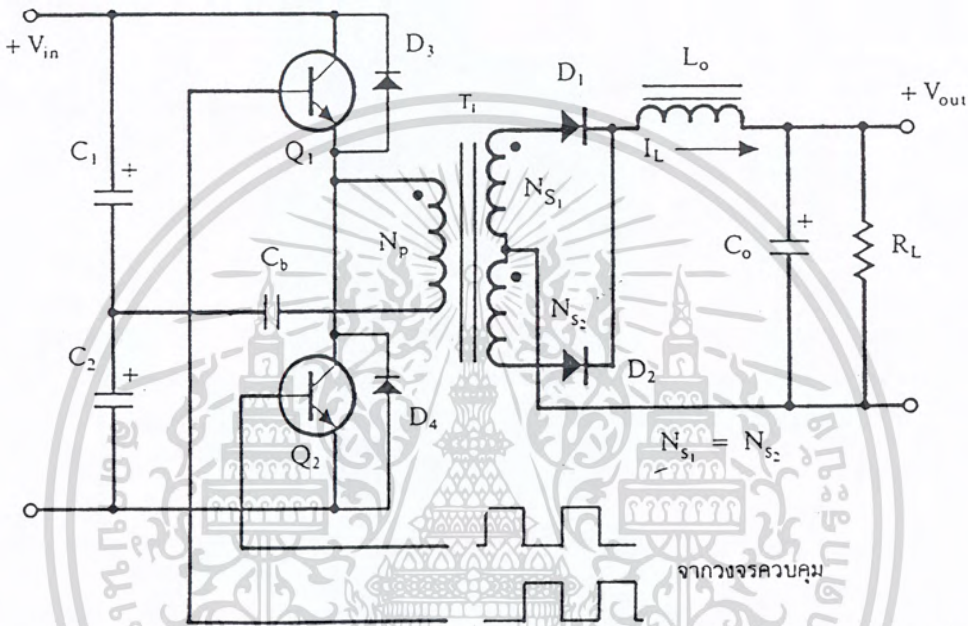
ประกอบด้วยเหตุผล 2 ประการที่นำ HALF BRIDGE CONVERTER มาใช้

1. CONVERTER ชนิดนี้สามารถใช้กับแรงดันไฟสลับด้านอินพุตได้ 2 ระดับ คือ 110 โวลต์ และ 220 โวลต์ โดยไม่ต้องคำนึงถึงการใช้ทรานซิสเตอร์แรงดันสูง
2. เป็นการร่วมช่วงเวลา VOLT-SECONDS ของการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว โดยสามารถใช้หม้อแปลงที่ไม่ใช่ช่องว่างอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 พื้นฐานการทำงานของฮาร์ดฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์

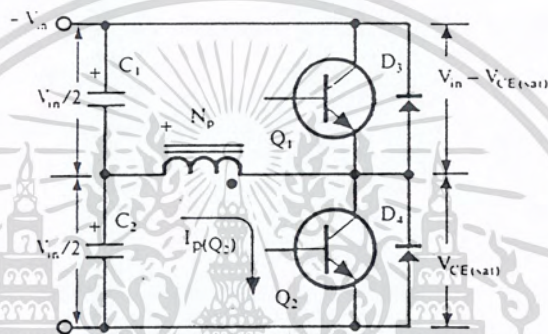
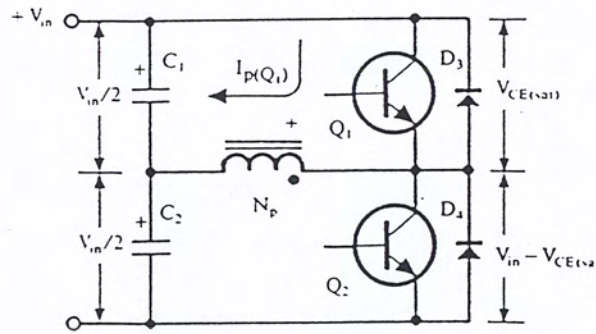
วงจรพื้นฐานของฮาร์ดฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.10 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.10 พื้นฐานของฮาร์ดฟรังก์ชันคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งเครื่องแรงดัน แรงดันตกคร่อม  $C_1$  และ  $C_2$  จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ  $C_0$  ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไพรมารี  $N_p$  ที่ต่ออยู่กับ  $C_0$  นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ดังในรูปที่ 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 (a) ขณะที่  $Q_1$  นำกระแส  $Q_2$  จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ  $V_{in} - V_{CE(sat)}$  และแรงดันตกคร่อม  $N_p$  เท่ากับ  $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$   
 (b) ขณะที่  $Q_2$  นำกระแส  $Q_1$  จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ  $V_{in} - V_{CE(sat)}$  เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม  $N_p$  เท่ากับ  $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

หลักการการทำงานของวงจร HALF-BRIDGE CONVERTER จากรูป 3.10 มีดังนี้ สังเกตที่ปลายข้างหนึ่งของหม้อแปลงจะต่อระหว่างตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ซึ่งเก็บประจุทั้งสองทำหน้าที่เป็น FLOATING VOLTAGE POTENTIAL มีค่าแรงดันเท่ากับ

$$V_{C1, C2} = \frac{V_{in}}{2} = \frac{220 * \sqrt{2}}{2} = 155V_{dc} \quad (2.4)$$

โดยที่ไดโอด  $D_1$  ถึง  $D_4$  ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสเต็มรูปคลื่นแบบบริดจ์แปลงไฟสลับ 220 V เป็นไฟตรง 310 V (เมื่อใช้งานกับแรงดันไฟสลับอินพุต 220 V) และ  $D_1$  กับ  $C_1$ ,  $D_3$  กับ  $C_2$  ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่น แปลงไฟสลับ 110 V เป็นไฟตรง 155 V (เมื่อใช้งานกับแรงดันไฟสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุต 110 V) จะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจะมีค่า  $155 V_{dc}$  ตลอดไม่ว่าแรงดันไฟสลับอินพุตจะเท่ากับ  $220 V_{ac}$  หรือ  $110 V_{ac}$  ก็ตาม จึงเป็นข้อดีที่วงจรสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟสลับอินพุต 2 ระดับ

เมื่อ  $Q_1$  ปิดวงจรปลายอีกด้านหนึ่งของหม้อแปลงจะต่ออยู่กับแรงดันบวกของชุดเรียงกระแส ทำให้ได้แรงดันพัลส์เท่ากับ  $155 V$  จนกระทั่ง  $Q_1$  เปิดวงจรและ  $Q_2$  ปิดวงจร ขั้วของหม้อแปลงจะเปลี่ยนไปต่อกับแรงดันลบของชุดเรียงกระแสทำให้ได้แรงดันพัลส์ลบ  $155 V$  ผลจากการปิด-เปิดวงจรของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทำให้ได้รูปคลื่นไฟสลับรูปสี่เหลี่ยม (ดังรูป 3.10) มีแรงดันจากยอดถึงยอดเท่ากับ  $310 V$  และถูกลดแรงดัน (STEP DOWN), เรียงกระแส และกรองกระแสออกมาเป็นแรงดันไฟตรงทางเอาต์พุต ในทางปฏิบัติใช้ทรานซิสเตอร์ทนแรงดันได้  $400$  โวลต์ เนื่องจากแรงดันหม้อแปลงลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต และกระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า ถ้าสมมติประสิทธิภาพ CONVERTER เท่ากับ  $70\%$  และ  $\max \eta = 0.8$  ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเท่ากับ

$$I_c = \frac{3P_{out}}{V_{in}} \quad (2.5)$$

เมื่อ  $Q_1$  เริ่มกระแส และ  $Q_2$  ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม  $Q_2$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_{in} - V_{CE(sat)}$  ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี่  $N_p$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_{C1} - V_{CE(sat)}$  หรือมีค่าเท่ากับ  $V_{in} - V_{CE(sat)}$  นั้นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ  $Q_2$  นำกระแสและ  $Q_1$  ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม  $Q_1$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_{in} - V_{CE(sat)}$  เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไพรมารี่ ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ  $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$  เนื่องจาก  $V_{CE(sat)}$  มีค่าประมาณ  $0.5-1$  โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม  $Q_1$  และ  $Q_2$  ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ที่ด้านเซกชันคาร์รี่ จะมีลักษณะเดียวกันกับพวช-พูลคอนเวอร์เตอร์ จึงไม่ขออธิบายในที่นี้

### 2.2.2 ตัวเก็บประจุล้อยอกกึ่ง $C_b$ เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุล้อยอกกึ่ง (Boocking Capacitor)  $C_b$  ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้นทำได้ยาก รวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้ทั้งสิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อตัวเก็บประจุลึ่อกถึง  $C_0$  กันเข้ามาในวงจร จะทำให้  $C_0$  มีการเก็บประจุและคายประจุ สลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไพรมารี ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้  $Q_1$  และ  $Q_2$  ช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ  $C_0$  ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วย เป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน  $C_0$  และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อม  $C_0$  นั่นคือ หากเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วง เวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน  $C_0$  ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีก ตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน  $C_0$  จะช่วยเพิ่มแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของ กระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 2.12 ประกอบ) ส่วนการ ทำงานของ  $C_0$  ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม  $C_1$  และ  $C_2$  มีค่าไม่เท่ากันนั้นจะเป็นไปในทำนองเดียวกัน

การวิเคราะห์เพื่อคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ ถ้าพิจารณาจากรูปที่ 3.10 จะพบว่าตัว เก็บประจุเชื่อมต่อและตัวเหนี่ยวนำจากภาคกรองกระแสเอาต์พุตต่อกันเป็นวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม (SERIES RESSONANT)

ความถี่รีโซแนนซ์หาได้จาก

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LrC}} \quad (2.6)$$

เมื่อ  $f_r$  = ความถี่รีโซแนนซ์, kHz

$C$  = ตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ, F

$L_r$  = ตัวเหนี่ยวนำภาคกรองกระแส,  $\mu\text{H}$

ความเหนี่ยวนำกรองกระแสของขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ

$$L_r = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 L \quad (2.7)$$

เมื่อ  $\frac{N_p}{N_s}$  คือ สัดส่วนการพันระหว่างขดปฐมภูมิตกับทุดิยภูมิ

$L$  คือ ความเหนี่ยวนำเอาต์พุต

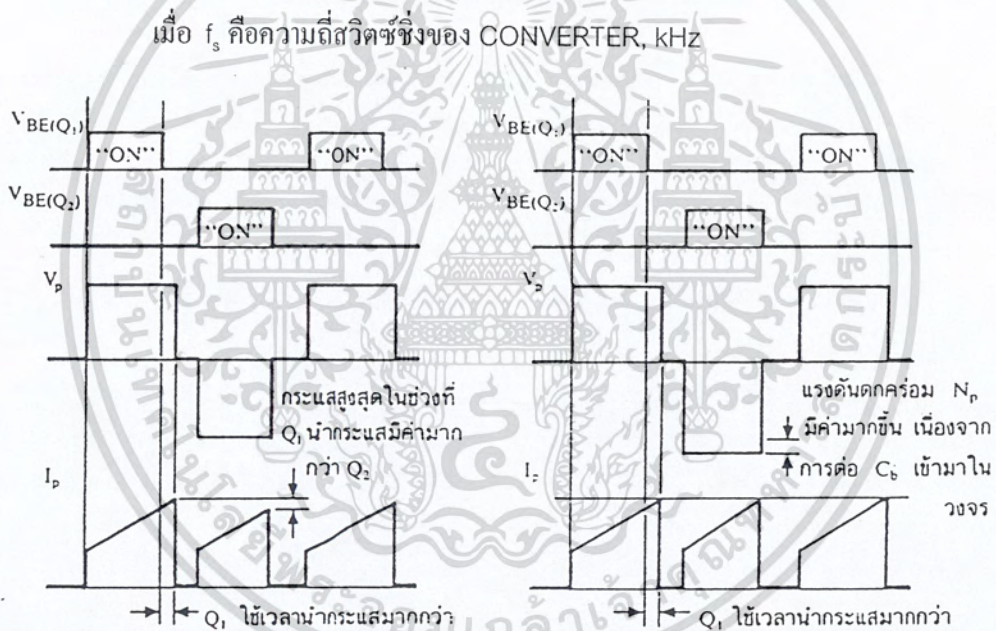
แทนสมการที่ 2.7 ลงในสมการที่ 2.6 คำนวณค่า  $C$  ได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

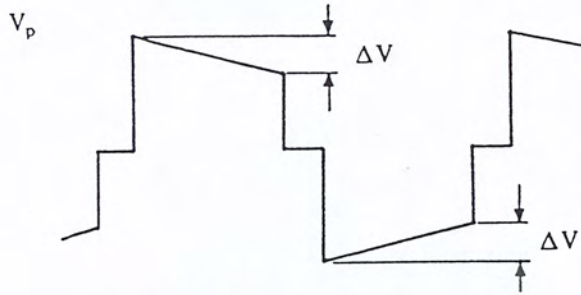
$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 (N_p / N_s)^2 L} \tag{2.8}$$

ในทางทฤษฎีนั้น กำหนดให้การเก็บประจุของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อเป็นลักษณะเชิงเส้นและความถี่รีโซแนนท์ควรจะต่ำกว่าความถี่สวิตซ์ของ CONVERTER แต่ในทางปฏิบัติจะสมมติให้ความถี่รีโซแนนท์ประมาณหนึ่งในสี่ของความถี่สวิตซ์ ดังสมการข้างล่าง

$$f_r = 0.25 f_s \tag{2.9}$$



รูปที่ 2.12 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์ รูปที่ 2.12 (ข) แสดงผลของการต่อประจุลือก ลักซ์เนื่องจาก  $Q_1$  ใช้เวลานานกระแสมากกว่า  $Q_2$  กิ่ง  $C_o$  เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่ สมมาตรฟลักซ์



รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด ( $D_{roop}$ ) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุล้อยก  $C_b$  คั่นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุล้อยก  $C_b$  คั่นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด ( $D_{roop}$ ) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม  $C_b$  นั้นเอง (ดูรูปที่ 2.4) แบบจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารี ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า  $C_b$  ให้มี ค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำสุด การกำหนดของ  $C_b$  อาจทำได้ดังนี้คือ

$$C_b = \frac{I_{p(pk)}(0.4T)}{\Delta V} \tag{2.10}$$

เมื่อ  $I_{p(pk)}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี

$\Delta V$  คือ ค่ากระแสความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมได้ (ไม่เกิน 20% ของ  $V_{in}/2$ )

T คือ ค่าเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

### 2.2.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด $D_3$ และ $D_4$

จากวงจรในรูปที่ 2.11 จะเห็นว่า มีไดโอด  $D_3$  และ  $D_4$  ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutation) Diode มีหน้าที่ 2 ประการ คือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

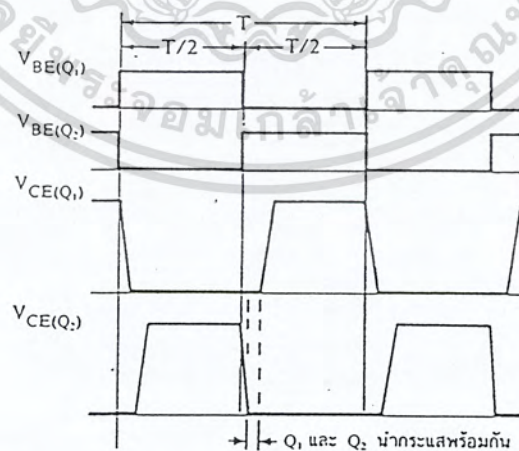
2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เริ่มหยุดนำกระแส ขดไฟรมารี่  $N_p$  จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตตติ้งไดโอด  $Q_2$  จะได้รับแรงดันที่คอลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่  $Q_1$  ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า  $V_{in}/2$  ในกรณีนี้ไดโอด  $D_4$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงจากแรงดันของขดไฟรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกับเมื่อ  $Q_2$  เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด  $D_3$  จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด  $D_3$  และ  $D_4$  ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี่ และต้องทนแรงดันย้อนกลับไปได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

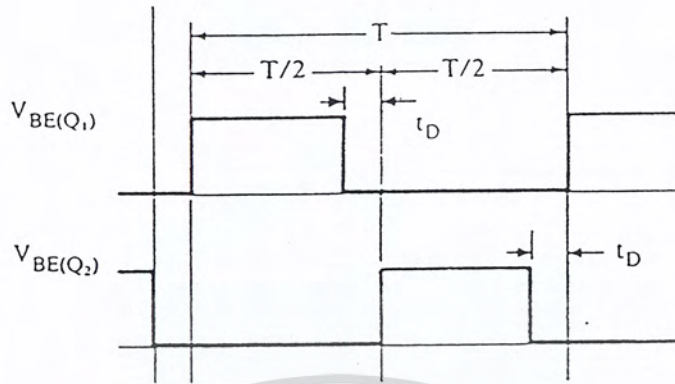
2.2.4 ค่าเวลาเมื่อ  $t_D$  สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ค่าเมื่อเวลา  $t_D$  เพื่อจำกัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด  $t_{ON(max)}$  ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เป็นสิ่งสำคัญมากในวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าการต่อกันอยู่ในวงจรของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  นั้น ถ้าหาก  $Q_1$  และ  $Q_2$  นำกระแสพร้อม ๆ กัน จะเกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตทันทีซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อิสระอุปกรณ์อื่น ๆ ในวงจรได้ ดังนั้น ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเมื่อ  $t_D$  เช่นเดียวกับฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ดังนั้น

$$t_{on\ max} = 0.4T \tag{2.11}$$



รูปที่ 2.14 การหน่วงช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสม เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



รูปที่ 2.15 แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ  $t_D$  ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

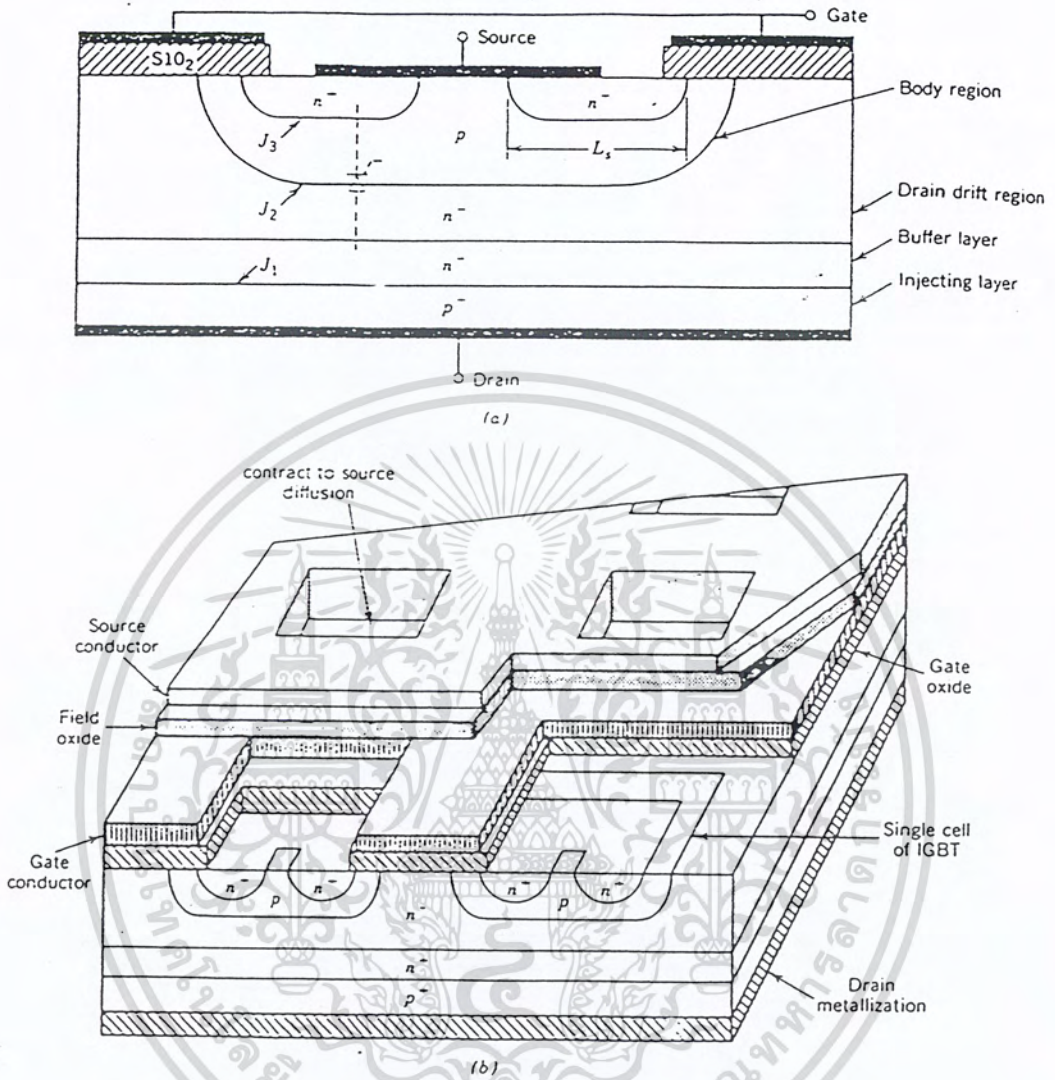
### 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และมีโหนดเป็นตัวเหนี่ยวนำในการสวิตเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส (turn on) และเมื่อจะหยุดนำกระแส (turn off) รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส  $V_{CE(sat)}$  อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ในโครงการนี้ได้นำไอจีบีที (IGBT) มาใช้เป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ โดยไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์ที่พัฒนาและรวบรวมข้อดีของทรานซิสเตอร์และมอสเฟตเข้าด้วยกัน คือ มีพลังงานสูญเสียต่ำเหมือนทรานซิสเตอร์ และใช้งานได้ที่ความถี่สูงเช่นเดียวกับมอสเฟต

#### 2.3.1 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที

รูปตัดในแนวตั้งของไอจีบีที เอ็น-แชนแนล (N-Channel) ดังแสดงในรูปที่ (2.16) ซึ่งโครงสร้างเหมือนกับมอสเฟตมาก จะแตกต่างกันตรงที่ ไอจีบีทีจะมีชั้น  $P^+$  หรือ ชั้นอินเจกติ้ง (injecting) ระหว่างเกรน (Drain) ซึ่งมอสเฟตนั้นไม่มี



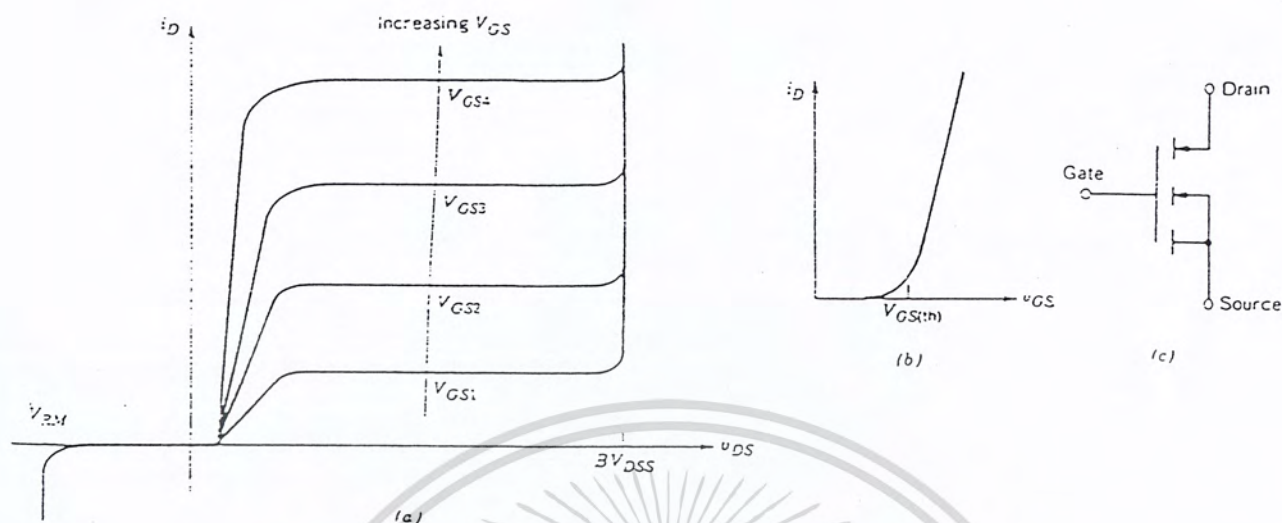
รูปที่ 2.16 (a) แสดงภาพตัดแนวตั้งของไอจีบีที

(b) แสดงภาพโครงสร้างของไอจีบีที

2.3.2 คุณสมบัติของกระแสและศักดาไฟฟ้า

ลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของไอจีบีที ชนิดเอ็น-แซนแนล ต้องแสดงในรูปที่ (2.17 a) ในทิศฟอว์เวิร์ด (Forward) จะเหมือนกับของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในลอจิกเซอร์กิต แตกต่างกันเพียงควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ แทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแสเหมือนกับทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงคุณสมบัติของกระแสและความต่างศักย์

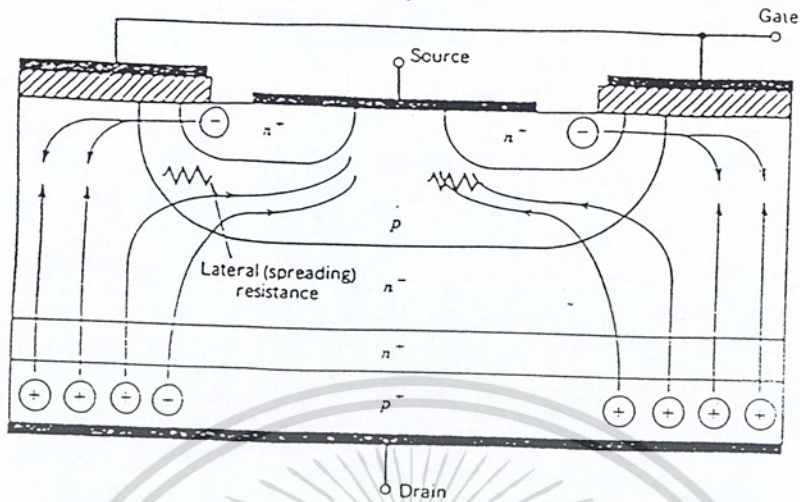
- (a) แสดงลักษณะเอาต์พุต
- (b) แสดง Transfer Characteristic
- (c) แสดงสัญลักษณ์ของไอจีบีทีชนิด เอ็น-แชนแนล

ในรูปที่ (2.17 b) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $V_{GS}$  ลักษณะเหมือนกับของมอสเฟต ลักษณะเส้นกราฟจะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสเดรน และไม่เป็นเชิงเส้น ณ จุดที่กระแสเดรนมีค่าต่ำ เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่ง เรียกว่า  $V_{GS}(TH)$  (Threshold Voltage) ไอจีบีทีจะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ความต่างศักย์คร่อมเกตและเซอร์สูงสุดที่ยอมให้ใช้ได้ขึ้นอยู่กับกระแสเดรน สูงสุดที่ยอมให้ไหลในตัวไอจีบีที

### 2.3.3 ลักษณะการทำงาน

สภาวะนำกระแสเมื่อขาเดรนได้รับแรงไบแอสตรง คือเป็นบวกเมื่อเทียบกับ เซอร์สและแรงดันระหว่างเกต และเซอร์ส มีค่าเกิน  $V_{GS}(TH)$  ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกต จะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ใน บริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (Body) Region ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n (Drift Region) เข้ากับบริเวณเซอร์ส  $n^+$  (Source Region) ทำให้ไอจีบีทีอยู่ในสภาวะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจาก เดรนไปเซอร์สได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



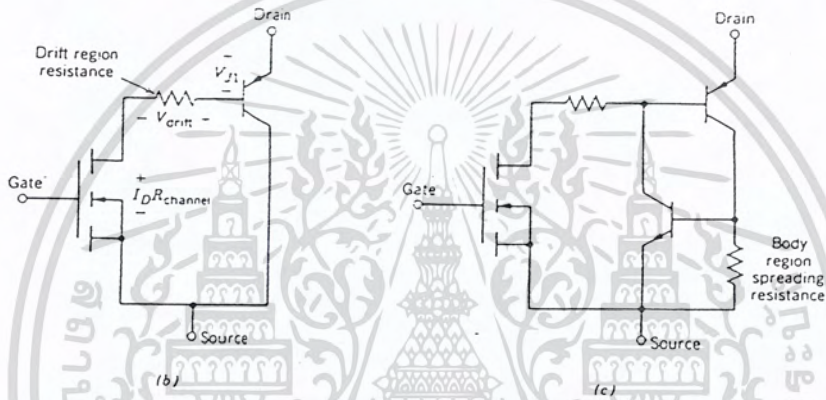
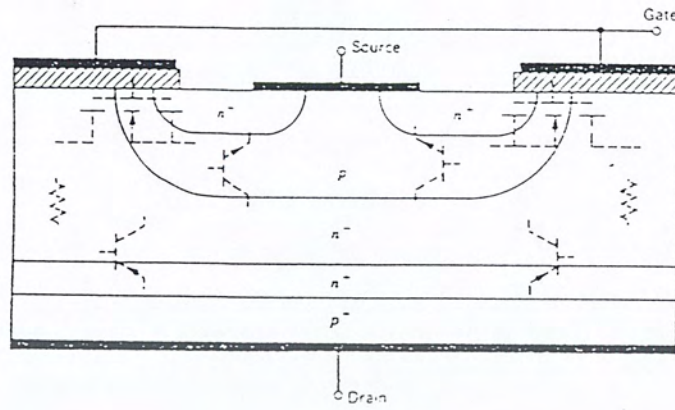
รูปที่ 2.18 แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

สถานะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกต และซอร์ส ลดลงต่ำกว่าแรงดัน  $V_{GS} (TH)$  จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบดคือ p เป็น n ได้ ทำให้บริเวณ n ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส  $n^+$  ไอจีบีที่อยู่ ในสถานะหยุดนำกระแส

2.3.4 วงจรสมมูลย์ของไอจีบีที

วงจรสมมูลย์ของไอจีบีที แสดงไว้ในรูปที่ 2.19 (a) จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี (PNP) โดยแทนได้ด้วยขาคอลเลคเตอร์ (Collector), เบส (Base) และ อีมิตเตอร์ (Emitter) ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกต ก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟต ซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n เชื่อมขาเบสของ ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีเข้ากับขาคอนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลย์ออกมาได้ ดังรูปที่ 2.19 (b)



รูปที่ 2.19 (a) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตฝังอยู่ใน  
 (b) แสดงวงจรสมมูลย์สำหรับการทำงานสภาพปกติของ ไอจีบีที  
 (c) แสดงวงจรสมมูลย์ที่แสดงส่วนของไทริสเตอร์ที่ฝังอยู่ใน ไอจีบีที

จากรูปที่ 2.19 (b) จะเห็นว่าป็นวงจรคาร์ลิ่งตัน โดยมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือกระแสเดรน ส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรน ของมอสเฟตมาจบลงที่ขาซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจาก อิมิตเตอร์มายังคอลเลกเตอร์ และซอร์ส

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่าน จากอิมิตเตอร์มายังคอลเลกเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียง แล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลท์ ทรานซิสเตอร์ พีเอ็นพี จะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตซ์ขึ้นใน ไอจีบีที ขณะนำกระแส ( $V_{DS(on)}$ ) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{DS(on)} = V_{J1} + V_{drift} + I_{DR}R_{channel} \tag{2.12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_{J1}$  เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็นพีจึงมีค่าค่อนข้างคงที่ที่จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อย เพราะมีความสัมพันธ์ โดยตรงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียล กับ กระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-1 โวลต์

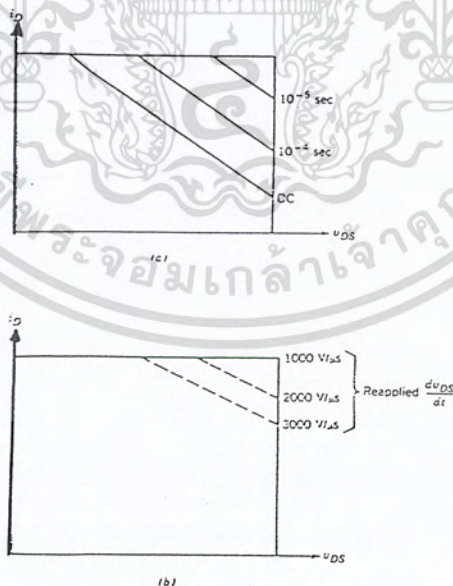
$V_{drift}$  เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้ค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการ มอดดูเลตสภาพนาที่ เกิดขึ้น ใน ไอจีบีที

$R_{channel}$  เป็นค่าความต้านทานในยาน 1 – 1000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างคงที่

$I_D R_{channel}$  เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

### 2.3.5 ข้อจำกัดของอุปกรณ์และพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

ไอจีบีที มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างการนำกระแสและหยุดนำกระแสโดยมีพื้นที่การทำงานปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (Forward Bias Safe Operating Area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้กับ เกือบเป็นสี่เหลี่ยม สำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้น ๆ แต่จะแคบลง เมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเปรียบเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว ไอจีบีที จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่า เมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน



รูปที่ 2.20 (a) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง

(b) แสดงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

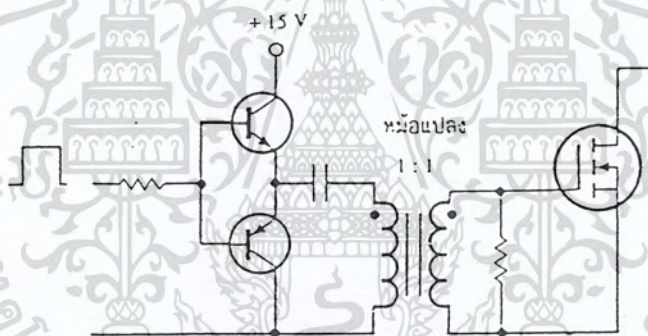
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสมอด้งแสดงในรูปที่ 2.20 หากไม่เป็นเช่นนั้น จะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นกับไอจีบีที จากรูปที่ 2.20การทำงานที่ปลอดภัยของไอจีบีที จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรน อัตราทนแรงดันไบแอสตรงและอุณหภูมิรอยต่อของ ไอจีบีที ตามลำดับ

### 2.3.6 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาคัดและวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงตัวอย่างการจัดวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง

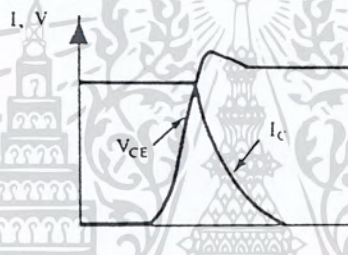
### 2.3.7 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดกระแส (turn off snubber) และวงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจรสแน็บเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า วงจร RCD สแน็บเบอร์

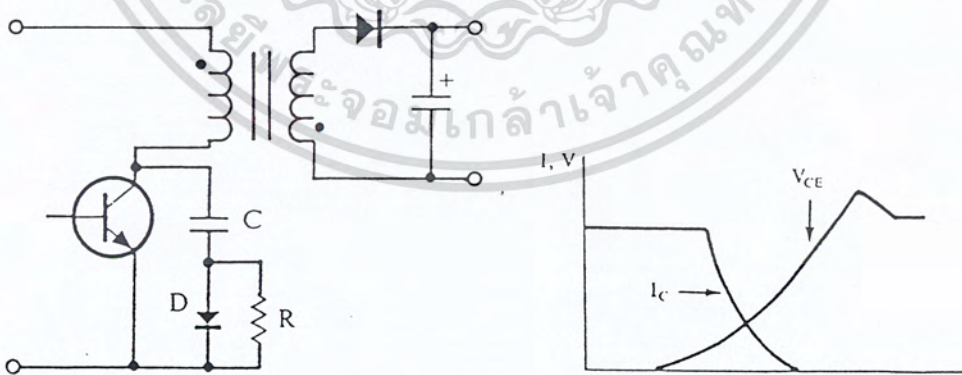
### 2.3.7.1 วงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแส

กำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นสูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสูงค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอร์ดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อ ควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่าง ช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจรสับเบอร์ดอาจทำได้ดังในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.23 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่าง ช้า ๆ

การทำงานของวงจร RCD สนับเบอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ใต้ทันที และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไปแรงดันตกคร่อม C1 จึงลดค่าลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C1 = \frac{Ip(pk) * toff}{2Vin} \quad (2.13)$$

$$R1 = \frac{tov(min)}{2.3C1} \quad (2.14)$$

เมื่อ  $Ip(pk)$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $Vin$  คือ ค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์  
 $ton$  คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $toff$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

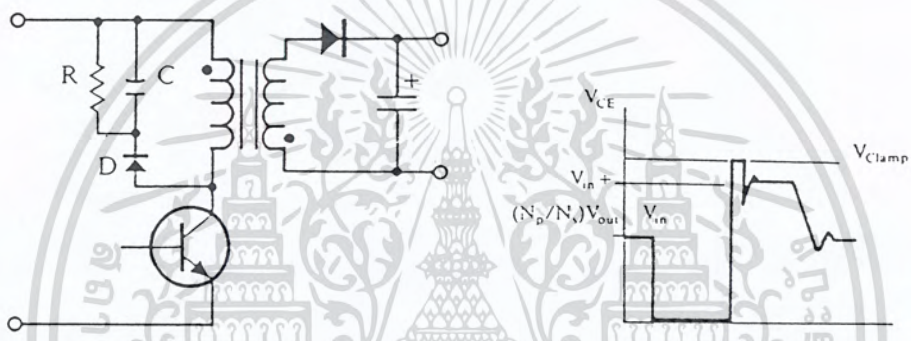
การคายประจุของ C1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R 1 สูง ตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R1 อาจหาได้จาก

$$Pd = \frac{C1(2Vin)^2}{2T} \quad (2.15)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### 2.3.7.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบอร์ เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 แสดงการต่อสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือในขณะที่เพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นมวนช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่แรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานได้โดยการทำงานถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแรงแงเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C1 แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2CV^2C} = \frac{1}{2LiI^2_{p(PK)}} \quad (2.16)$$

เนื่องจาก VC จะมีค่าได้ไม่เกิน VCEO – V Clamp ดังนั้น

$$C = \frac{LiI^2_{p(PK)}}{(V_{CEO} - V_{clamp})} \quad (2.17)$$

เมื่อ Li คือ ค่าเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี (leakage inductance)

Ip(pk) คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

VcEo คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

Vclamp คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R = \frac{t_{OFF(min)}}{2.3C} \quad (2.18)$$

กำลังงานสูญเสียใน R1 จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = \frac{1/2LiI^2_{p(PK)}}{T} \quad (2.19)$$

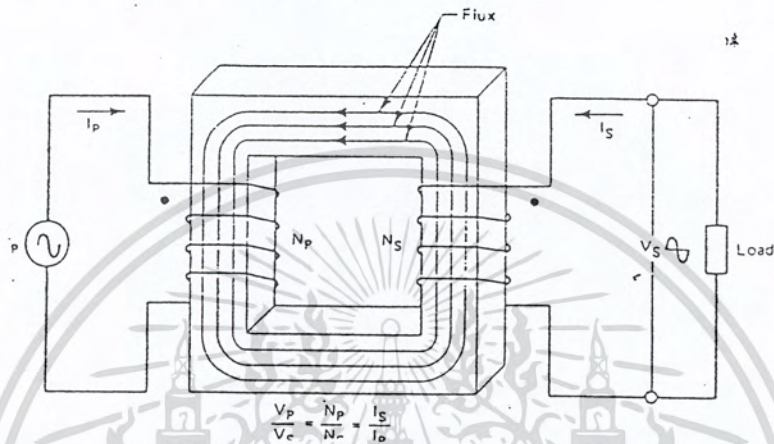
เมื่อ T คือคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t<sub>OFF</sub> คือช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## 2.4 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่ในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดส่วน ประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิง รูปที่ 2.25 โดยมีรายละเอียดดังนี้

หม้อแปลงเมื่อกระแสไหลผ่านขดลวด จะพบว่ารอบ ๆ แกนฟีด จะเกิดการเหนี่ยวนำฟลักซ์ขึ้นภายในแกน และถ้าเพิ่มขดลวดอีกขดหนึ่งให้พันอยู่ในแกนเดียวกัน จะทำให้เกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำให้แรงดันและกระแสไหลเกิดขึ้นที่ขดลวดที่สองเราเรียกขดลวดที่หนึ่งว่า "ขดลวดปฐมภูมิ" และขดลวดที่พันเพิ่มเข้าไปว่า "ขดลวดทุติยภูมิ" ดังในรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 หม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วยขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ

โดยทั่วไปแล้วหม้อแปลงจะมีแรงดันเอาต์พุตสูงหรือต่ำเกิดจากสัดส่วนการพัน โดยกำหนดให้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (2.20)$$

ดังนั้นหม้อแปลงก็จะสามารถทำงานเป็น step-up หรือ step-down ได้โดยสามารถทำให้แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมินั้นสูงกว่า หรือต่ำกว่าที่ขดลวดปฐมภูมิ และถ้าเพิ่มขดลวดทุติยภูมิอีกหลาย ๆ ขด เราก็จะได้แรงดันเอาต์พุตอีกหลายระดับ ตามสัดส่วนการพันเช่นกัน ประโยชน์ที่สำคัญอีกข้อหนึ่ง โดยใช้ลักษณะสมบัติของหม้อแปลง ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว นั่นคือการแยกกันทางไฟฟ้า (Electrical Isolation) ที่เกิดขึ้นระหว่างขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิ

จากความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$e = NA_e \left( \frac{dB}{dt} \right) 10^{-8} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถคำนวณหาความหนาแน่นฟลักซ์  $B$  ที่แน่นอนได้ โดยกำหนดการทำงานของหม้อแปลงให้อยู่ในส่วนที่เป็นเชิงเส้นกราฟ ดังสมการ

$$B_{\max} = \frac{(V_p)10^8}{KfN_pA_e} \quad (2.22)$$

เมื่อ  $V_p$  = แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ

$N_p$  = จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

$f$  = ความถี่, Hz

$A_e$  = พื้นที่ของแกน, cm<sup>2</sup>

$K$  = 4.44 สำหรับคลื่นไซน์ และ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

ปกติแล้วผู้ออกแบบหม้อแปลงมักจะกำหนด  $B_{\max}$  ด้วยตนเอง ดังนั้นภายในบริเวณเชิงเส้นตรงของกราฟ B-H จุดที่เหมาะสมที่สุดก็คือ  $B_{\max} = \frac{B_{\text{sat}}}{2}$  จากสมการ (2.22) จะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิดังนี้

$$N_p = \frac{(V_p)10^8}{4fB_{\max}A_e} \quad (2.23)$$

เมื่อ  $P_{\text{out}} = (1.16B_{\max} f d A_e A_c) 10^{-9}$

$P_{\text{out}}$  = power handling of core, W

$B_{\max}$  = ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด, G

$f$  = ความถี่, Hz

$D$  = ความหนาแน่นกระแสของเส้นขดลวด, A/M<sup>2</sup>

$A_e$  = พื้นที่แกน, cm<sup>2</sup>

$A_c$  = พื้นที่การพันของบอบบิ้น, cm<sup>2</sup>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผู้ผลิตบางรายใช้สัญลักษณ์  $W_a$  สำหรับพื้นที่หน้าตัดของบอบบิ้น แทนสัญลักษณ์  $A_c$  โดยปกติ ความหนาแน่นกระแสมีหน่วยใน Circular Mills Per Ampere ใช้สัญลักษณ์เป็น  $D$ , โดยเขียนเป็นความสัมพันธ์กับ  $d$  ได้ดังนี้

$$d = \frac{1.27 * 10^6}{D} \quad (2.25)$$

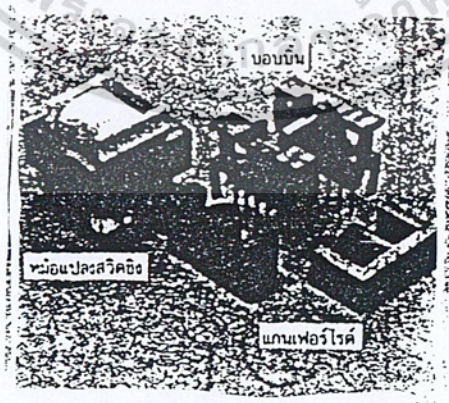
แทนสมการ 2.25 ลงในสมการ 2.24 จะได้

$$P_{out} = \frac{(1.47 f B_{max} A_e A_c) 10^{-3}}{D} \quad (2.26)$$

สมการ 2.26 เป็นสมการที่ใช้กันมากในการคำนวณ และเลือกขนาดของแกนหม้อแปลง

$$A_e A_c = \frac{(0.68 P_{out} D) 10^3}{f B_{max}} \quad (2.27)$$

ความหนาแน่นกระแส  $D$  ถูกกำหนดโดยผู้ผลิตเส้นลวดที่ความหนาแน่นกระแส 1000 circular mils per ampere (cm/A) ในทางปฏิบัติ จะใช้ความหนาแน่นกระแสต่ำ ค่าที่ได้คือ 200 cm/A เพื่อความปลอดภัย



รูปที่ 2.26 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตติง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิงประกอบด้วย

1. แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)
2. บอบบี้ (Bobbin)
3. ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enamelled Copper Wire)
4. เทปฉนวน (Insulation Tape)

### 2.4.2 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้น หม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด

#### 2.4.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกอบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบี้ การประกอบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบี้จะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE แสดงไว้รูปที่ 2.26

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

EE

รูปที่ 2.27 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI, EE, และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

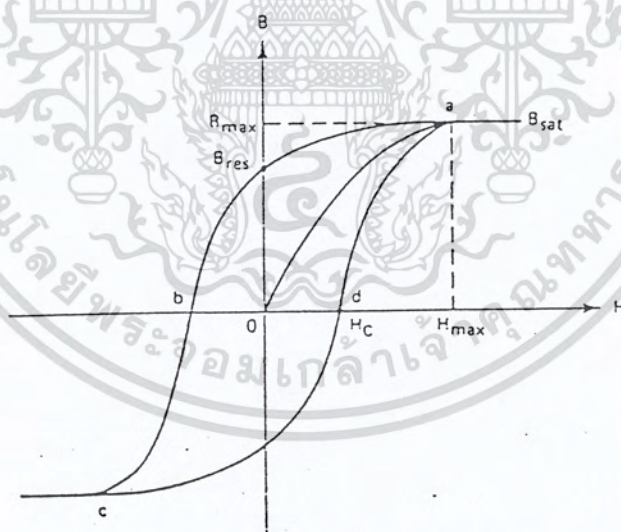
- Ae = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
- Aw = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น
- Ve = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
- Le = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

2.4.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

วัสดุแม่เหล็กทุกชนิดจะมีเส้นกราฟลักษณะสมบัติเป็นรูปร่างตัว S เราเรียกว่า ฮิสเตอร์รีซิสลูป โดยฮิสเตอร์รีซิสลูป นี้สร้างขึ้นจากความสัมพันธ์ของ B-H



รูปที่ 2.28 กราฟฮิสเตอร์รีซิสลูปของแกนหม้อแปลง

จากรูปที่ 2.28 แสดงกราฟฮิสเตอร์รีซิสลูป ของแกนซึ่งปราศจากช่องว่างของฟลักซ์แม่เหล็ก ดังนั้นเมื่อเริ่มพิจารณาที่จุด a บนเส้นกราฟ สังเกตว่าขณะนี้จะได้ค่าแรงทำให้เกิดแม่เหล็กที่เป็นค่าบวกสูงสุด และที่จุด b สังเกตว่าขณะนี้จะได้ค่าแรงทำแม่เหล็กเท่ากับศูนย์ลงมาที่จุด c จะได้ค่าแรง ทำให้เกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่เหล็กที่เป็นค่าลบสูงสุด และกลับเป็นศูนย์อีกครั้งที่จุด  $d$  และเป็นค่าบวกสูงสุดอีกครั้งที่จุด  $a$  ครอบเป็นรูปเกิดขึ้นคล้ายตัวอักษร S

จากรูปที่ 2.28 สามารถอธิบายความหมายของจุดต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นบนฮิสเตอร์ซิสึลูป ที่สำคัญได้ดังนี้

$B_{max}$  คือ จุดที่เกิดความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุด

$H_{max}$  คือ ค่าแรงทำให้เกิดแม่เหล็กสูงสุด

$B_{res}$  คือ จุดฟลักซ์แม่เหล็กยังคงหลงเหลืออยู่ ในขณะที่แรงทำให้เกิดแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์

$H_c$  คือ จุดที่ทำให้การทำให้เกิดแม่เหล็กย้อนกลับเป็นศูนย์

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

ถ้าคิดช่องว่างอากาศ (air gap) ที่เกิดขึ้นในแกน ก็จะเกิดส่วนของฟลักซ์ที่เรียกว่า Hybrid Flux Path ซึ่งจะเกิดหลังจากส่วนที่เรียกว่า Effective Length Of The Magnetic path สำหรับความซึมซาบได้ของอากาศมีค่าเท่ากับ 1 Effective Length of Magnetic path หาได้ดังนี้

$$l_e = l_i + \mu l_g \quad (2.28)$$

เมื่อ  $l_i$  = ความยาวของแท่งวัสดุแม่เหล็ก

$l_g$  = ความยาวของส่วนแม่เหล็กและช่องอากาศ

$l$  = ความซึมซาบได้ของวัสดุแม่เหล็ก

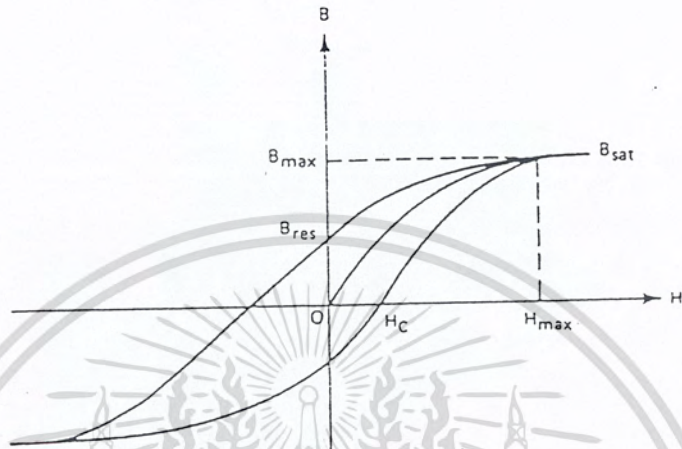
จากกฎของแอมแปร์เกี่ยวกับช่องว่างแกน ความหนาแน่นฟลักซ์ที่แกน สามารถเขียนได้ดังนี้

$$B_i = \frac{(0.4)\pi NI\mu_i}{l_i + \mu l_g} \quad (2.29)$$

สมการ 2.29 เป็นการแสดงความสัมพันธ์ที่สำคัญมาก ซึ่งเป็นการกำหนดสถานะ Amper Turn Product (NI) ค่าความหนาแน่น ฟลักซ์ของแกนที่มีช่องว่างอากาศน้อยกว่าแกนที่ไม่มีช่องว่างหรืออีกความหมายหนึ่ง  $B_{sat}$  ที่เกิดด้วยช่องว่างอากาศนั้นจะน้อยกว่า  $B_{sat}$  ที่ไม่มีช่องว่างอากาศ ดังนั้น ช่องว่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

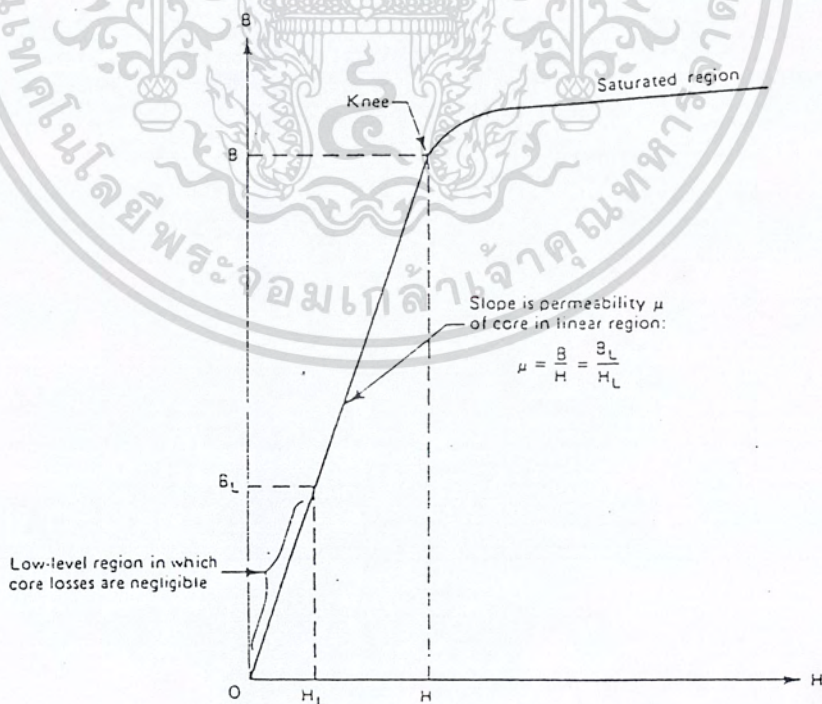
อากาศที่มีอยู่ในวงจรแม่เหล็ก จึงเป็นเหตุทำให้เกิดเป็นฮิสเทอรีซิสลูป "เอียง" ดังแสดงในรูปที่ 2.29 เมื่อลดค่าความอิ่มตัวของแกน ขณะที่แรงทำแม่เหล็กสูง ๆ



รูปที่ 2.29 ฮิสเทอรีซิสลูป ของแกนที่มีช่องว่างอากาศ

จุดสำคัญที่จะสร้างแม่เหล็ก จะต้องคำนึงถึง B-H ของวัสดุต่าง ๆ โดยพิจารณาจากกราฟดังนี้

รูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 แสดงช่วงที่เป็นเชิงเส้น (Linear) และช่วงอิ่มตัว (Saturation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นกราฟนี้แสดงความชันของ B และ H ในบริเวณใต้ “ส่วน โกง (knee)” ดังนั้นความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นจะเป็นลักษณะเชิงเส้น ณ บริเวณระหว่างกระแส และฟลักซ์ที่เกิดขึ้น ซึ่งเป็นการสร้างทำให้ความซึมซาบได้ของแกนคงที่ด้วย

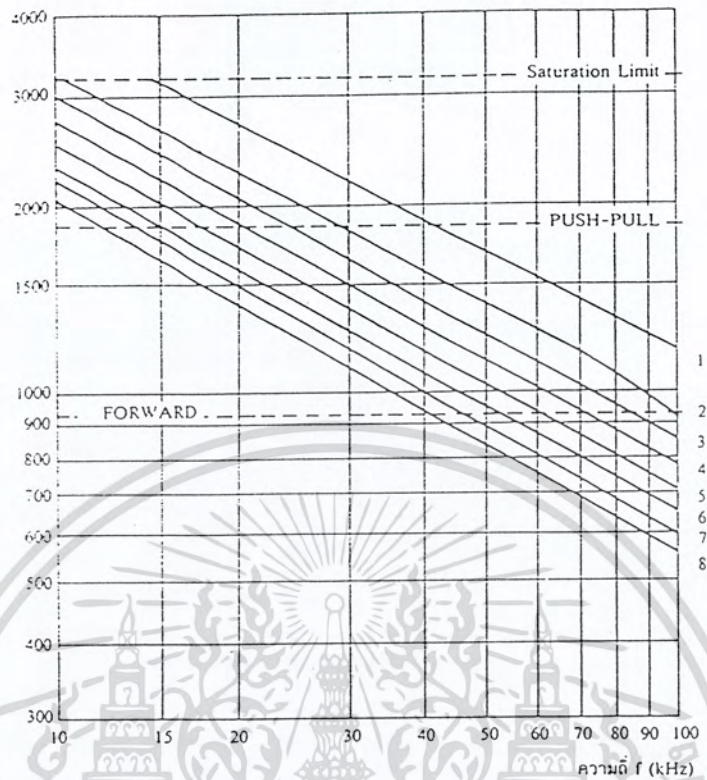
ในบริเวณ Low Level ของเส้นกราฟนี้ Core Losses สามารถตัดทิ้งไปได้ ดังนั้น อุณหภูมิของแกนจะต่ำ เนื่องจากส่วน โกง “knee” นั้นเป็นส่วนที่อึดตัว ซึ่งในบริเวณนี้จะต้องหลีกเลี่ยงสำหรับที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานประเภทเชิงเส้น (linear)

#### 2.4.2.3 ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V * t * 10^8}{Np * Ae} \quad (2.30)$$

เมื่อ	B	คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
	V	คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็น โวลต์
	Np	คือ ค่าจำนวนรอบของขด ไพรมารี เป็นรอบ
	Ae	คือ ค่าขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
	t	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้น เป็นวินาที



รูปที่ 2.31 กราฟแสดงความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์

จะเห็นว่ายิ่งจำนวนรอบขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีจะทำให้สามารถใช้สวิตทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีข้อควรพิจารณา คือ ต้องไม่เกิดการอิ่มตัว และเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด ในรูป 2.29 เป็นกราฟแสดงความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์ โดยค่า B ให้กำหนดเป็น 2 เท่าของค่าที่อ่านได้จากกราฟ และค่า B ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ

#### 2.4.2.4 การเลือกขนาดเฟอร์ไรต์

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน ( $A_e$ ) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิน ( $A_w$ ) โดยอาจดูได้จากตารางต่างๆ ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตารางที่ 2.2 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์

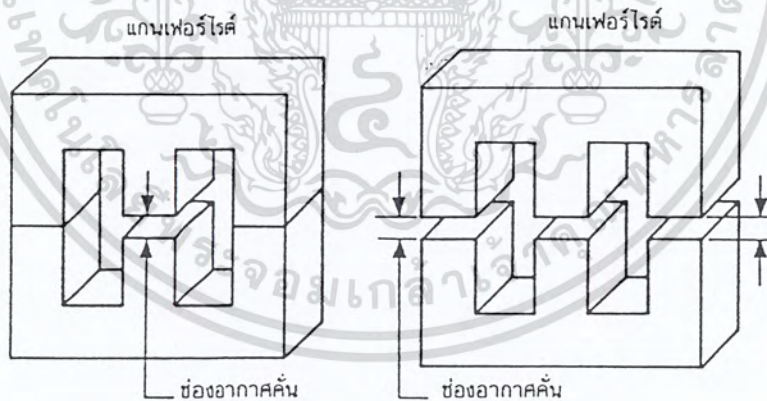
Maximum Available Output Power In Half- or Full-Bridge Topology

Core	$A_e$ , cm <sup>2</sup>	$A_w$ , cm <sup>2</sup>	$A_e A_w$ , cm <sup>4</sup>	Output power in watts at									Volume, cm <sup>3</sup>
				20 kHz	24 kHz	48 kHz	72 kHz	96 kHz	150 kHz	200 kHz	250 kHz	300 kHz	
EE Cores, Ferroxcube-Philips													
S14E250	0.202	0.171	0.035	3.1	3.7	7.4	11.2	14.9	23.2	30.9	38.7	46.4	0.57
S13E187	0.225	0.329	0.074	6.6	8.0	15.9	23.9	31.8	49.7	66.3	82.9	99.5	0.89
S13E343	0.412	0.359	0.148	13.3	16.0	31.8	47.8	63.6	99.4	132.5	165.7	198.8	1.64
S12E250	0.395	0.561	0.229	20.6	24.8	49.3	74.1	98.7	154.2	205.6	257.0	308.4	1.93
782E272	0.577	0.968	0.559	50.0	60.3	120.1	180.4	240.2	375.3	500.4	625.6	750.7	3.79
E375	0.810	1.149	0.931	83.4	100.5	200.1	300.6	400.2	625.4	833.9	1042.4	1250.8	5.64
E21	1.490	1.213	1.807	161.9	195.2	388.6	583.8	777.2	1214.6	1619.4	2024.3	2429.1	11.50
7S3E608	1.810	1.781	3.224	288.8	348.1	693.1	1041.2	1386.2	2166.2	2886.4	3610.4	4332.5	17.80
7S3E776	2.330	1.810	4.217	377.9	455.5	906.7	1362.2	1813.4	2834.0	3778.7	4723.4	5668.1	22.90
E625	2.340	1.370	3.206	287.2	346.2	689.2	1035.5	1378.5	2154.3	2872.4	3590.5	4308.6	20.80
E55	3.530	2.800	9.884	885.6	1067.5	2125.1	3192.5	4250.1	6642.0	8856.1	11070.1	13284.1	43.50
E75	3.380	2.160	7.301	654.2	788.5	1569.7	2358.2	3139.3	4906.1	6541.5	8176.9	9812.3	36.00

EC Cores, Ferroxcube-Philips

### 2.4.2.5 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรท์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรท์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรท์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรท์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน



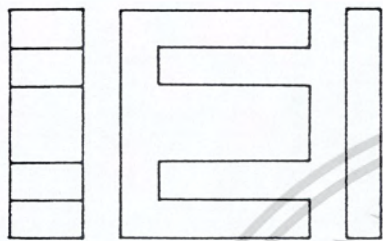
รูปที่ 2.32 แสดงตัวอย่างการคั่นช่องอากาศในแกนเฟอร์ไรท์แบบ EE

### 2.4.3 บอบบี้

บอบบี้หรือเบรคทองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบี้จะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรท์ และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไรต์ได้ บอบบี้จะมีขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างได้จากรูปที่ 2.31 บอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

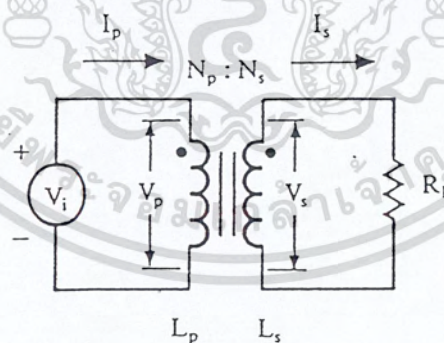


CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9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

รูปที่ 2.33 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบี้สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EI

ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงสวิตซิง

หม้อแปลงสวิตซิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.32 จะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.34 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$V_p/V_s = N_p/N_s = I_s/I_p \quad (2.31)$$

และ 
$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{L_p/L_s} \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	$N_p$	คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
	$N_s$	คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี
	$V_p$	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
	$V_s$	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมเซคันดารี
	$L_p$	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
	$L_s$	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
	$I_p$	คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
	$I_s$	คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

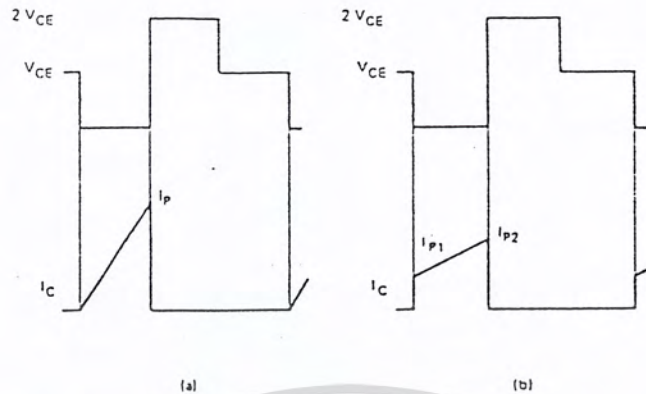
มีข้อสังเกต คือแรงดัน  $V_p$  เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต  $V_i$  โดย  $V_p$  จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = N_p * Ae(dB/dt) / 10^{-8} \quad (2.33)$$

และค่า  $V_p$  ที่เกิดขึ้นมีค่าใกล้เคียงกับค่า  $V_i$  แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดจากการอิ่มตัวอัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก (dB/dt) จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม  $V_p$  จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

## 2.5 การออกแบบโซ่คและหม้อแปลง FLYBACK CONVERTER

วงจร FLYBACK CONVERTER และคลื่นที่เกิดขึ้น ใช้หม้อแปลงและโซ่คเป็นตัวแยกกันทางๆ ไฟฟ้าใน FLYBACK CONVERTER นั้นหม้อแปลงและโซ่ค มีโหมดการทำงานอยู่ 2 โหมด คือ 1 การส่งผ่านพลังงานอย่างสมบูรณ์ (Complete Energy transfer) เมื่อพลังงานทั้งหมดถูกเก็บไว้ที่ขดลวดในหม้อแปลง แล้วการส่งผ่านไปยังขดลวดทุติยภูมิ ก่อนที่ทรานซิสเตอร์จะปิดวงจร และ 2 การส่งผ่านพลังงานอย่างไม่สมบูรณ์ (Incomplete Energy transfer) เมื่อพลังงานทั้งหมดไม่ได้เก็บไว้ในขดลวดที่หม้อแปลง แล้วส่งผ่านพลังงานก่อนที่ทรานซิสเตอร์จะปิดวงจร รูปที่ 2.35 แสดงการทำงานของโหมดทั้งสอง



รูปที่ 2.35 รูปสัญญาณของแรงดัน และกระแสเมื่อ

- การส่งผ่านพลังงานอย่างสมบูรณ์
- การส่งผ่านพลังงานอย่างไม่สมบูรณ์

รูปคลื่นการส่งผ่านพลังงานอย่างสมบูรณ์ ปรากฏกระแสคอลเลกเตอร์มียอดสูงมากเกิดขึ้นขณะคาบเวลาปิดวงจรของทรานซิสเตอร์ เหมือนกับค่าเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิค่าต่ำ ๆ ก่อให้เกิดการสิ้นเปลือง winding losses และกระแสกระเพื่อมที่ input capacitor มากขึ้น ทรานซิสเตอร์จะต้องทนกับกระแสนี้ได้ด้วย

สำหรับโหมดการส่งผ่านพลังงานอย่างไม่สมบูรณ์ ตรงกันข้ามกับที่ได้กล่าวมาแล้วก็จะปรากฏกระแสคอลเลกเตอร์มียอดต่ำกว่า ขณะที่ทรานซิสเตอร์ "ON" ในความเป็นจริงแล้วขณะนี้ทรานซิสเตอร์มีการสูญเสียสูงมาก อย่างไรก็ตามมือแปลง/ไอซิปทางด้านขดลวดปฐมภูมิจึงมีความเหนี่ยวนำสูง ก็ยังต้องการใช้โหมดการทำงานโหมดเพื่อเก็บพลังงานสะสมหลังจากที่สวิตช์เปิดวงจรไปแล้วไว้ที่แกนหม้อแปลง สมมติว่าปริมาณของการส่งผ่านพลังงานอย่างไม่สมบูรณ์หม้อแปลง/ไอซิปนั้นจะต้องมีปริมาณมากกว่าการส่งผ่านพลังงานอย่างสมบูรณ์ ในขณะที่ตัวพาราเมเตอร์กฎในการออกแบบ

ขั้นตอนที่สำคัญและสมการที่จำเป็นในการออกแบบหม้อแปลง/ไอซิปของ FLYBACK CONVERTER สำหรับโหมดการส่งผ่านพลังงานอย่างสมบูรณ์ แต่สำหรับโหมดการส่งผ่านพลังงานอย่างไม่สมบูรณ์นั้นก็ออกแบบได้ตามขั้นตอนพื้นฐานข้างล่าง เพียงแต่เปลี่ยนค่าจำกัดความของยอดกระแสคอลเลกเตอร์ดังในรูป 2.35 b เขียนเป็น  $(I_{p1}-I_{p2})$

**ขั้นตอนที่ 1 :** ยอดกระแสขดลวดปฐมภูมิ เป็นสิ่งที่จะต้องคำนวณหาเป็นอันดับแรก ซึ่งมีค่าเท่ากับยอดกระแสคอลเลกเตอร์ด้วย

จากความสัมพันธ์ของแรงดัน

$$V = L \frac{di}{dt} \quad (2.34)$$

ในโหมดการส่งผ่านพลังงานอย่างสมบูรณ์กระแสจะเพิ่มจาก ศูนย์ถึงยอดกระแสคอลเลกเตอร์ ในช่วงเวลา  $t_c$  เมื่อสวิตช์ปิดวงจร แรงดันอินพุตสามารถเขียนได้โดย

$$V_{in} = L_P \frac{I_{pp}}{t_c} \quad (2.35)$$

แทน  $\frac{1}{t_c} = \frac{f}{\delta_{max}}$  ดังนั้นสมการ 2.35 จะได้

$$V_{in, min} = \frac{L_P I_{pp} f}{\delta_{max}} \quad (2.36)$$

เมื่อ  $V_{in}$  = แรงดันไฟตรงอินพุต, V  
 $L_P$  = ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดปฐมภูมิ, mH  
 $I_{pp}$  = ยอดกระแสแอมป์  
 $\delta_{max}$  = คิวตี้ไซเคิลสูงสุด, s  
 $f$  = ความถี่การสวิตช์, kHz

กำลังงานเอาต์พุตในโหมดการส่งผ่านพลังงานอย่างสมบูรณ์ จะเท่ากับพลังงานที่สะสมต่อเวลา 1 วัฏจักร

$$P_{out} = \frac{L_P I_{pp}^2 f}{2} \quad (2.37)$$

หาสมการ 2.37 ด้วยสมการ 2.36

$$\frac{P_{out}}{V_{in, min}} = \frac{L_P I_{pp}^2 f \delta_{max}}{2 L_P I_{pp} f} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จําคูปรสมการที่ไดัใหม่ จะไดัขอดกระแสชดลวดปรสมภูมิ

$$I_{pp} = I_C = \frac{2P_{out}}{V_{in, min} \delta_{max}} \quad (2.39)$$

ขันตอนที 2 : ความสัมพันธ์ระหว่างดิถีไซเกิดต่ำสุดและสูงสุด

ใน FLYBACK CONVERTER การเรกกุเลตเป็นการปรับเปลี่นดิถีไซเกิดของสวิตซ์จึงเป็นการกำหนด  $\delta_{min}$  และ  $\delta_{max}$  ถ้าแรงดันอินพุตเปลี่นจาก  $V_{in, min}$  ไปเป็น  $V_{in, max}$  คังนั้น

$$\delta_{min} = \frac{\delta_{max}}{(1 - \delta_{max})K + \delta_{max}} \quad (2.40)$$

เมื่อ

$$K = \frac{V_{in, max}}{V_{in, min}} \quad (2.41)$$

ขันตอนที 3 : ความเหนี่ยวนำชดลวดปรสมภูมิ หาไดัจากสมการ 2.42

$$L_p = \frac{V_{in, min} \delta_{max}}{I_{pp} f} \quad (2.42)$$

ขันตอนที 4 : เลือกขนาดทีเล็กทีสุดของแกน

จากแผ่นข้อมูลของแกน ผู้ออกแบบสามารถเลือกวัสดุและรูปทรงแกนได้ตามความเหมาะสมของงาน ถ้าต้องการพันเพียงชดลวดปรสมภูมิลงในบอบบิ้น คำนวณหาพื้นที่ในการพัน  $A_c$  และพื้นที่แกน  $A_e$

$$A_e A_c = \frac{(6.33 L_p I_{pp} D^2) 10^8}{B_{max}} \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $D$  คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด และ  $B_{max}$

จากที่เคยออกแบบมาแล้วว่า 30 เปอร์เซ็นต์ของพื้นที่ในบอบบิ้นนั้น เป็นการพันของขดลวดปฐมภูมิ และ อีก 70 เปอร์เซ็นต์ที่เหลือเป็นพื้นที่ของขดลวดทุติยภูมิ กับช่องว่างอากาศระหว่างเส้นลวด และความหนาของเทปป้องกันกรดจรรวมกัน ดังนั้นในสมการที่ 2.43 ในเทอมขวามือจะต้องคูณด้วย 3 แต่เพื่อความปลอดภัยเราจะใช้ 4 เป็นตัวคูณ ดังนั้นสมการที่ 2.43 จะกลายเป็น

$$A_e A_c = \frac{(25.32 L_p I_{pp} D^2) 10^8}{B_{max}} \quad (2.44)$$

ขั้นตอนที่ 5 : กำหนดความยาวช่องว่างแกน

Flyback ทำงานแบบ single-endedly หม้อแปลง/โช๊ค ใช้ฟลักซ์เพียงครั้งเดียว กระแสและฟลักซ์ไม่มีทางเป็นลบ ในทางปฏิบัติจะทำให้แกนเกิดการอิ่มตัวมี 2 วิธีที่จะแก้ปัญหานี้ (1) ใช้แกนที่มีปริมาตรสูง ๆ (2) สร้างช่องว่างในส่วนของฟลักซ์จนทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์ลดลง ซึ่งในทางปฏิบัติผู้ออกแบบก็จะเลือกวิธีที่ 2 เป็นวิธีการแก้ปัญหานี้

พลังงานทั้งหมดที่เก็บสะสมอยู่ในหม้อแปลง/โช๊ค จะอยู่ในช่องว่างปริมาตร  $V_g$  ซึ่งความยาว  $l_g$  ดังนั้น

$$\frac{1}{2} L_p I_{pp}^2 = \left( \frac{1}{2} B_{max} H V_g \right) 10^8 \quad (2.45)$$

เมื่อ  $V_g = A_e l_g \quad (2.46)$

และ  $\mu_0 H = \frac{B_{max}}{0.4}$

$\mu_0$  คือความซึมซาบอากาศเท่ากับ 1

ดังนั้น ความยาวช่องว่างจะได้

$$l_g = \frac{(0.4 L_p I_{pp}^2) 10^8}{A_e B_{max}^2} \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าใช้แกนชนิด E-E หรือคล้าย ๆ กัน จะต้องใช้หม้อแปลง/โซลิตที่มีโครงสร้างแบบ center leg เพื่อให้เกิดความยาวช่องว่างอากาศ  $l_g$

ขั้นตอนที่ 6 : คำนวณจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ เมื่อทราบความยาวของช่องว่างแล้ว ดังนั้นจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิก็สามารถหาได้ดังนี้

$$N_p = \frac{B_{\max} l_g}{0.4 \pi I_{PP}} \quad (2.48)$$

หรือจะใช้อีกสมการคือ

$$N_p = \frac{(L_p I_{PP}) 10^8}{A_e B_{\max}} \quad (2.49)$$

สมการ 2.48, 2.49 ได้คำตอบที่เหมือนกัน

ขั้นตอนที่ 7 : คำนวณจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ

แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ  $V_s$  สามารถคำนวณหาได้เมื่อแรงดันอินพุต (แรงดันขดลวด ปฐมภูมิ) มีค่าน้อยกว่าที่สุด โดยที่ดิวิตีแฟกเตอร์มีค่าสูงสุด สังเกตได้ว่า  $V_{in, \min} = 1.4 V_{in \text{ ac-20 Vdc ripple}}$  และตกคร่อมไดโอด

แทนค่าแรงดันเอาต์พุต จากการเรียงกระแสตกคร่อม ไดโอดแรงดันเอาต์พุตของขดลวดทุติยภูมิจะได้

$$V_{out} + V_D = V_{in, \min} \frac{\sigma_{\max} N_s}{(1 - \sigma_{\max}) N_p} \quad (2.50)$$

และ

$$N_s = \frac{N_p (V_p + V_D) (1 - \delta_{\max})}{V_{in, \min} \delta_{\max}} \quad (2.51)$$

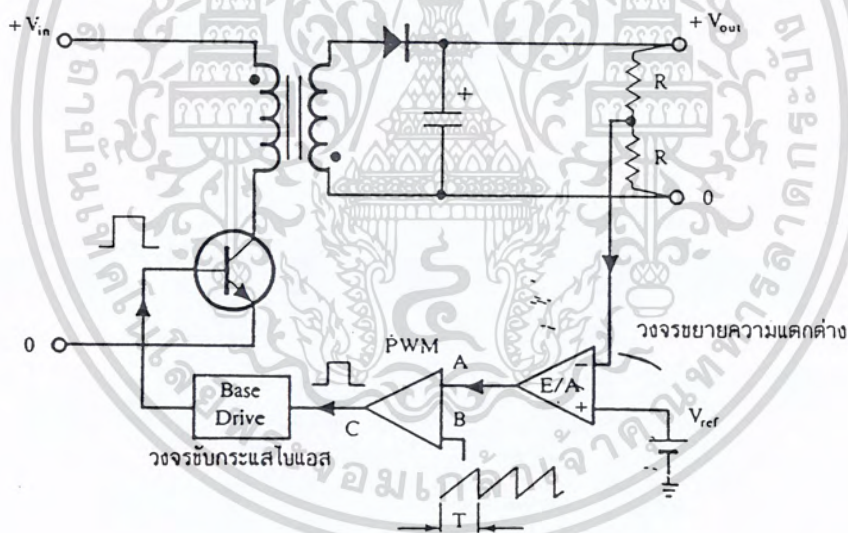
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (ton) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดูเลชั่น (Plus Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลักการใช้ เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ โหมดควบคุมจากกระแส และแรงดัน

### 2.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูปวงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีก

อีกครั้งหนึ่ง เาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ไมคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรรขยายความแตกต่าง  $E/A$  ที่ขาอินเวอร์ตีตั้ง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $t_{oN}$  ก็มีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น  $t_{oN}$  ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูป 2.37



รูปที่ 2.37 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณ

ป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตามรูปที่ 2.36

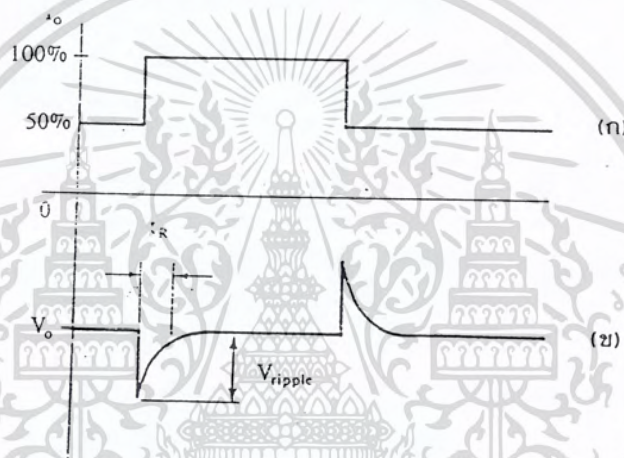
### 2.7 เสถียรภาพของวงจรควบคุม

จากวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับในลักษณะลูปปิด (Close-Loop Feedback Control) เสถียรภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์จึงขึ้นกับเสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุมป้อนกลับแบบลูปปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.1 การทดสอบเสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุม

เสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุม จะสามารถสังเกตเห็นได้จากการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด (Transient response) ซึ่งอาจทำได้โดยกำหนดโหลดให้มีลักษณะเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดไปมาจากค่ากระแสโหลดที่ 50% ไปเป็น 100% ของค่ากระแสโหลดสูงสุด ที่ความถี่เป็นสองเท่าของไฟสลับที่อินพุต การเกิดโหลดในลักษณะเช่นนี้วงจรควบคุมจะเหมือนการเปิดดูปและปิดดูปขึ้นในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ถ้าวางจรควบคุมไม่มีเสถียรภาพ ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นในดูปปิดจะทำให้เกิดการแกว่งของวงจรควบคุมได้



รูปที่ 2.38 (a) แสดงลักษณะการเปลี่ยนแรงดันของกระแสโหลดอย่างทันทีทันใดเพื่อทดสอบเสถียรภาพของวงจรควบคุม

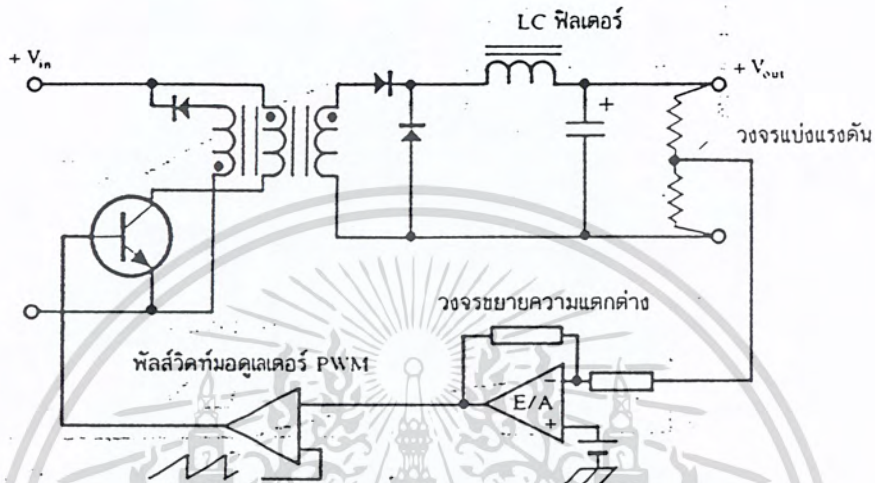
(b) แสดงลักษณะการพุ่งของแรงดันซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด

รูปที่ 2.38 แสดงลักษณะการตอบสนองที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด แรงดันเอาต์พุตมีลักษณะพุ่ง (dip and jump) ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดและต้องใช้เวลาคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติของแรงดันเอาต์พุตเรียกว่า "ช่วงเวลาคืนตัว"  $t_R$  (Transient Recovery Time) ค่าของ  $t_R$  จะขึ้นอยู่กับวงจรฟิลเตอร์ที่เอาต์พุตและการตอบสนองของดูป ส่วนค่าสูงสุดของแรงดันพุ่งจะขึ้นกับค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตเป็นหลัก ดังนั้นค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงต้องมีค่าต่ำ เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.2 การชดเชยรูปเพื่อป้องกันการแกว่งของวงจรถวลคุม

วงจรถวลคุมของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ จะมีลักษณะของวงจรถวลคุมป้อนกลับแบบลบ และสามารถแบ่งรูปตามส่วนที่มีอัตราขยายได้ดังรูป 2.36



รูปที่ 2.39 แสดงลักษณะตัวอย่างรูปของวงจรถวลคุมแบบป้อนกลับในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายโดยแบ่งส่วนตามส่วนที่มีอัตราขยาย

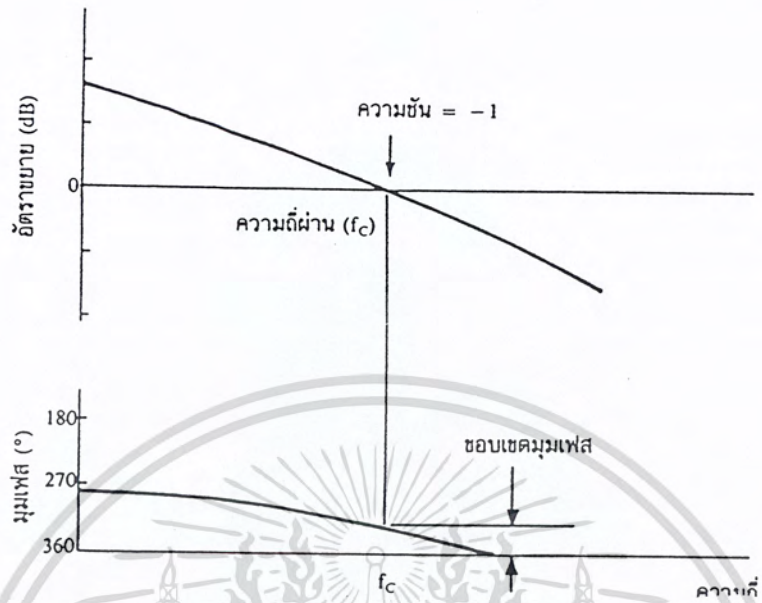
### 2.7.3 เสถียรภาพของลูปป้อนกลับ (Feedback – Loop Stability)

ลูปป้อนกลับจะไม่เสถียรภาพ ถ้าจุดใดจุดหนึ่งในลูปมีอัตราขยายเท่ากับ 1 (0 dB) และมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณเท่ากับ 360 องศา ในเวลาเดียวกัน แต่ลูปจะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อลูปเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

เงื่อนไขประการที่ 1 ลูปจะเสถียร ถ้าที่ความถี่ซึ่งอัตราขยายรวมของลูปที่มีค่าเท่ากับ 1 (0 dB) ผลรวมของเฟสที่เลื่อนไปทั้งหมดในลูปเปิดจะต้องน้อยกว่า 360 องศา

เงื่อนไขประการที่ 2 เพื่อป้องกันการเลื่อนของเฟสอย่างรวดเร็ว ค่าความชัน (slope) ของกราฟอัตราขยายรวมของลูปตามความถี่ที่ผ่าน ( $f_c$ ) ต้องมีค่าเท่ากับ  $-1$  หรือ  $-20$  dB ต่อสิบเท่าของความถี่ เมื่อความถี่ผ่าน  $f_c$  (Crossover frequency) หรือความถี่ที่ทำให้อัตราขยายรวมของลูปมีค่าเท่ากับ 1

เงื่อนไขประการที่ 3 เพื่อป้องกันการแกว่ง ให้กำหนดขอบเขตของมุมเฟส (Phase margin) ไว้ด้วย อย่างน้อยที่สุดให้กำหนดไว้ที่ 45 องศา ( มุมเฟสเลื่อนไปได้มากที่สุดไม่เกิน 315 องศา) จากรูปที่ 2.37 ประกอบ

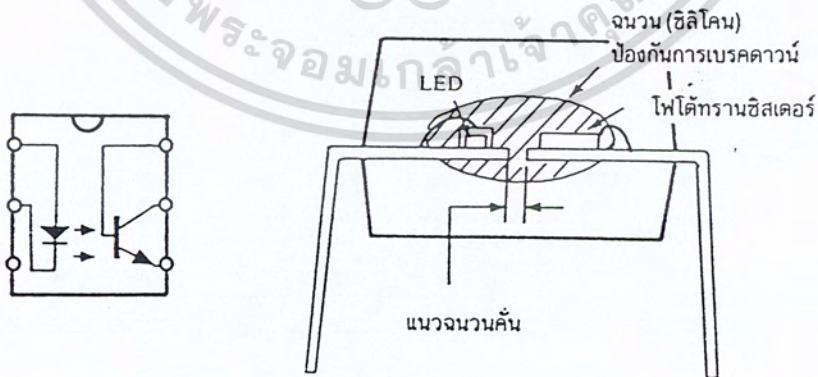


รูปที่ 2.40 แสดงเงื่อนไขเสถียรภาพซึ่งดูได้จากอัตราการขยายรวมและมุมเฟสของลูปเปิดที่ความถี่ผ่าน  $f_c$

#### 2.7.4 ออปโตคัปเปิลอร์ในวงจรควบคุม

ออปโตคัปเปิลอร์ใช้ในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างส่วนไมโครริและเซคชั่นคาร์รี่ของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งเพื่อความปลอดภัย ในคอนเวอร์เตอร์ใช้ออปโตคัปเปิลอร์ในการป้องกันสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดัน ภายในของตัวออปโตคัปเปิลอร์ประกอบด้วย LED และ โฟโตทรานซิสเตอร์ดังรูปที่

2.38



รูปที่ 2.41 แสดง โครงสร้างภายในของออปโตคัปเปิลอร์ซึ่งประกอบด้วย LED และ โฟโตทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8 ภาคเอาต์พุต

โดยทั่วไปแล้วภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งนั้น สามารถออกแบบให้จ่ายแรงดันได้ ไม่ว่าจะเป็นเพียงระดับเดียว หรือหลาย ๆ ระดับ (ขึ้นอยู่กับวิธีการออกแบบหม้อแปลงว่าจะจ่ายแรงดันด้านทุติยภูมิต้องการกี่ระดับ, กี่ชุด นั่นเอง) ส่วนกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งที่พบเห็นในมินิพีซีตลาดก็มีตั้งแต่ต่ำ ๆ จนถึงวัตต์สูง ๆ เป็นพันวัตต์เลยทีเดียว

ในภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งที่ต้องการคุณภาพสูง ๆ นั้นแน่นอนย่อมจะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพดีเป็นพิเศษไม่ว่าจะเป็นไดโอดชนิด Schottky หรือชนิด Fast Recovery ตัวเก็บประจุแบบ ESR ต่ำ จนกระทั่งตัวเหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับสะสมพลังงาน ในทางทฤษฎีนั้นก็เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นที่ภาคเอาต์พุตให้น้อยที่สุด

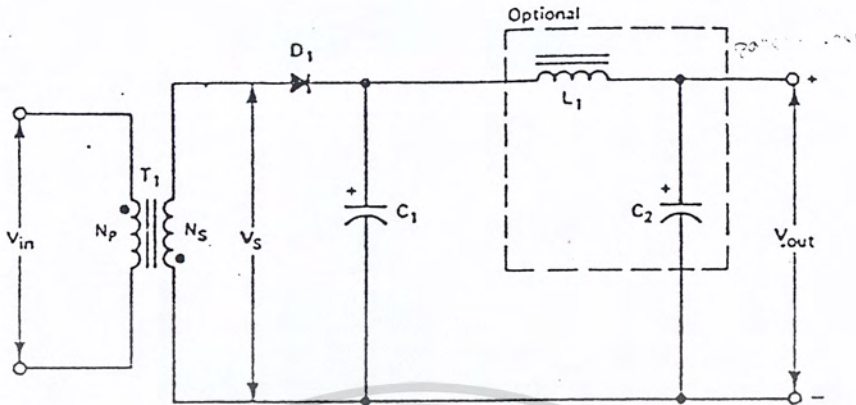
ลักษณะของวงจรเรียงกระแสภาคเอาต์พุต และวงจรกรองแรงดัน

การที่จะเลือกว่าแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งจะใช้วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันรูปแบบใดนั้นย่อมขึ้นอยู่กับชนิดแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งนั้นด้วย เช่นแหล่งจ่ายไฟที่ใช้ CONVERTER แบบ FLYBACK เหมาะที่จะใช้ภาคเอาต์พุตดังรูปที่ 2.42 โดยหม้อแปลง  $T_1$  ทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำเก็บสะสมพลังงานในตัว ไดโอด  $D_1$  กับ ตัวเก็บประจุ  $C_1$  เป็นตัวเรียงกระแส และกรองแรงดัน เพื่อให้แรงดันไฟตรงตามต้องการ สำหรับตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_2$  ในกรอบเส้นประสี่เหลี่ยมนี้จะใส่เพื่อต้องการลดแรงดันกระชากจากการสวิตชิ่งเมื่อความถี่สูง

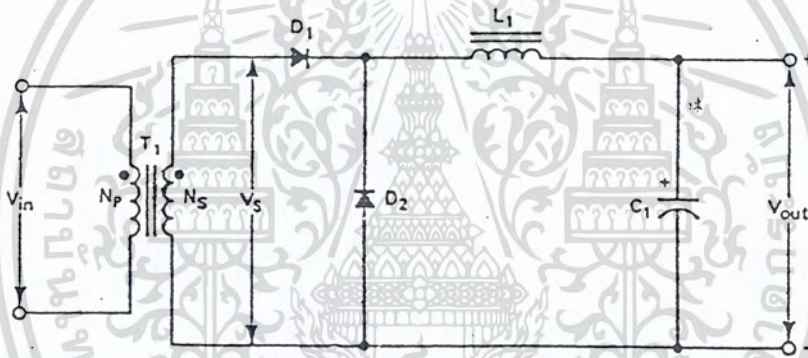
แพกเกจที่จำเป็นอย่างยิ่งในการออกแบบภาคเอาต์พุตที่น่าสนใจก็คือ อัตราแทนแรงดันไฟตรงอย่างน้อยที่สุดของไดโอดเรียงกระแส (Minimum dc blocking Voltage) ซึ่ง CONVERTER แบบ FLYBACK นั้นไดโอดเรียงกระแส  $D_1$  ควรจะมีอัตราทนแรงดันไฟตรงย้อนกลับ (Reverse Voltage

rating) เท่ากับ  $\left[ 1.2V_{in} \left( \frac{N_s}{N_p} \right) \right]$  อย่างน้อย

ส่วนภาคเอาต์พุตของ CONVERTER แบบ Forward แสดงในรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.42 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ FLY BACK



รูปที่ 2.43 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ FORWARD

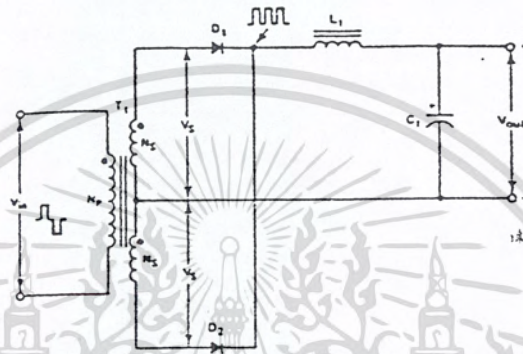
ไดโอด D1 กับ D2 จะสลับกันนำกระแส จึงเป็นผลทำให้มีกระแสจ่ายไปยังเอาต์พุตอย่างเต็มที่ โดยอัตราทวนแรงดันย้อนกลับเท่ากับ  $\left[ 1.2V_{in} \left( \frac{N_s}{N_p} \right) \right]$  เป็นอย่างน้อย เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ FLYBACK

สำหรับภาคเอาต์พุตของ CONVERTER แบบ PUSH-PULL, HALLT-BRIDGE, FULL-BRIDGE นั้นแสดงในรูปที่ 2.44 การทำงานของวงจรเหมือนกับ CONVERTER แบบ FORWARD ทุกประการ แต่อัตราทวนแรงดันย้อนกลับอย่างน้อยที่สุดจะเท่ากับ  $\left[ 2.4V_{out} \left( \frac{V_{in, \max}}{V_{in, \min}} \right) \right]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะสมบัติของวงจรเรียงกระแส สำหรับการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง  
คุณสมบัติวงจรเรียงกระแสที่ดีสำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงคือ

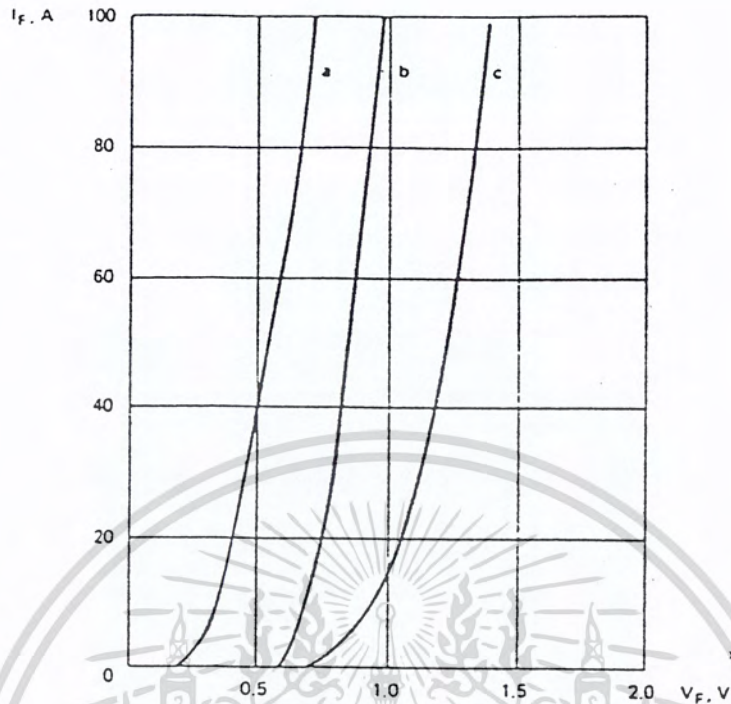
1. ต้องมีแรงดันตกคร่อมที่ดีสำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงคือ
2. มีความเร็วในการสวิตชิงสูง
3. มี POWER HANDLING CAPABILITY เพียงพอ



รูปที่ 2.44 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ PUSH-PULL, HALF-BRIDGE  
หรือ FULLL-BRIDGE

เป็นผลทำให้ไดโอดที่จะนำมาใช้เป็นวงจรเรียงกระแส นั้น จำเป็นต้องใช้ไดโอดชนิดพิเศษ  
ซึ่งไดโอดเรียงกระแสที่พบแพร่หลายในแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงมีอยู่หลายชนิดแต่ในที่นี้จะ  
กล่าวเพียง 3 ชนิด ที่นิยมใช้คือ

1. HIGH-EFFICIENCY FAST RECOVERY
2. HIGH-EFFICIENCY VERY FAST RECOVERY
3. SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS



รูปที่ 2.45 แสดงลักษณะสมบัติของไดโอดทั้ง 3 ชนิด ขณะนำกระแส

- SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS
- A VERY FAST RECOVERY
- A FAST RECOVER

จากกราฟลักษณะสมบัติขณะนำกระแสของไดโอดทั้ง 3 ชนิด ในรูปที่ 2.45 สังเกตพบว่าไดโอดชนิด SCHOTTKY นั้น แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำที่สุด แต่อย่างไรก็ดีไดโอดทั้ง 3 ชนิดก็ยังมีรายละเอียดอีกมากมายที่น่าสนใจจะกล่าวต่อไป

### 2.8.1 ไดโอดชนิด FAST และ VERY FAST RECOVERY

ถึงแม้ว่าไดโอดชนิด FAST และ VERY FAST RECOVERY นั้นจะมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างสูงประมาณ 0.8-1.2 V ก็ตาม แต่ไดโอดชนิดนี้ก็มียัตราทนแรงดันย้อนกลับสูง นิยมใช้ไดโอดชนิดนี้ในงานที่ต้องการกำลังต่ำจนถึงกำลังขนาดปานกลาง ให้แรงดันเอาต์พุต 12 โวลต์ ขึ้นไป

เนื่องจากในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตช์ซึ่งจะต้องทำงานในย่านความถี่ ตั้งแต่ 20 kHz เป็นต้นไป การนำไดโอดชนิด FAST และ VERY FAST RECOVERY มาใช้ย่อมเป็นการช่วยลดช่วงเวลา REVERSE RECOVERY ( $t_{RR}$ ) ลงได้ ปกติแล้วจะเลือกค่า  $t_{RR}$  ของไดโอดให้น้อยกว่า  $t_r$  ของทรานซิสเตอร์สวิตช์อย่างน้อย 3 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของไดโอดชนิดนี้คือ ช่วยลดแรงดันกระชากที่เกิดจากริปเปิ้ล (ripple) แข็งแรงดันเอาต์พุต และทนต่ออุณหภูมิขณะใช้งานได้สูงถึงประมาณ 175 องศา โดยส่วนมากจะแสดงในรูปแบบของกราฟใช้งานใน DATASHEET ซึ่งผู้ออกแบบสามารถคำนวณกระแสเอาต์พุตขณะใช้งานกับอุณหภูมิได้โดยตรง

### 2.8.2 ไดโอดชนิด SCHOTTKY FARRIER RECTIFIER

จากกราฟลักษณะสมบัติของไดโอดชนิด SCHOTTKY FARRIER RECTIFIER ในรูปที่ 2.45 มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำประมาณ 0.5 V ในทางปฏิบัติแล้วจะใช้ไดโอดชนิดนี้ในงานที่ต้องการแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ เช่นประมาณ 5 V และต้องการความเร็วในการสวิตชิ่งสูงเนื่องจากช่วงเวลา  $t_{RR}$  ของไดโอดชนิด SCHOTTKY FARRIER RECTIFIER นั้นมีค่าน้อยมาก ๆ จนสามารถตัดทิ้งไปได้

แต่ไดโอดชนิดนี้ก็ยังมีความร้อนสูงกว่าไดโอดชนิด FAST และ VERY FAST RECOVERY อยู่ 2 ประการคือ

- ประการแรกมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับต่ำประมาณ 100 V
- ประการสองมีกระแสรั่วไหลย้อนกลับค่อนข้างสูงเป็นผลให้เกิดความร้อนสูง

อย่างไรก็ตามปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้อุปกรณ์ป้องกันการโอเวอร์โวลต์ และการเลือกอุณหภูมิใช้งานให้เหมาะสม

### 2.8.3 การกำจัดแรงทรานเซียนท์ (TRANSIENT OVERVOLTAGE SUPPRESSION)

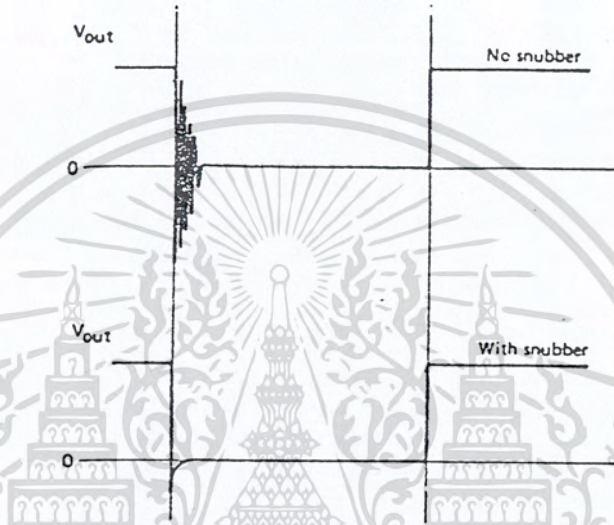
ย้อนกลับไปพิจารณาวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในรูปที่ 2.44 ไดโอด D1 และ D2 เป็นไดโอดชนิด SCHOTTKY แรงดัน  $V_s$  ที่ตกคร่อมแต่ละครั้งของหม้อแปลงด้านทุติยภูมิที่แท้พอออกมามีค่าเท่ากับ  $2 V_{out}$  เป็นอย่างน้อย ดังนั้นไดโอดแต่ละตัวจะต้องสามารถทนแรงดันได้เท่ากับ  $2 V_s$  ขณะเปิดวงจรหรือ  $4 V_{out}$

เนื่องจากภายในหม้อแปลงความถี่สูงนั้นประกอบด้วยความเหนี่ยวนำรั่วไหล (LEAK AGE INDUTANCE) รวมกับค่าความเก็บประจุระหว่างรอยต่อของไดโอดเสมือนเป็นวงจรทรานเซียนท์ที่มีค่าสูงเกินกว่าอัตราทนแรงดันของแรงไดโอด ก็จะเป็นอันตรายกับไดโอดได้

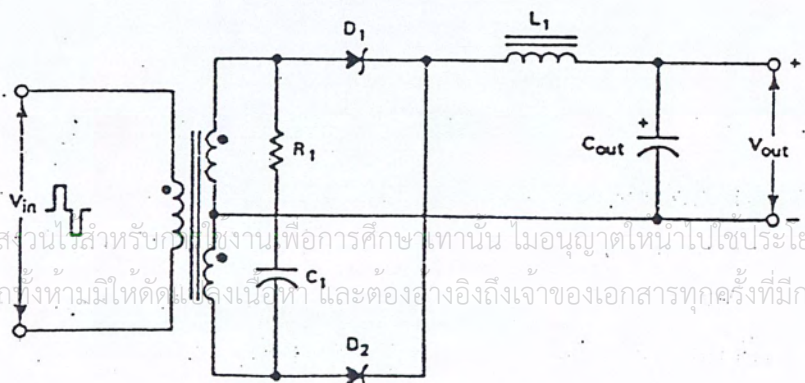
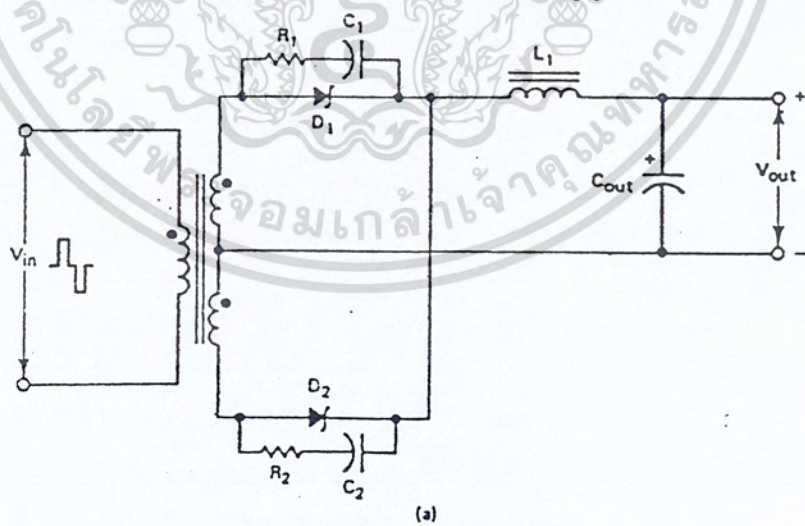
เทคนิคที่ช่วยแก้ปัญหานี้ได้คือ การเพิ่มวงจร RC สแน็บเบอร์จะช่วยลดแอมพลิจูดของแรงดันให้อยู่ในระดับที่ปลอดภัย ดังในรูปที่ 2.46

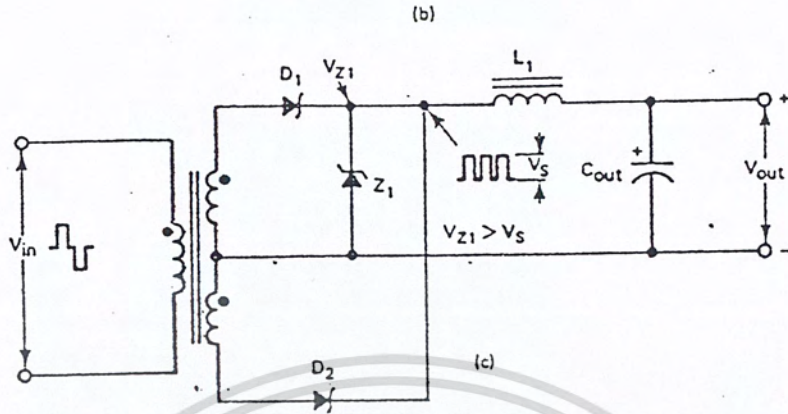
การต่อเพิ่มวงจร RC สนับเบอร์ สามารถทำได้ 2 วิธี คือ ต่อคร่อมไดโอดแต่ละตัวเมื่อต้องการกระแสเอาต์พุตสูง ๆ ดังรูป 2.47 a หรือใช้วงจร RC สนับเบอร์เพียงชุดเดียวต่อคร่อมที่ขดทุติยภูมิของหม้อแปลง เมื่อต้องการกระแสเอาต์พุตต่ำ ๆ ดังรูป 2.47 b

อีกวิธีหนึ่งโดยการใช้ซีเนอร์ไดโอดต่อคร่อม ดังในรูป 2.47 C เพื่อป้องกันมิให้แรงดันเกินกว่าระดับที่ปลอดภัย



รูปที่ 2.46 รูปสัญญาณรูปบนแสดงสัญญาณระหว่างช่วงเวลาที่ไดโอดเปิดวงจร โดยปราศจากการป้องกันของวงจรสับเบอร์ และรูปล่างแสดงสัญญาณเพื่อใส่วงจรสับเบอร์แล้ว





รูปที่ 2.47 การป้องกันไดโอดเรียงกระแสขณะเปิดวงจรค่าความต้านทานสนับเบอร์  $R_s$  หาได้จาก

$$R_s = \sqrt{\frac{L_T / C_J}{n}} \tag{2.52}$$

เมื่อ  $L_T$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง,  $\mu H$

$C_J$  คือ ค่าความเก็บประจุของรอยต่อไดโอด,  $pF$

$n$  คือ สัดส่วนการพันระหว่างขดปฐมภูมิกับทุติยภูมิ ( $N_p/N_s$ )

โดยที่ค่าของตัวเก็บประจุสนับเบอร์สามารถเลือกได้ตามต้องการ ตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 F

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานหาได้จาก

$$P_R = \frac{1}{2} C_S \left( \frac{V_{in}}{n} \right)^2 f \tag{2.53}$$

เมื่อ  $f$  คือ ความถี่ของ CONVERTER ขณะทำงาน

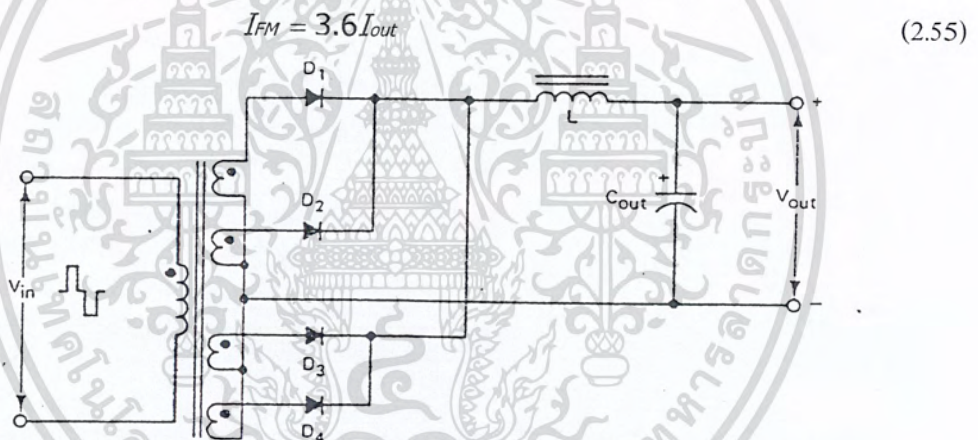
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8.4 ความสามารถในการทนกระแสของไดโอดเรียงกระแสสำหรับ CONVERTER แบบ FLYBACK, FORWARD และ PUSH-PULL

### FLYBACK CONVERTER

$$I_{FM} = \frac{2I_{out}}{(1 - \sigma_{max})} \quad (2.54)$$

เมื่อ คือ ดิวตีเฟกเตอร์สูงสุดของ CONVERTER  
สมมติ ของ CONVERTER แบบ FLYBACK เท่ากับ 0.45 ดังนั้น



รูปที่ 2.48 เทคนิคการจ่ายกระแสโหลดได้สูงขึ้นโดยการขนานไดโอด

### 2.8.5 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต (OUTPUT POWER, INDUCTOR)

ในส่วนของการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุตนั้น มีลักษณะคล้ายกับการออกแบบภาคกรองแรงดัน โดยตัวเหนี่ยวนำที่จะกล่าวต่อไปนี้มีหน้าที่หลักอยู่ 2 หน้าที่ คือ

1. เป็นตัวเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาเปิดวงจร ในทางทฤษฎีแล้วก็เพื่อเป็นตัวรักษาให้มีการจ่ายกระแสเอาต์พุตไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง
2. เพื่อกรองแรงดันเรียบ และลดแรงดันรบกวนที่เอาต์พุตให้อยู่ในระดับแรงดันที่ยอมรับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

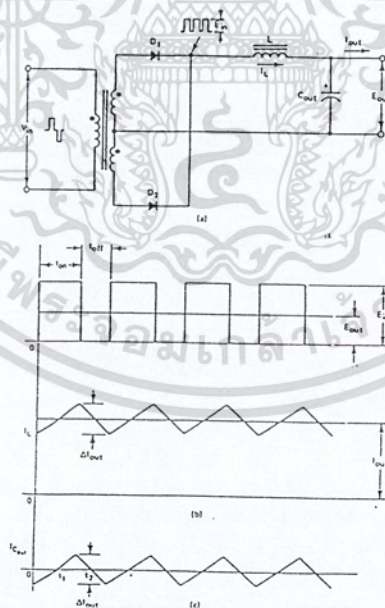
ในปัจจุบันการเลือกใช้แกนตัวเหนี่ยวนำก็เป็นส่วนสำคัญควบคู่กับการออกแบบที่เกี่ยวข้องกับความถี่วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นตัวเหนี่ยวนำมากได้แก่ แกนเฟอร์ไรต์ แกนไอรอนพาดอร์ (Iron powder) และแกนมอลลิเพอร์มอลลอย (molypermalloy, MPP)

ซึ่งแกนทั้งหมดที่กล่าวมานี้ล้วนแต่มีคุณสมบัติที่ดีเหมาะสมกับงานด้านการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลัง โดยมีตัวแปร เช่น ราคา น้ำหนัก ขนาด รูปร่าง ตลาด แม้กระทั่งโรงงานผู้ผลิตจะเป็นส่วนช่วยในการเลือกและการตัดสินใจอีกครั้ง

แกนไอรอนพาดอร์และ MPP ส่วนใหญ่จะผลิตมาในรูปแบบทอไรด์ (toriod) เนื่องจากแกนทั้งสองแบบนี้เหมาะที่จะเป็นเพาเวอร์โช้ค (POWER CHOKE) เนื่องจากมีคุณสมบัติ

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

#### 2.8.6 การวิเคราะห์สมการในการออกแบบ



รูปที่ 2.49 a) ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์แบบ HALF-BRIDGE

b), c) แสดงรูปสัญญาณของแรงดันและกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตช์แบบ HALF-BRIDGE

จากรูปที่ 2.49 b รูปสัญญาณ  $E_{in}$  และ  $E_{out}$  แสดงในรูป 2.49 b

จากทฤษฎีไฟฟ้าพื้นฐาน แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.56)$$

ซึ่ง

$$V_L = E_{in} - E_{out}$$

และ

$$di = \Delta I_L$$

ดังนั้นสมการ 2.56 แสมการ เพื่อหาค่า  $L$  ได้ดังนี้

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) \Delta t}{\Delta I_L} \quad (2.57)$$

ในกรณีของ CONVERTER แบบ HALF-BRIDGE หรือ FULL-BRIDGE แรงดันอินพุต  $E_{in}$  จะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันเอาต์พุต  $E_{out}$  ที่แรงดันด้านขดปฐมภูมิสูงสุด  $V_{in}$  ดังรูปที่ 2.49

ดังนั้น

$$E_{out} = E_{in} - E_{out}$$

ช่วงเวลา จึงเท่ากับช่วงเวลา DEAD TIME สูงสุด หรือช่วง  $t_{off}$  ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างการทำงาน สลับกันในแต่ละครึ่งไซเคิลของสวิตช์แต่ละตัว ดังนั้นหน้าที่ของไอซิ่งจึงอยู่ในช่วงนี้ คือ จ่ายกระแสเอาต์พุตอย่างต่อเนื่องในช่วงเวลา DEADTIME นั้นเอง โดยช่วงเวลานี้สามารถหาได้จาก

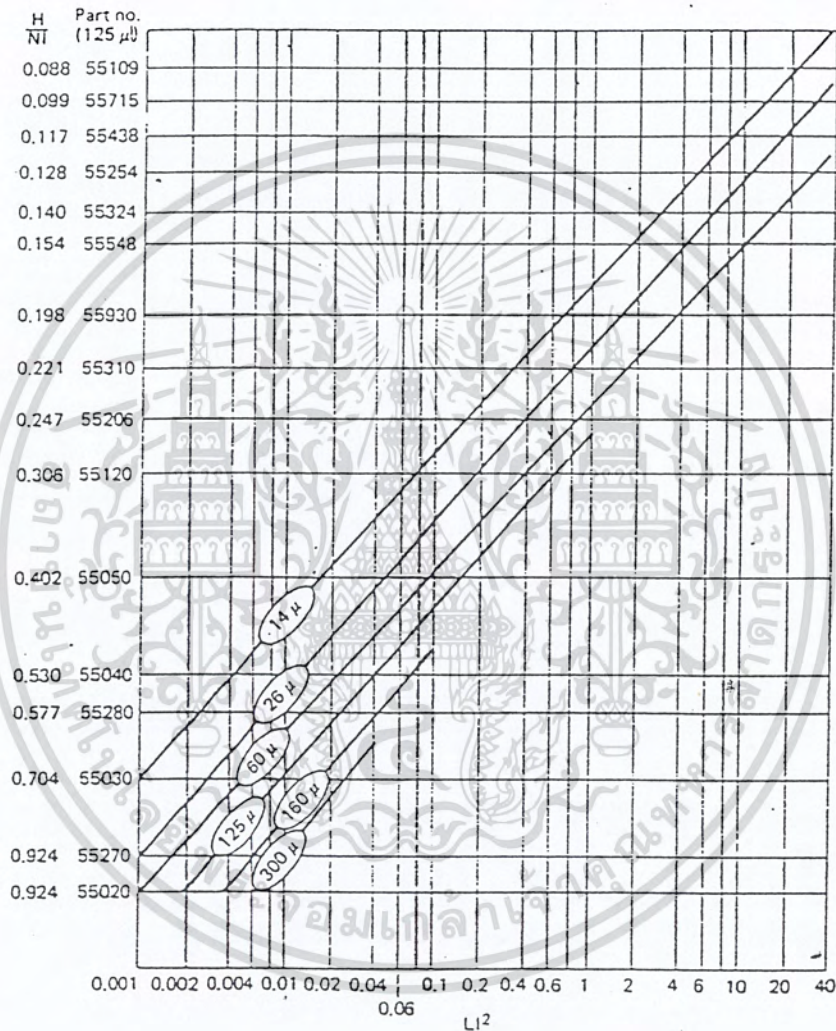
$$t = t_{off} = \frac{1}{2} \left[ \frac{1 - E_{out} / E_{in}}{f} \right] \quad (2.58)$$

เมื่อ  $f$  คือ ความถี่ของ CONVERTER ขณะทำงาน , kHz

ในทางปฏิบัติเพื่อที่จะให้ได้เอาต์พุตที่ราบเรียบ  $\Delta I_L$  จะต้องมามีค่าไม่เกิน  $0.25 I_{out}$  ดังนั้นสมการ 2.56 สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = \frac{E_{outoff}}{0.25I_{out}} \quad (2.59)$$



รูปที่ 2.50 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของขนาดแกน, ค่าขี้มخاب, H/N และ  $LI^2$  เมื่อ

$L$  = ค่าความเหนี่ยวนำเมื่อป้อนไฟตรง, mH,  $I$  = กระแส, A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3

TABLE 6-1 ELECTRICAL, MECHANICAL, AND WINDING INFORMATION DATA ON MAGNETICS, INC., 55548 MPP FAMILY CORES

CORE DIMENSIONS AFTER FINISH		
DD (Max.)	1.332 in.	33.80 mm
ID (Min.)	0.760 in.	19.30 mm
HT (Max.)	0.457 in.	11.61 mm

WINDING TURN LENGTH		
Winding factor	Length/turn	
100% (Unity)	0.1943 ft	5.93 cm
60%	0.1668 ft	5.09 cm
40%	0.1400 ft	4.27 cm
20%	0.1282 ft	3.91 cm
0%	0.1238 ft	3.78 cm

WOUND COIL DIMENSIONS		
Unity winding factor		
DD (Max.)	1.840 in.	46.7 mm
HT (Max.)	1.103 in.	28.0 mm

MAGNETIC INFORMATION						
Part no.	Perm., $\mu$	Inductance @ 1000 turns, MH $\pm$ 8%	Nominal dc resistance, $\Omega$ /MH	Finishes and stabilizations	Grading status, 2% bands	B/NI Gauss per amp. turn
55551-	14	14	0.335	A2	•	2.16 (<1500 G)
55550-	28	28	0.167	A2	•	4.00 (<1500 G)
55071-	60	61	0.0768	ALL	Yes	9.24 (<1500 G)
55548-	125	127	0.0369	ALL	Yes	19.3 (<1500 G)
55547-	147	150	0.0312	ALL	Yes	22.6 (<1500 G)
55546-	160	163	0.0287	ALL	Yes	24.6 (<1500 G)
55542-	173	176	0.0266	ALL	Yes	26.6 (<1500 G)
55545-	200	203	0.0230	ALL	Yes	30.8 (<600 G)
55543-	300	305	0.0153	A2 and LS	Yes	46.2 (<3500 G)
55544-	550	559	0.0083	A2	Yes	84.7 (<50 G)

WINDING INFORMATION for unity winding factor					
AWC wire size	Turns	Rdc $\Omega$	AWC wire size	Turns	Rdc $\Omega$
8	32	0.00393	23	889	3.50
9	40	0.00618	24	1100	5.49
10	50	0.00976	25	1359	8.56
11	63	0.01544	26	1699	13.53
12	79	0.0244	27	2139	21.4
13	99	0.0384	28	2625	33.3
14	123	0.0604	29	3209	51.3
15	154	0.0949	30	4011	81.1
16	193	0.1504	31	4937	125.7
17	239	0.234	32	6017	189.4
18	298	0.370	33	7463	299
19	370	0.579	34	9500	482
20	462	0.909	35	11,788	758
21	578	1.437	36	14,549	1173
22	713	2.24			

Source: Courtesy of Magnetics, Inc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.4

Part no.,	Inductance per 1000 turns, mH									
	125 $\mu$	14 $\mu$	26 $\mu$	60 $\mu$	125 $\mu$	147 $\mu$	160 $\mu$	173 $\mu$	200 $\mu$	300 $\mu$
55140	NA	NA	NA	26	31	33	36	42	62	NA
55150	4	7	17	35	41	45	48	56	84	NA
55180	5	9	20	42	49	53	57	67	99	NA
55020	6	10	24	50	59	64	69	80	120	220
55240	6	11	26	54	64	69	75	86	130	242
55270	12	21	50	103	122	132	144	165	247	466
55030	6	11	25	52	62	66	73	83	124	229
55280	6	11	25	53	63	68	74	84	128	232
55290	7	14	32	66	78	84	92	105	159	290
55040	7	14	32	66	78	84	92	105	159	290
55130	6	11	26	53	63	68	74	85	127	NA
55050	6.4	12	27	56	67	72	79	90	134	255
55120	8	15	35	72	88	92	104	115	173	317
55206	7.8	14	32	68	81	87	96	109	163	320
55310	9.9	19	43	90	106	115	124	144	216	396
55350	12	22	51	105	124	135	146	169	253	NA
55930	18	32	75	157	185	201	217	251	377	740
55548	14	28	61	127	150	163	176	203	305	559
55585	9	16	38	79	93	101	109	126	190	348
55324	13	24	56	117	138	150	162	187	281	515
55254	19	35	81	166	198	215	233	269	403	740
55438	32	59	135	281	330	360	390	450	674	NA
55089	20	37	86	178	210	228	246	285	427	NA
55715	17	32	73	152	179	195	210	243	365	NA
55109	18	33	75	156	185	200	218	250	374	NA
55866	16	30	68	142	NA	NA	NA	NA	NA	NA

### 2.8.7 การออกแบบตัวเก็บประจุทางเอาต์พุต

ในการเลือกใช้ตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตนั้น สิ่งที่ต้องออกแบบจะต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากก็คือ อัตราทนกระแสขณะใช้งานสูงสุด, ความถี่การสวิตชิง และชนิดของ CONVERTER ที่ใช้ปัจจุบันนิยมใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (ELECTROLYTIC CAPACITOR) ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้ จะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต และอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่ใช้ค่าสูง ๆ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตาม เป็นผลทำให้เกิดความร้อน และอายุการใช้งานสั้นลง

ปัจจุบันตัวเก็บประจุมีขีดจำกัดความถี่สูงถึง 105 องศา และ ค่า ESR ต่ำที่ความถี่สวิตชิงสูง ๆ ตั้งแต่ 20 kHz ขึ้นไป ยิ่งไปกว่านั้นผู้ผลิตบางรายยังรับประกันการทำงานของตัวเก็บประจุที่ตนผลิตนั้นสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 100 kHz ที่เดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยังมีตัวเก็บประจุอีกชนิดหนึ่งที่จะกล่าวถึงคือ ตัวเก็บประจุชนิดฟิล์ม (FILM CAPACITOR) จากความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีได้พัฒนาตัวเก็บประจุชนิดนี้ให้มีอัตราทนกระแสได้สูง และค่า ESR ต่ำกว่าตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก ผู้ผลิตบางรายจะบอกถึงอัตราทนกระแสของตัวเก็บประจุแบบฟิล์ม เช่น 2 A/ F ที่ความถี่ 100 kHz หรือสูงกว่านั้น

ในการคำนวณค่าของตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตนั้น จะอ้างอิงจากรูป 2.49 c แสดงรูปสัญญาณกระแสที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_{out}$  สังเกตพบว่าทิศทางที่กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุมีค่าเป็นบวกเริ่มเวลา  $t_1$  ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาปิวจเจอร์ และสิ้นสุดที่เวลา  $t_2$  ซึ่งก็เป็นกึ่งกลางของช่วงเวลาปิวจเจอร์ จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในลักษณะดังกล่าว จึงเป็นผลให้เกิดแรงดันกระเพื่อม ( $\Delta V_o$ ) มีค่าสมการข้างล่าง

$$V_{out} = \frac{1}{C_{out}} \int_{t_1}^{t_2} i dt \quad (2.60)$$

กระแสเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  เท่ากับ  $(\Delta I_{out} / 2)$  หรือ  $(\Delta I_{out} / 4)$  ดังนั้นสมการ 2.60 จะได้

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

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

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8f\Delta V_{out}} \quad (2.61)$$

- เมื่อ  $I_{out}$  เท่ากับ  $0.25 I_L$   
 $I_L$  คือกระแสเอาต์พุต  
 $V_{out}$  คือ แรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอด (Peak to Peak)  
 $f$  คือ ความถี่ใช้งาน

เพื่อที่จะให้ค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าต่ำ อาจคำนวณหาค่า ESR ของตัวเก็บประจุได้จากสมการ

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} \quad (2.62)$$

แต่ยังมีอีกสิ่งหนึ่งที่ต้องคำนึง อีกประการก็คือ การเลือกค่า LC ฟิลเตอร์ เพราะอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งโดยตรงอยู่ 2 ประการ คือ ประการแรกการใช้ L และ C ร่วมกันนั้นอาจส่งผลโดยตรงเสถียรภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่ง และประการที่สองถ้าเลือกค่า L น้อย และค่า C มาก จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ช่วงขณะของเอาต์พุตฟิเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่า การตอบสนองต่อทรานเซียนท์ (Transient response) ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลง โหลดดีขึ้นนั่นเอง

ในการพิจารณาการตอบสนองต่อทรานเซียนท์ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งนั้น องค์ประกอบที่สำคัญมีได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถกลับคืนสู่ระดับปกติเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน แต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลัน แต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแล้วนั้น ระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงสูงสุดเท่าใด เพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงมากเกินไป อาจจะทำให้การทำงานของอุปกรณ์ผิดพลาด

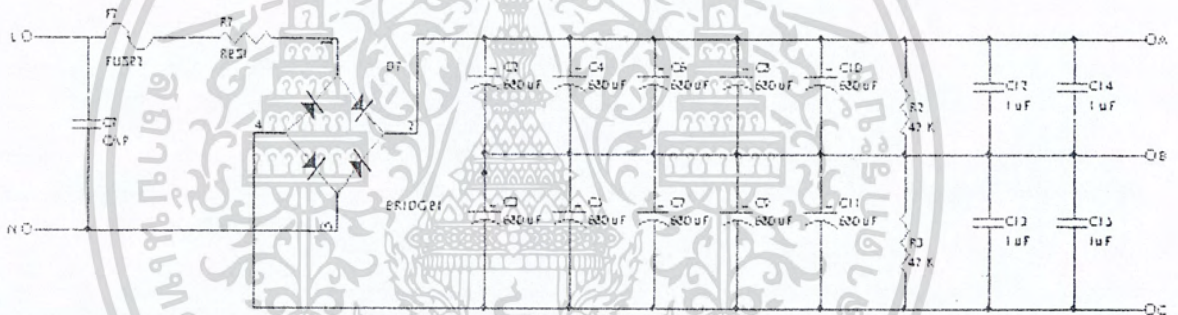
### บทที่ 3

#### การออกแบบวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

โครงการที่ทำการศึกษามีข้อกำหนดในการออกแบบดังนี้

แรงดันเอาต์พุต	$\pm 100 \text{ V}$
กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต	5 แอมป์
ทำงานที่ความถี่	44.5 กิโลเฮิร์ตซ์
ประสิทธิภาพ	80 เปอร์เซ็นต์

#### 3.1 การออกแบบวงจรส่วนอินพุต



รูปที่ 3.1 แสดงรูปวงจรส่วนอินพุต

#### 3.1.1 ตัวเก็บประจุฟิเตอร์

กำลังงานเอาต์พุต	$= 200 \times 5$	$= 1000 \text{ วัตต์}$
กำลังงานอินพุต	$= 1000/0.8$	$= 1250 \text{ วัตต์}$
กระแสไฟฟ้า	$= 1250/310$	$= 4.03 \text{ แอมป์}$
เวลาที่ประจุ	$= 1/(2 \times 50)$	$= 0.01 \text{ วินาที}$
ค่าของตัวเก็บประจุ	$= (4.03 \times 0.01)/31$	$= 1300 \text{ ไมโครฟารัด}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.1 เรกติไฟเออร์

หาค่าแรงดันประสิทธิผล  $I_e$

$$I_e = P_{in} / V_{inRMS} = 1250 / 220 = 5.68$$

กำหนดให้  $R_s = 0.3$  โอห์ม

หาค่าแฟกเตอร์ของตัวต้านทาน  $R_s$

$$\begin{aligned} R_{sf} &= R_s * P_{in} \\ &= 0.3 * 1250 \\ &= 375 \text{ โอห์ม วัตต์} \end{aligned}$$

นำค่า  $R_{sf}$  ไปหาค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่อินพุตเพื่อกำหนดขนาดฟิวส์

$$\begin{aligned} I_{inRMS} / I_e &= 1.42 \\ I_{inRMS} &= 1.42 * 5.68 = 8.06A \end{aligned}$$

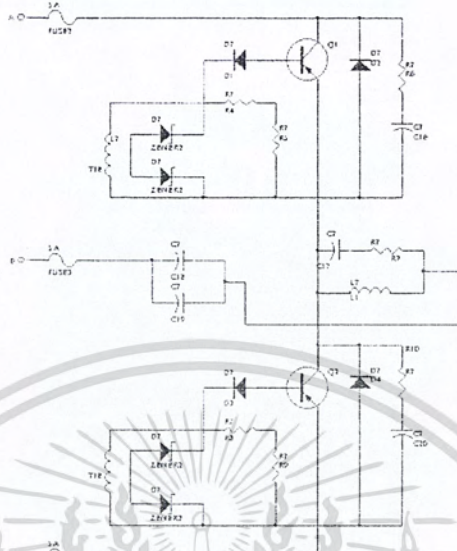
ดังนั้นจึงใช้ฟิวส์ที่อินพุตขนาด 15 แอมป์

นำค่า  $R_{sf}$  ไปหาค่ากระแสสูงสุดที่อินพุต

$$\begin{aligned} I_{cap(peak)} / I_e &= 4.3 \\ I_{cap(peak)} &= 4.3 * 5.68 = 24.42A \end{aligned}$$

ดังนั้น ไดโอดเรกติไฟเออร์จะต้องมีอัตราทนกระแสสูงสุดชั่วขณะมากกว่า 24.42 แอมป์ และต้องทนกระแสขณะไบแอสตรงมากกว่า 8.06 แอมป์ และทนแรงดันได้ 400 โวลต์ เลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์ KBPC5004

### 3.2 การออกแบบฮาร์ดแวร์พรีดิคต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์

#### 3.2.1 หม้อแปลงสวิตชิง

นำค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไปเลือกแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งเลือกใช้แกนแบบ EE 55

$$T = 1/f$$

$$= 1/(44.5 * 10^3)$$

$$= 2.24 * 10^{-5}$$

ช่วงเวลานำกระแสสูงสุด

$$t_{on(max)} = 0.4T$$

$$= 0.4 * 23.5 * 10^{-6}$$

$$= 8.98 * 10^{-6}$$

อัตราส่วนจำนวนรอบ  $N_p / N_s$

$$\text{จาก } N_p / N_s = \left( \frac{V_{in(min)}/2 - V_{ce(sat)} * t_{on(max)}}{(V_o + V_D)(T/2)} \right) \text{ ไม่นอญาค}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ (Vo + VD)(T/2) ไม่นอญาค นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{(310/2) - 2 * (8.98 * 10^{-6})}{(100 + 1)(1.12 * 10^{-5})} \\
 &= \frac{1.37 * 10^{-3}}{1.13 * 10^{-3}} \\
 &= 1.21
 \end{aligned}$$

จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ  $N_p$

$$\begin{aligned}
 \text{จาก } N_p &= \frac{(310/2) - 2 * (8.9 * 10^{-6}) * 10^8}{1800 * 4.2} \\
 &= 18 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

เลือกจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ 18 รอบ

จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ  $N_s$

$$\begin{aligned}
 N_s &= \frac{18}{1.212} \\
 &= 14.87 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

เลือกจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ 15 รอบ

ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี โดยให้ระยะช่องอากาศ  $l_g$  เท่ากับ 0.1 มิลลิเมตร

$$\begin{aligned}
 L_p &= \frac{4\pi * A_e * N_p^2 * 10^{-8}}{l_g} \\
 &= \frac{4\pi * 2.3 * 40^2 * 10^{-8}}{0.1} \\
 &= 4622 \mu H
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 ค่ากระแสสูงสุดที่ไพรมารี

$$\begin{aligned}
 \text{จาก } I_p(pk) &= \frac{P_o * T}{\eta * V_{in}(\min) * ton(\max)} + \frac{[(V_{in} / 2) - V_{ce}(\text{sat})] * ton(\max)}{LP} \\
 &= \frac{1000 * 2.2 * 10^{-5}}{0.8 * 310 * 8.8 * 10^{-6}} + \frac{[(310 / 2) - 2] * 8.8 * 10^{-6}}{4622 * 10^{-6}} \\
 &= 10.08 + 0.29 \\
 &= 10.374
 \end{aligned}$$

นำค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดทางค่าน์ไพรมารีไปเปรียบเทียบกับหาขนาดของไอจีบีที

### 3.2.3 ค่าของเอาต์พุตโวลต์

$$\begin{aligned}
 L_o &= \frac{E_{out} * t_{off}}{0.25 * I_{out}} \quad ; t_{off} = 0.5 / 2F = 5 * 10^{-6} \\
 &= \frac{40 * 5 * 10^{-6}}{0.25 * 7} \\
 &= 137.142 \mu H
 \end{aligned}$$

### 3.2.4 ค่าของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต

$$\begin{aligned}
 C_o &= \frac{I_o * ton(\max)}{V_{ripple}} \\
 &= \frac{7 * 12 * 10^{-6}}{0.1} \\
 &= 840 \text{ ไมโครฟารัด}
 \end{aligned}$$

เลือก Co เท่ากับ 470 ขนานกัน 3 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.5 ค่าของเก็บประจุลือกิ่ง

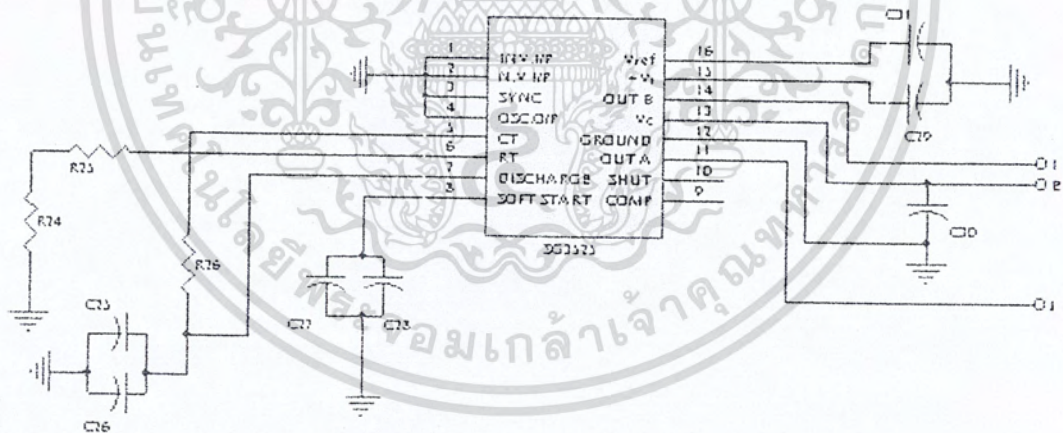
$$C_b = \frac{I_p(ck) * (0.4T)}{\Delta V} \quad ; \Delta V = (15*155)/100=23.25 \quad ;$$

$$= \frac{20.85 * 8 * 10^{-6}}{23.25}$$

$$= 7.174 \text{ ไมโครฟารัด}$$

เลือก  $C_b$  เท่ากับ 4.7 ไมโครฟารัด ขนาดกัน 2 ตัว

### 3.3 การออกแบบวงจรควบคุม



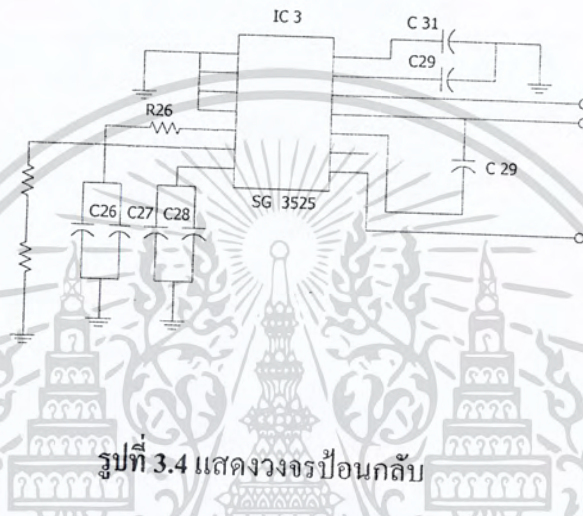
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรควบคุม

ในโครงการนี้ได้ใช้ไอซีเบอร์ SG3525 มาเป็นตัวควบคุมการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยขา 15 เป็นไฟเลี้ยง ขา 12 เป็นกราวด์ โดย SG 3525 จะให้แรงดันอ้างอิงที่ 16 ขนาด 5.1 โวลท์และให้สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่ขา 11 และขา 14 โดยจะสลับกันทำงาน โดยความถี่จะถูก

กำหนดโดยค่าของ R1 R2 และ C1 โดยคำนวณจากสมการ  $f = 1/C_1(0.7(2+3R_1))$  โดยผ่านความถี่ที่กำหนดไว้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานอยู่ในช่วง 120 Hz ถึง 400 KHz สัญญาณที่ออกจากขา 11 และ 14 จะไปผ่าน Buffer เบอร์ 4050B เพื่อป้องกัน SG 3525 เสียหายในกรณีที่โหลดช็อตหลังจากออกบัพเฟอร์จะไปเข้าหม้อแปลงเพื่อทำการแยกกราวด์ ก่อนที่จะไปขับไอจีบีทีในวงจรคอนเวอร์เตอร์

### 3.3 การออกแบบวงจรป้อนกลับ



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรป้อนกลับ

ในวงจรป้อนกลับได้นำเอาไดคัปเปลอร์มาใช้ในการแยกส่วนทางไฟฟ้าในวงจรควบคุม โดยมีการทำงานดังนี้ จากวงจร ไอซี TL 431 จะทำหน้าที่ตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตโดยถ้าขา 1 มีแรงดันมากกว่า 2.5 โวลต์ TL 431 จะนำกระแส ทำให้มีกระแสไหลผ่าน LED ของไดคัปเปลอร์ จะมีการส่งผ่านกระแสไปยังวงจรควบคุมทางด้านไฟรมารี่ได้

R18 จะเป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่านไดคัปเปลอร์และ TL 431 ไม่ให้มีค่าสูงไปโดย TL 431 ทนกระแสได้ 100 มิลลิแอมป์ แต่ไดคัปเปลอร์เบอร์ MOC8104 ทนกระแสได้ 60 มิลลิแอมป์ จึงกำหนดให้ R18 เท่ากับ 5 กิโลโอห์ม ค่า R19 กับ VR1 เป็นตัวแบ่งแรงดันจากเอาต์พุต โดยแรงดันที่ตกคร่อม VR1 ต้องมีค่า 2.5 โวลต์ เราจึงกำหนดให้ VR1 = 500 โอห์ม , R19 = 100 กิโลโอห์ม ส่วน R6 และ C6 มีไว้เพื่อชดเชยความถี่ให้กับ TL 431

#### การกำหนดการชดเชยรูปสำหรับวงจรควบคุม

1) กำหนดความถี่  $f_c$  จาก

$$f_c = f_{\text{switching}} / 5 = (50 * 10^3) / 5 = 10 \text{ กิโลเฮิรตซ์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2) โบทพลอตของเอาต์พุตฟิลเตอร์

$$\begin{aligned} \text{หาค่าความถี่หักมุม } f_o &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LoCl}} \\ &= \frac{1}{2\pi\sqrt{40 * 10^{-6} * 1410 * 10^{-6}}} \\ &= 670 \text{ เฮิร์ตซ์} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{หาค่าความถี่หักมุม } f_{esr} &= \frac{1}{2\pi Re srCo} \\ &= \frac{1}{2\pi * 1410 * 10^{-6} * (0.2/5)} \\ &= 1693 \text{ เฮิร์ตซ์} \end{aligned}$$

โบทพลอตของเอาต์พุตฟิลเตอร์ LoCo เพื่อกำหนดค่าอัตราขยายบนกราฟสามารถทำได้ โดยสร้าง โบทพลอตลงบนกระดาษเซมิล็อก หรือคำนวณค่าอัตราขยายที่เปลี่ยนแปลงไป ( $\Delta G$ ) เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจาก  $f_1$  เป็น  $f_2$  ได้จาก

$$(\Delta G) = \text{Log}_{10} (f_2 / f_1) \times 20 \text{ Log}_{10} (1/100) \text{ dB} \text{ (เมื่อความชันของอัตราขยายเท่ากับ } -2)$$

$$(\Delta G) = \text{Log}_{10} (f_2 / f_1) \times 20 \text{ Log}_{10} (1/100) \text{ dB} \text{ (เมื่อความชันของอัตราขยายเท่ากับ } -1)$$

## 3) หาอัตราขยายของ PWM และเนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์

$$\begin{aligned} G_{pwm} &= 20 \text{Log}_{10}(V_{ins} / V_s * N_p) \text{ dB} \\ &= 20 \text{Log}_{10}[(310 / 3.1) * 0.631] \\ &= 41.9 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน  $\cong 42 \text{ dB}$  ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) อัตราขยายของวงจรแบ่งแรงดัน

$$\begin{aligned} G &= 20\text{Log}_{10}(R1 + R2) \text{ dB} \\ &= 20\text{Log}_{10}(0.05208) \\ &= -25.66 \text{ dB} \end{aligned}$$

5) อัตราขยายของวงจรแบ่งแรงดัน

$$\begin{aligned} G &= G_{LC} + G_{PWM} + G_{DIV} \\ &= -31.5 + 42 - 25.66 \\ &= -13.16 \text{ dB} \\ &\cong -13 \text{ dB} \end{aligned}$$

6) ดังนั้นอัตราขยายของวงจรขยายความแตกต่างที่ค่าความถี่ผ่าน ( $f_c = 10$  กิโลเฮิร์ตซ์) จะต้องมามีค่าเท่ากับ +15 dB จะเห็นได้ว่า วงจรLoCo ฟิเตอร์มีการเลื่อนเฟสไปเท่ากับ -90 องศา ที่ความถี่ผ่าน  $f_c$  ถ้าต้องการให้มีขอบเขตของมูมเท่ากับ 60 องศา จะต้องกำหนดค่าของ Boost มีค่า

$$\begin{aligned} \text{จาก } Boost &= M - P - 90 \\ &= 60 - (-90) - 90 \\ &= 60 \quad \text{องศา} \end{aligned}$$

วงจรขยายจะต้องถึงเฟสได้มากถึง 60 องศา และมีค่าอัตราขยายที่ความถี่  $f_c$  เท่ากับ 13 dB ในที่นี้เลือกใช้วงจร

7) กำหนดค่า K เพื่อพิจารณาค่าของ R2, C1 และ C2 ของวงจรขยายแบบที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 K &= \tan[(Boost / 2) + 45] \\
 &= \tan[(60 / 2) + 45] \\
 &= 3.75
 \end{aligned}$$

8) คำนวณค่า R1 , R2 ,C1 และ C2

เนื่องจากค่า R1 สามารถกำหนดได้โดยทั่วไป ในที่นี้กำหนดค่า R1 = 1 กิโลโห์ม

$$\begin{aligned}
 C_2 &= \frac{1}{2\pi f_c GDR1} \\
 &= \frac{1}{2\pi * 10^3 * 13 * 3.73 * 1 * 10^3}
 \end{aligned}$$

= 0.33 นาโนฟารัด

$$\begin{aligned}
 C_1 &= C_2(K^2 - 1) \\
 &= 0.33 * 10^{-9} * (3.73^2 - 1) \\
 &= 3.417 \text{ นาโนฟารัด}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_2 &= \frac{K}{2\pi * f_c * C_1} \\
 &= \frac{3.73}{2\pi * 10 * 10^3 * 3.4 * 10^{-9}}
 \end{aligned}$$

= 17 กิโลโห์ม

$$R_{bias} = (V_{ref} * R_1) / (V_{in} / V_{ref})$$

$$= (2.5 * 1 * 10^3) / (5 - 2.3)$$

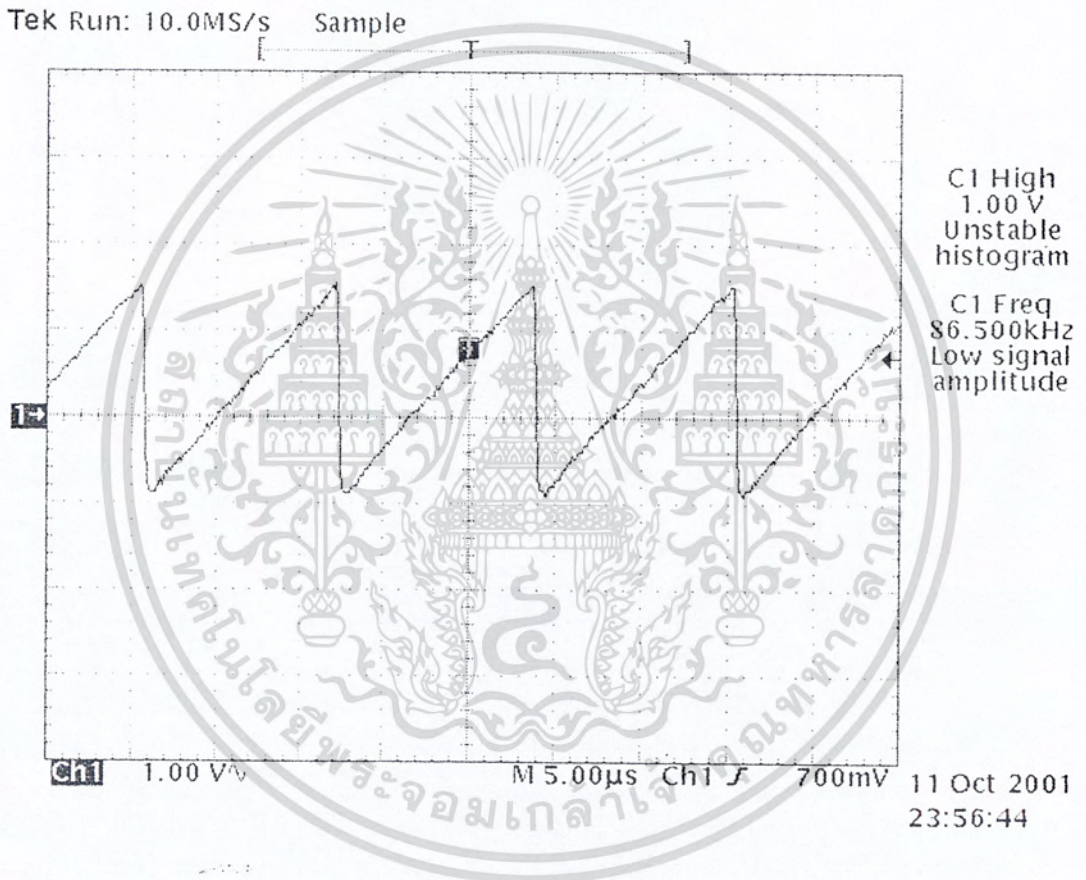
= 1 กิโลโห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

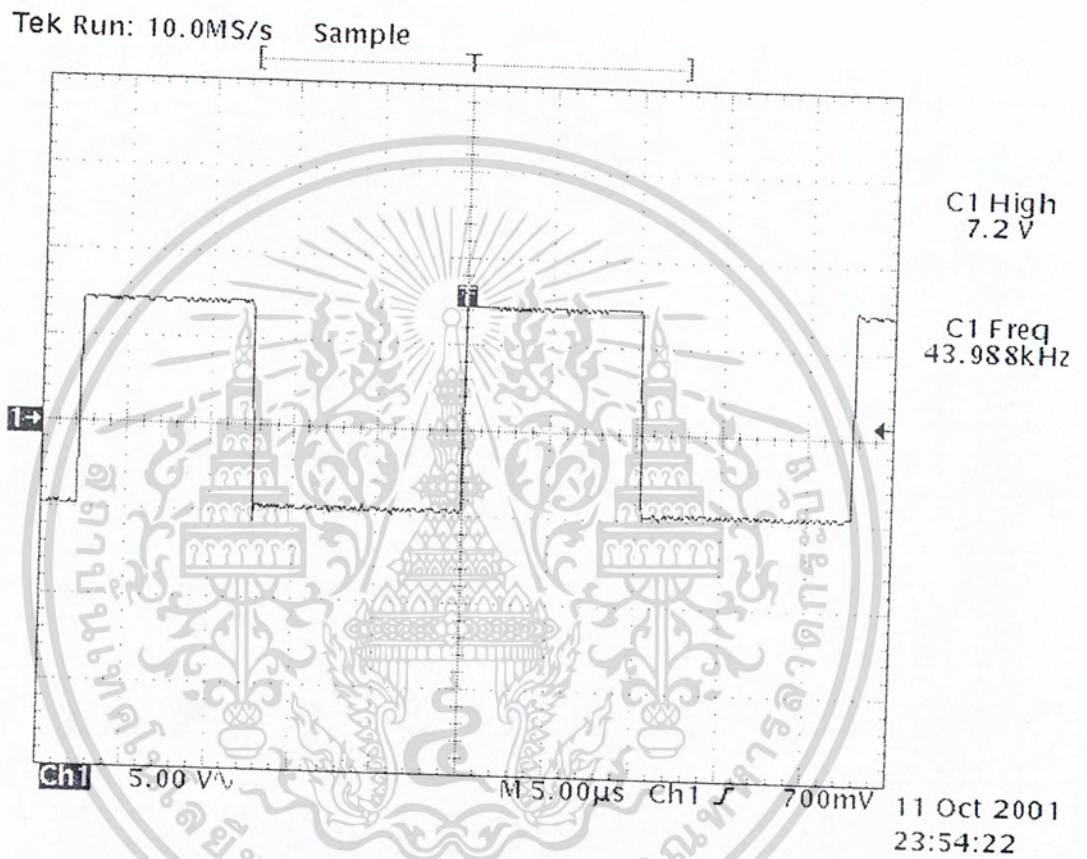
### ผลการทดลอง

#### 4.1 สัญญาณของวงจรควบคุม



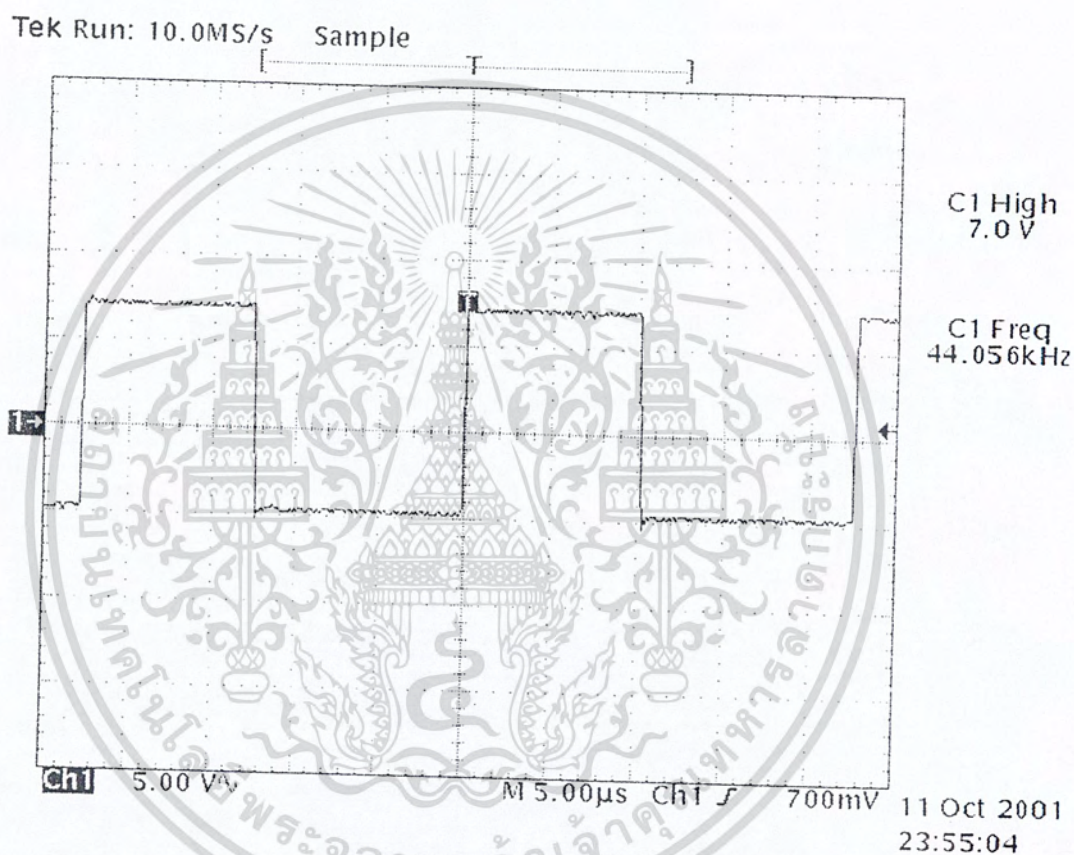
รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ขา 5 ของ SG 3525 มีลักษณะเป็นรูปฟันเลื่อยมีความถี่เท่ากับ 86.5 กิโลเฮิร์ตซ์ มียอดของสัญญาณ 1 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



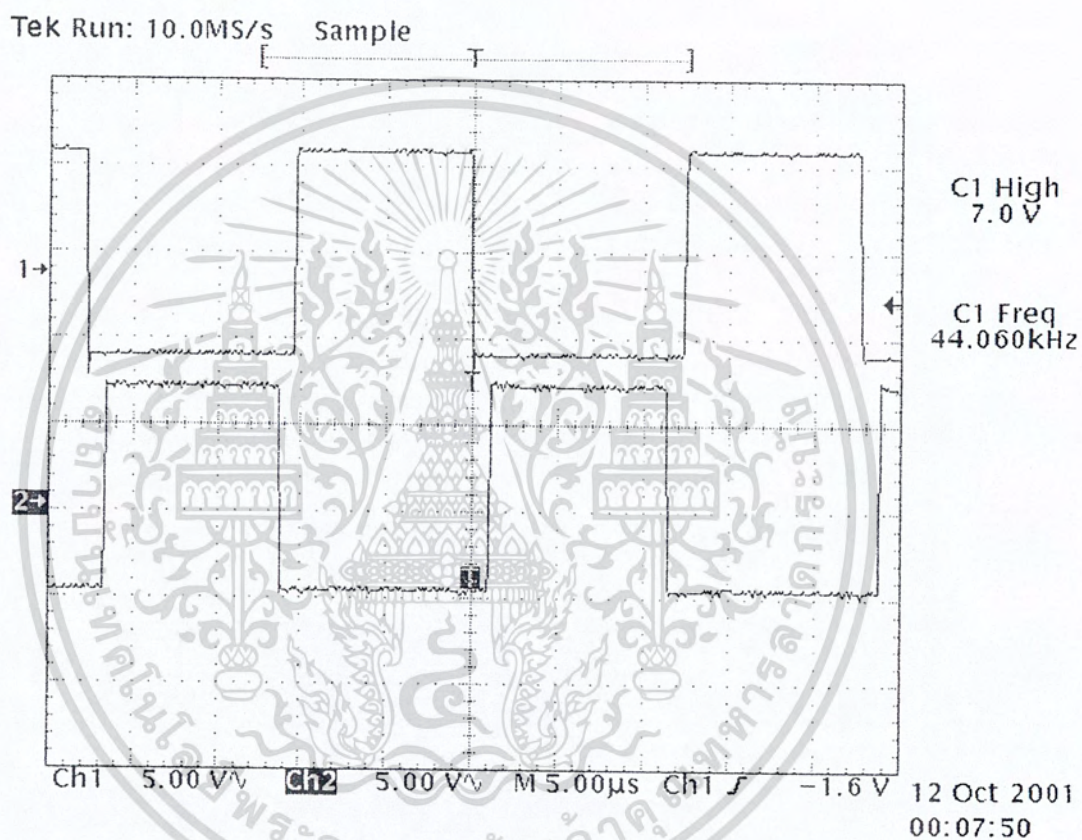
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ขา 11 ของ SG 3525 เป็นรูปสัญญาณเอาต์พุต A มีลักษณะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งมีความถี่เท่ากับ 43.9 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีขนาดสัญญาณประมาณ 7.2 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



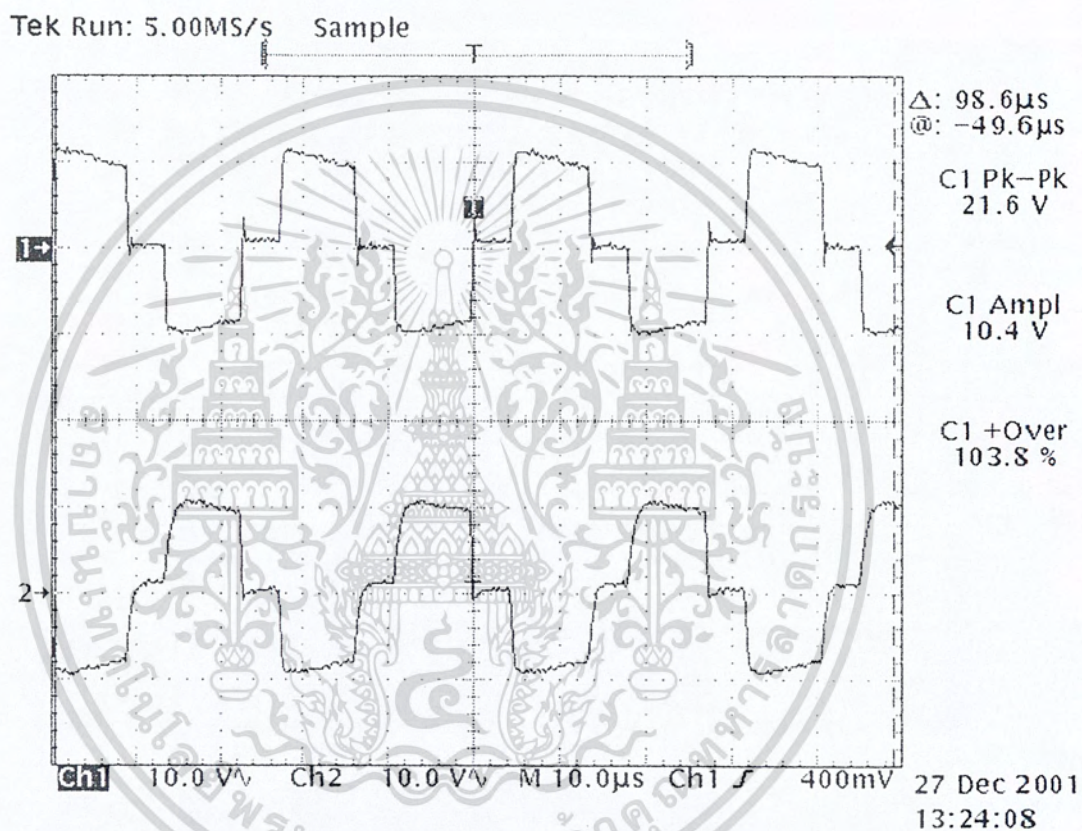
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ขา 14 ของ SG 3525 เป็นรูปสัญญาณของเอาต์พุต B มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่เท่ากับ 44 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีขนาดสัญญาณประมาณ 7 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



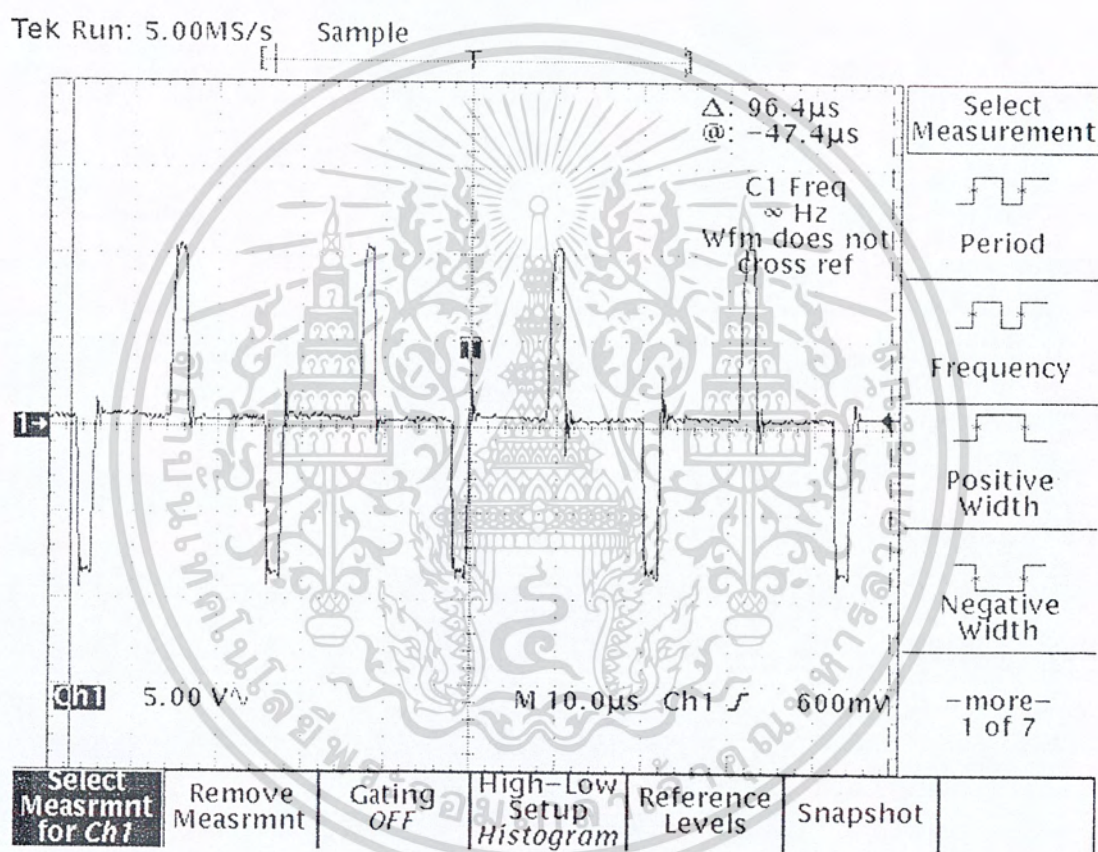
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ขา 11 เทียบกับขา 14 โดยจะสลับกันทำงาน เพื่อนำสัญญาณที่ได้ไปขับไอซีบีทีให้สลับกันทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 สัญญาณจากพัลส์วิดที่ผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกกราวด์นำไปใช้ขับ ไอจีบีทีที่มีเฟสตรงข้ามกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์วิดที่มีการเปลี่ยนแปลงเมื่อมีการใส่โหลดที่เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทสรุปและวิจารณ์

ในการทำโครงงานสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 1000 วัตต์ โดยใช้ไอจีบีทีในส่วนของเรกติไฟร์ด้านอินพุต ส่วนของวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันเอาต์พุตไม่มีปัญหาใด ๆ เนื่องจากอุปกรณ์ประกอบด้วย R L C แต่ในส่วนของวงจรควบคุมหรือ Pulse Width Modulation (PWM) จะมีปัญหาเกี่ยวกับรูปพัลส์ที่เกิดขึ้นและความถี่เนื่องจากถ้าไม่ได้ความถี่ที่ต้องการทำให้ต้องมีการแก้ไขโดยการเปลี่ยนค่า R และ C ให้ได้ตามต้องการ นอกจากนั้นเมื่อผ่านหม้อแปลงในตอนแรกใช้หม้อแปลง 2 ตัว โดยมีขดลวดปฐมภูมิ 1 ชุด และขดลวดทุติยภูมิ 1 ชุดทำงาน พัลส์ที่เกิดขึ้นทำงานสลับเฟสกันแต่ไม่ต่อเนื่องทำให้แรงดันไม่ผ่านไปถึงเอาต์พุตได้ จึงเกิดการแก้ไขให้ใช้หม้อแปลง 1 ตัวที่มีขดลวดปฐมภูมิ 1ชุด และขดลวดทุติยภูมิ 2 ชุด ผลที่ได้คือพัลส์ทำงานสลับเฟสกันและเกิดการต่อเนื่องตามต้องการเพื่อที่จะนำไปขับไอจีบีทีในส่วนของวงจรควบคุม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

Chryssis,G.,High - Frequency Switching Power Supplies - Theory and design,McGraw – Hill ,1989.

Pressman,A.I.,Switching Power Supply Design,McGraw – Hill ,1991

สุวัฒน์ คั่น ,สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย. พิมพ์ครั้งที่ 2 . บริษัท สำนักพิมพ์ จำกัด กรุงเทพ ฯ , 2538.

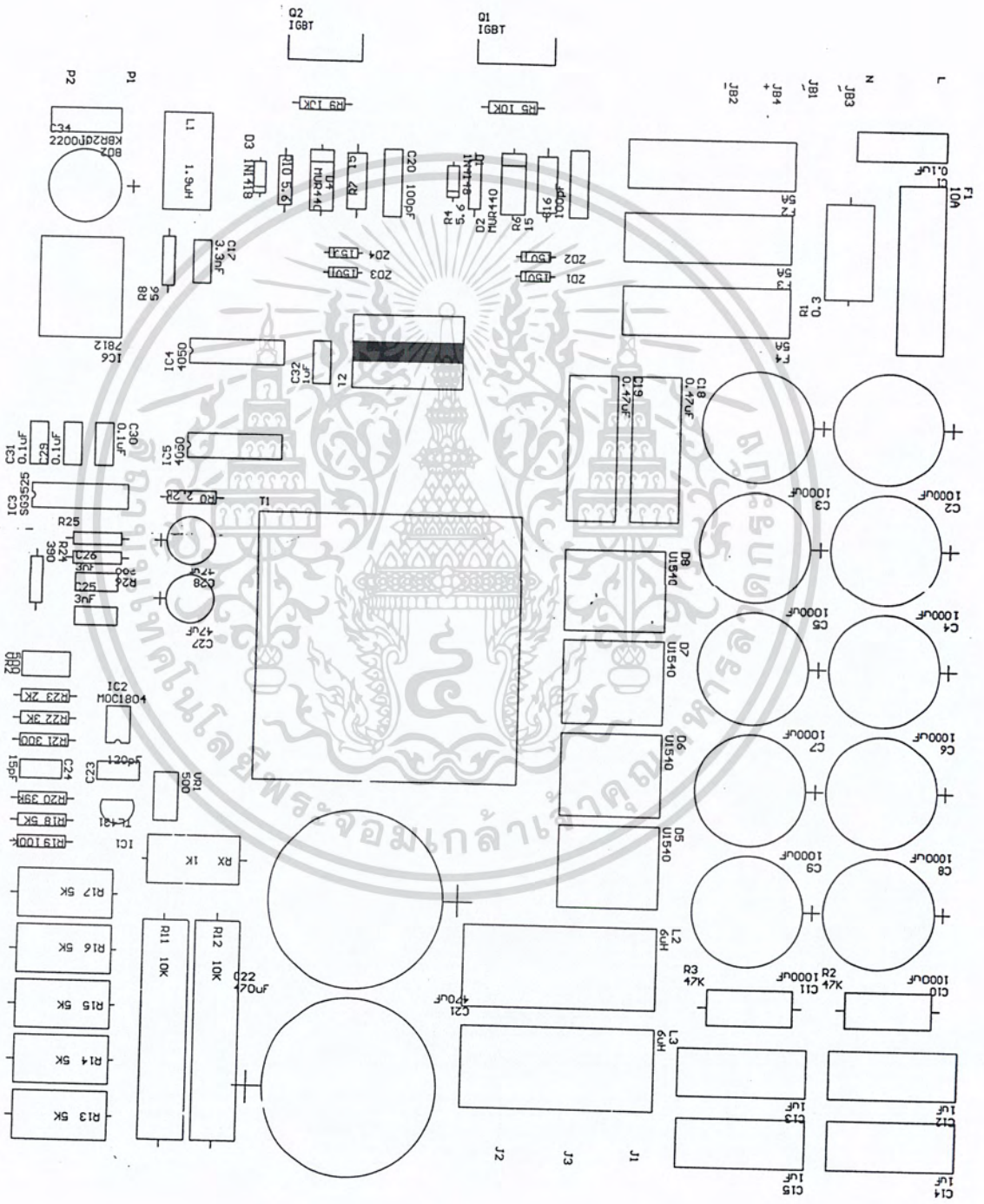


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

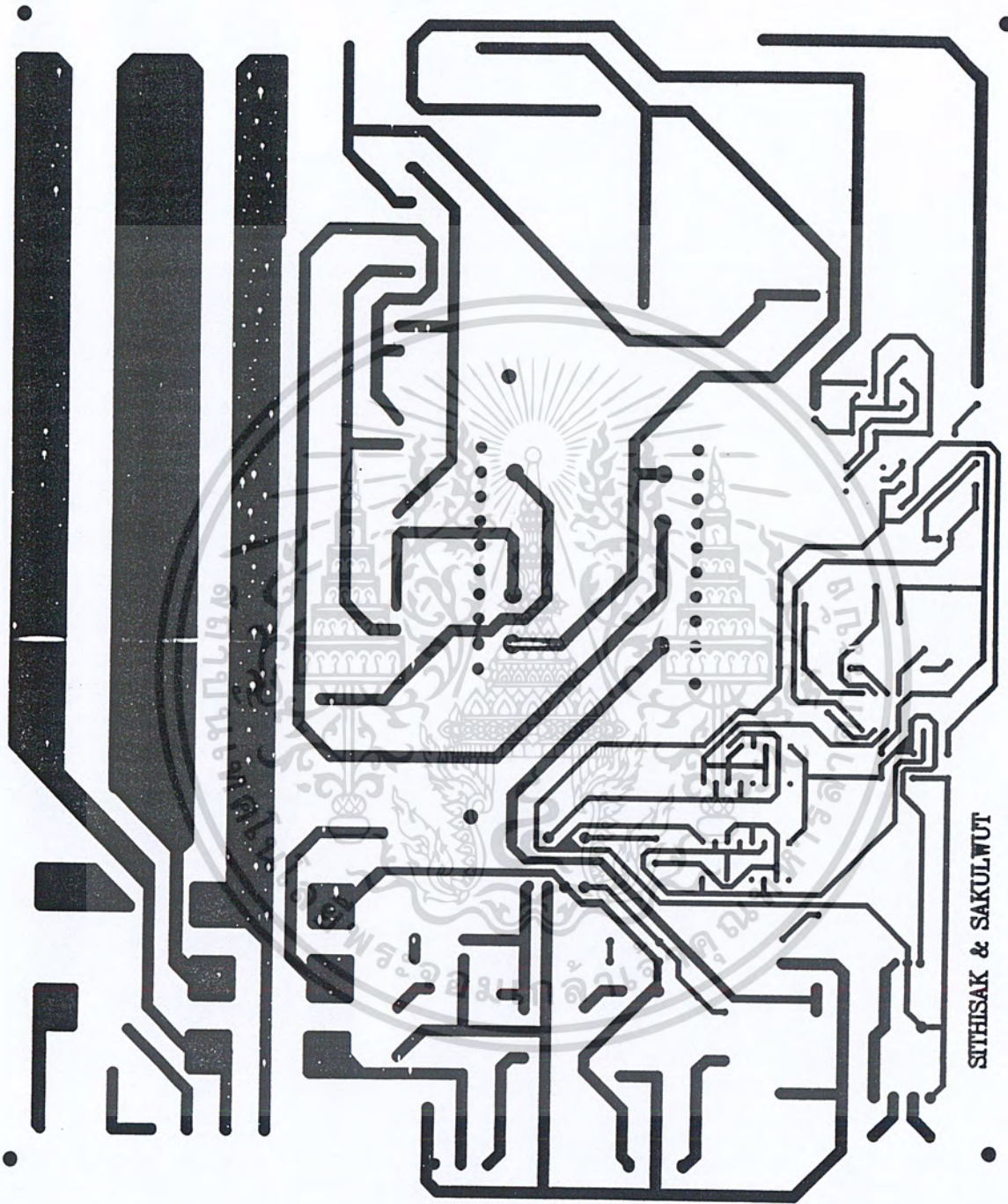


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



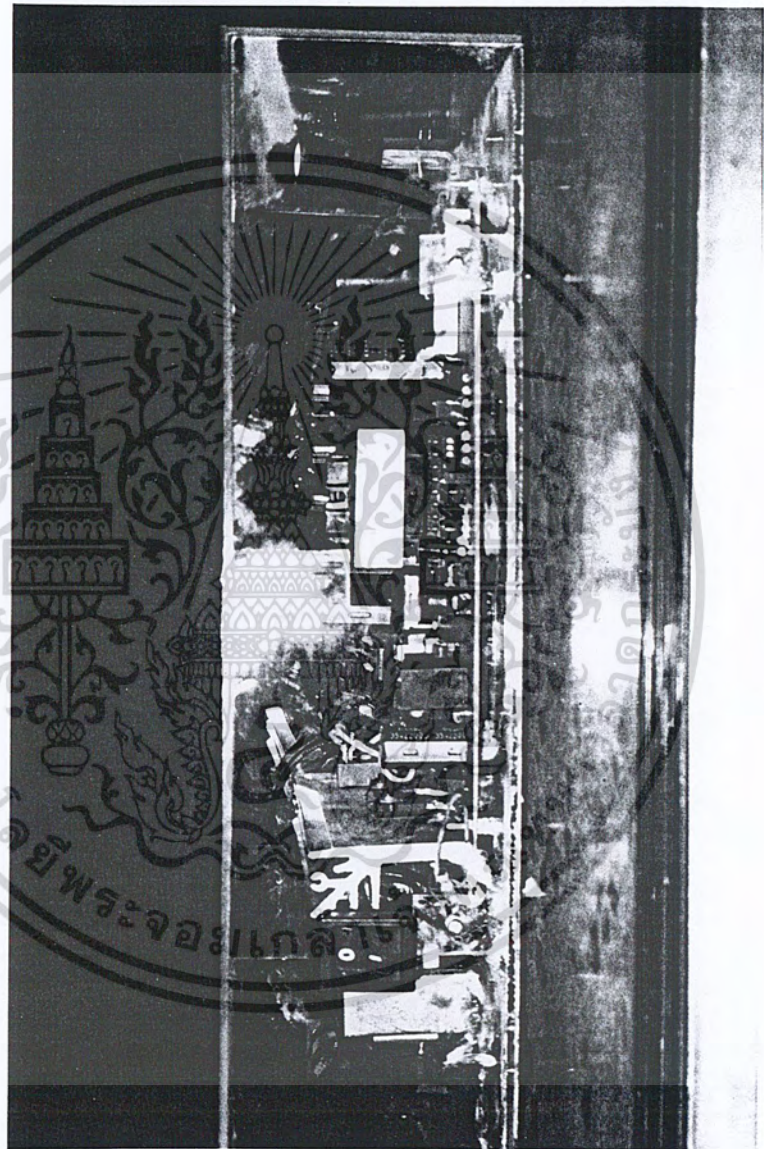


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

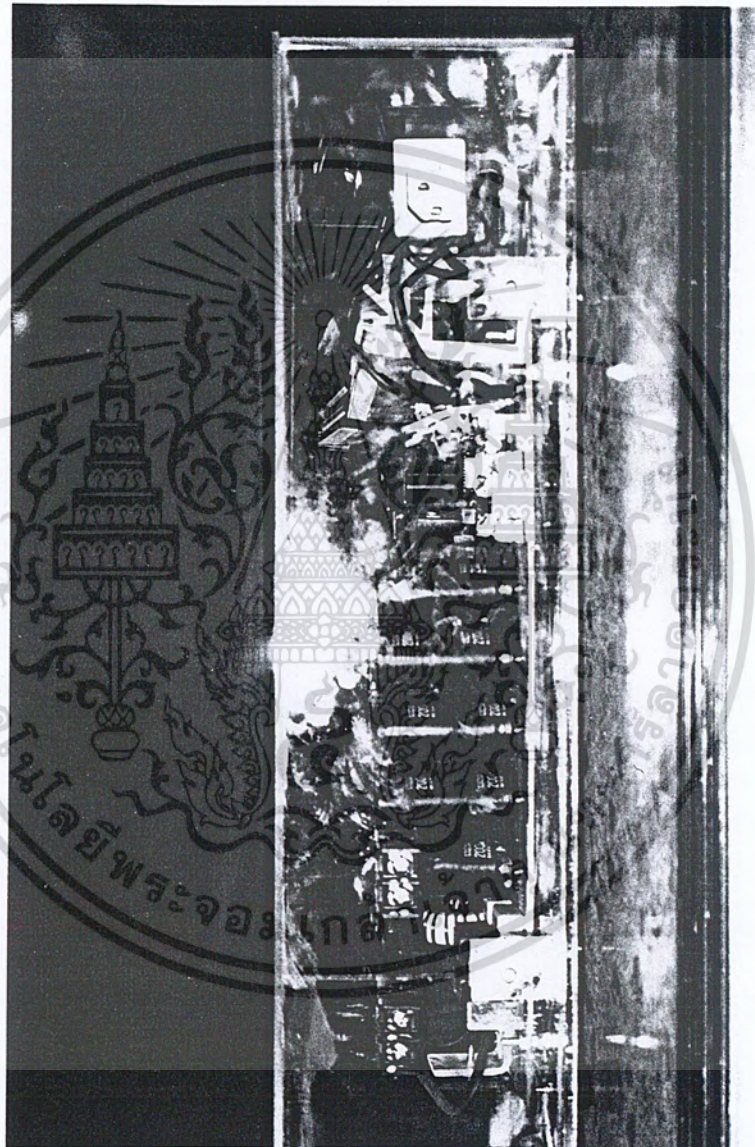


SITHISAK & SAKULWUT

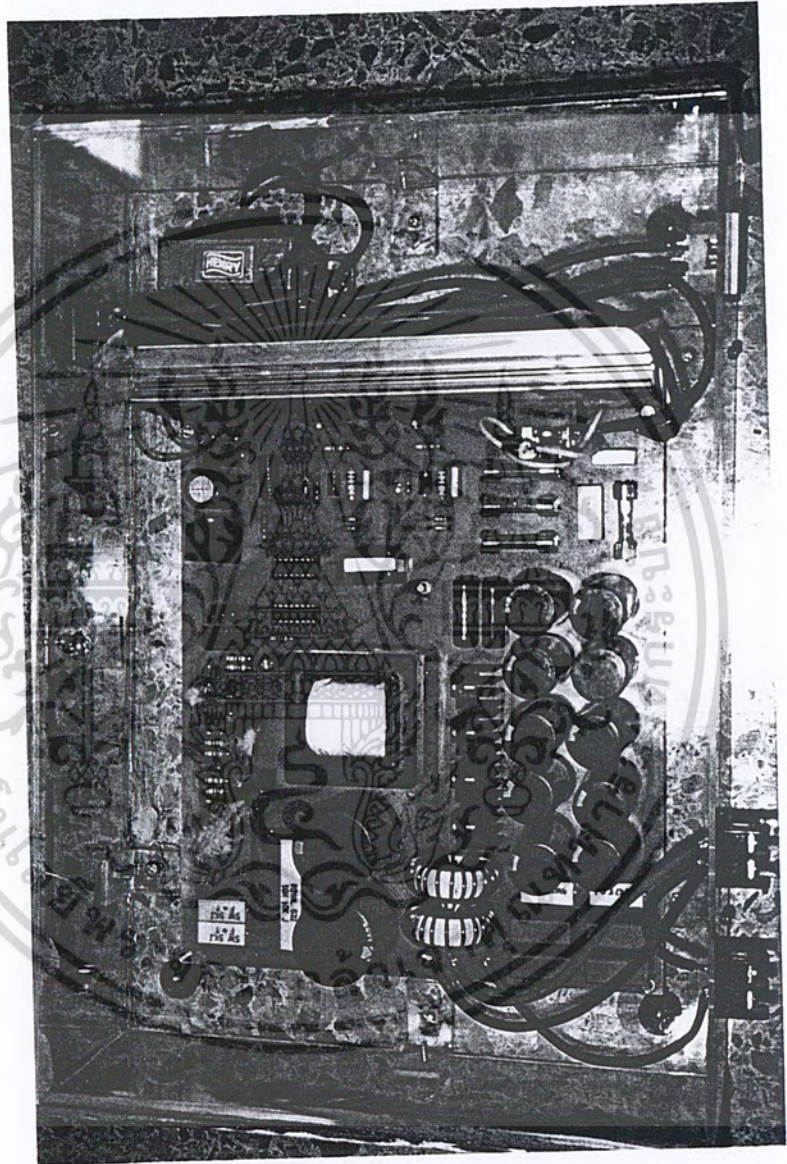
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



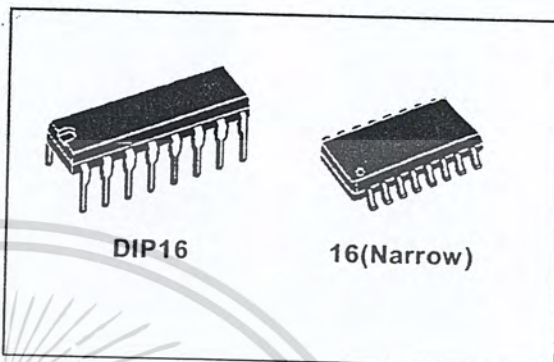
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**SG2525A**  
**SG3525A**

## REGULATING PULSE WIDTH MODULATORS

- 8 TO 35 V OPERATION
- 5.1 V REFERENCE TRIMMED TO  $\pm 1\%$
- 100 Hz TO 500 KHz OSCILLATOR RANGE
- SEPARATE OSCILLATOR SYNC TERMINAL
- ADJUSTABLE DEADTIME CONTROL
- INTERNAL SOFT-START
- PULSE-BY-PULSE SHUTDOWN
- INPUT UNDERVOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS
- LATCHING PWM TO PREVENT MULTIPLE PULSES
- DUAL SOURCE/SINK OUTPUT DRIVERS

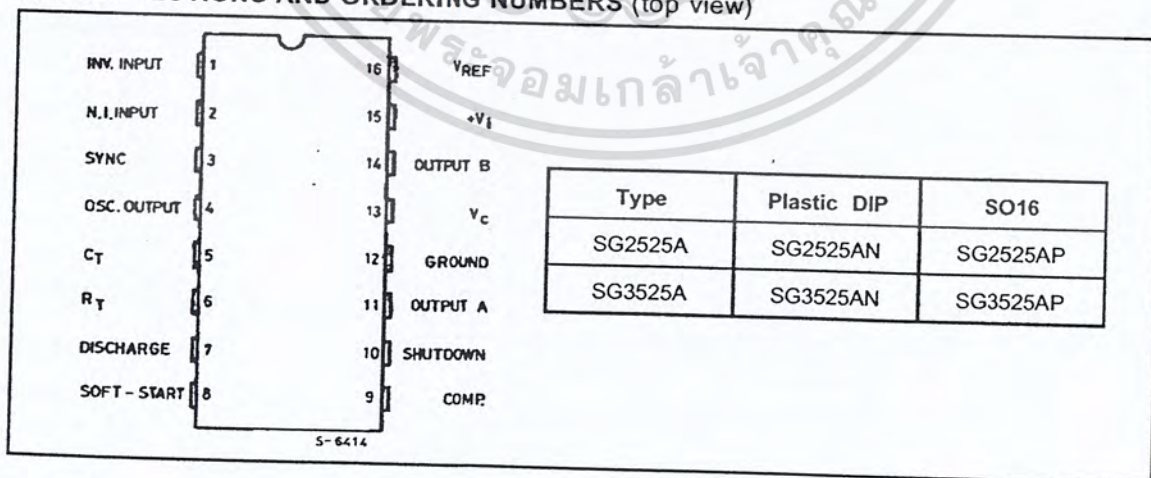


### DESCRIPTION

The SG3525A series of pulse width modulator integrated circuits are designed to offer improved performance and lowered external parts count when used in designing all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to  $\pm 1\%$  and the input common-mode range of the error amplifier includes the reference voltage eliminating external resistors. A sync input to the oscillator allows multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A single resistor between the  $C_T$  and the discharge terminals provide a wide range of dead time adjustment. These devices also feature built-in soft-start circuitry with only an external timing capacitor required. A shutdown terminal controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous

turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. These functions are also controlled by an undervoltage lockout which keeps the outputs off and the soft-start capacitor discharged for sub-normal input voltages. This lockout circuitry includes approximately 500 mV of hysteresis for jitter-free operation. Another feature of these PWM circuits is a latch following the comparator. Once a PWM pulse has been terminated for any reason, the outputs will remain off for the duration of the period. The latch is reset with each clock pulse. The output stages are totem-pole designs capable of sourcing or sinking in excess of 200 mA. The SG3525A output stage features NOR logic, giving a LOW output for an OFF state.

### PIN CONNECTIONS AND ORDERING NUMBERS (top view)



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

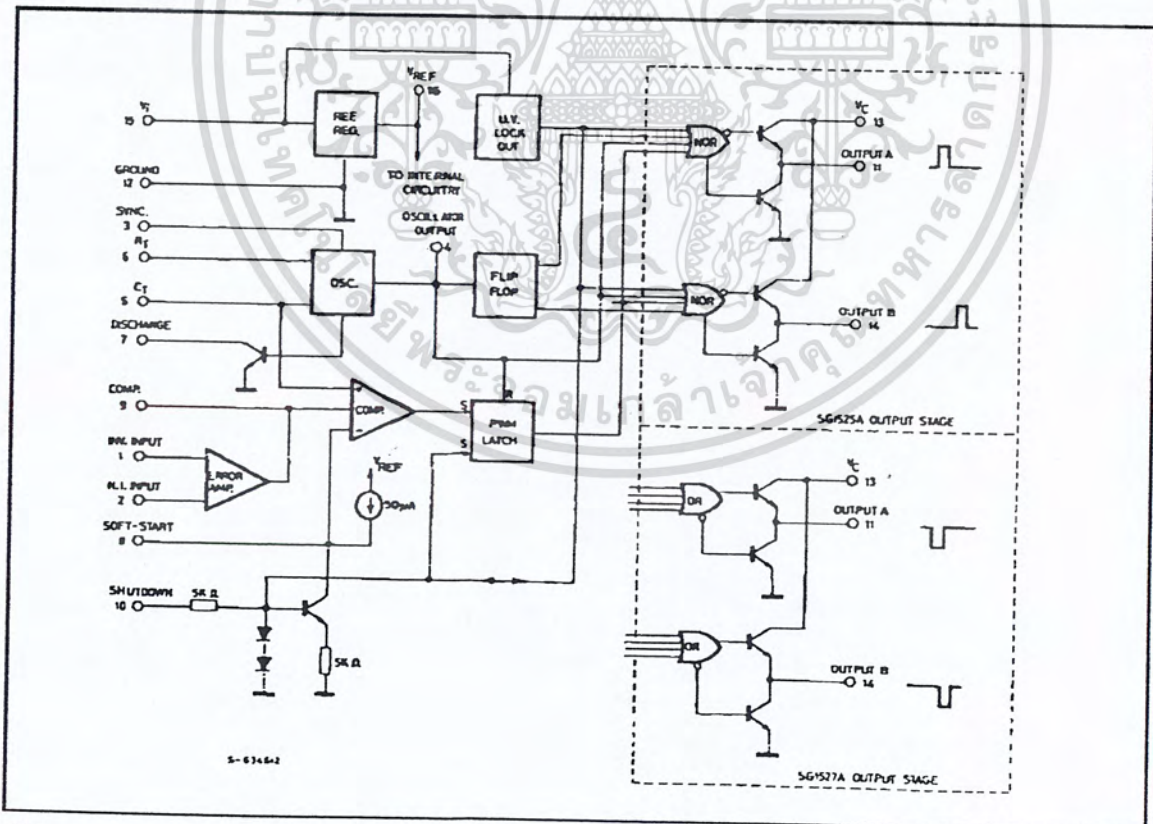
Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_i$	Supply Voltage	40	V
$V_C$	Collector Supply Voltage	40	V
$I_{OSC}$	Oscillator Charging Current	5	mA
$I_o$	Output Current, Source or Sink	500	mA
$I_R$	Reference Output Current	50	mA
$I_T$	Current through $C_T$ Terminal	5	mA
	Logic Inputs	- 0.3 to + 5.5	V
	Analog Inputs	- 0.3 to $V_i$	V
$P_{tot}$	Total Power Dissipation at $T_{amb} = 70^\circ\text{C}$	1000	mW
$T_j$	Junction Temperature Range	- 55 to 150	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	- 65 to 150	$^\circ\text{C}$
$T_{op}$	Operating Ambient Temperature : SG2525A SG3525A	- 25 to 85 0 to 70	$^\circ\text{C}$

**THERMAL DATA**

Symbol	Parameter	SO16	DIP16	Unit
$R_{th\ j-pins}$	Thermal Resistance Junction-pins	Max	50	$^\circ\text{C/W}$
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	80	$^\circ\text{C/W}$
$R_{th\ j-alumina}$	Thermal Resistance Junction-alumina (*)	Max	50	$^\circ\text{C/W}$

\* Thermal resistance junction-alumina with the device soldered on the middle of an alumina supporting substrate measuring 15 x 20 mm ; 0.65 mm thickness with infinite heatsink.

**BLOCK DIAGRAM**



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V#i = 20 V, and over operating temperature, unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	SG2525A			SG3525A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
<b>REFERENCE SECTION</b>									
V <sub>REF</sub>	Output Voltage	T <sub>j</sub> = 25 °C	5.05	5.1	5.15	5	5.1	5.2	V
ΔV <sub>REF</sub>	Line Regulation	V <sub>i</sub> = 8 to 35 V		10	20		10	20	mV
ΔV <sub>REF</sub>	Load Regulation	I <sub>L</sub> = 0 to 20 mA		20	50		20	50	mV
ΔV <sub>REF</sub> /ΔT*	Temp. Stability	Over Operating Range		20	50		20	50	mV
*	Total Output Variation	Line, Load and Temperature	5		5.2	4.95		5.25	V
	Short Circuit Current	V <sub>REF</sub> = 0 T <sub>j</sub> = 25 °C		80	100		80	100	mA
*	Output Noise Voltage	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz, T <sub>j</sub> = 25 °C		40	200		40	200	μVrms
ΔV <sub>REF</sub> *	Long Term Stability	T <sub>j</sub> = 125 °C, 1000 hrs		20	50		20	50	mV
<b>OSCILLATOR SECTION **</b>									
*, •	Initial Accuracy	T <sub>j</sub> = 25 °C		± 2	± 6		± 2	± 6	%
*, •	Voltage Stability	V <sub>i</sub> = 8 to 35 V		± 0.3	± 1		± 1	± 2	%
Δf/ΔT*	Temperature Stability	Over Operating Range		± 3	± 6		± 3	± 6	%
f <sub>MIN</sub>	Minimum Frequency	R <sub>T</sub> = 200 KΩ C <sub>T</sub> = 0.1 μF			120			120	Hz
f <sub>MAX</sub>	Maximum Frequency	R <sub>T</sub> = 2 KΩ C <sub>T</sub> = 470 pF	400			400			KHz
	Current Mirror	I <sub>RT</sub> = 2 mA	1.7	2	2.2	1.7	2	2.2	mA
*, •	Clock Amplitude		3	3.5		3	3.5		V
*, •	Clock Width	T <sub>j</sub> = 25 °C	0.3	0.5	1	0.3	0.5	1	μs
	Sync Threshold		1.2	2	2.8	1.2	2	2.8	V
	Sync Input Current	Sync Voltage = 3.5 V		1	2.5		1	2.5	mA
<b>ERROR AMPLIFIER SECTION (V<sub>CM</sub> = 5.1 V)</b>									
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage			0.5	5		2	10	mV
I <sub>b</sub>	Input Bias Current			1	10		1	10	μA
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current				1			1	μA
	DC Open Loop Gain	R <sub>L</sub> ≥ 10 MΩ	60	75		60	75		dB
*	Gain Bandwidth Product	G <sub>v</sub> = 0 dB T <sub>j</sub> = 25 °C	1	2		1	2		MHz
*, ■	DC Transconduct.	30 KΩ ≤ R <sub>L</sub> ≤ 1 MΩ T <sub>j</sub> = 25 °C	1.1	1.5		1.1	1.5		ms
	Output Low Level			0.2	0.5		0.2	0.5	V
	Output High Level		3.8	5.6		3.8	5.6		V
CMR	Comm. Mode Reject.	V <sub>CM</sub> = 1.5 to 5.2 V	60	75		60	75		dB
PSR	Supply Voltage Rejection	V <sub>i</sub> = 8 to 35 V	50	60		50	60		dB

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	SG2525A			SG3525A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
<b>PWM COMPARATOR</b>									
	Minimum Duty-cycle				0			0	%
•	Maximum Duty-cycle		45	49		45	49		%
•	Input Threshold	Zero Duty-cycle	0.7	0.9		0.7	0.9		V
		Maximum Duty-cycle		3.3	3.6		3.3	3.6	V
*	Input Bias Current			0.05	1		0.05	1	μA
<b>SHUTDOWN SECTION</b>									
	Soft Start Current	V <sub>SD</sub> = 0 V, V <sub>SS</sub> = 0 V	25	50	80	25	50	80	μA
	Soft Start Low Level	V <sub>SD</sub> = 2.5 V		0.4	0.7		0.4	0.7	V
	Shutdown Threshold	To outputs, V <sub>SS</sub> = 5.1 V T <sub>J</sub> = 25 °C	0.6	0.8	1	0.6	0.8	1	V
	Shutdown Input Current	V <sub>SD</sub> = 2.5 V		0.4	1		0.4	1	mA
*	Shutdown Delay	V <sub>SD</sub> = 2.5 V T <sub>J</sub> = 25 °C		0.2	0.5		0.2	0.5	μs
<b>OUTPUT DRIVERS (each output) (V<sub>C</sub> = 20 V)</b>									
	Output Low Level	I <sub>sink</sub> = 20 mA		0.2	0.4		0.2	0.4	V
		I <sub>sink</sub> = 100 mA		1	2		1	2	V
	Output High Level	I <sub>source</sub> = 20 mA	18	19		18	19		V
		I <sub>source</sub> = 100 mA	17	18		17	18		V
	Under-Voltage Lockout	V <sub>comp</sub> and V <sub>SS</sub> = High	6	7	8	6	7	8	V
I <sub>C</sub>	Collector Leakage	V <sub>C</sub> = 35 V			200			200	μA
t <sub>r</sub> *	Rise Time	C <sub>L</sub> = 1 nF, T <sub>J</sub> = 25 °C		100	600		100	600	ns
t <sub>f</sub> *	Fall Time	C <sub>L</sub> = 1 nF, T <sub>J</sub> = 25 °C		50	300		50	300	ns
<b>TOTAL STANDBY CURRENT</b>									
I <sub>S</sub>	Supply Current	V <sub>I</sub> = 35 V		14	20		14	20	mA

- \* These parameters, although guaranteed over the recommended operating conditions, are not 100% tested in production.
- Tested at f<sub>osc</sub> = 40 KHz (R<sub>T</sub> = 3.6 KΩ, C<sub>T</sub> = 10nF, R<sub>O</sub> = 0 Ω). Approximate oscillator frequency is defined by :

$$f = \frac{1}{C_T(0.7 R_T + 3 R_O)}$$

- DC transconductance (g<sub>m</sub>) relates to DC open-loop voltage gain (G<sub>v</sub>) according to the following equation : G<sub>v</sub> = g<sub>m</sub> R<sub>L</sub> where R<sub>L</sub> is the resistance from pin 9 to ground. The minimum g<sub>m</sub> specification is used to calculate minimum G<sub>v</sub> when the error amplifier output is loaded.



RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (-)

Parameter	Value
Input Voltage (V <sub>i</sub> )	8 to 35 V
Collector Supply Voltage (V <sub>c</sub> )	4.5 to 35 V
Sink/Source Load Current (steady state)	0 to 100 mA
Sink/Source Load Current (peak)	0 to 400 mA
Reference Load Current	0 to 20 mA
Oscillator Frequency Range	100 Hz to 400 KHz
Oscillator Timing Resistor	2 KΩ to 150 KΩ
Oscillator Timing Capacitor	0.001 μF to 0.1 μF
Dead Time Resistor Range	0 to 500 Ω

(-) Range over which the device is functional and parameter limits are guaranteed.

Figure 1 : Oscillator Charge Time vs. R<sub>T</sub> and C<sub>T</sub>.

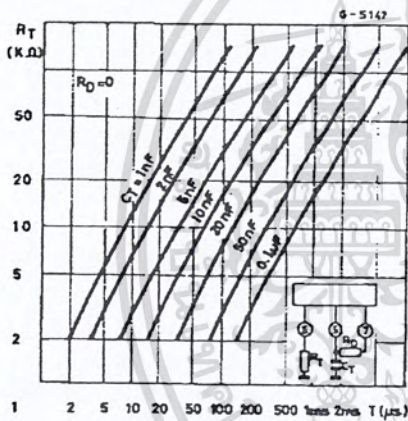


Figure 2 : Oscillator Discharge Time vs. R<sub>D</sub> and C<sub>T</sub>.

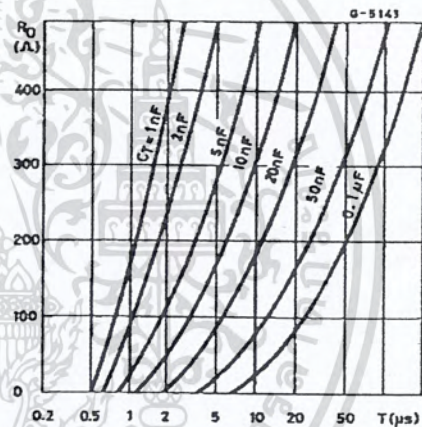


Figure 3 : Output Saturation Characteristics.

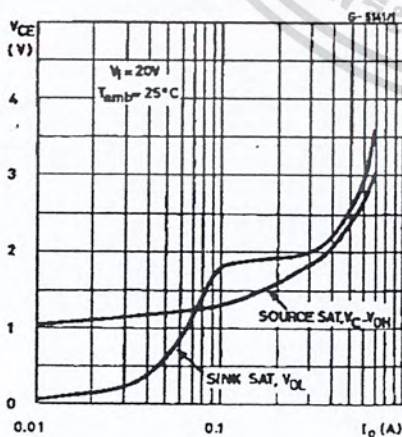


Figure 4 : Error Amplifier Voltage Gain and Phase vs. Frequency.

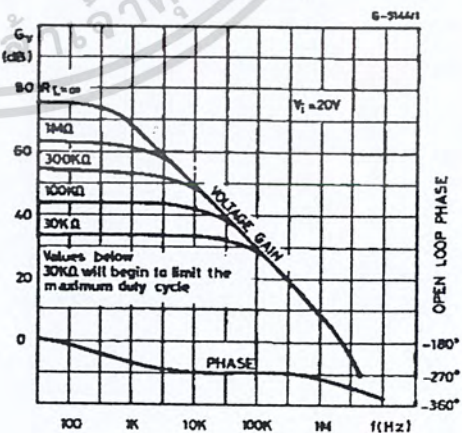
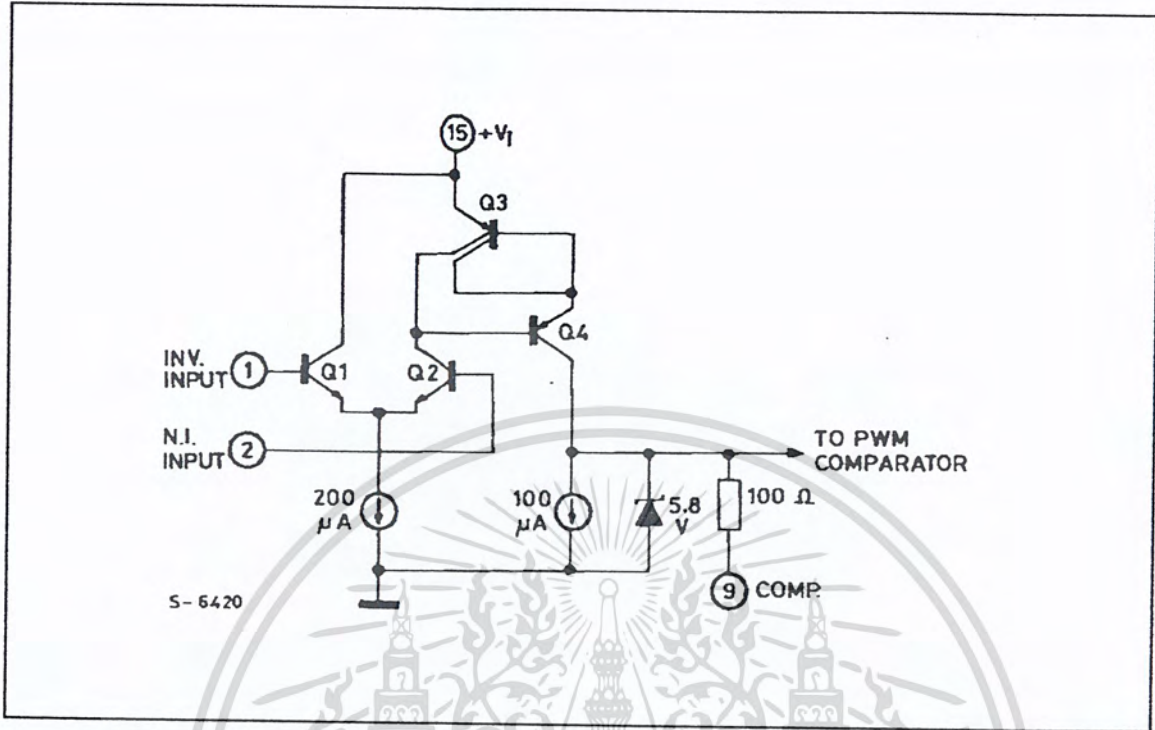


Figure 5 : Error Amplifier.



### PRINCIPLES OF OPERATION

#### SHUTDOWN OPTIONS (see Block Diagram)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of 100  $\mu\text{A}$  to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two functions: the PWM latch is immedi-

ately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a 150  $\mu\text{A}$  current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.

Figure 6 : Oscillator Schematic.

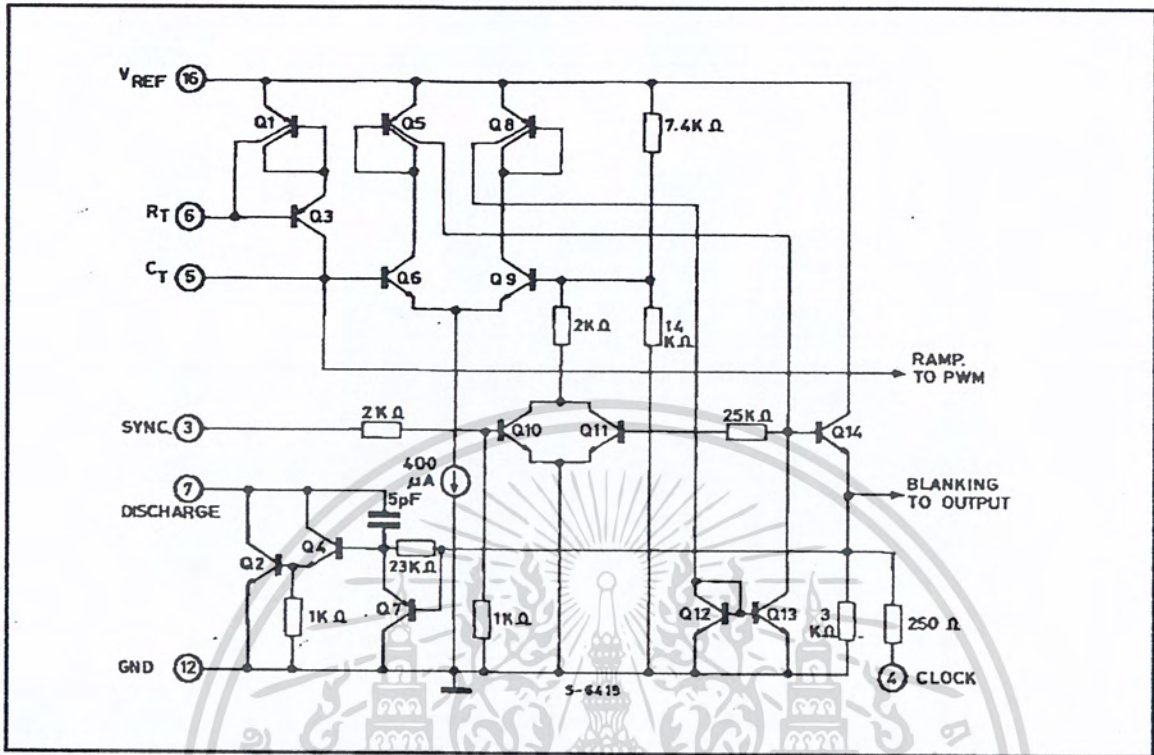


Figure 7 : Output Circuit (1/2 circuit shown).

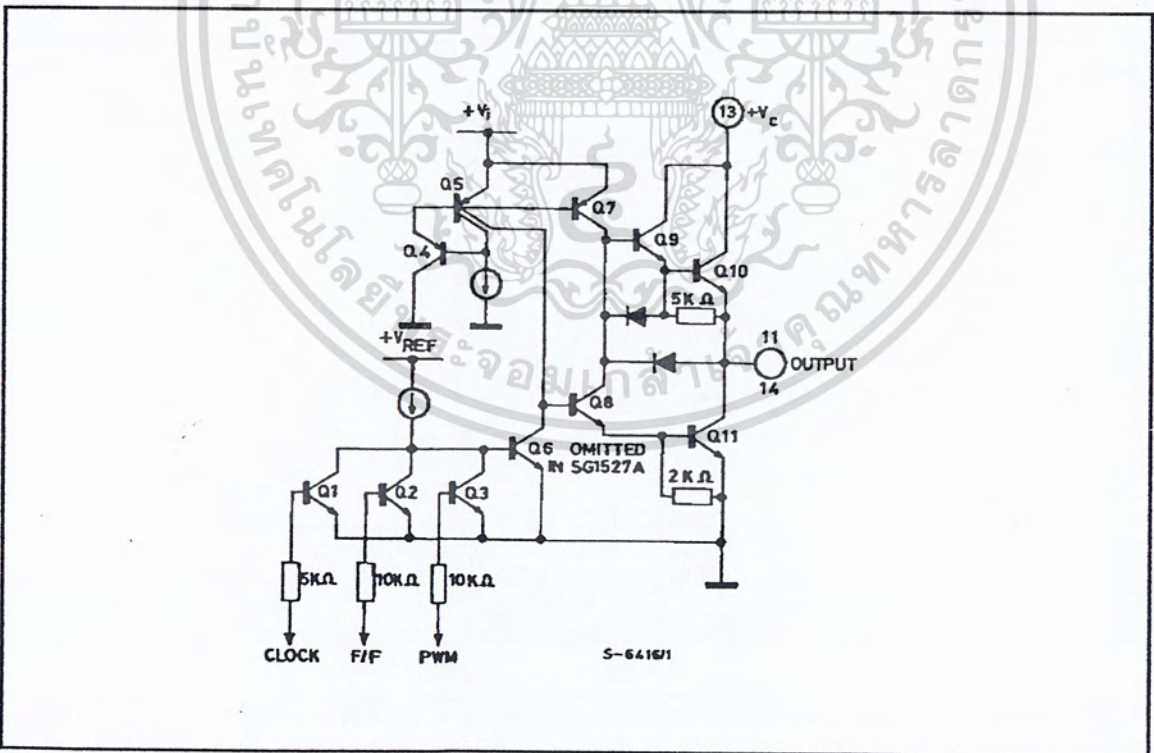
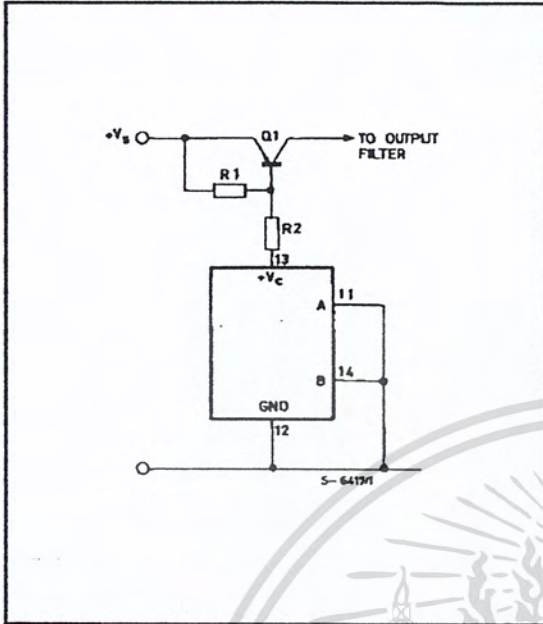
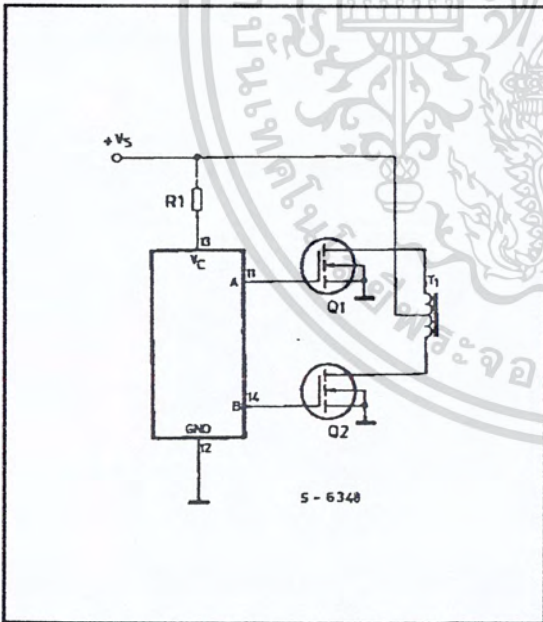


Figure 8.



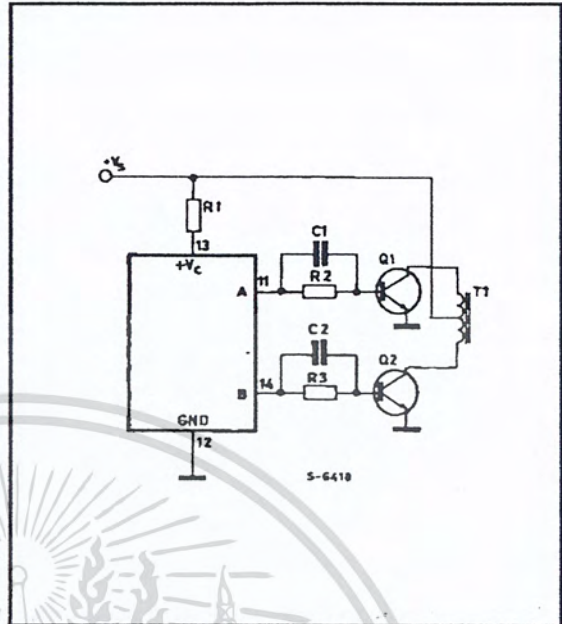
For single-ended supplies, the driver outputs are grounded. The  $V_c$  terminal is switched to ground by the totem-pole source transistors on alternate oscillator cycles.

Figure 10.



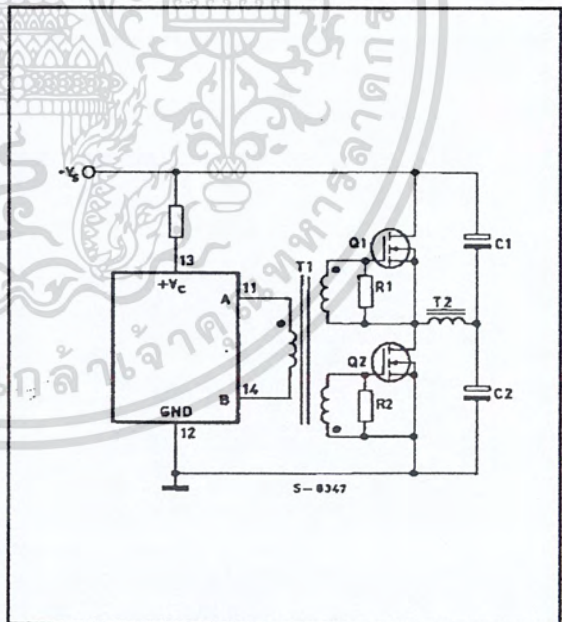
The low source impedance of the output drivers provides rapid charging of Power Mos input capacitance while minimizing external components.

Figure 9.



In conventional push-pull bipolar designs, forward base drive is controlled by  $R_1 - R_3$ . Rapid turn-off times for the power devices are achieved with speed-up capacitors  $C_1$  and  $C_2$ .

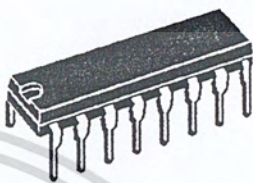
Figure 11.



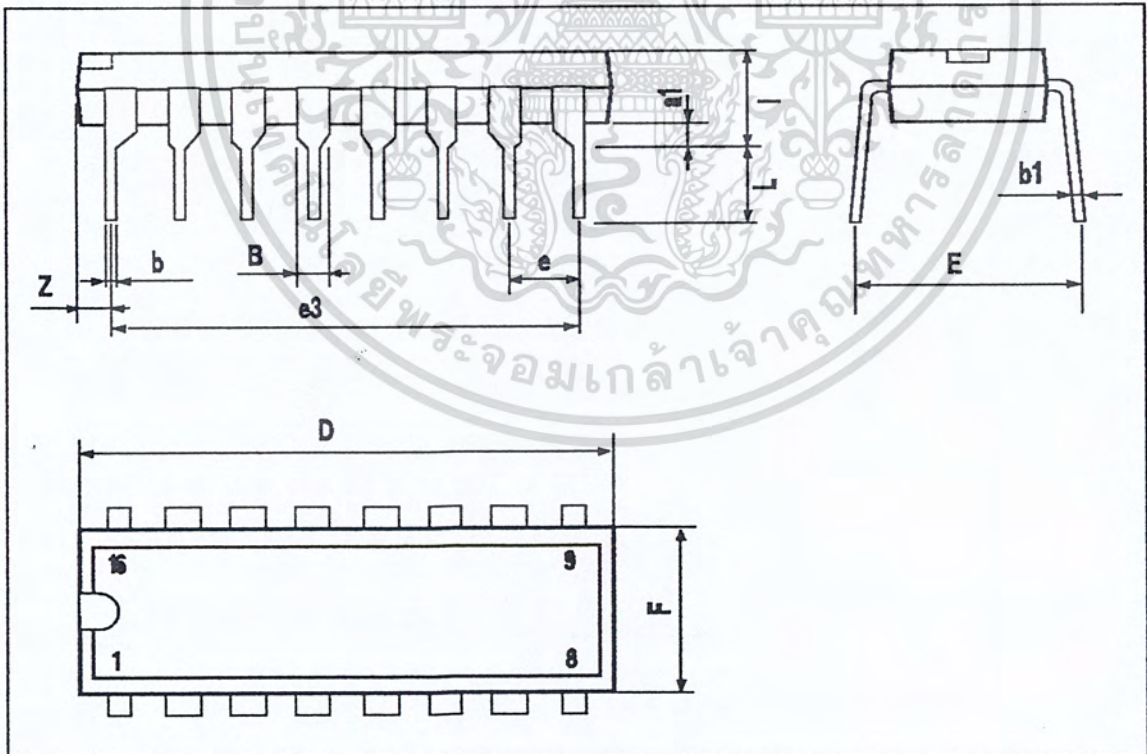
Low power transformers can be driven directly. Automatic reset occurs during dead time, when both ends of the primary winding are switched to ground.

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	0.77		1.65	0.030		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		17.78			0.700	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z			1.27			0.050

**OUTLINE AND MECHANICAL DATA**

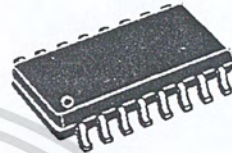


**DIP16**



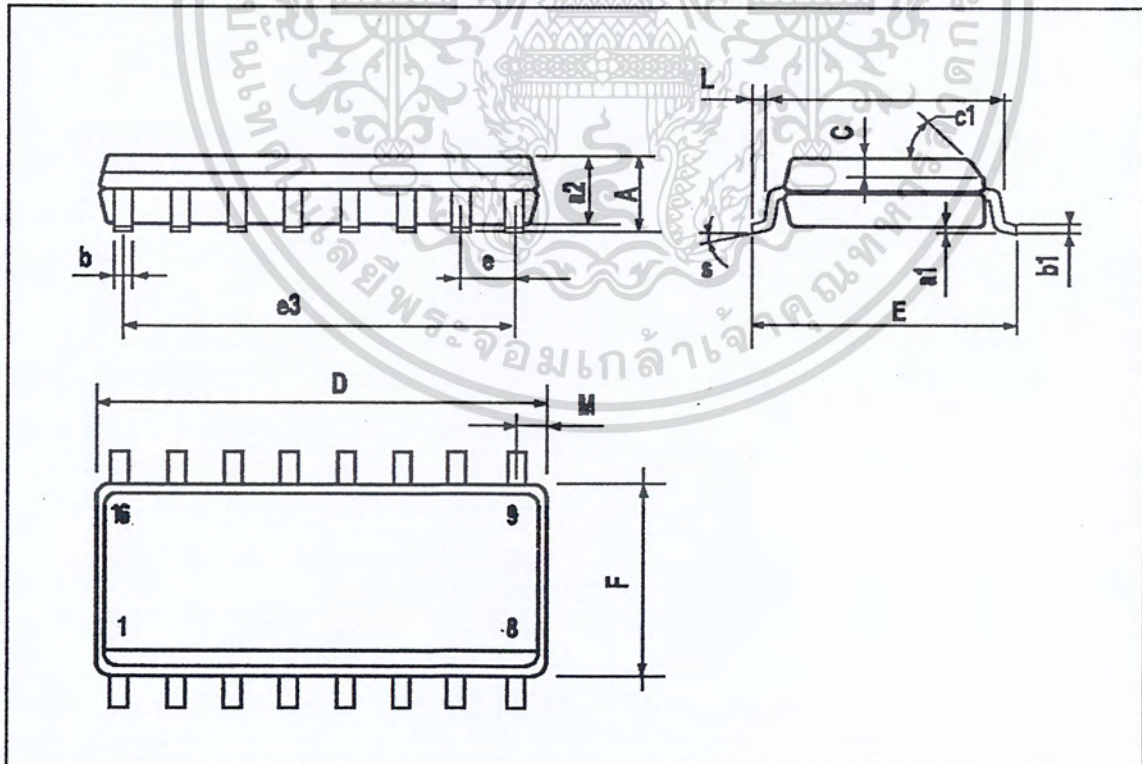
DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.009
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D (1)	9.8		10	0.386		0.394
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		8.89			0.350	
F (1)	3.8		4	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.209
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.62			0.024
S	8°(max.)					

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



SO16 Narrow

(1) D and F do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (.006inch).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



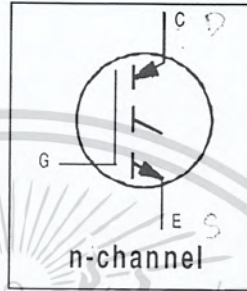
Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification 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>

**Features**

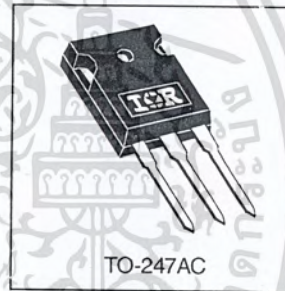
- Fast: Optimized for medium operating frequencies ( 1-5 kHz in hard switching, >20 kHz in resonant mode).
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- Industry standard TO-247AC package



$V_{CES} = 600V$
$V_{CE(on) typ.} = 1.50V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 27A$

**Benefits**

- Generation 4 IGBT's offer highest efficiency available
- IGBT's optimized for specified application conditions
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	49	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	27	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current ①	200	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current ②	200	
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm 20$	V
$E_{ARV}$	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
$T_J$	Operating Junction and	-55 to + 150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (0.063 in. (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

**Thermal Resistance**

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.77	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	40	
$W_t$	Weight	6 (0.21)	—	g (oz)

## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage ④	18	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.70	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(ON)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	1.50	1.7	V	$I_C = 27A$ $V_{GE} = 15V$ See Fig.2, 5
		—	1.85	—		
		—	1.56	—		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-12	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$g_{fe}$	Forward Transconductance ⑤	9.2	12	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 27A$
$I_{CES}$	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	$\mu A$	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		—	—	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	—	1000		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GES}$	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	$\pm 100$	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

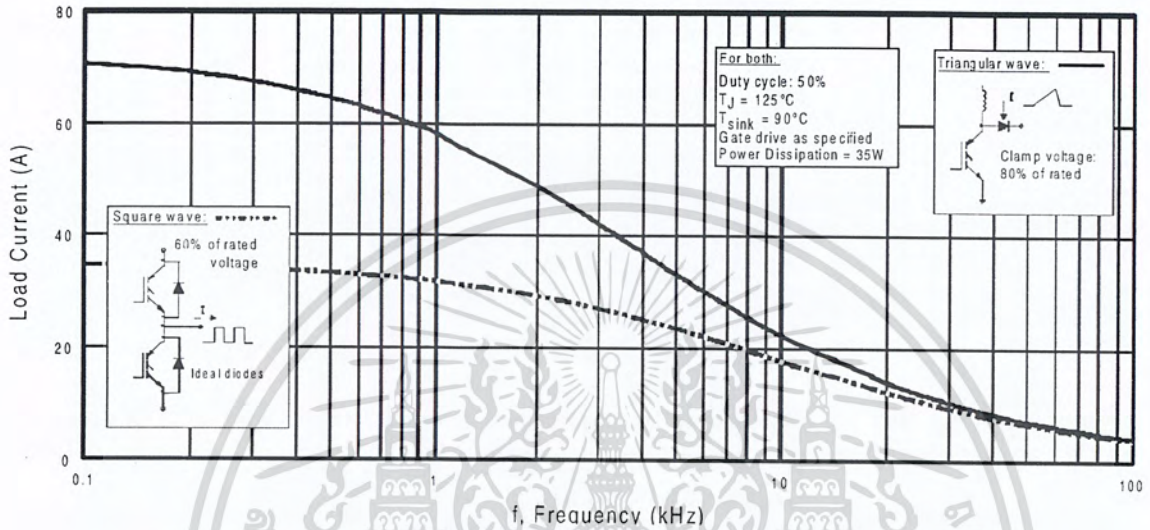
## Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$Q_g$	Total Gate Charge (turn-on)	—	100	150	nC	$I_C = 27A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
$Q_{ge}$	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	15	23		
$Q_{gc}$	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	35	53		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	26	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 27A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
$t_r$	Rise Time	—	18	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	240	360		
$t_f$	Fall Time	—	170	250		
$E_{on}$	Turn-On Switching Loss	—	0.37	—	mJ	See Fig. 10, 11, 13, 14
$E_{off}$	Turn-Off Switching Loss	—	1.81	—		
$E_{ts}$	Total Switching Loss	—	2.18	2.8		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	25	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ $I_C = 27A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
$t_r$	Rise Time	—	21	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	380	—		
$t_f$	Fall Time	—	310	—		
$E_s$	Total Switching Loss	—	3.9	—	mJ	See Fig. 13, 14
$L_E$	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
$C_{ies}$	Input Capacitance	—	2200	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7
$C_{oes}$	Output Capacitance	—	140	—		
$C_{res}$	Reverse Transfer Capacitance	—	29	—		

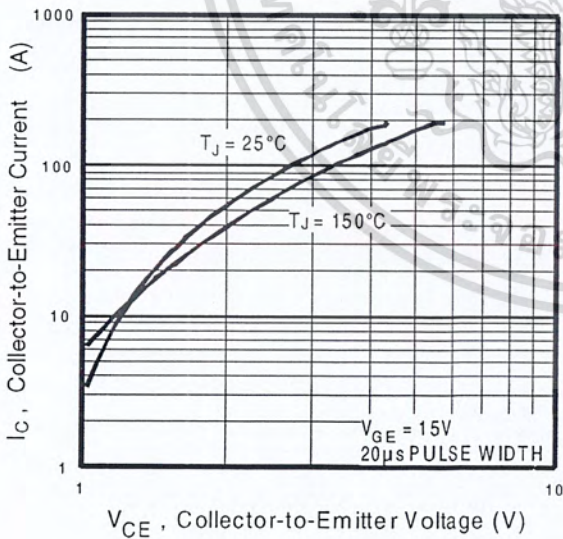
### Notes:

- ① Repetitive rating;  $V_{GE} = 20V$ , pulse width limited by max. junction temperature. ( See fig. 13b )
- ②  $V_{CC} = 80\%(V_{CES})$ ,  $V_{GE} = 20V$ ,  $L = 10\mu H$ ,  $R_G = 10\Omega$ , (See fig. 13a)
- ③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.
- ④ Pulse width  $\leq 80\mu s$ ; duty factor  $\leq 0.1\%$ .
- ⑤ Pulse width  $5.0\mu s$ , single shot.

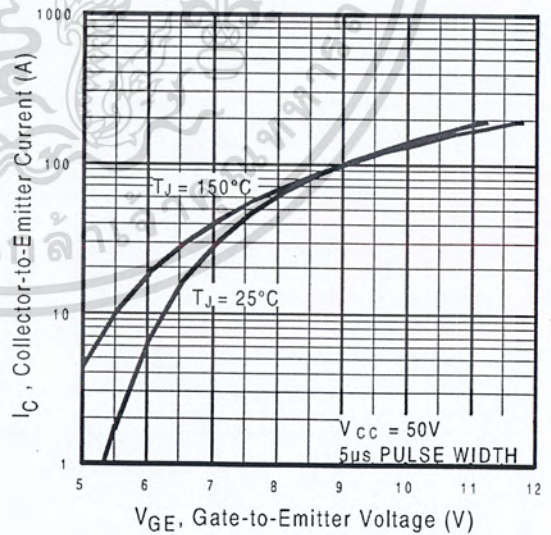
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Fig. 1** - Typical Load Current vs. Frequency  
(For square wave,  $I = I_{RMS}$  of fundamental; for triangular wave,  $I = I_{PK}$ )

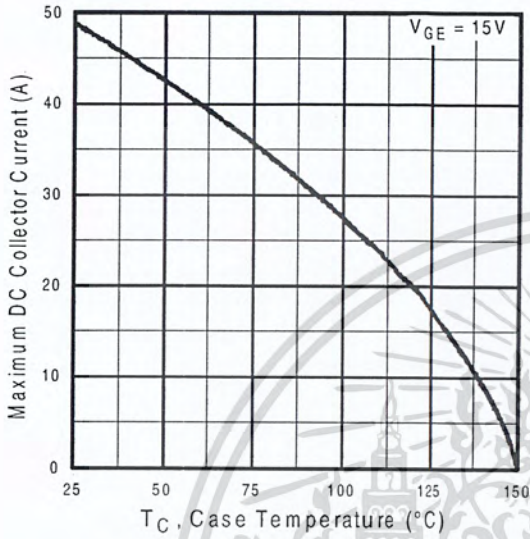


**Fig. 2** - Typical Output Characteristics

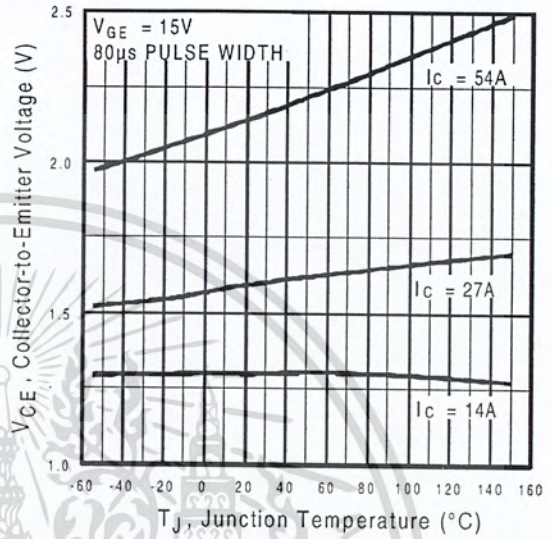


**Fig. 3** - Typical Transfer Characteristics

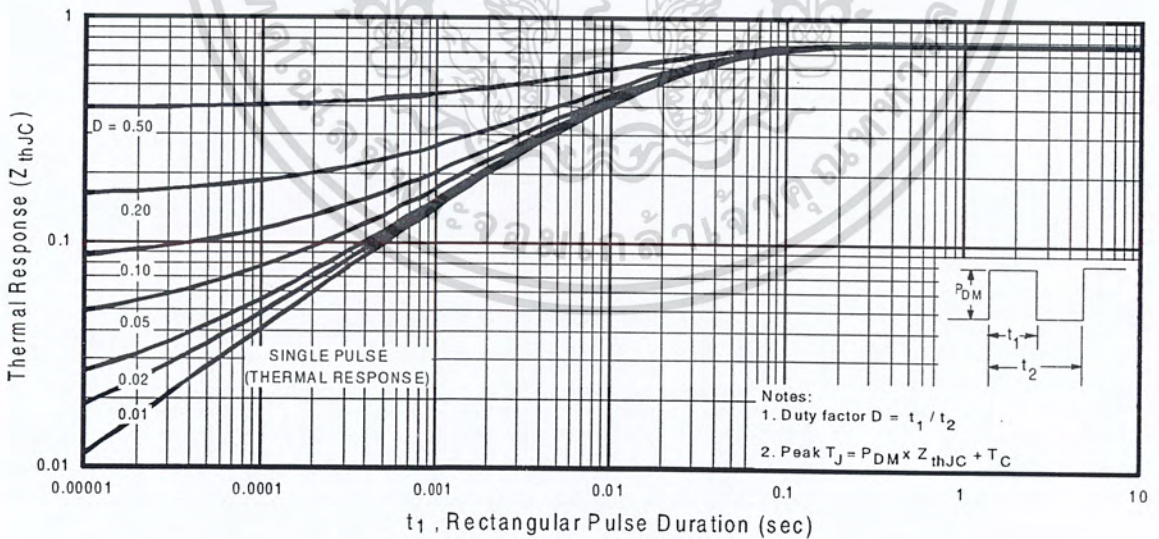
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature**

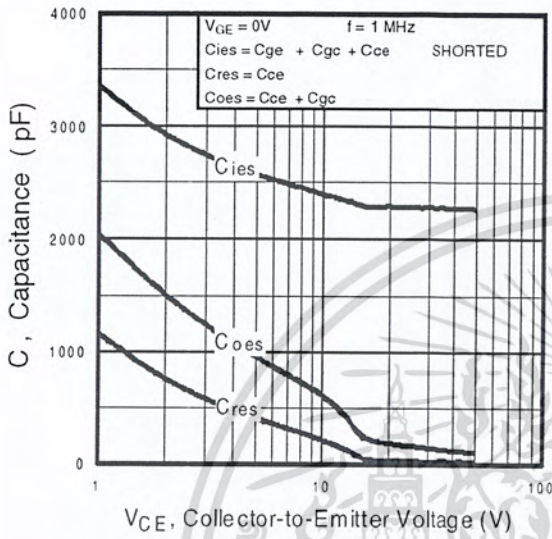


**Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature**

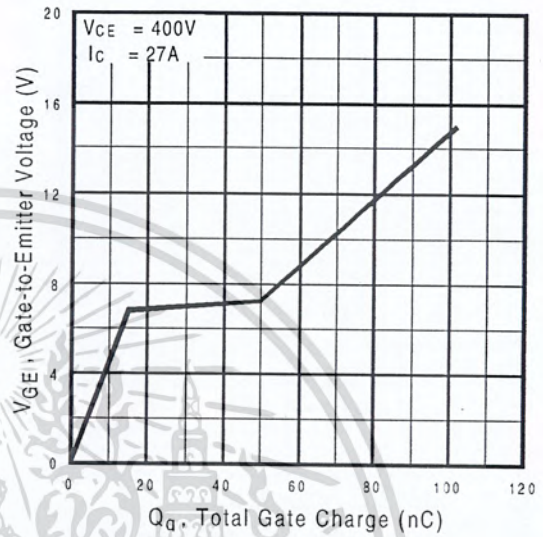


**Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case**

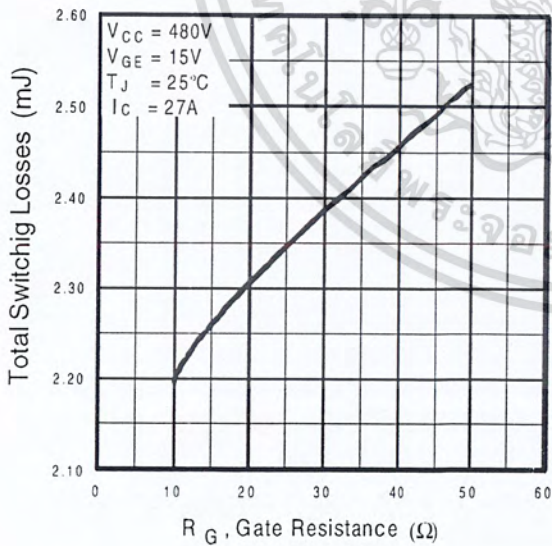
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



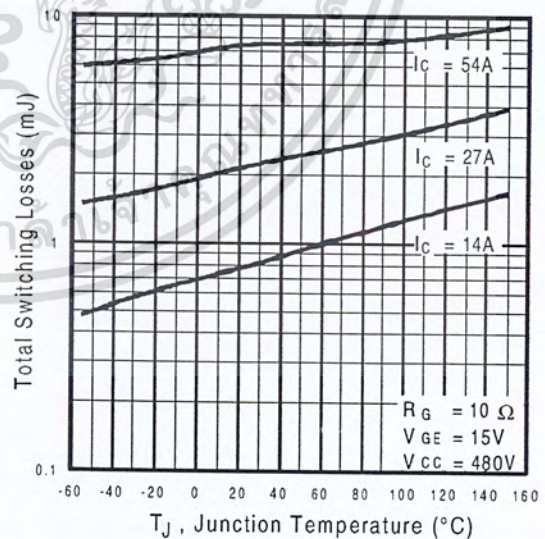
**Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage**



**Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage**

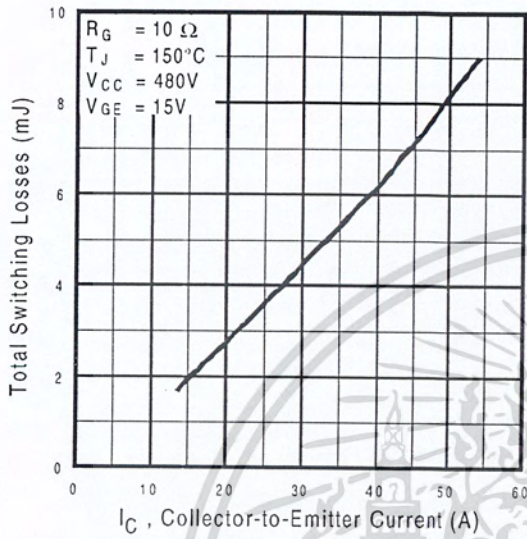


**Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance**

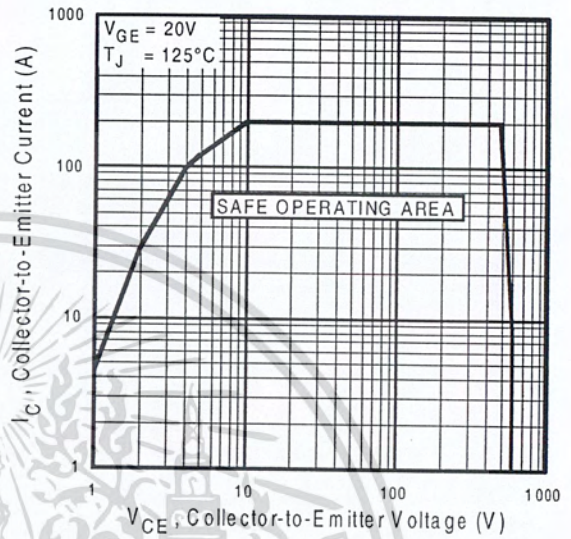


**Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

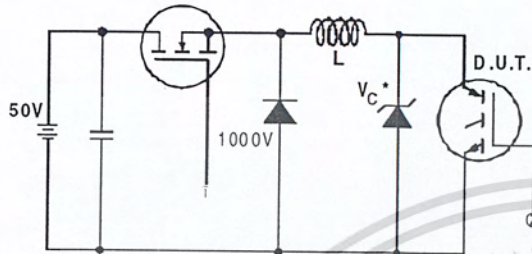


**Fig. 11** - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current



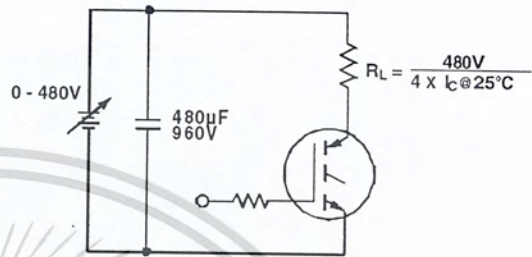
**Fig. 12** - Turn-Off SOA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

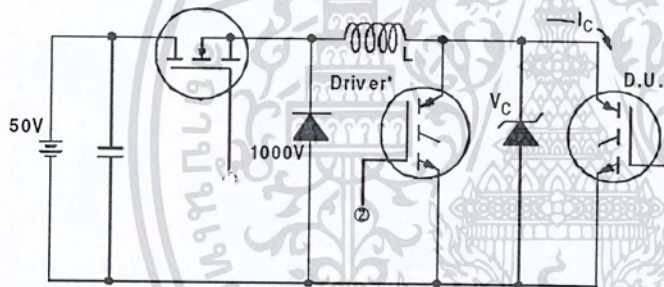


\* Driver same type as D.U.T.;  $V_c = 80\%$  of  $V_{ce(max)}$   
 \* Note: Due to the 50V power supply, pulse width and inductor will increase to obtain rated  $I_d$ .

**Fig. 13a** - Clamped Inductive Load Test Circuit

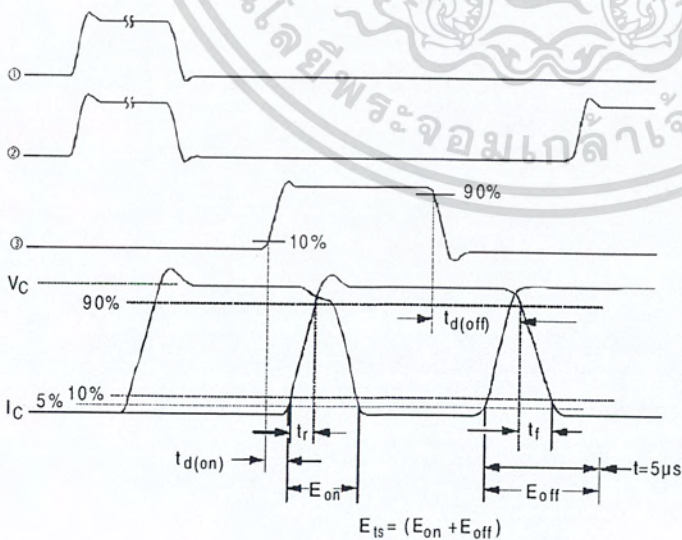


**Fig. 13b** - Pulsed Collector Current Test Circuit



**Fig. 14a** - Switching Loss Test Circuit

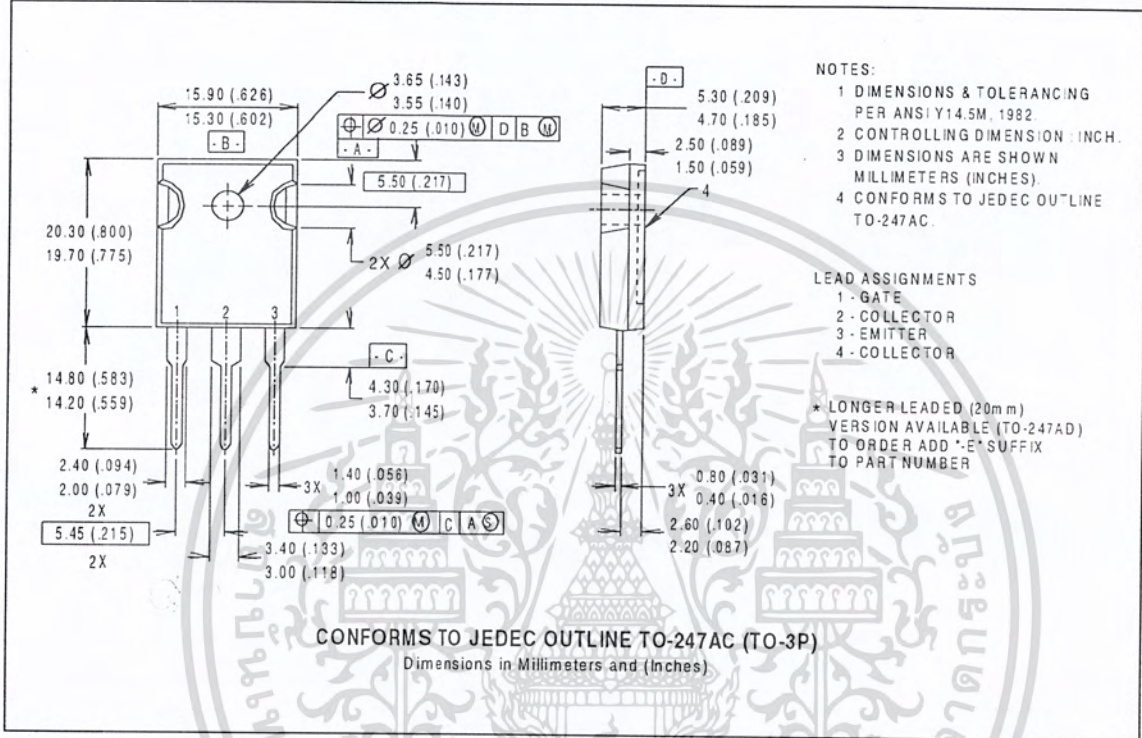
\* Driver same type as D.U.T.,  $V_C = 480V$



**Fig. 14b** - Switching Loss Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Case Outline and Dimensions — TO-247AC



**WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331  
**EUROPEAN HEADQUARTERS:** Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020  
**IR CANADA:** 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897  
**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590  
**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111  
**IR FAR EAST:** K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086  
**IR SOUTHEAST ASIA:** 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371  
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 4/97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MC54/74HC4024**

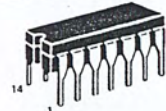
**7-Stage Binary Ripple Counter**  
**High-Performance Silicon-Gate CMOS**

The MC54/74HC4024 is identical in pinout to the standard CMOS MC14024. The device inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

This device consists of 7 master-slave flip-flops. The output of each flip-flop feeds the next and the frequency at each output is half that of the preceding one. The state of the counter advances on the negative going edge of the Clock input. Reset is asynchronous and active-high.

State changes of the Q outputs do not occur simultaneously because of internal ripple delays. Therefore, decoded output signals are subject to decoding spikes and may have to be gated with the Clock of the HC4024 for some designs.

- Output Drive Capability: 10 LSTTL Loads
- Outputs Directly Interface to CMOS, NMOS, and TTL
- Operating Voltage Range: 2 to 6 V
- Low Input Current: 1  $\mu$ A
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- In Compliance with the Requirements Defined by JEDEC Standard No. 7A
- Chip Complexity: 206 FETs or 51.5 Equivalent Gates



J SUFFIX  
 CERAMIC  
 CASE 632-08



N SUFFIX  
 PLASTIC  
 CASE 646-06



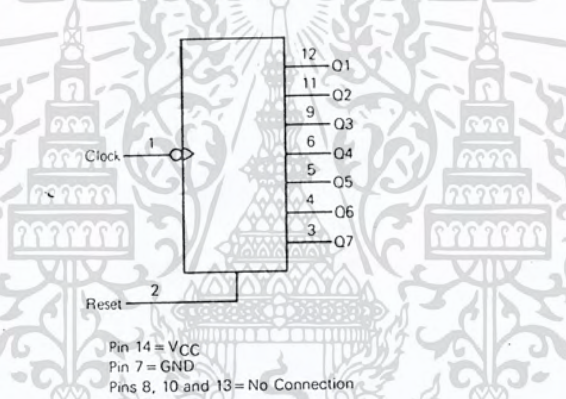
D SUFFIX  
 SOIC  
 CASE 751A-02

**ORDERING INFORMATION**

MC74HCXXXXN	Plastic
MC54HCXXXXJ	Ceramic
MC74HCXXXXD	SOIC

T<sub>A</sub> = -55° to 125°C for all packages.  
 Dimensions in Chapter 6.

**LOGIC DIAGRAM**



**PIN ASSIGNMENT**

Clock	1	14	VCC
Reset	2	13	NC
Q7	3	12	Q1
Q6	4	11	Q2
Q5	5	10	NC
Q4	6	9	Q3
GND	7	8	NC

NC = No Connection

**FUNCTION TABLE**

Clock	Reset	Output State
	L	No Change
	L	Advance to next state
X	H	All Outputs are low

5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS\*

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>CC</sub>	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	-0.5 to +7.0	V
V <sub>in</sub>	DC Input Voltage (Referenced to GND)	-1.5 to V <sub>CC</sub> + 1.5	V
V <sub>out</sub>	DC Output Voltage (Referenced to GND)	-0.5 to V <sub>CC</sub> + 0.5	V
I <sub>in</sub>	DC Input Current, per Pin	± 20	mA
I <sub>out</sub>	DC Output Current, per Pin	± 25	mA
I <sub>CC</sub>	DC Supply Current, V <sub>CC</sub> and GND Pins	± 50	mA
P <sub>D</sub>	Power Dissipation in Still Air, Plastic or Ceramic DIP† SOIC Package†	750 500	mW
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T <sub>L</sub>	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds (Plastic DIP or SOIC Package) (Ceramic DIP)	260 300	°C

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V<sub>in</sub> and V<sub>out</sub> should be constrained to the range GND ≤ (V<sub>in</sub> or V<sub>out</sub>) ≤ V<sub>CC</sub>. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V<sub>CC</sub>). Unused outputs must be left open.

\*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.  
 †Derating - Plastic DIP: - 10 mW/°C from 65° to 125°C  
 Ceramic DIP: - 10 mW/°C from 100° to 125°C  
 SOIC Package: - 7 mW/°C from 65° to 125°C  
 For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 4.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	
V <sub>CC</sub>	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	2.0	6.0	V	
V <sub>in</sub> , V <sub>out</sub>	DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND)	0	V <sub>CC</sub>	V	
T <sub>A</sub>	Operating Temperature, All Package Types	- 55	+ 125	°C	
t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>	Input Rise and Fall Time (Figure 1)	V <sub>CC</sub> = 2.0 V V <sub>CC</sub> = 4.5 V V <sub>CC</sub> = 6.0 V	0 0 0	1000 500 400	ns

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V <sub>CC</sub> V	Guaranteed Limit			Unit
				25°C to -55°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
V <sub>IH</sub>	Minimum High-Level Input Voltage	V <sub>out</sub> = 0.1 V or V <sub>CC</sub> - 0.1 V  I <sub>out</sub>   ≤ 20 μA	2.0	1.5	1.5	1.5	V
			4.5	3.15	3.15	3.15	
			6.0	4.2	4.2	4.2	
V <sub>IL</sub>	Maximum Low-Level Input Voltage	V <sub>out</sub> = 0.1 V or V <sub>CC</sub> - 0.1 V  I <sub>out</sub>   ≤ 20 μA	2.0	0.3	0.3	0.3	V
			4.5	0.9	0.9	0.9	
			6.0	1.2	1.2	1.2	
V <sub>OH</sub>	Minimum High-Level Output Voltage	V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>  I <sub>out</sub>   ≤ 20 μA	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
V <sub>OL</sub>	Maximum Low-Level Output Voltage	V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>  I <sub>out</sub>   ≤ 20 μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
I <sub>in</sub>	Maximum Input Leakage Current	V <sub>in</sub> = V <sub>IH</sub> or V <sub>IL</sub>  I <sub>out</sub>   ≤ 4.0 mA  I <sub>out</sub>   ≤ 5.2 mA	4.5	3.98	3.84	3.70	μA
			6.0	5.48	5.34	5.20	
			6.0	0.1	0.1	0.1	
I <sub>CC</sub>	Maximum Quiescent Supply Current (per Package)	V <sub>in</sub> = V <sub>CC</sub> or GND I <sub>out</sub> = 0 μA	4.5	0.26	0.33	0.40	μA
			6.0	0.26	0.33	0.40	
			6.0	± 0.1	± 1.0	± 1.0	
I <sub>CC</sub>	Maximum Quiescent Supply Current (per Package)	V <sub>in</sub> = V <sub>CC</sub> or GND I <sub>out</sub> = 0 μA	6.0	8	80	160	μA

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 4.

# MC54/74HC4024

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50 pF, Input t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> = 6 ns)

Symbol	Parameter	V <sub>CC</sub> V	Guaranteed Limit			Unit
			25°C to -55°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
f <sub>max</sub>	Maximum Clock Frequency (50% Duty Cycle) (Figures 1 and 4)	2.0	5.4	4.4	3.6	MHz
		4.5	27	22	18	
		6.0	32	26	21	
t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	Maximum Propagation Delay, Clock to Q1* (Figures 1 and 4)	2.0	210	265	315	ns
		4.5	42	53	63	
		6.0	36	45	54	
t <sub>PHL</sub>	Maximum Propagation Delay, Reset to Any Q (Figures 2 and 4)	2.0	210	265	315	ns
		4.5	42	53	63	
		6.0	36	45	54	
t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	Maximum Propagation Delay, QN to QN + 1 (Figures 3 and 4)	2.0	125	155	190	ns
		4.5	25	31	38	
		6.0	21	26	32	
t <sub>TLH</sub> , t <sub>THL</sub>	Maximum Output Transition Time, Any Output (Figures 1 and 4)	2.0	75	95	110	ns
		4.5	15	19	22	
		6.0	13	16	19	
C <sub>in</sub>	Maximum Input Capacitance	—	10	10	10	pF

### NOTES:

- For propagation delays with loads other than 50 pF, see Chapter 4.
- Information on typical parametric values can be found in Chapter 4.

\* For T<sub>A</sub> = 25°C and C<sub>L</sub> = 50 pF, typical propagation delay from Clock to other Q outputs may be calculated with the following equations:

$$V_{CC} = 2.0 \text{ V: } t_p = [205 + 100(N - 1)] \text{ ns}$$

$$V_{CC} = 4.5 \text{ V: } t_p = [41 + 20(N - 1)] \text{ ns}$$

$$V_{CC} = 6.0 \text{ V: } t_p = [35 + 17(N - 1)] \text{ ns}$$

C <sub>PD</sub>	Power Dissipation Capacitance (Per Package) Used to determine the no-load dynamic power consumption: P <sub>D</sub> = C <sub>PD</sub> V <sub>CC</sub> <sup>2</sup> f + I <sub>CC</sub> V <sub>CC</sub> For load considerations, see Chapter 4.	Typical @ 25°C, V <sub>CC</sub> = 5.0 V	pF
		30	

## TIMING REQUIREMENTS (Input t<sub>r</sub> = t<sub>f</sub> = 6 ns)

Symbol	Parameter	V <sub>CC</sub> V	Guaranteed Limit			Unit
			25°C to -55°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
t <sub>rec</sub>	Minimum Recovery Time, Reset Inactive to Clock (Figure 2)	2.0	100	125	150	ns
		4.5	20	25	30	
		6.0	17	21	26	
t <sub>w</sub>	Minimum Pulse Width, Clock (Figure 1)	2.0	80	100	120	ns
		4.5	16	20	24	
		6.0	14	17	20	
t <sub>w</sub>	Minimum Pulse Width, Reset (Figure 2)	2.0	80	100	120	ns
		4.5	16	20	24	
		6.0	14	17	20	
t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>	Maximum Input Rise and Fall Times (Figure 1)	2.0	1000	1000	1000	ns
		4.5	500	500	500	
		6.0	400	400	400	

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 4.

## PIN DESCRIPTIONS

### INPUTS

**CLOCK (PIN 1)** – Negative-edge triggering clock input. A high-to-low transition of this input advances the state of the counter.

**RESET (PIN 2)** – Active-high asynchronous reset. A high level applied to this input resets the counter to its zero state, thus forcing all Q outputs low.

### OUTPUTS

**Q1-Q7 (PINS 12, 11, 9, 6, 5, 4, 3)** – Active-high outputs. Each QN output divides the Clock input frequency by 2<sup>N</sup>.

SWITCHING WAVEFORMS

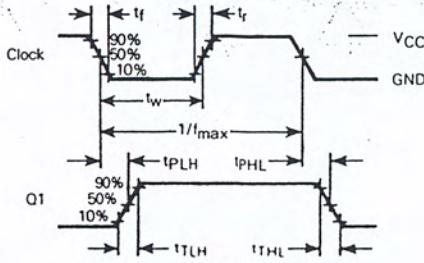


Figure 1.

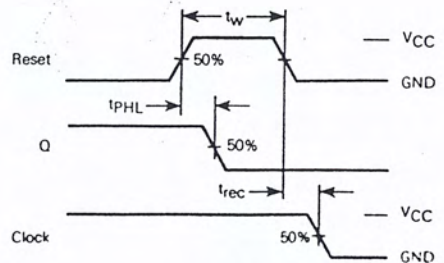


Figure 2.

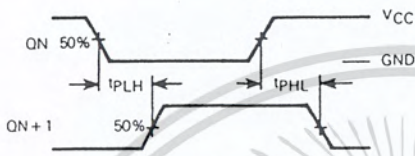
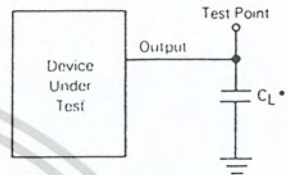
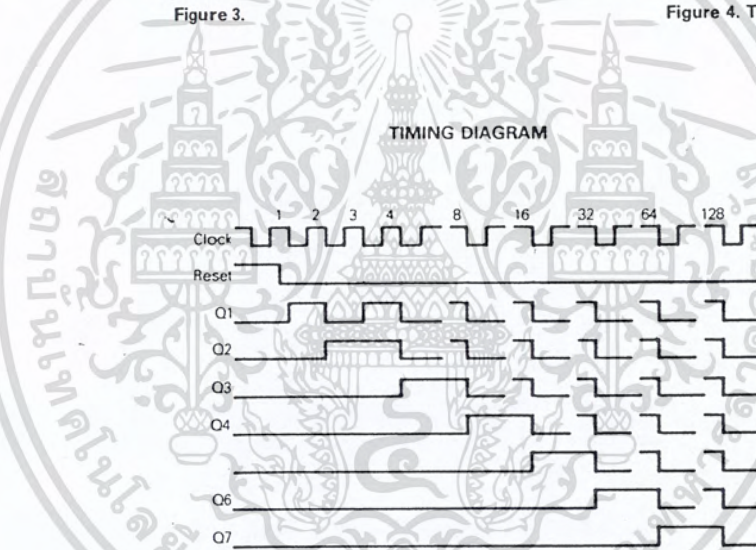


Figure 3.



\* Includes all probe and jig capacitance.

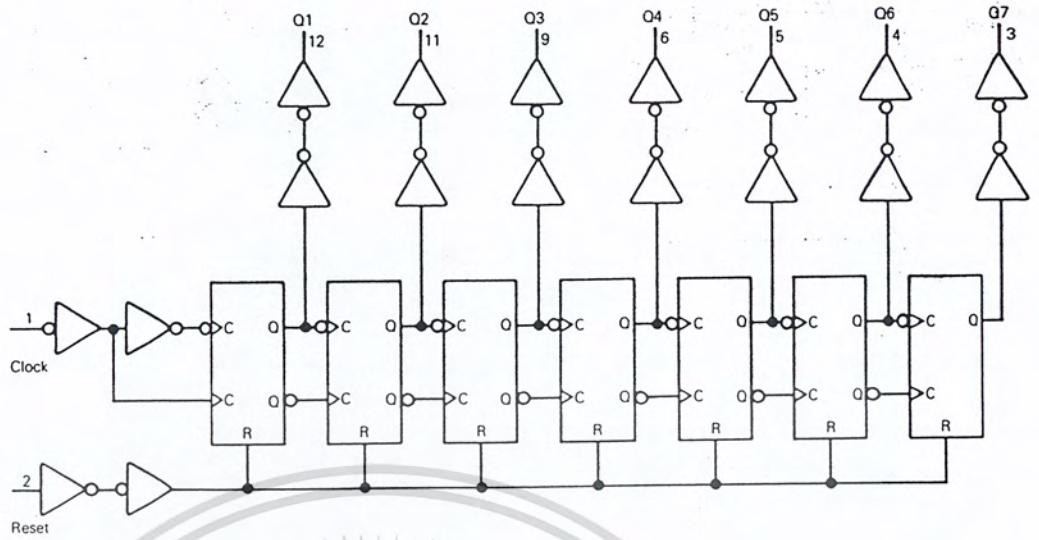
Figure 4. Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC54/74HC4024

## EXPANDED LOGIC DIAGRAM



5



MOTOROLA HIGH-SPEED CMOS LOGIC DATA

5-458

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้