



สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 24 โวลท์ 50 แอมป์
SWITCHING POWER SUPPLY 24 VOLTS 50 AMPERES



วัน เดือน ปี... 31 ก.ค. 25๖๐
เลขทะเบียน... ๐๖7๐3๙
เลขเรียกหนังสือ... 9 3813๕ ม 1๖๓ ส.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปีการศึกษา 2538

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 24 โวลท์ 50 แอมป์

SWITCHING POWER SUPPLY 24 VOLTS 50 AMPERES



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สวิตชิงเพาเวอร์สัพพลาย 24 โวลท์ 50 แอมป์

ผู้จัดทำ

1. นายมนัสต์ มานะวุฒิเวช
2. นายยุทธพงศ์ วงษ์ท่าเรือ
3. นายศัลยวิทย์ อภิชาติพงศ์

-- --

 อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สถิติเชิงเพาเวอร์ที่พหุคูณ 24 โวลต์ 50 แอมป์

นายมนัสต์ มานะวุฒิมิเวช
นายยุทธพงศ์ วงษ์ท่าเรือ
นายศัลยวิทย์ อภิชาติพงศ์
ผศ.ประภาส ไพโรสุวรรณา อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแนวคิดทางด้านกำลังงานไฟฟ้า โดยจะเป็นเพาเวอร์ที่พหุคูณ ที่มีขนาดเล็กแต่กำลังงานสูง โดยใช้ความถี่สูงเข้าช่วย ในการใช้งานถ้าในงานทั่วไปต้องการ โวลต์เตจ(Voltage) 24 โวลต์ 50 แอมป์ ย่อมมีขนาดที่ใหญ่มาก โดยปกติแล้วจะใช้ในงาน อุปกรณ์สื่อสารทางโทรคมนาคม (24 โวลต์, 48 โวลต์) หรือจะเป็นเพาเวอร์ซับสเตชัน(Power Substation)(24 โวลต์, 110 โวลต์ และ 125 โวลต์) รีเลย์คอนโทรล(Relay Control) จะเห็นว่า อุปกรณ์ที่จ่ายกำลังงานนั้นมีขนาดใหญ่มาก แนวความคิดของการใช้ความถี่สูงเข้าช่วยจึงเป็นจุด มุ่งหมายที่จะทำให้อุปกรณ์จ่ายกำลังไฟฟ้ามีขนาดเล็กลง จึงเป็นหัวข้อที่โครงการนี้มีจุดมุ่งหมาย ที่จะทำให้เกิดขึ้น

SWITCHING POWER SUPPLY 24 VOLTS 50 AMPERES

MANAT MANAVUTIVETH

YUTHAPHONG WONGTHARUA

SULYAVITH APICHATAPHONG

Asst. Prof. PRAPAS PRAISUWANNA Advisor

1995

ABSTRACT

In this thesis submitted the idea about using energy by power supply. This idea purpose to a small equipment but high power by using high frequency equipment. In general, if a lot kind of work want to use 24 volts 50 amps, they have a choice that switching power supply is. In the telecommunication, power sub-station and relay control all use at least 24 volts 50 amps in basic objective. The power supply that they use is a large physical size.

This idea to using high frequency switching transistors for decrease power supply size. This is the major idea to achieve it.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการเบื้องต้น	2
บทที่ 3 วงจรส่วนอินพุท(Input)ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	4
3.1 เรกติไฟเออร์(Rectifier)	5
3.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s	5
3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท	6
3.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์ (Diode Rectifier)	14
3.2 ฟิวส์(Fuse)	16
3.3 อินพุทฟิลเตอร์(Input Filter)	18
✓ บทที่ 4 คอนเวอร์เตอร์(Converter)	22
4.1 พื้นฐานการทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์(Push-Pull Converter)	25
4.2 ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	26
4.3 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์(Half-bridge Converter)	30
4.4 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง(Blocking Capacitance) C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรของฟลักซ์(Flux)แม่เหล็ก	32
4.5 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4 (Commutating Diode)	34
4.6 ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	35
4.7 พื้นฐานการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์(Full-bridge Converter)	36
4.8 ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	37
✓ บทที่ 5 วงจรควบคุม	38
5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	38
5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 6 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์(Power transistor)	44
6.1 ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	44
6.1.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	44
6.1.2 วงจรขับเคลื่อนกระแสไบแอส	46
6.2 การระบายความร้อนสำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	47
✓ บทที่ 7 วงจรสับเบอ์	52
7.1 วงจรสับเบอ์ช่วยหยุดนำกระแส	52
7.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน	54
✓ บทที่ 8 ไดโอดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	57
8.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด	57
8.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด	59
8.3 สับเบอ์สำหรับชอตต์กี้ไดโอด	62
บทที่ 9 ผลการทดลองโครงการ	64
บทที่ 10 บทวิจารณ์และสรุป	85
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบภายในของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	3
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรแปลงแรงดันภาครับเป็นกระแสตรงและเรียงกระแส	4
รูปที่ 3.2 แสดงค่าแรงดันที่ได้จากวงจรซึ่งขึ้นกับค่า R_s และกำลังงานที่จ่ายออก วงจรเรียงกระแส	5
รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุในวงจร เรกติไฟเออร์	6
รูปที่ 3.4(ก) แสดงค่ากระแส RMS ที่ผ่านเรกติไฟเออร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแส ประสิทธิผลต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายให้คอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 3.4(ข) แสดงค่ากระแสระลอกที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของ กระแสประสิทธิผลต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายให้คอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 3.4(ค) แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่า กระแสประสิทธิผลต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายให้คอนเวอร์เตอร์	11
รูปที่ 3.5 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ให้มี ค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลาของแรงดันไฟสลับเพื่อสะดวกในการคำนวณ	13
รูปที่ 3.6 แสดงการใช้เวลาในการตัดวงจรของฟิวส์ต่าง ๆ	17
รูปที่ 3.7 แสดงเครื่องหมายมาตรฐานความปลอดภัยของประเทศต่าง ๆ	18
รูปที่ 3.8 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI	18
รูปที่ 3.9 แสดงตำแหน่งการต่อตัวเก็บประจุเพื่อป้องกันผู้ใช้ไฟจากการสัมผัสตัวถัง	21
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรของคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ	24
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรพื้นฐานของพืซ-พูลคอนเวอร์เตอร์	25
รูปที่ 4.3 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจาก ประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสจะทำให้หน้าพร้อมกัน	27
รูปที่ 4.4 แสดงการกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_0 ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	28
รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 และกระแสที่ผ่าน เอาต์พุตโหลด L_o ขณะวงจรทำงาน	29
รูปที่ 4.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.7 แสดงการไหลของกระแสในฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	31
รูปที่ 4.8(ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก O_1 ใช้เวลานานกว่ากระแสมากกว่า O_2	33
รูปที่ 4.8(ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลึอกกึ่ง C_0 เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์	33
รูปที่ 4.9 แสดงลักษณะของการเกิดความลาดขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟโรมารี่เมื่อต่อตัวเก็บประจุลึอกกึ่ง C_0 คั่นเข้ามาในวงจร	34
รูปที่ 4.10 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	36
รูปที่ 5.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	38
รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพื้นเลื้อย	39
รูปที่ 5.3(ก) แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส	40
รูปที่ 5.3(ข) แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตึงของวงจรเปรียบเทียบแทน	41
รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	43
รูปที่ 6.1 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	45
รูปที่ 6.2 แสดงวงจรขับกระแสเบสของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งจะเป็นวงจรขับกระแสเบสของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	47
รูปที่ 6.3 แสดงวงจรสมมูลของการถ่ายเทความร้อนออกจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ด้วยแผ่นระบายความร้อนไปยังอากาศรอบข้าง	48
รูปที่ 6.4 แสดงผลของแรงกดบนตัวถังและการใช้แผ่นฉนวนชนิดต่าง ๆ ที่มีต่อค่า $R_{\theta_{CS}}$ ของตัวถังแบบ TO-220 และเมื่อใช้ครีมีระบายความร้อนช่วย	50
รูปที่ 6.5 แสดงตัวอย่างแผ่นระบายความร้อนขนาดต่าง ๆ และค่า $R_{\theta_{SA}}$ ของมัน	51
รูปที่ 7.1 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	52
รูปที่ 7.2 แสดงการต่อวงจรสับเบเรอร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ	53

รูปที่ 7.3 แสดงการต่อสับเบอรีป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	54
รูปที่ 8.1 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส	58
รูปที่ 8.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส	58
รูปที่ 8.3 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์และอัลตราฟาสต์รีคัพเวอร์ไดโอด	60
รูปที่ 8.4 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของชอตต์กีไดโอดและกระแสรั่ว	61
รูปที่ 8.5 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง L_p และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ C_j ในชอตต์กีไดโอด	62
รูปที่ 8.6 แสดงการต่อ RC สับเบอรีคร่อมชอตต์กีไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนจากตัวชอตต์กีไดโอด	62
รูปที่ 9.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับกระแสเอาต์พุต	67
รูปที่ 9.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเพาเวอร์แฟกเตอร์กับโหลด	68
รูปที่ 9.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับโหลด	69
รูปที่ 9.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังอินพุตกับโหลด	70
รูปที่ 9.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกระแสเพิ่มกับโหลด	71
รูปที่ 9.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับโหลด	72
รูปที่ 9.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังอินพุตกับกำลังเอาต์พุต	73
รูปที่ 9.8 แรงดันกระแสเพิ่มที่ไม่มีโหลด	74
รูปที่ 9.9 กระแสเบสในภาวะที่ไม่มีโหลด	74
รูปที่ 9.10 แรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมีเตอร์ ที่ไม่มีโหลด	75
รูปที่ 9.11 แรงดันกระแสเพิ่มที่โหลด 20%	75
รูปที่ 9.12 กระแสเบสที่โหลด 20 %	76
รูปที่ 9.13 แรงดันคร่อมคอลเล็กเตอร์-อีมีเตอร์ที่โหลด 20 %	76
รูปที่ 9.14 แรงดันกระแสเพิ่มที่โหลด 40 %	77
รูปที่ 9.15 กระแสเบสที่โหลด 40 %	77
รูปที่ 9.16 แรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมีเตอร์ ที่โหลด 40 %	78
รูปที่ 9.17 แรงดันกระแสเพิ่มที่โหลด 80 %	78

	หน้า
รูปที่ 9.18 กระแสเบสที่โหลด 80 %	79
รูปที่ 9.19 แรงดันคอลลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ที่โหลด 80 %	79
รูปที่ 9.20 แรงดันกระแสที่โหลด 100 %	80
รูปที่ 9.21 กระแสเบสที่โหลด 100 %	80
รูปที่ 9.22 แรงดันคอลลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ที่โหลด 100 %	81
รูปที่ 9.23 แรงดันกระแสที่โหลด 110 %	81
รูปที่ 9.24 กระแสเบสที่โหลด 110 %	82
รูปที่ 9.25 แรงดันคอลลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ที่โหลด 110 %	82
รูปที่ 9.26 แรงดันกระแสที่โหลด 120 %	83
รูปที่ 9.27 กระแสเบส ที่โหลด 120 %	83
รูปที่ 9.28 แรงดันคอลลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ที่โหลด 120 %	84



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างอัตราทศวรรษและระลอกสูงสุดของตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์ ที่ค่าความจุและอัตราทนแรงดันขนาดต่าง ๆ	8
ตารางที่ 9.1 แสดงการจำกัดกระแสโดยการลดแรงดันที่เกินพิกัด	65
ตารางที่ 9.2 แสดงผลการทดลองในการเปลี่ยนค่าไหลด	66



บทที่ 1

บทนำ

ในวงจรไฟฟ้าทั่วไปไม่ว่าจะเป็นวงจรในระบบอนาล็อก(Analog) หรือดิจิตอล(Digital) ก็ตามย่อมมีความจำเป็นที่จะต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายกำลัง โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติ ดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างเพียงพอ โดยที่ยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต(Output) ให้คงที่ไว้ได้

- มีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation)
- สามารถจ่ายแรงดัน และกระแสออกมาหลาย ๆ ระดับ
- ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง
- ราคาถูก

ซึ่งจากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะเห็นได้ว่าในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้นถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบ และอุปกรณ์ที่ใช้มีราคาไม่แพงนัก แต่ก็มีข้อเสียคือ ถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้ในวงจรเป็นหม้อแปลงความถี่ต่ำ จึงมีขนาดใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งมาก และข้อเสียอีกข้อก็คือมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียสูงทำให้มีประสิทธิภาพต่ำ แต่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง จะใช้การเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีก ระดับหนึ่ง ด้วยวงจร “ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์”(dc-to-dc Converter) ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์(Transistor), มอสเฟต(Mosfet) และ อื่น ๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์(Switch) ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้ไม่จำเป็นต้องใช้งานในย่านแอคทีฟ(Active) จึงเป็นผลทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตช์จะเป็นการเพิ่มขนาด ของแรงดันและกระแส ในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดเล็ก กระทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์, โทรศัพท์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่าง ๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งก็ยังมีข้อเสียอีกหลายข้อเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น คือ

- อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพง และอุปกรณ์บางชิ้นหายากโดยเฉพาะภายในประเทศ
- การออกแบบมีความยุ่งยากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 หลักการเบื้องต้น

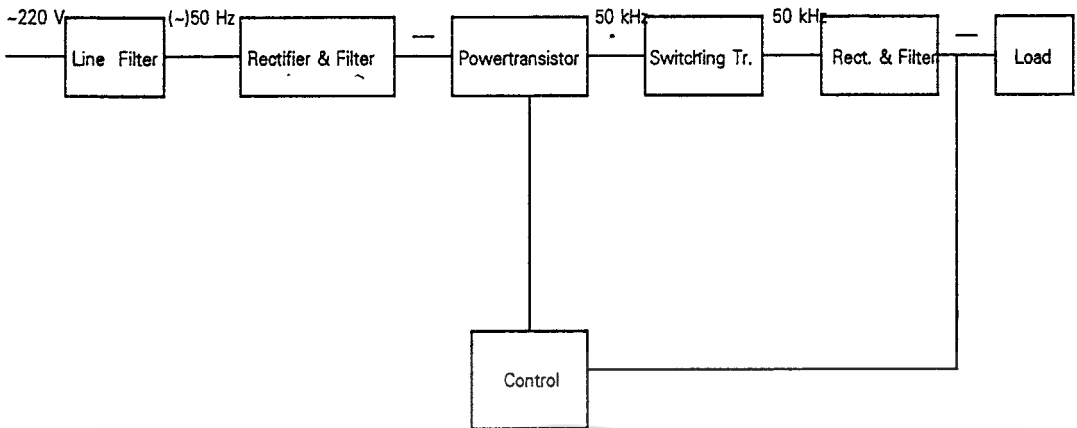
ตามรูปที่ 2.1 เป็นแผนผังแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทั่ว ๆ ไป ซึ่งมีส่วนประกอบหลัก 4 ส่วนด้วยกันคือ

- ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุท (Input rectifier and filter)
- ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง (High frequency inverter)
- ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุท (Output rectifier and filter)
- วงจรควบคุม (Control circuit)

ไฟกระแสสลับแรงดันสูงจะต่อเข้าภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุทเป็นไฟกระแสตรงแรงดันสูง จากนั้นวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำการสวิตช์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์(Pulse) สี่เหลี่ยมความถี่สูง ในช่วง 20 kHz - 500 kHz ซึ่งในวงจรสวิตชิ่งนี้อาจจะสร้างได้จากอุปกรณ์หลาย ชนิด เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟต เอสซีอาร์(SCR) และอื่น ๆ พัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูงจากวงจรสวิตชิ่งจะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ และแยกกราวด์(Ground)ไปในตัว แรงดันที่ได้นี้จะส่งเข้าภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุตอีกครั้งเป็นไฟตรง ตามระดับแรงดันที่ต้องการ ส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับมาเข้าวงจรควบคุมเพื่อคอยตรวจสอบและควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ไม่ว่าแรงดันไฟสลับด้านอินพุท หรือโหลดที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม

ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรกำเนิดความถี่เพื่อป้อนแก่วงจรพัลส์วิดธ์มอดูเลเตอร์ (Pulse width modulator,PWM) วงจรขยายความผิดพลาด และแรงดันอ้างอิงที่เที่ยงตรง เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง วงจรขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอ้างอิง แล้วส่งค่าความผิดพลาดนั้นไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของ PWM ขบวนการพัลส์ที่ได้จะส่งมาควบคุมวงจรสวิตชิ่งให้สวิตช์ปิด-เปิด ปล่อยให้กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยไปสู่โหลด (Load) ให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่

นอกจากนี้ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังต้องมีส่วนประกอบอื่น ๆ อีก เช่น วงจรกรอง RFI ,วงจรป้องกันไฟกระชาก วงจรจำกัดกระแส วงจรป้องกันแรงดันเอาต์พุตเกิน ฯลฯ



รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรม(Block diagram)ส่วนประกอบภายในวงจรของสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

บทที่ 3

วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์เวอร์ซัพพลาย

ภาคเรียงกระแสอินพุต(Input rectifier)

ในการใช้งานจะมีข้อจำกัดต่างๆดังนี้

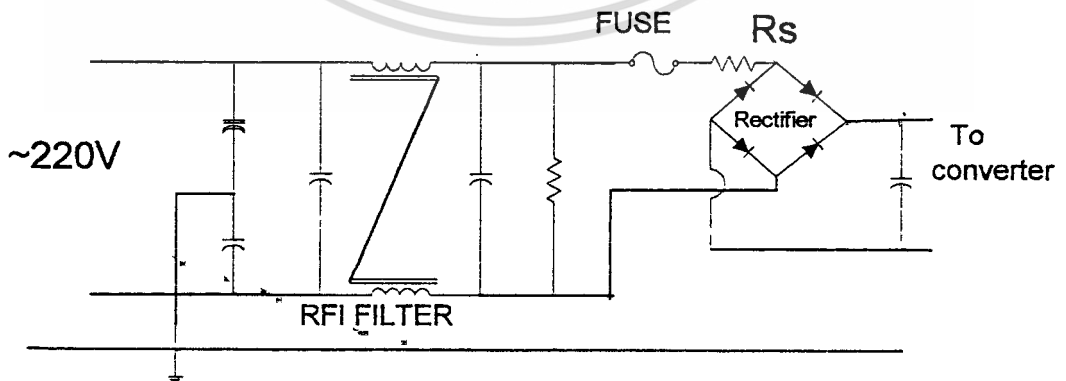
-ขีดจำกัดความสามารถในการนำกระแสสูงสุด(Maximum Current Capability) :จะต้อง ใช้ ไดโอดที่ทนกระแสได้ไม่ต่ำกว่า 2 เท่าของ กระแสภาวะคงที่(Steady state)

-ขีดจำกัดในการทนต่อแรงดันเมื่อได้รับไบแอสกลับ(Peak Inverse Voltage)

-ขีดจำกัดในการทนกระแสกระชาก(High Surge Current):กระแสนี้จะมีค่าสูงเมื่อไดโอด นำกระแส

สวิตชิงเพาเวอร์เวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลท์ หรือ 220 โวลท์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วน อินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์เวอร์ซัพพลาย เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกที หนึ่ง ตัวอย่างการจัดวงจรที่อินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์เวอร์ซัพพลาย อาจเป็นได้ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วน ดังนี้คือ

1. เรกติไฟเออร์ (Rectifier)
2. ฟิวส์ (Fuse)
3. RFI ฟิวเลอร์ (Radio Frequency Interrupt Input Filter, RFI filter)



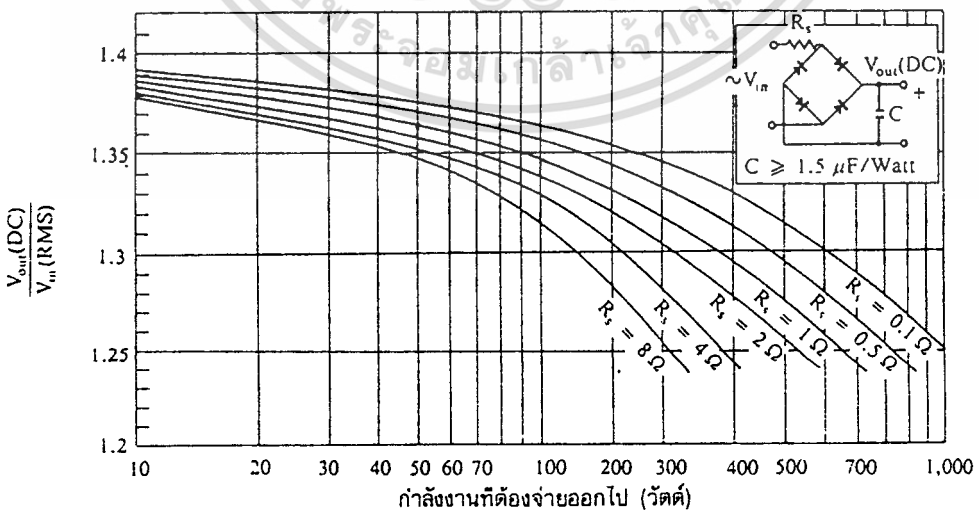
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรแปลงแรงดันภาครับเป็นกระแสตรงและเรียงกระแส

3.1 เรกตีไฟเออร์(Rectifier)

เรกตีไฟเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจร ในส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิวเตอร์ จึงจะขอกกล่าวถึงเป็นอันดับแรก เรกตีไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S ตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ C และไดโอดเรกตีไฟเออร์ D_1-D_4 มีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

3.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S

ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S จะมีประโยชน์มากในวงจรเรกตีไฟเออร์ R_S จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่จะเกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วย การกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S ไว้ในวงจรจะทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้า ๆ และลดกระแสกระชาก ตัวต้านทาน R_S ในวงจรเรกตีไฟเออร์จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรกตีไฟเออร์ที่มีตัวเก็บประจุเป็นฟิวเตอร์นั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของ R_S และกำลังงานที่วงจรเรกตีไฟเออร์จะต้องจ่ายออกไป ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงค่าแรงดันที่ได้จากวงจรซึ่งขึ้นกับค่า R_S และกำลังงาน ที่จ่ายออกของวงจรเรียงกระแส

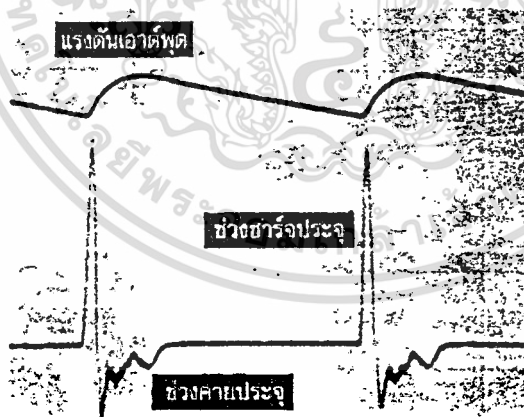
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส R_S จะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_S การกำหนดค่าของ R_S จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายด้วย

3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท(Input filter capacitor)

ในการใช้งานการเลือกชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุทจะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อม(Ripple Voltage)ของแรงดันเอาพุทได้ โดยทั่วไปตัวเก็บประจุที่ใช้มักจะเป็นแบบตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติก(Electrolytic) แบบคุณภาพสูงสามารถทนกระแสกระเพื่อมสูงได้และค่าความต้านทานอนุกรมเสมือนต่ำ(ESR)

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด D_1 - D_4 ให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการการทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ในวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ดังรูป 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุในวงจรเรกติไฟเออร์

ค่ากระแสขณะชาร์จประจุและคายประจุจะมากหรือน้อย ขึ้นกับค่าความจุของตัวเก็บประจุ C และภาวะของโหลดที่เอาต์พุทของวงจรเรกติไฟเออร์ รูป 3.4 (ก) และ (ข) จะแสดงค่ากระแส RMS ที่อินพุท และค่ากระแส RMS ของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ต่อค่ากระแสประสิทธิผล I_o ที่อินพุทของวงจรเรกติไฟเออร์ โดยที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_o = \frac{P_{in}}{V_{in_{max}}}$$

เมื่อ I_o คือ ค่ากระแสประสิทธิผลที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสแอมป์
 P_{in} คือ กำลังงานที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุต เป็นวัตต์
 $V_{in_{max}}$ คือ ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสโวลต์

ส่วน R_{sf} คือค่าแพกเตจของตัวต้านทาน R_s และค่า R_{sf} หาได้จาก

$$R_{sf} = R_s P_{in}$$

การพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์

หากพิจารณาจากรูป 3.2 ซึ่งแสดงค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรฟูล-บริดจ์เรกติไฟเออร์ที่ค่ากำลังงานต่าง ๆ ของวงจร ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ อย่างไรก็ตาม ในการใช้งานจริงแล้วการกำหนดตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเงื่อนไขเพียงเท่านี้ยังไม่เพียงพอ เมื่อวงจรเรกติไฟเออร์นั้นใช้กับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การพิจารณาเลือกค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จำเป็นจะต้องพิจารณาปัจจัยอื่น ๆ ดังต่อไปนี้ คือ

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

1. อัตราทนกระแสระลอก

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเองดังรูป 3.3 ค่ากระแสระลอกของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์อาจหาได้จากค่ากระแสประสิทธิผล I_o ของวงจรเรกติไฟเออร์และกราฟในรูป 3.4(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

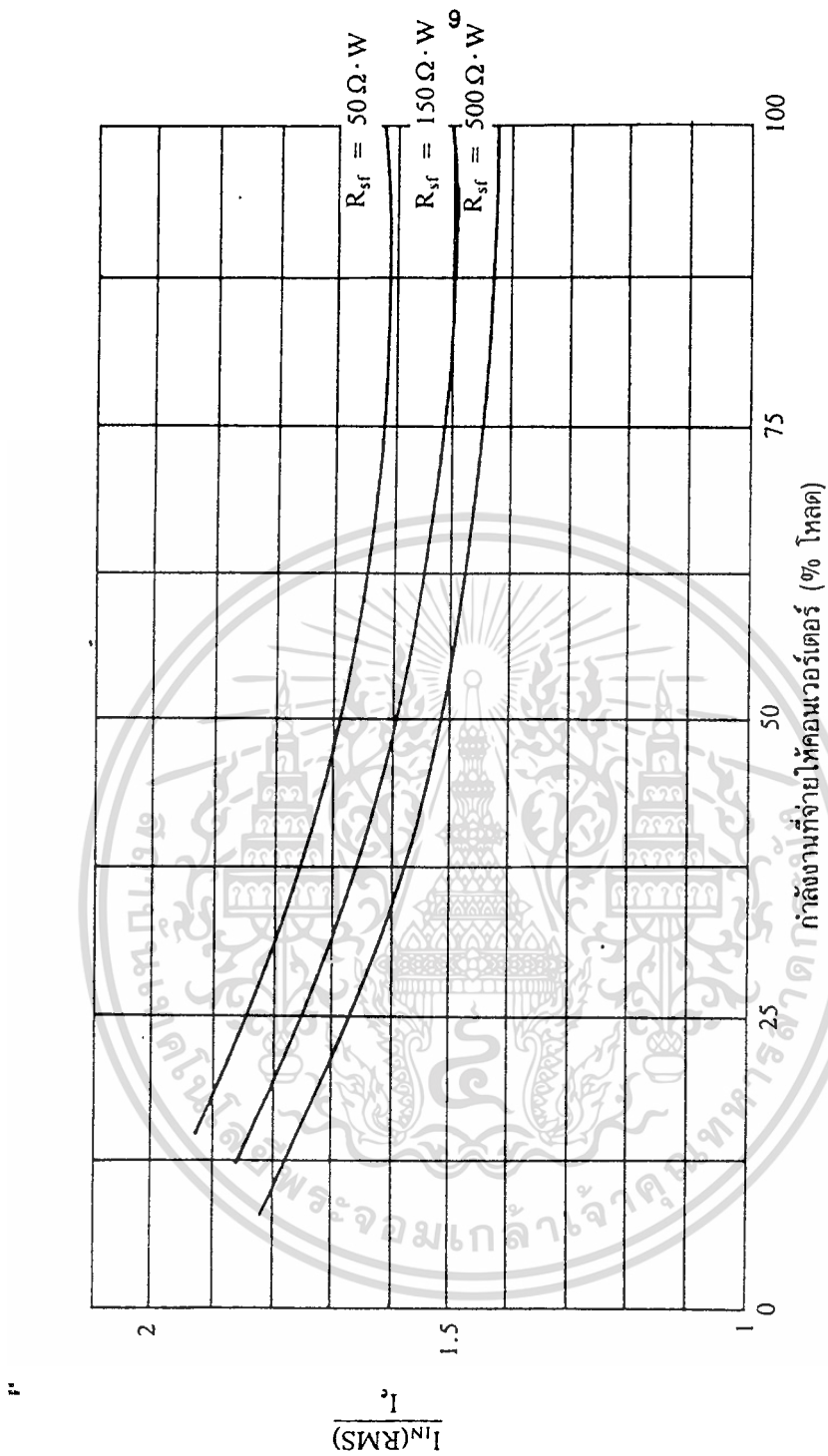
กระแสระลอกในตัวเก็บประจุจะทำให้ตัวเก็บประจุร้อนและลดอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุลงได้ ปกติผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุมาในดาต้าชีต(Data Sheet) ตัวอย่าง ค่าอัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุแสดงไว้ในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างอัตราทนกระแสระลอกสูงสุดของตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์ ที่ค่าความจุและอัตราทนแรงดันขนาดต่าง ๆ

μFarad	V_{dc}									
	63	80	100	160	200	250	315	350	400	450
0.1										
0.22										
0.33										
0.47			9							
0.68			13							
1			17		20		23	24	26	29
1.5			22							
2.2			27		30	32	38	38	43	48
3.3			44	45	47	47	53	57	65	71
4.7	35		50	55	55	55	61	71	80	88
6.8	48		75	72	70	78	77	88	105	121
10	60		100	89	90	100	107	124	153	175
15	90	120	135	132	125	145	143	161	196	220
22	120		170	175	175	180	200	225	262	288
33	155	160	210	220	220	235	265	296	315	
47	210	220	320	295	300	330	343	357		
68	275	290	400	400	380	440				
100	340	360	470	505	520	550				

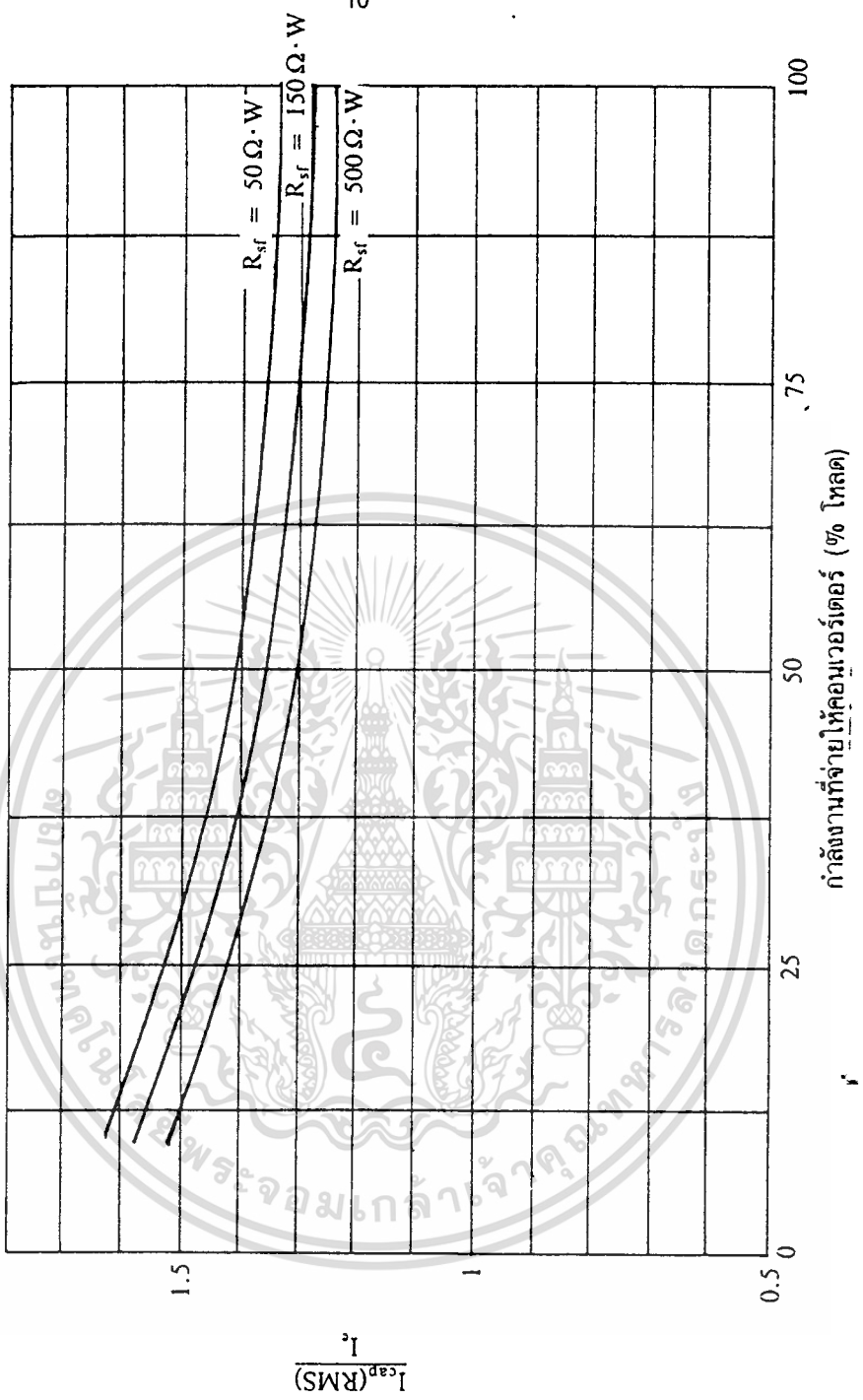
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสำนักงานคณะกรรมการกฤษฎีกาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



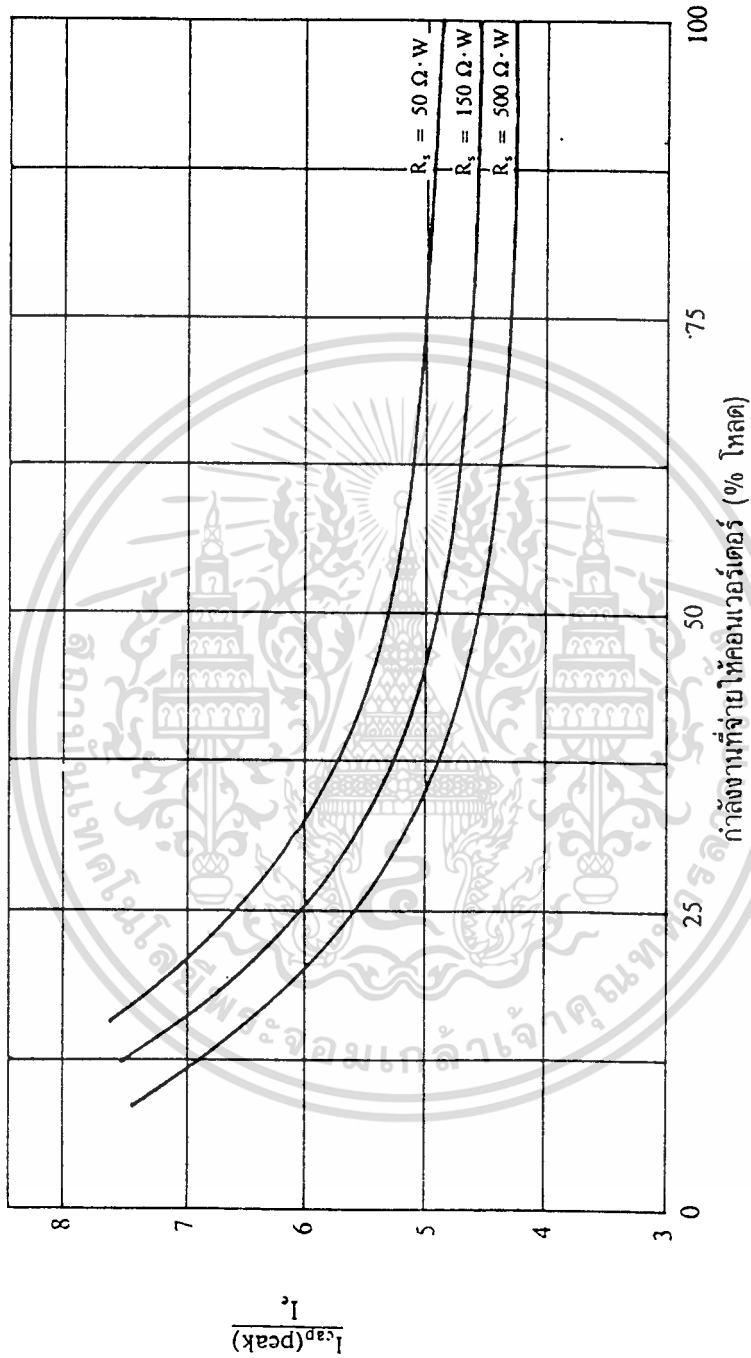
รูปที่ 3.4 (ก) แสดงค่ากระแส RMS ที่ผ่านเรกติไฟเออร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแสประสิทธิผล I_o ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดสูงสุด) ที่ค่า R_{sf} ต่าง ๆ กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 (ข) แสดงค่ากระแสระลอก(RMS) ที่ตัวเก็บประจุฟิเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผล I_T ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดสูงสุด)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 (ค) แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิภาพ I_o ต่อกำลังงานที่เรกติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอเตอร์ (คิดเอกสารนี้เป็นเอกสารเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าไหลสูงสุด) ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกใช้ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอก มากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้ตัวเก็บประจุร้อนขณะทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุขนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้กับตัวเก็บประจุได้เช่นกัน

2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของเรกติไฟเออร์จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของเรกติไฟเออร์มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป และทำให้ช่วงแรงดันไฟสลับอินพุตของสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลายแคบลง ปกติการออกแบบสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้เรกติไฟเออร์มีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากรูปที่ 3.2

ค่าของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C เพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด อาจคำนวณได้จาก

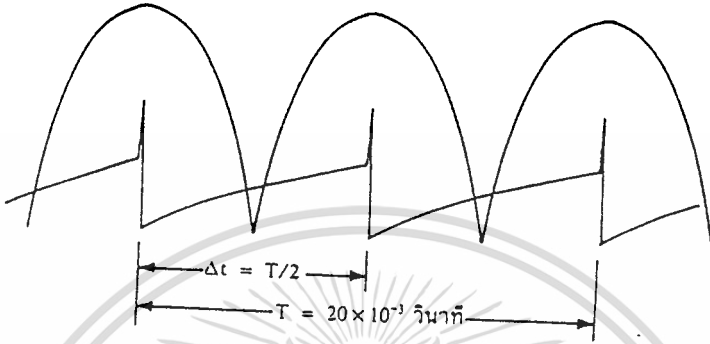
$$C = \frac{I_e \cdot \Delta t}{\Delta V_{\text{ripple}}}$$

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรกติไฟเออร์

Δt คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์

หมายเหตุ เพื่อให้ง่ายในการคำนวณค่าของ C ช่วงเวลาที่คายประจุ Δt อาจจะกำหนดจากช่วงยอดสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่งไปอีกลูกหนึ่งของแรงดันที่ได้จากไดโอดเรกติไฟเออร์ กราฟ 3.5 ดังนั้นค่าเวลา Δt จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลาของแรงดันไฟสลับนั่นเอง (10×10^{-3} วินาทีที่ความถี่ไฟสลับ 50 เฮิร์ตซ์)



รูปที่ 3.5 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ให้มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลาของแรงดันไฟสลับเพื่อสะดวกในการคำนวณ

3. ช่วงเวลาไฮลด์อัฟ

ช่วงเวลาไฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับต่ำกว่ากำหนด และเพื่อให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีค่าเวลาไฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะต้องมีค่ามากพอเพื่อจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของ C เพื่อให้เกิดช่วงเวลาไฮลด์อัฟอาจหาได้จาก

$$C = (2P_o t_H) / [\eta (V_s^2 - V_f^2)]$$

- | | | |
|-------|--------|--|
| เมื่อ | P_o | คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ |
| | η | คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ |
| | V_s | คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ |
| | V_f | คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

t_H คือ ค่าช่วงเวลาไฮลด์อัฟที่ต้องการ (โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} วินาที ถึง 50×10^{-3} วินาที)

4. อัตราทอนแรงดัน

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟเออร์ แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทอนแรงดันของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่มีแรงดันไฟสลับอินพุต 187-264 โวลต์ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ควรมีอัตราทอนแรงดันอย่างต่ำที่ 385 โวลต์ หรือ 400 โวลต์ เป็นต้น

5. ขนาดและราคา

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ปกติจะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์ ที่อัตราทอนแรงดันสูง ๆ ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์จะมีขนาดใหญ่และมีราคาแพง การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีอัตราทอนแรงดันและค่าความจุสูงเกินไป จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเกินความจำเป็น กินเนื้อที่และเพิ่มขนาดของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ขนาดและราคาจึงเป็นปัจจัยหนึ่งที่ต้องพิจารณาก่อนเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเช่นกัน

3.1.3 ไดโอดเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

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

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดเรกติไฟเออร์จะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = V_{peak} / (R_s + ESR)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ	V_{peak}	คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลัปอินพุต
	ESR	คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด
	R_s	คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้ว ไดโอดเรกติไฟร์จะมีค่าอัตราทนกระแสกระแสชาก I_{FSM} ประมาณ 20-30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน ไดโอดเรกติไฟร์ที่ใช้จะต้องมีค่าอัตราทนกระแสกระแสชากมากกว่าที่คำนวณได้จากสมการด้านบน ค่าของกระแสกระแสชาก I_{FSM} อาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่ประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะลดลงเนื่องจากกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s

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

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรกติไฟร์ จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรกติไฟร์ I_{FRM} จึงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จากกราฟในรูป 3.4(ค) นั้นเอง

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

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรกติไฟร์จะได้รับขณะทำงาน การพิจารณาค่า I_{FM} อาจทำได้โดยใช้กราฟในรูป 3.4 (ก) ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด I_{FM} ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่า จากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

4. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด V_{RRM}

ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติเรกติไฟ์เออร์ต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลัป 220 โวลต์ ดังนั้น อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอด V_{RRM} จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลัป อย่างไรก็ตาม ควรพิจารณาเมื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลัปเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ขึ้นได้ในสายไฟสลัป

3.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วน of วงจรเรกติไฟเออร์ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้น มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้ คือ

1. ค่าอัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราทนแรงดันได้ตามลำดับดังนี้คือ 32,60, 125,250,300,500,600 และ 700 โวลต์ การกำหนดใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับเป็นสิ่งสำคัญ โดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่จะใช้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อลด การอาร์กในตัวฟิวส์ขณะลัดวงจร ถ้าอัตราทนแรงดันของฟิวส์มีค่าต่ำเกินไป การเกิดอาร์กภายในตัวฟิวส์อาจเป็นไปอย่างรุนแรงและตัวฟิวส์จะแตกออกได้ ซึ่งเสี่ยงต่อการลัดวงจรภายในลำ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

2. ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating)

ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแสอาร์เอ็มเอสค่านินพุตของวงจรเรกติไฟเออร์ จากกราฟ 2.3 (ก) จะเห็นได้ว่าค่ากระแสอาร์เอ็มเอสของวงจรเรกติไฟเออร์ $I_{lin_{max}}$ จะขึ้นกับค่าของโหลด, ค่าความต้านทาน R_s และค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ การพิจารณาอัตราทนกระแสของฟิวส์จึงอาจกำหนดได้จากค่า $I_{lin_{max}}$ ของวงจรเรกติไฟเออร์นั่นเอง โดยให้เผื่อค่าอัตราทนกระแสไว้อีก 50 เปอร์เซ็นต์ด้วย เพื่อเพิ่มอายุการใช้งาน

3.2.1 ชนิดของฟิวส์ในงานอิเล็กทรอนิกส์

ฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์อาจแบ่งออกได้เป็น 5 ชนิด ขึ้นอยู่กับความเร็วในการตัดวงจรของฟิวส์ ดังนี้คือ

1. ฟิวส์ขาดเร็วมาก FF (Very Quick Acting)
2. ฟิวส์ขาดเร็ว F (Quick Acting or Normal Blow)
3. ฟิวส์ขาดช้าปานกลาง M (Medium Time Lag)
4. ฟิวส์ขาดช้า T (Time Lag/Time Delay or Slow Blow)
5. ฟิวส์ขาดช้ามาก TT (Long Time Lag)

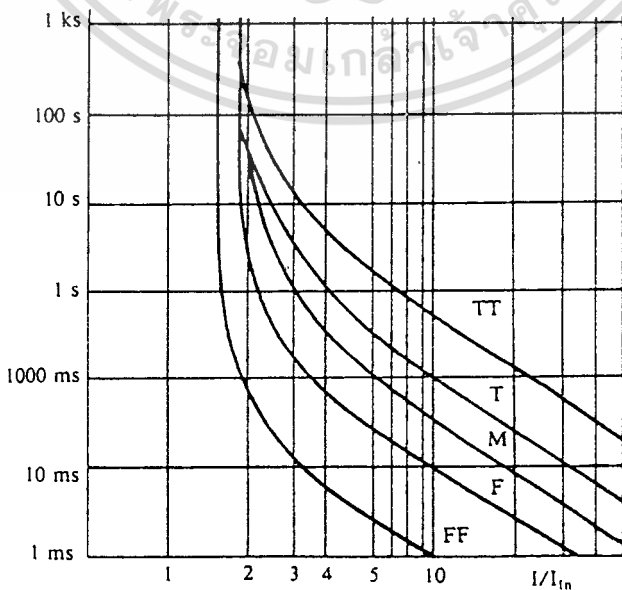
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.6 แสดงตัวอย่างภาพแสดงความเร็วในการตัดวงจรที่ค่ากระแสต่าง ๆ ของฟิวส์ทั้ง 5 ชนิด

ฟิวส์ชนิดขาดเร็วมาก(FF) เหมาะสมสำหรับใช้ป้องกันอุปกรณ์พวกสารกึ่งตัวนำเนื่องจากฟิวส์จะตัดวงจรอย่างรวดเร็วเมื่อกระแสเกิน ฟิวส์ชนิดขาดเร็ว(F) มักใช้สำหรับป้องกันการลัดวงจรทั่วไปและวงจรที่ไม่มีกระแสกระชากขณะเริ่มทำงาน ฟิวส์ชนิดขาดช้าปานกลาง(M) จะมีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันต่ำจึงมักใช้ในวงจรที่มีแรงดันใช้งานค่าต่ำ และสามารถทนกระแสกระชากขณะเริ่มทำงานได้ที่ค่าไม่สูงนัก ฟิวส์ชนิดขาดช้า(T) และฟิวส์ชนิดขาดช้ามาก(TT) สามารถยอมให้กระแสกระชากผ่านตัวมันที่ค่าสูงกว่าค่าอัตราทนกระแสปกติของมันได้ในเวลาสั้น ๆ โดยไม่ตัดวงจร และกระแสกระชากที่ฟิวส์ชนิดนี้ยอมให้ผ่านตัวมันได้ อาจมีค่าสูงได้ถึง 20 เท่าของค่าอัตราทนกระแสปกติของมัน

โดยทั่วไปแล้ว สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้ฟิวส์ชนิดขาดช้า(T) สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์ เพราะในขณะที่เริ่มทำงานมักมีกระแสกระชากเนื่องจากตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ การใช้ฟิวส์ชนิดขาดช้าจะทำให้ฟิวส์ไม่ตัดวงจรขณะเปิดเครื่อง

ข้อสังเกตสำหรับฟิวส์ที่ดีก็คือ จะต้องมีความหมายแสดงค่าอัตราทนแรงดัน อัตราทนกระแสและชนิดของฟิวส์ แสดงอยู่บนตัวฟิวส์ด้วยเพื่อป้องกันการสับสน ฟิวส์จัดเป็นอุปกรณ์เพื่อความปลอดภัย และจะต้องมีความเชื่อถือได้ในแง่ความปลอดภัยสูง การเลือกใช้ฟิวส์ควรเลือกใช้ฟิวส์ที่ได้มาตรฐานความปลอดภัยด้วย เช่น ฟิวส์ที่มีเครื่องหมายรับรองคุณภาพของ UL,VDE หรือ BSI เป็นต้น (ดูรูปที่ 3.7 ประกอบ)



รูป 3.6 แสดงการใช้เวลาในการตัดวงจรของฟิวส์ต่าง ๆ



UL



CSA



BSI

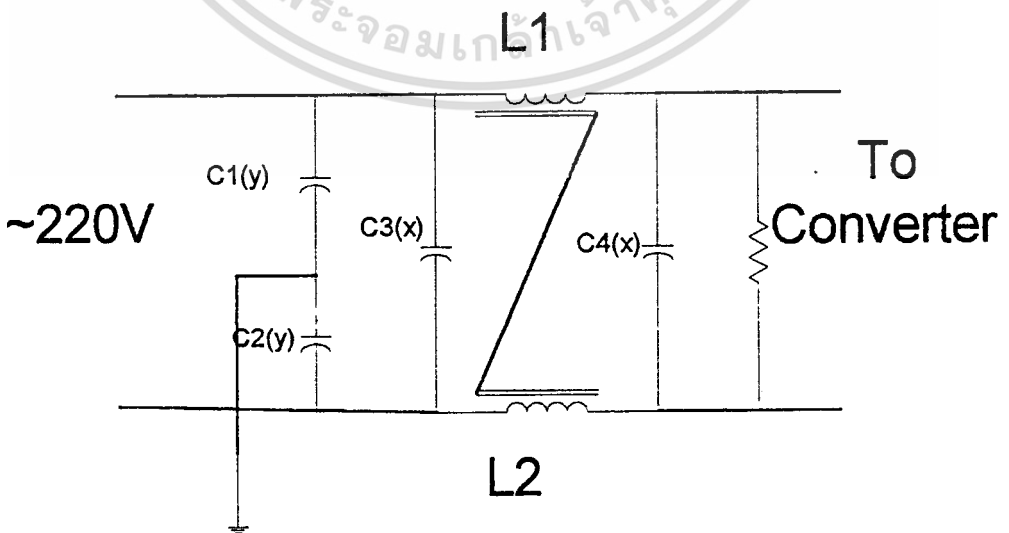


VDE

รูปที่ 3.7 แสดงเครื่องหมายมาตรฐานความปลอดภัยของประเทศต่าง ๆ

3.3 RFI อินพุตฟิลเตอร์

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูง ๆ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ที่จะออกไปภายนอกที่ไซกันโดยทั่วไปสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับ เพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งที่สัญญาณโหมดความแตกต่าง (differential mode) และที่สัญญาณโหมดรวม(common mode) การต่อวงจร LC ฟิลเตอร์อาจทำได้ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจร RFI ฟิลเตอร์ในรูปที่ 3.8 นั้น ควรกำหนดค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าดังนี้

$$C_3, C_4 = 0.1 \text{ ถึง } 2 \mu\text{F} \text{ และเป็นตัวเก็บประจุชนิด "X"}$$

$$C_1, C_2 = 2,200 \text{ pF ถึง } 0.033 \mu\text{F} \text{ และเป็นตัวเก็บประจุชนิด "Y"}$$

$$L_1, L_2 = 1.8 \text{ mH ที่ } 25 \text{ mA ถึง } 47 \text{ mH ที่ } 0.3 \text{ A}$$

การกำหนดค่าอุปกรณ์ต้องให้แน่ใจว่า ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรต้องมีค่าน้อยกว่าค่าความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ตัวต้านทาน R ที่ต่ออยู่ในวงจรมีไว้เพื่อให้ตัวเก็บประจุชนิด "X" คายประจุทิ้งไปได้ ตามมาตรฐานความปลอดภัยทั่วไปกำหนดว่า ถ้าค่าตัวเก็บประจุชนิด "X" มีค่าตั้งแต่ 0.1 ไมโครฟารัดขึ้นไป ตัวต้านทาน R จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$R = t/(2.21C)$$

โดยกำหนดให้ t มีค่าเท่ากับ 1 วินาที และ C คือ ผลรวมของค่าตัวเก็บประจุชนิด "X" ในวงจรฟิลเตอร์เป็นฟารัด

ประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนของวงจร LC ฟิลเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างอิมพีแดนซ์ระหว่างอินพุตของฟิลเตอร์กับแหล่งจ่ายไฟสลับ และค่าความแตกต่างอิมพีแดนซ์ระหว่างเอาต์พุตของฟิลเตอร์กับอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ โดยถ้าค่าความแตกต่างของอิมพีแดนซ์มีค่ามาก อัตราลดทอนสัญญาณรบกวน RFI จะเป็นไปได้มากด้วย

ปกติคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ส่วนแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับมักมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RFI ฟิลเตอร์ที่อินพุตต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ๆ และเอาต์พุตของวงจร RFI ฟิลเตอร์ต้องมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ๆ เพื่อให้อัตราลดทอนสัญญาณรบกวนมีค่าสูง การต่อ $C_1(N)$ และ $C_2(N)$ ที่ด้านอินพุตของวงจรจะทำให้อินพุตของวงจรฟิลเตอร์มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ L_1 และ L_2 จะทำให้อิมพีแดนซ์ที่เอาต์พุตของวงจรฟิลเตอร์มีค่าสูง $C(X)$ ที่อยู่ในวงจรจะมีผลในการลดทรานเซียนต์ โดย $C_3(X)$ จะลดทรานเซียนต์ที่เกิดในสายไฟสลับไม่ให้ผ่านเข้าหาคอนเวอร์เตอร์ ส่วน $C_4(X)$ จะลดทรานเซียนต์ที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์ไม่ให้ผ่านไปยังสายไฟสลับได้

3.3.1 ตัวเก็บประจุชนิด “X” และตัวเก็บประจุชนิด “Y”

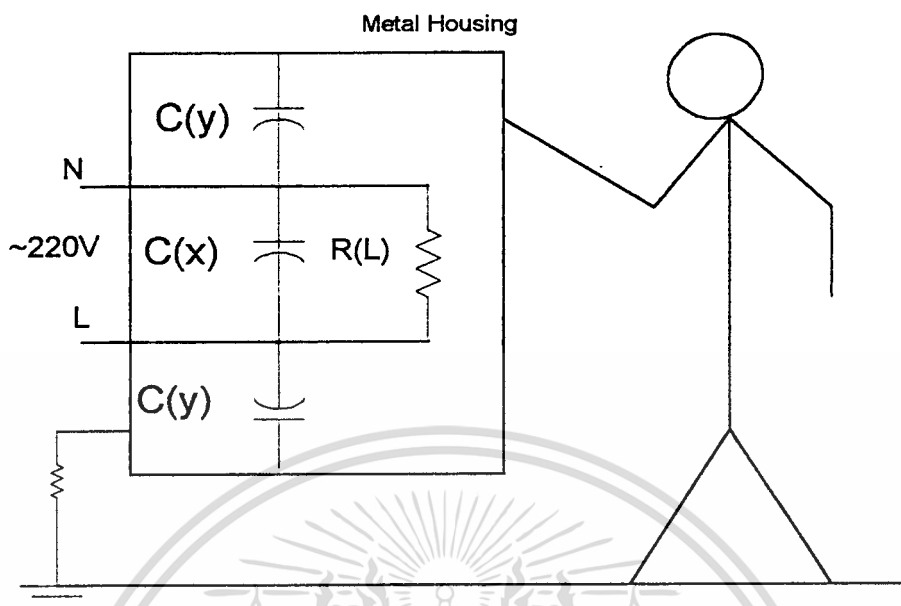
ตัวเก็บประจุชนิด “X” และตัวเก็บประจุชนิด “Y” เป็นตัวเก็บประจุสำหรับการลดทอนสัญญาณรบกวน ใช้กับแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ การต่อตัวเก็บประจุเพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานความปลอดภัยของ IEC ได้กำหนดให้ต่อใช้งานแยกประเภทตามตำแหน่งการใช้งานดังต่อไปนี้

ตัวเก็บประจุชนิด “X” (X-capacitor)

ให้ใช้ต่อได้เฉพาะตำแหน่งที่ไม่ทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์ได้รับอันตรายจากไฟฟ้าดูดหากตัวเก็บประจุเกิดลัดทะเลหรือทำงานผิดพลาด การใช้ตัวเก็บประจุชนิด “X” จะไม่มีการจำกัดค่าความจุสูงสุดของตัวเก็บประจุไว้ ตัวเก็บประจุชนิด “X” ยังแบ่งออกได้อีกเป็นชนิด “X₁” และชนิด “X₂” ตามอัตราทนแรงดันสูงสุดของตัวเก็บประจุ โดยตัวเก็บประจุชนิด “X₁” มีค่าอัตราทนแรงดันสูงสุดใช้งานมากกว่า 1,200 โวลต์ ส่วนตัวเก็บประจุชนิด “X₂” มีค่าอัตราทนแรงดันสูงสุดใช้งานต่ำกว่า 1,200 โวลต์ลงมา

ตัวเก็บประจุชนิด “Y” (Y-capacitor)

ยอมให้ใช้ได้เฉพาะตำแหน่งที่อาจทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าได้รับอันตรายจากไฟฟ้าดูด ถ้าตัวเก็บประจุเกิดลัดทะเลหรือทำงานผิดพลาด ตัวเก็บประจุชนิด “Y” จัดเป็นอุปกรณ์ที่เสี่ยงกับความปลอดภัย จึงต้องมีมาตรฐานเกี่ยวกับความปลอดภัยสูง และต้องมีโครงสร้างที่ป้องกันการลัดทะเลได้ดี ค่าความจุของตัวเก็บประจุชนิด “Y” ต้องมีค่าต่ำเพื่อจำกัดกระแสรั่วไหลหรือจำกัดกระแสลัดชอร์ตจากตัวเก็บประจุชนิด “Y” ลงดิน (ตามมาตรฐานความปลอดภัยเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านทั่วไปจะต้องมีค่ากระแสรั่วลงดินน้อยกว่า 0.5 มิลลิแอมป์) ลักษณะการต่อตัวเก็บประจุชนิด “X” และตัวเก็บประจุชนิด “Y” แสดงไว้ในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดงตำแหน่งการต่อตัวเก็บประจุชนิด “X” และตัวเก็บประจุชนิด “Y” ใช้งาน จะเห็นได้ว่าหากมีการลัดทะเลลในตัว $C(X)$ ผู้ใช้อุปกรณ์ซึ่งสัมผัสอยู่กับตัวถังจะไม่ใช่เส้นทางผ่านของกระแสลงดินและไม่เป็นอันตราย ส่วนตำแหน่ง $C(Y)$ ซึ่งหากมีข้อบกพร่องในการต่อสายดินของตัวถัง เมื่อ $C(Y)$ ผ่านกระแสได้มากเกินไปหรือเกิดลัดทะเลลในตัว ผู้ใช้ก็จะเป็นอันตรายเมื่อสัมผัสกับตัว ถังเครื่องใช้ไฟฟ้า

บทที่ 4 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรง ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ใน รูปแบบต่าง ๆ ขึ้นมามากมาย แต่ในที่นี้จะขอกล่าว เฉพาะตัวที่ใช้ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเท่านั้น ซึ่งได้แก่

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

แต่ในที่นี้จะกล่าวถึง 3 ตัวหลัง คือ Push-Pull , Half-Bridge , Full-Bridge Converter เท่านั้น เนื่องจากว่า คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นชนิด Full-Bridge Converter และในการที่จะอธิบายจะต้องกล่าวอ้างถึงตั้งแต่ Push-Pull Converter และสำหรับในบทนี้จะกล่าวถึงแต่ละตัวอย่าง คร่าว ๆ ก่อนเท่านั้น และจะกล่าวอย่างละเอียดอีกครั้งในบทต่อไป

พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 4.1(ก) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส Q_2 จะเริ่มนำกระแส D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยัง

โหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพืชมูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

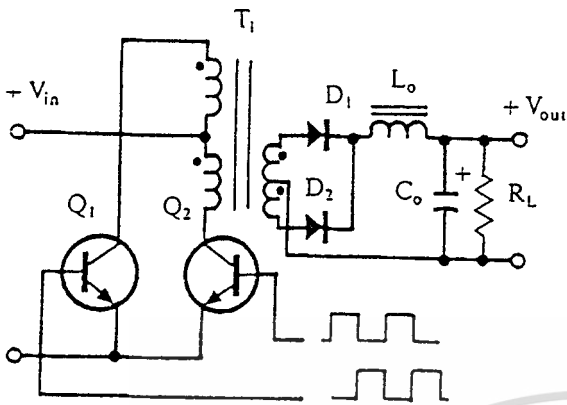
ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพืชมูลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

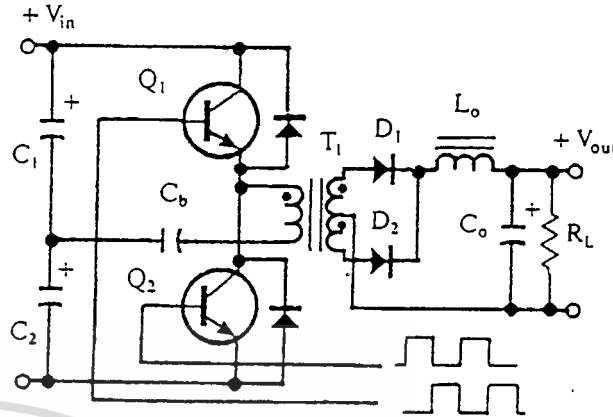
จากรูปที่ 4.1(ข) จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพืชมูลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟรมารี่ จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุตเนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารี่จึงมีค่าสูงซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

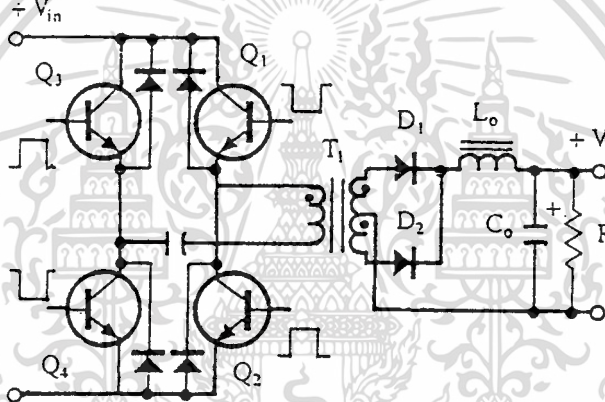
จากรูปที่ 4.1(ค) จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไฟรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุตกระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมารี่ จึงมีค่าต่ำกว่าฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก



รูปที่ 4.1(ก)



รูปที่ 4.1(ข)



รูปที่ 4.1(ค)

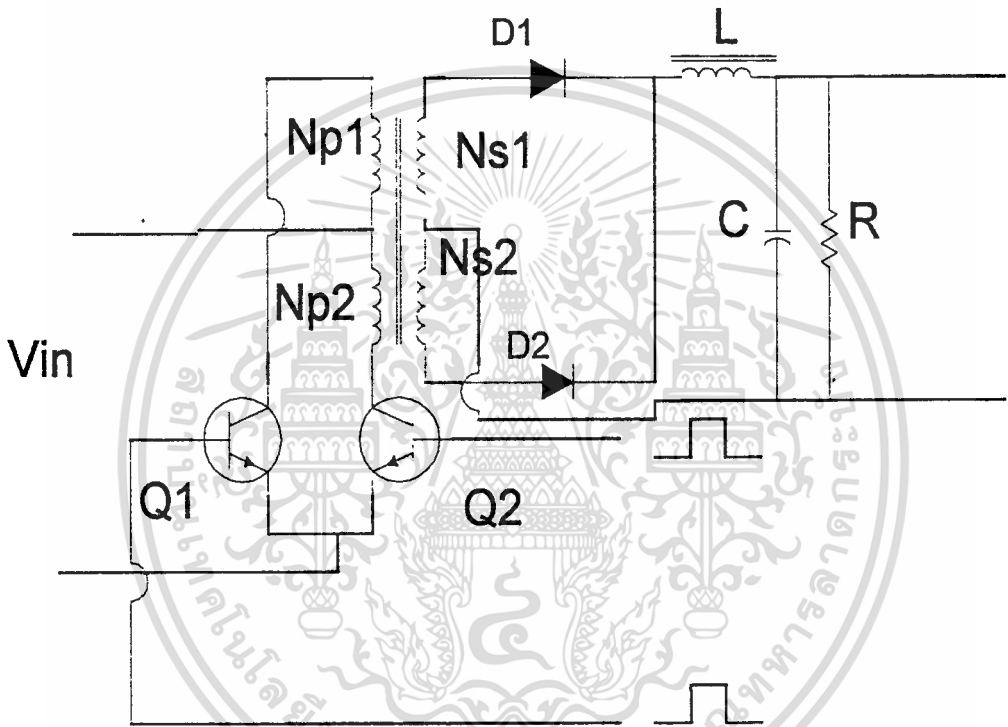
พืซ-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพืซ-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter) เปรียบเหมือนกับการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟส ทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูงในช่วง 200 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ดและฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายง่าย ในบทนี้จึงเป็นการอธิบายการทำงานของพืซ-พูลคอนเวอร์เตอร์และการคำนวณต่าง ๆ เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจการทำงานของฮัลฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานคล้ายกัน แต่มีข้อบกพร่องน้อยกว่า รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสต่ำและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่าด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทพร่องน้อยกว่า รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสต่ำและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่าด้วย

4.1 พื้นฐานการทำงานของฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 4.2 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งของ คาบเวลา T ขณะที่ Q_1 นำกระแสจะมีกระแส I_o ไหลผ่านขดไพรมารี N_{p1} และไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดเซคันดารี N_{s2} ผ่านไดโอด D_2 และ L ไปยังตัวเก็บประจุ C และโหลด R_L ได้ ในจังหวะนี้แรงดัน ตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเป็น $2V_{in}$ (จำนวนรอบ $N_{p1} = N_{p2}$ และ $N_{s1} = N_{s2}$) ในทำนองเดียวกัน ขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 และ D_2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ D_1 ซึ่งอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง จะนำกระแสจากขดเซคันดารี N_{s1} ผ่าน L ไปยังตัวเก็บประจุ C และโหลด R_L จะเห็นได้ว่าใน 1 คาบเวลาการทำงาน ขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน L ได้ถึงสองครั้ง ฟูล-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

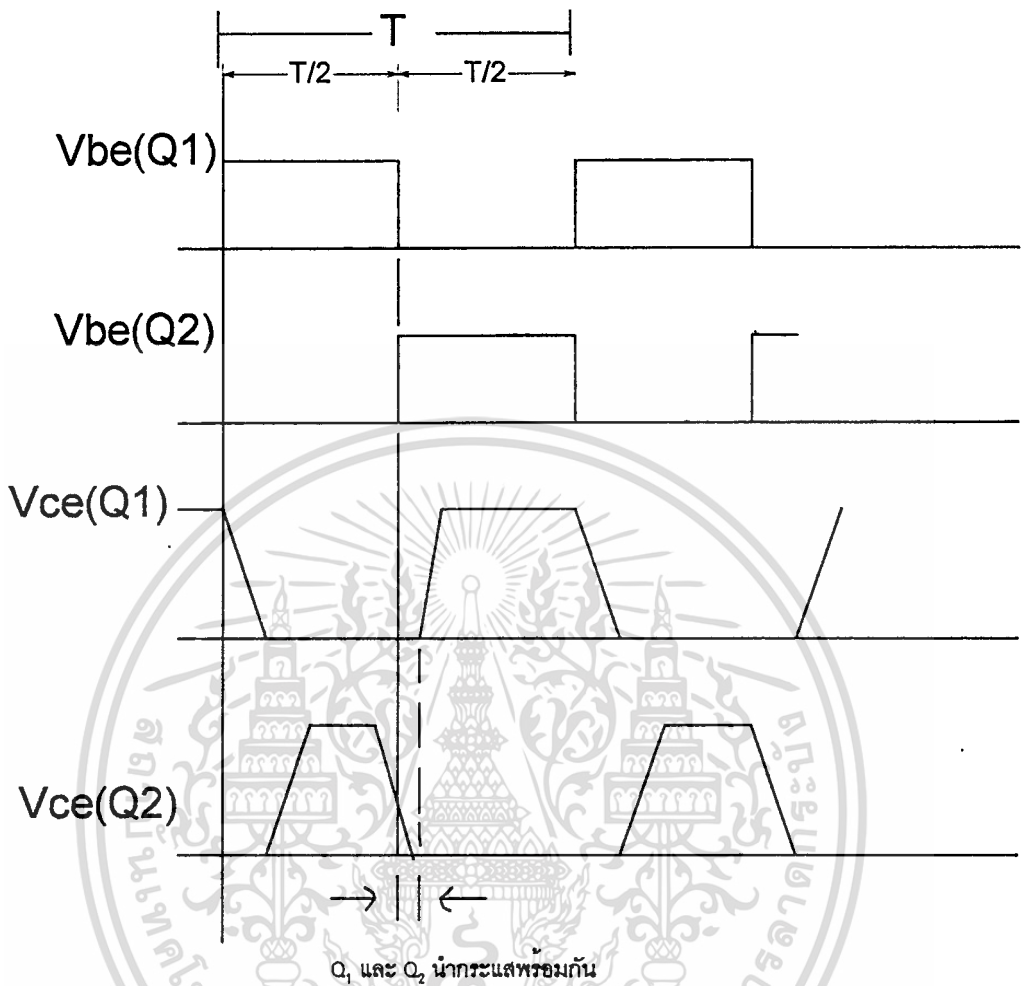
คอนเวอร์เตอร์ จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดด้านไพร มารีมีค่าเท่ากัน

4.2 ค่าเวลาเมื่อ t_0 สำหรับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

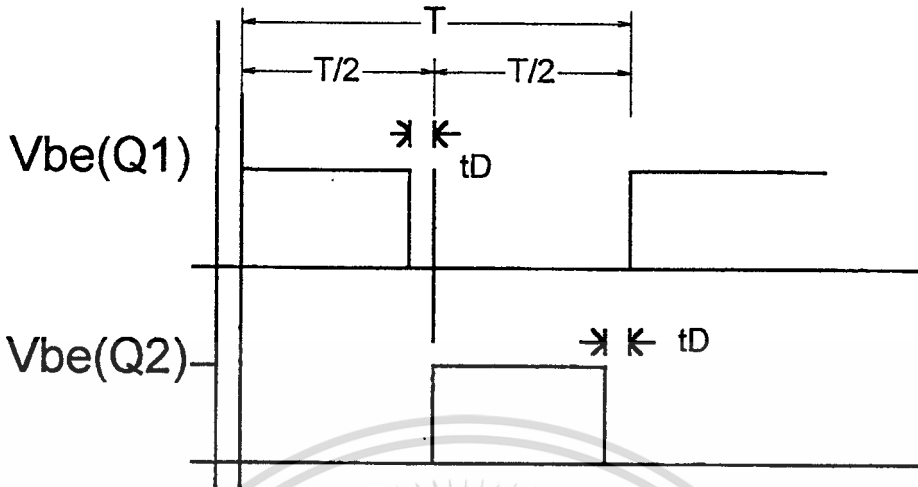
การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (dead time) ไว้เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลักสองประการคือ ประการแรก ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้ เมื่อเกิดกรณีโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือมีค่าลดลง และ เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ เหตุผลอีกประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอ เพราะการตอบสนองของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไปแอส ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา $t=T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่เดียวกันกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไปแอสที่เวลา $t=T/2$ เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเกิดนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุต และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_0 สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังรูปที่ 4.4 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเวลาเมื่อ t_0 โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จึงไม่ควรมีค่าเกิน

$$\begin{aligned} t_{on(max)} &= 0.8(T/2) \\ &= 0.4T \end{aligned}$$

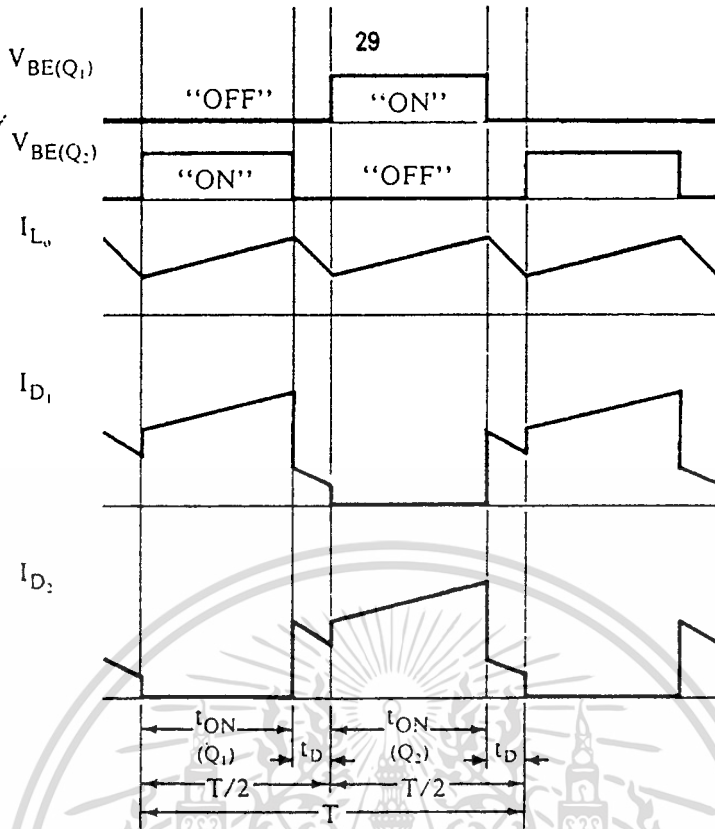


รูปที่ 4.3 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสม เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ นำกระแสพร้อมกัน



รูปที่ 4.4 แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

มีข้อสังเกต คือ ในช่วงเวลาเมื่อ t_D นี้ Q_1 และ Q_2 จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกันทั้งสองตัว ซึ่งเปรียบได้กับช่วงเวลา t_{OFF} ของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ที่เอาต์พุตโหลด L_o จะมีการยุบตัวของสนามแม่เหล็กและกลับขั้วแรงดัน แต่เนื่องจากพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ไม่มีไดโอดฟลายวีล (Fly-wheel) เช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ในกรณีนี้ไดโอด D_1 และ D_2 ในรูปที่ 4.2 จะอยู่ใน ลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดเซคันดารี N_{s1} และ N_{s2} เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานที่สะสมใน L_o ในช่วงเวลาเมื่อ t_D นี้ด้วย โดยกระแสที่ไหลจาก L_o จะถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด D_1 และ D_2 อย่างไรก็ตาม พลังงานที่สะสม ในขดไพรมารี เนื่องจากการเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส ก็จะมีการถ่ายเท ออกไปที่ขดเซคันดารีในช่วงเวลาเมื่อ t_D ด้วยเช่นกัน แต่จะมี กระแสไหลเซคันดารีได้เพียงขดเดียว เนื่องจากไดโอดที่ต่ออยู่กับขดเซคันดารีที่เหลือจะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้มีกระแสเสริมและลดทอนกระแสที่ไหลจากเอาต์พุต โหลด L_o ดังนั้นกระแสขอบที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา t_D ของไดโอดตัวหนึ่งจะมากกว่าของอีกตัวหนึ่ง เสมอดังที่ได้แสดงไว้ในรูป 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 และกระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุตโหลด L_o ขณะวงจรทำงาน จะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดทั้งสองตัวในช่วงเวลา t_D มีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานจากขดไฟรมารี่ ในช่วงนี้ทำให้กระแสที่ไหลในไดโอดตัวหนึ่งมากกว่าอีกตัวหนึ่งสลับกันไปตามการทำงานของขดไฟรมารี่แต่ละขด

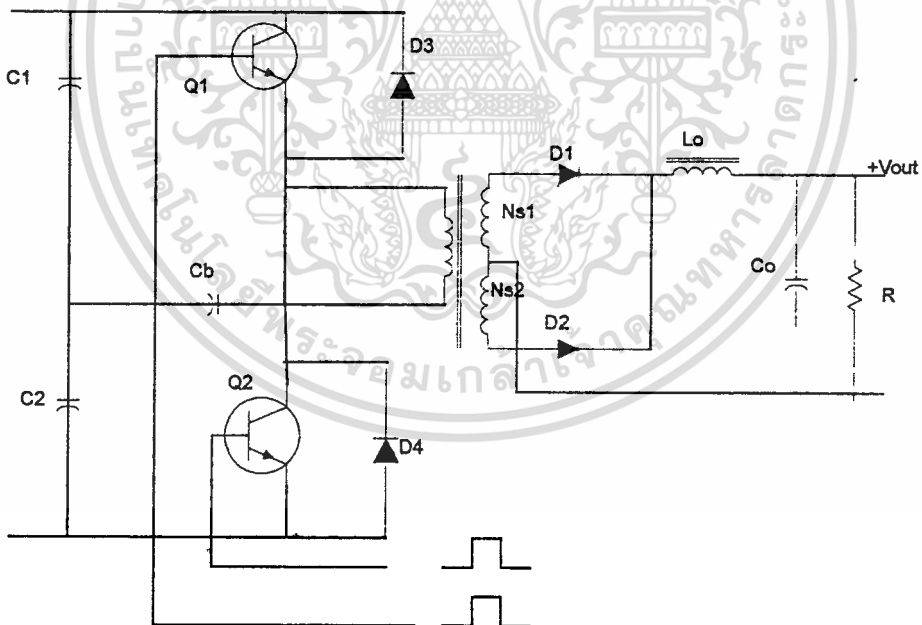
กระแสที่ไหลในขดลวดในช่วงเวลาเมื่อ t_D นี้ จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงยังคงค้างอยู่ที่จุดสูงสุดในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไปแล้ว เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งเริ่มนำกระแสในลักษณะกลับเฟส ความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจึงมีค่าเป็นไปได้สูง และเป็นการใช้แกนเฟอร์ไรต์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดทำให้แกนที่ใช้มีขนาดเล็กได้

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

อาจกล่าวได้ว่าฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจัดวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในวงจร มีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อจำกัดต่าง ๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูง ๆ เช่นที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลท์ลงได้มาก รวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

4.3 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 4.6 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้

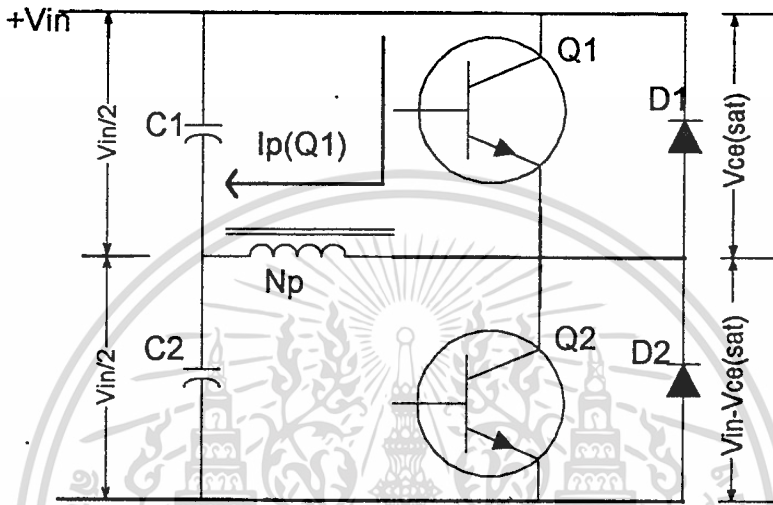


รูปที่ 4.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

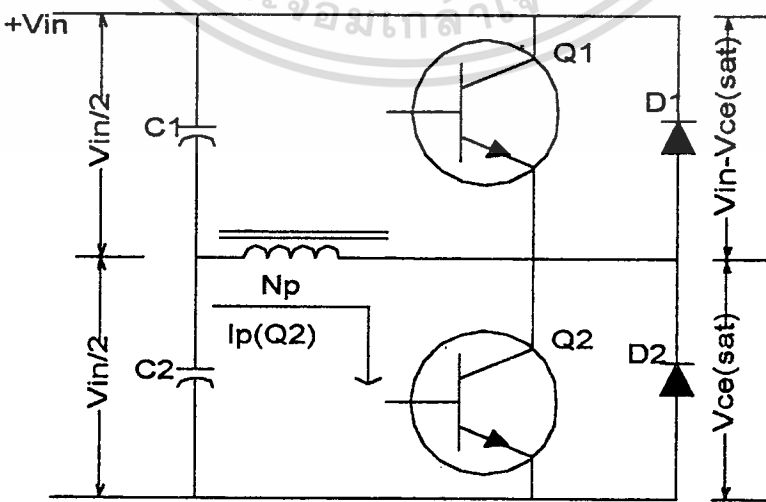
เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุต เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_0 ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไฟเหนี่ยวนำ N_p ที่ต่ออยู่กับ C_0 นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 4.7(ก) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$



รูปที่ 4.7(ข) ขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$

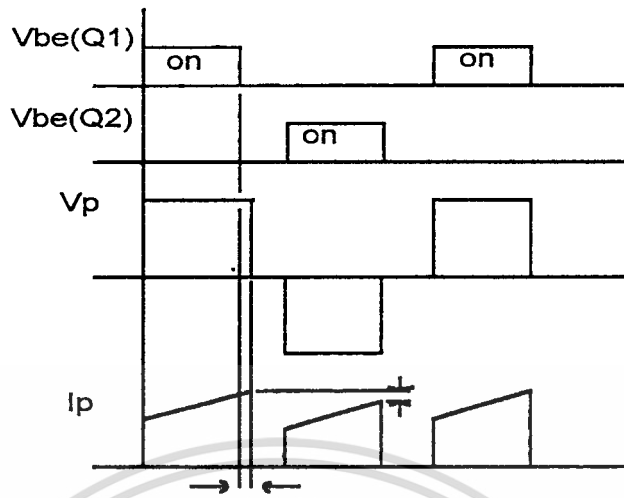
เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$

เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแส และ Q_2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไครมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{c_1} - V_{ce(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแส และ Q_1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไครมารี N_p ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ เนื่องจาก $V_{ce(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงาน ของ Q_1 และ Q_2 ที่ด้านเซคันดารีจะมีลักษณะเดียวกันกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ จึงไม่ขออธิบาย ในที่นี้

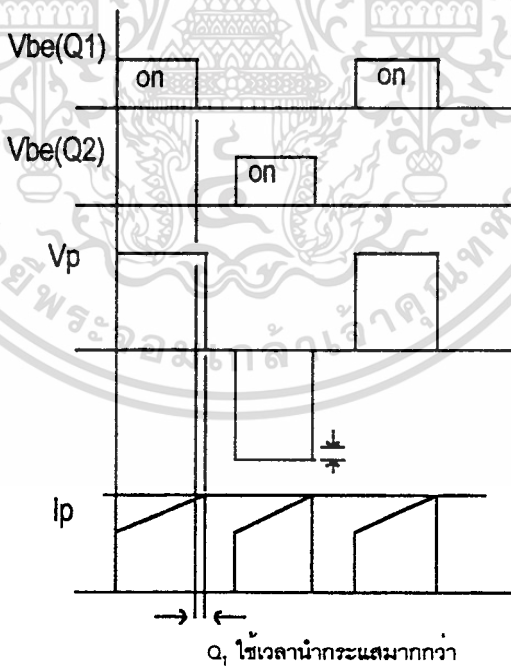
4.4 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลัก คือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้น ทำได้ยาก รวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหา การไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไครมารี N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วย เป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อม C_b นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขด ไครมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น กราฟ 3.4 ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 4.8(ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรพัลส์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานานกว่า Q_2

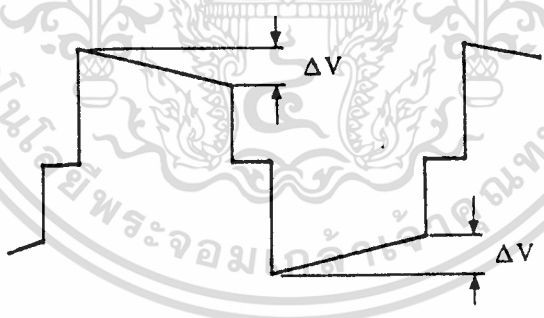


รูปที่ 4.8 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลือกัก C_c เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรพัลส์

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลึอกก็ง C_b คั้นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีคาลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด(droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั้นเอง ดังรูป 4.9 และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้ คือ

$$C_b = (I_{p(pk)}(0.4t))/\Delta V$$

- เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี
- ΔV คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_{in}/2$)
- T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.9 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด(Droop)ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุลึอกก็ง C_b คั้นเข้ามาในวงจร

4.5 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4

จากวงจรรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่ามีไดโอด D_3 และ D_4 ต่อกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด(Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์(Spike) ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไฟโรมารี่ N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด O_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลคเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไฟโรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกับเมื่อ O_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด D_3 และ D_4 ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

4.6 ค่าเวลาเมื่อ t_0 สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ค่าเวลาเมื่อ t_0 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 จะเกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตทันที ซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์อื่น ๆ ในวงจรได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของ Q_1 และ Q_2 จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเมื่อ t_0 เช่นเดียวกับพุ่มคอนเวอร์เตอร์ โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ดังนั้น

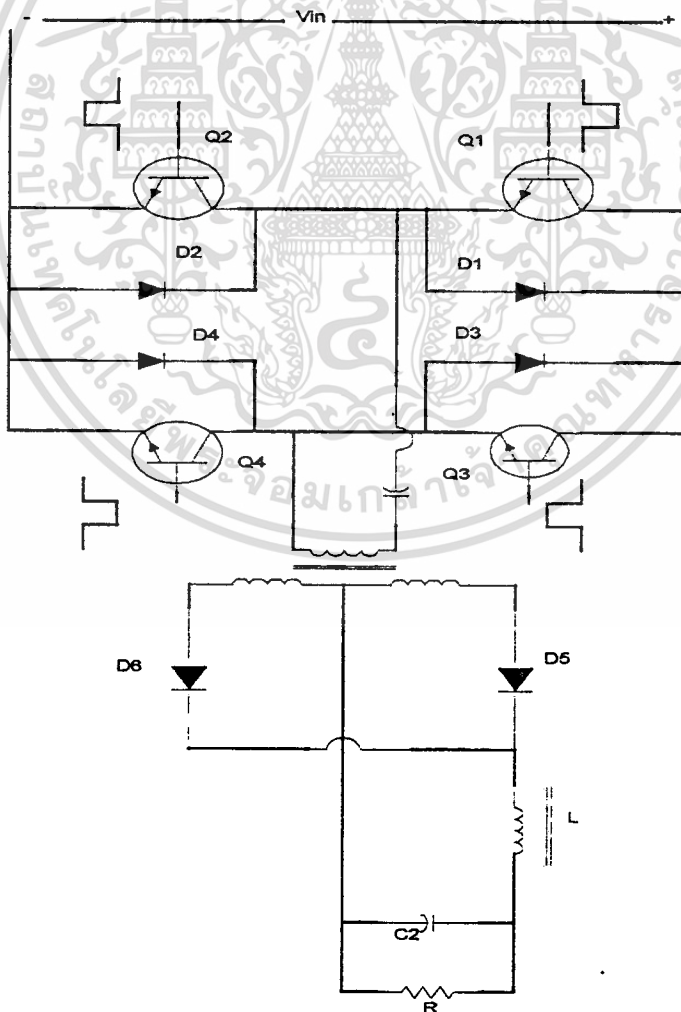
$$t_{ON(MAX)} = 0.4T$$

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์(Full-Bridge Converter) ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดไฟรมมาที่เท่ากับแรงดันอินพุต แต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้น และค่ากระแสสูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดน้อยลง กำลังงานสูงสุดที่จะได้จากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1,000 วัตต์

4.7 พื้นฐานการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 4.10 ซึ่งการทำงานเป็นดังนี้



รูปที่ 4.10 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแส และหยุดนำกระแส สลับกันเป็นคู่ ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q_2 และ Q_3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดไฟโรมารี่จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{ce(sat)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากพุ่มพูล คอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุลึกลับ C_b จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่า แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce_{Q2(sat)}}$ และ $V_{in} - V_{ce_{Q3(sat)}}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q_2 และ Q_3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_{in} - V_{ce_{Q1(sat)}}$ และ $V_{in} - V_{ce_{Q4(sat)}}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D_3 - D_6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด ให้กับวงจรเพื่อป้องกัน Q_1 - Q_4 เช่นเดียวกับ ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

4.8 ค่าเวลาเมื่อ t_b สำหรับพุ่มพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ในวงจรพุ่มพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เมื่อพิจารณาจากวงจรจะเห็นว่า Q_1 กับ Q_2 และ Q_3 กับ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตและทรานซิสเตอร์จะพังเสียหายได้ การกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_b จึงมีความจำเป็น ถ้ากำหนดค่าเวลาเมื่อ t_b ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $t_{ON(MAX)}$ ก็จะมีค่าได้ไม่เกิน

$$t_{ON(MAX)} = 0.4T$$

บทที่ 5

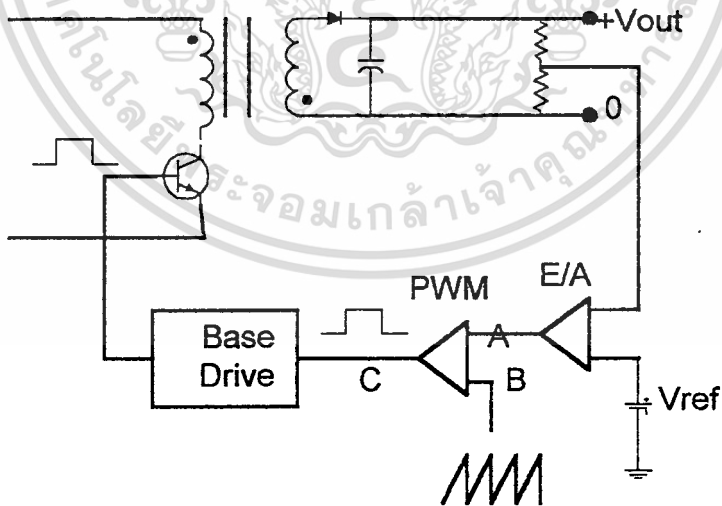
วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส(t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน(Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลักการใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

(Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 5.1



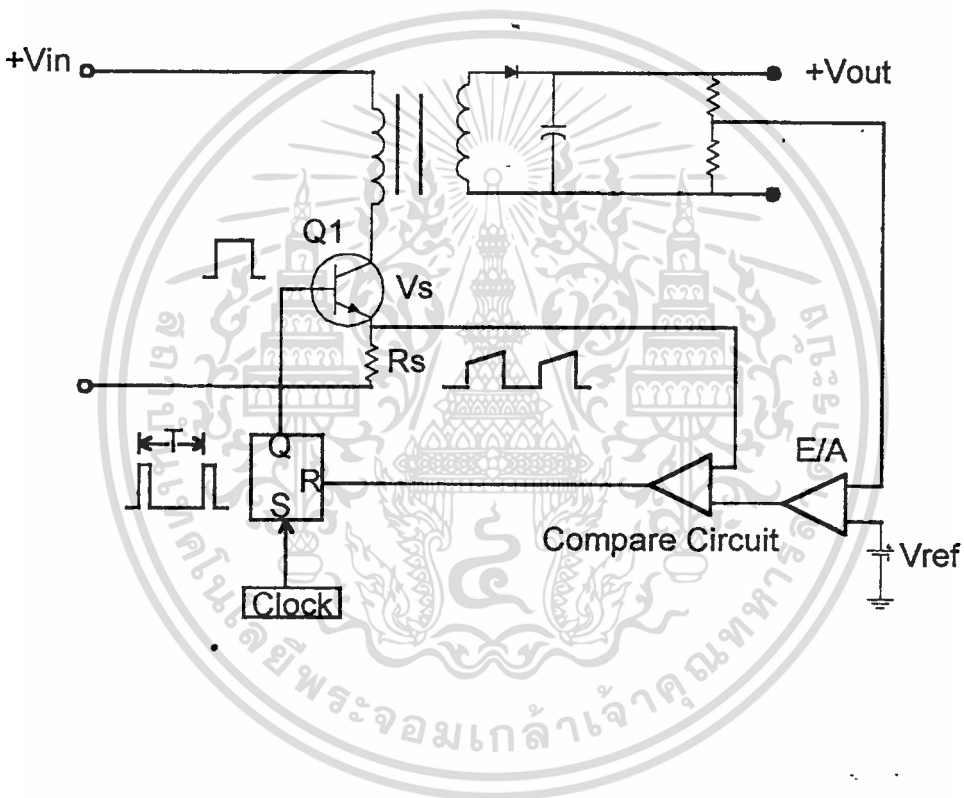
รูปที่ 5.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูป วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต(Output)และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งงานไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

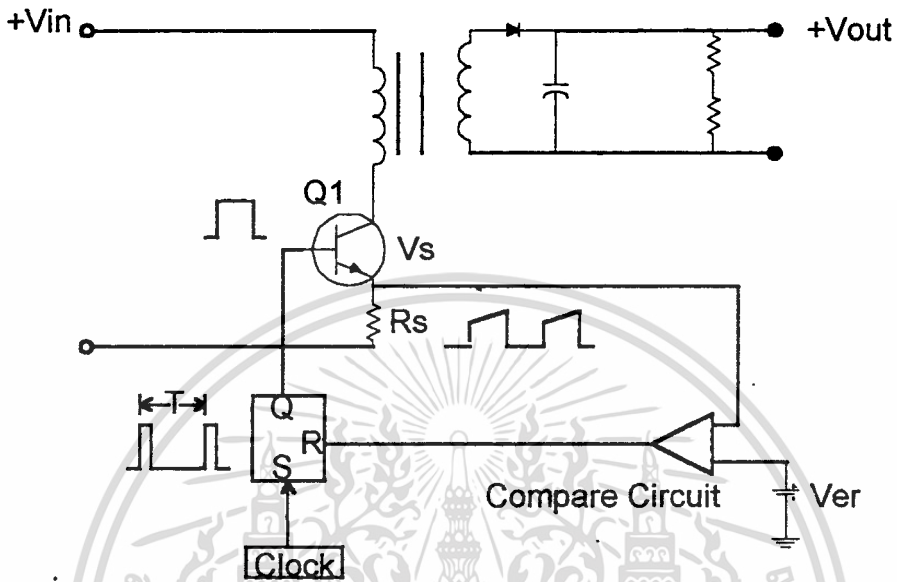
(Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิตต์มอดูเลชันเช่นกัน รูปที่ 5.3(ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส



รูปที่ 5.3(ก) แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 5.3(ข) วงจรแล็ทช์(Latch) จะทำงานโดยขา Q ของวงจรแล็ทช์จะมีสถานะเป็นไฮ(High) เมื่อมีการกระตุ้นที่ขาเอส(S) และขาคิว(Q) จะมีสถานะเป็นโลว์(Low) เมื่อมีการกระตุ้นที่ขาอาร์(R)



รูปที่ 5.3(ข) แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขาเอสของวงจรเล็ทซ์ ขาคิวจึงมีสถานะเป็นไฮ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะมีเริ่มนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี(Primary)และตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็นไฮ และไปกระตุ้นที่ขาอาร์ของวงจรเล็ทซ์ ทำให้ขาคิวมีสถานะเป็นโลว์ และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขาเอสของวงจรเล็ทซ์จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขาคิวของวงจรเล็ทซ์ จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสลดลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลด(Load)คงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกตามวงจรในรูปที่ 5.3 เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 5.4

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

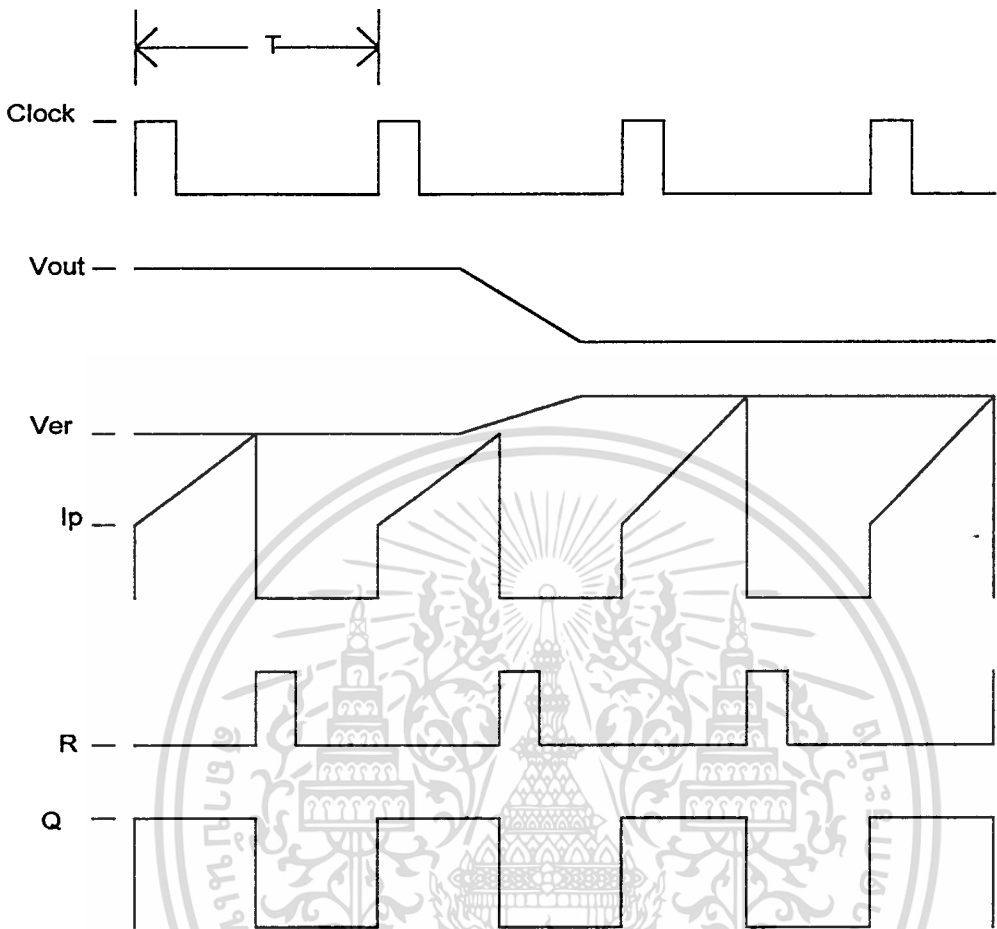
1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์(Transient)และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต
2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ชดโพรมารีในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชัน(Line Regulation)ดีมาก
4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ชดโพรมารี ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์(Flux)แม่เหล็กของพุช-พูล(Push-Pull)คอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
5. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

ตัวอย่างไอซี ที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแสได้แก่ เบอร์ UC

3842/3/4/5, MC 34023/5 และ MC 34129 เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเพื่อการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรรวมในโหมดควบคุมกระแส

บทที่ 6

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์(Power Transistor)

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และมีโหลด(Load)เป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส (turn on) และเมื่อจะหยุดนำกระแส (turn off) รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส($V_{CE(sat)}$)อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน(Power Dissipation) ขึ้นในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นก่อนจะนำเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาใช้งานจึงจำเป็นต้องศึกษาลักษณะการเกิดกำลังงานสูญเสียและเทคนิคการลดกำลังงานสูญเสียที่จะเกิดขึ้น เพื่อยืดอายุการใช้งานและให้เกิดประสิทธิภาพในการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มากที่สุดด้วย

6.1 ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

(Bipolar Junction Power Transistor)

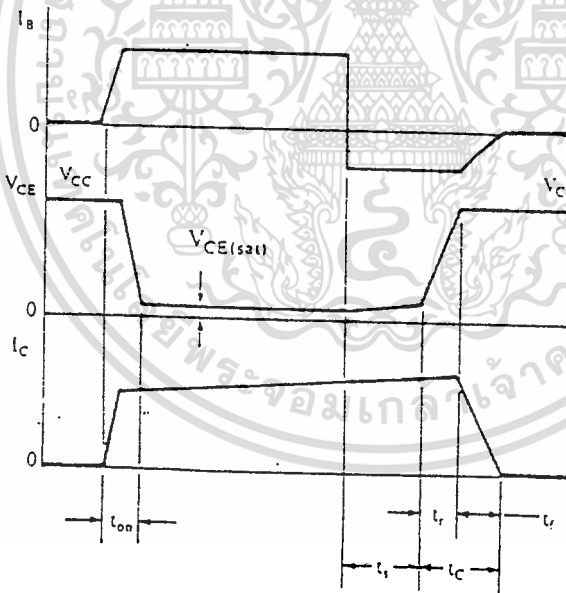
ปัจจุบันไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ถูกเพาเวอร์มอสเฟต(Power Mosfet) เข้ามาแทนที่อย่างรวดเร็ว เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตใช้เวลาในช่วงเปลี่ยนสถานะสั้น จึงเกิดกำลังงานสูญเสียต่ำกว่าและใช้งานที่ความถี่สูง ๆ ได้ดี อย่างไรก็ตาม ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและมีราคาถูกกว่า รวมทั้งการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานได้เร็วขึ้นเพื่อให้ใช้งานได้ที่ความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย ยังคงมีกระทำได้ในปัจจุบัน ดังนั้นไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงยังคงมีใช้งานในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่มีผลิตจำหน่ายในตลาดอุตสาหกรรม และมีความจำเป็นที่ต้องศึกษาให้เข้าใจลักษณะการทำงานและการเกิดกำลังงานสูญเสียของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เอาไว้ด้วย

6.1.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

กำลังงานสูญเสียในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นไปได้นั้น 2 ลักษณะคือ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (switching loss) และกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว (saturation loss) สำหรับการเปลี่ยนสถานะของการทำงานของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ทั้งในขณะที่เริ่มจะนำกระแสและขณะเริ่มหยุดนำกระแส แต่กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นหลัก

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอส(Bias Current) ที่ขาเบส(Base)ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์(Collector)ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์(Emitter) (V_{CE}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{CC} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{CE(sat)}$ (ดูรูปที่ 6.1 ประกอบ) กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ

เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้จะเรียกว่า ช่วงเวลาสะสม (storage time) และในขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 6.1 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงงาจะเป็นส่วนที่เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (voltage rise time) เมื่อประจุสะสมในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (current fall time) เพาเวอร์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f มีค่าสูง และเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุด ขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส นั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{Dsw} = (0.5V_{cc}I_{PK}t_c)/T \quad \text{วัตต์}$$

เมื่อ P_{dsw} คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

V_{cc} คือ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส

I_{PK} คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

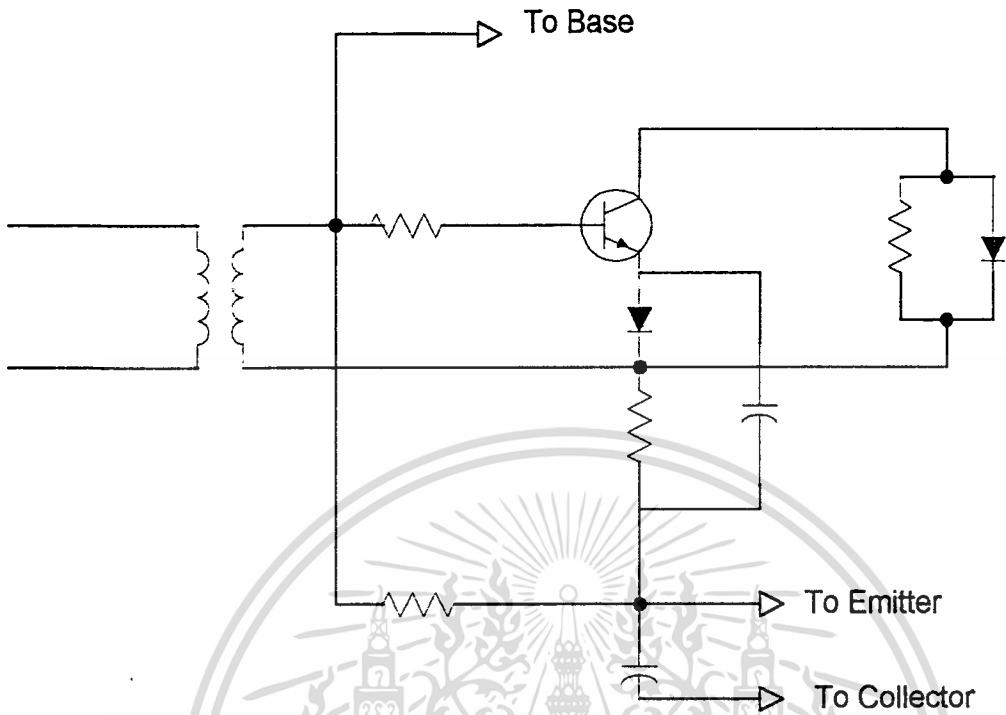
t_c คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ($t_c = t_r + t_f$)

T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส P_{dsw} มีค่าน้อยที่สุด จะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงานด้วย

6.1.2 วงจรขับกระแสไบแอส

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้ นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน



รูปที่ 6.2 แสดงวงจรขับเคลื่อนเบสของสวิตชิงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรขับเคลื่อนเบสของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

6.2 การระบายความร้อนสำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน เป็นเรื่องที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดความร้อนที่รอยต่อ และอุณหภูมิที่รอยต่อ (T_j) ของสารกึ่งตัวนำภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น หากไม่มีการระบายความร้อนออกไปจากตัวถังแล้ว อุณหภูมิที่รอยต่อจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว จนเกินค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นในที่สุด

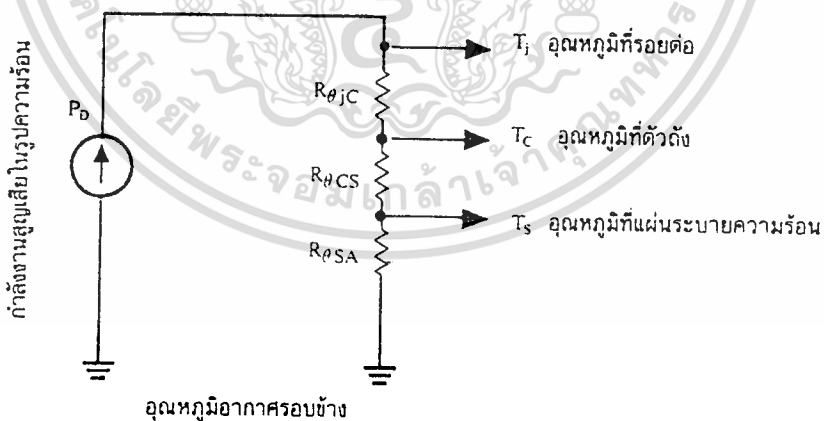
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อ T_j สูงสุดขณะทำงานประมาณ 150 องศาเซลเซียส (Celsius) ถึง 200 องศาเซลเซียส ขึ้นอยู่กับชนิดของสารกึ่งตัวนำและลักษณะของตัวถัง วิธีที่ง่ายที่สุดในการระบายความร้อน คือการติดแผ่นระบายความร้อนเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์โดยตรง การระบายความร้อนออกจากตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อเลือกขนาดและชนิดของแผ่นระบายความร้อนได้เหมาะสม แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่เกินไปจะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายและกินเนื้อที่มาก ในทางตรงข้าม แผ่นระบายความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มีขนาดเล็กจะไม่สามารถระบายความร้อนได้เพียงพอ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะร้อนและอายุการใช้งานจะสั้นลง

การลดความร้อนที่รอยต่อสามารถทำได้โดยการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นออกจากรอยต่อผ่านตัวถังของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเมื่อติดแผ่นระบายความร้อนเข้ากับตัวถัง ความร้อนจะถูกถ่ายเทผ่านแผ่นระบายความร้อนออกไปสู่อากาศรอบข้างจนเกิดสมดุลความร้อน ความร้อนที่รอยต่อก็จะลดลงได้

เนื่องจากวัสดุแต่ละชนิดมีการระบายความร้อนผ่านตัวมันได้ไม่เท่ากัน ความสามารถในการระบายความร้อนได้มากหรือน้อยนั้นอาจกล่าวได้ว่าวัสดุมีค่าความต้านทานทางความร้อน (Thermal Resistance) หรือ R_{θ} ไม่เท่ากันคือ เมื่อให้พลังงานความร้อนผ่านวัสดุ วัสดุจะสามารถระบายความร้อนผ่านตัวมันโดยมีการต้านทานพลังงานความร้อนไม่ให้ผ่านไปได้ง่าย ๆ ซึ่งจะทำให้ตัวมันมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้น ดังนั้นการระบายความร้อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ผ่านแผ่นระบายความร้อนอาจเขียนเป็นวงจรสมมูลในลักษณะความต้านทานทางความร้อนได้ดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 แสดงวงจรสมมูลของการถ่ายเทความร้อนออกจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ด้วยแผ่นระบายความร้อนไปยังอากาศรอบข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และที่อุณหภูมิรอยต่อ T_j หลังติดแผ่นระบายความร้อน อาจคำนวณได้จากสมการสมมูล ดังนี้

$$T_j = P_D(R_{\theta_{jc}} + R_{\theta_{cs}} + R_{\theta_{sa}}) + T_A \text{ องศาเซลเซียส}$$

เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นวัตต์(W)

T_A คือ ค่าอุณหภูมิแวดล้อมของระบบ เป็น องศาเซลเซียส(°C)

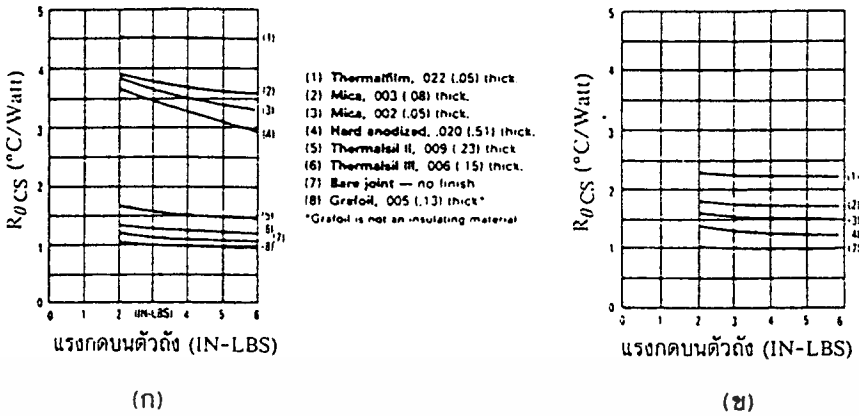
$R_{\theta_{jc}}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อและตัวถัง เป็น °C / W

$R_{\theta_{cs}}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อน เป็น °C / W

$R_{\theta_{sa}}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างแผ่นระบายความร้อนและอุณหภูมิแวดล้อมเป็น °C / W

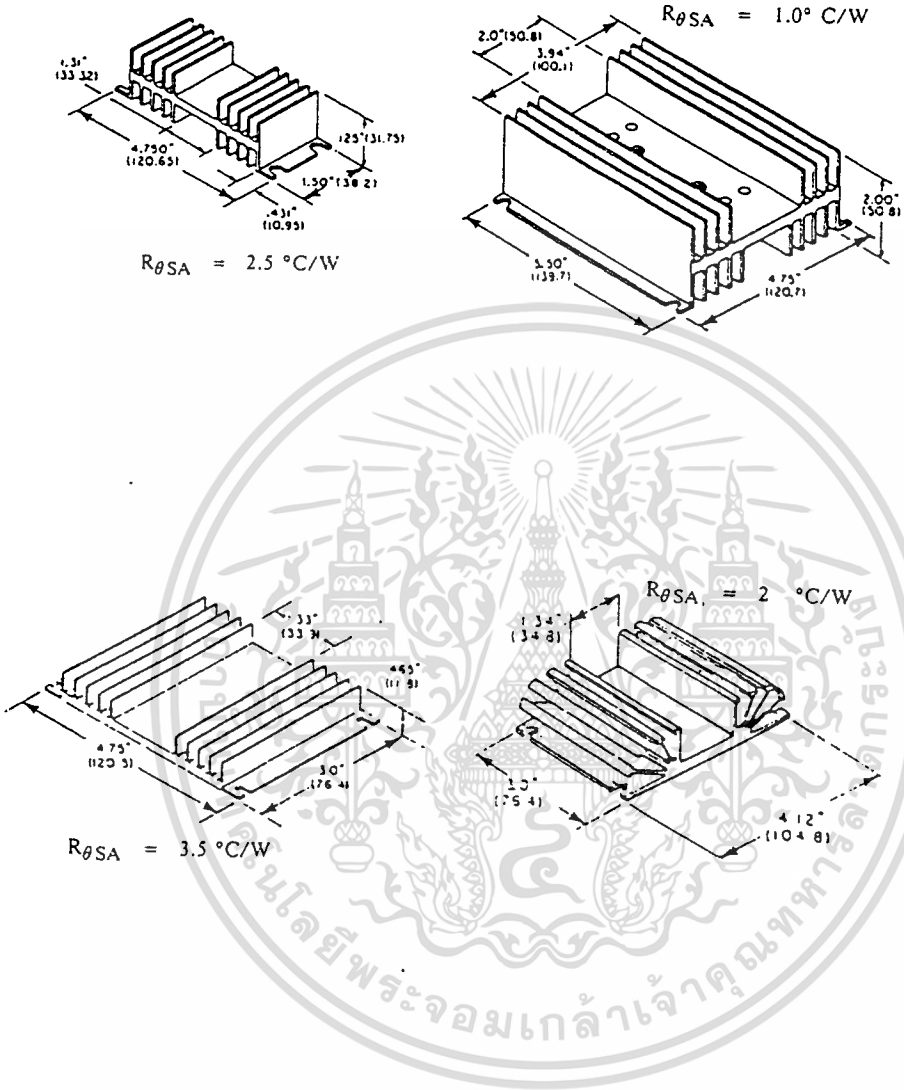
ปกติผู้ผลิตจะระบุค่า $R_{\theta_{jc}}$ มาพร้อมกับแผ่นดาต้าชีต ส่วนค่า $R_{\theta_{cs}}$ จะขึ้นอยู่กับลักษณะการยึดติดของตัวถังของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กับแผ่นระบายความร้อน ค่า $R_{\theta_{sa}}$ จะขึ้นอยู่กับวัสดุและขนาดรูปร่างของแผ่นระบายความร้อนที่ใช้ จากการคำนวณข้างต้น จะเห็นได้ว่า ค่า R_{θ} ยิ่งมีค่าน้อยจะยิ่งดี

ขนาดตัวถัง ลักษณะของผิวสัมผัส และแรงกดยึดตัวถังเข้ากับแผ่นระบายความร้อน จะมีผลโดยตรงต่อค่า $R_{\theta_{cs}}$ การใช้แผ่นฉนวนคั่นระหว่างตัวถังกับแผ่นระบายความร้อน จะทำให้ค่า $R_{\theta_{cs}}$ เพิ่มขึ้น แต่อาจลดลงได้โดยการทาครีมระบายความร้อน เช่น ครีมซิลิโคน การทาครีมระบายความร้อนจะทำให้ค่า $R_{\theta_{cs}}$ ลดลงได้ เนื่องจากครีมจะช่วยลดช่องว่างระหว่างผิวสัมผัสให้น้อยลง รูปที่ 6.4(ก) แสดงผลของแรงกดบนตัวถังและแผ่นฉนวนชนิดต่าง ๆ ที่ตัวถังแบบ TO-220 ที่มีต่อค่า $R_{\theta_{cs}}$ สำหรับรูปที่ 6.4(ข) แสดงค่า $R_{\theta_{cs}}$ ที่เปลี่ยนไปเมื่อใช้ครีมระบายความร้อนช่วย



รูปที่ 6.4 แสดงผลของแรงกดบนตัวถังและการใช้แผ่นฉนวนชนิดต่าง ๆ ที่มีต่อค่า $R_{\theta CS}$ ของตัวถังแบบ TO-220(ก) และเมื่อใช้ครีมระบายความร้อนช่วย(ข)

ค่า $R_{\theta SA}$ สำหรับแผ่นระบายความร้อนแบบต่าง ๆ จะมีค่าแตกต่างกัน และมักระบุไว้ในสเปคของแผ่นระบายความร้อน โดยค่า $R_{\theta SA}$ จะเป็นตัวกำหนดขนาดของแผ่นระบายความร้อน ค่า $R_{\theta SA}$ ของแผ่นระบายความร้อนแบบต่าง ๆ แสดงไว้เป็นตัวอย่างในรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 แสดงตัวอย่างแผ่นระบายความร้อนขนาดต่าง ๆ และค่า $R_{\theta SA}$ ของมัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมันเบอ (Snubber Network)

วงจรมันเบอ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรมันเบอในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรมันเบอช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจรมันเบอป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจรมันเบอโดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า วงจร RCD มันเบอ

7.1 วงจรมันเบอช่วงหยุดนำกระแส

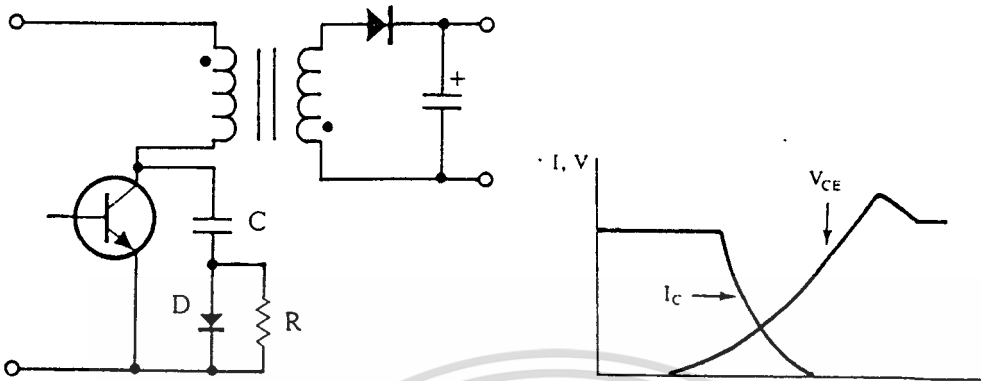
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังงานสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 7.1 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรมันเบอเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจรมันเบออาจทำได้ดังในรูปที่ 7.2

รูปที่ 7.1 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์

ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.2 แสดงการต่อวงจรสับเบอริช่ายหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

การทำงานของวงจร RCD สับเบอริช่ายหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอริช่ายทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C1 = (I_{p(pk)} \times t_{OFF}) / (2V_{in})$$

$$R1 = t_{ON(min)} / (6 \times C1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรถับเบอร์ดับแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอรืขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอรืจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรถับเบอร์ดับแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$0.5Cv_c^2 = 0.5L_l I_{p(PK)}^2$$

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

$$C = [L_l I_{p(PK)}^2] / (V_{CEO} - V_{clamp})^2$$

เมื่อ L_l คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟปฐมารี (Primary) [Leakage inductance]

$I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CEO} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{Clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R = t_{OFF(min)} / (6C)$$

กำลังงานสูญเสียใน R มีค่าเท่ากับ

$$P_D = [0.5L_l I_{p(PK)}^2] / T \quad \text{วัตต์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

ไดโอดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

8.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด

ไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไดโอดจะเกิดได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งานไดโอดที่ความถี่ต่ำ ๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นในไดโอด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดให้ถูกต้องเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนั้นด้วย

ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมัน รูปที่ 8.1 จะแสดงตัวอย่างกราฟค่าของแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดต่อค่ากระแสที่ไหลผ่านมัน โดยไดโอดในช่วงนี้จะมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

$$P_D = V_F I_F$$

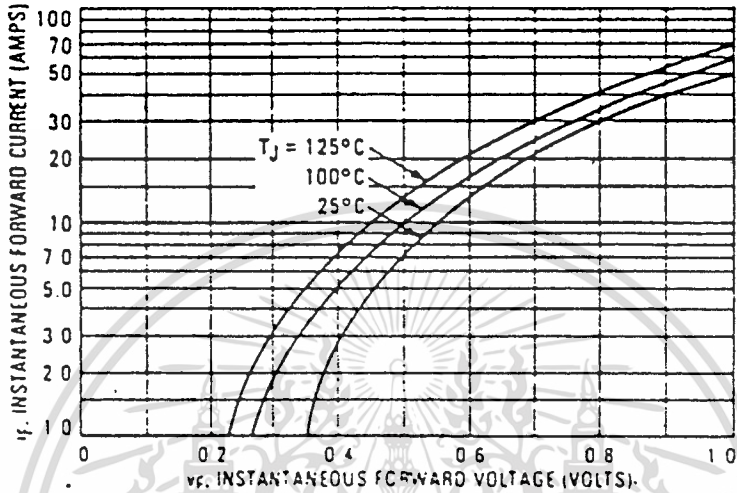
เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส

V_F คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดขณะนำกระแส

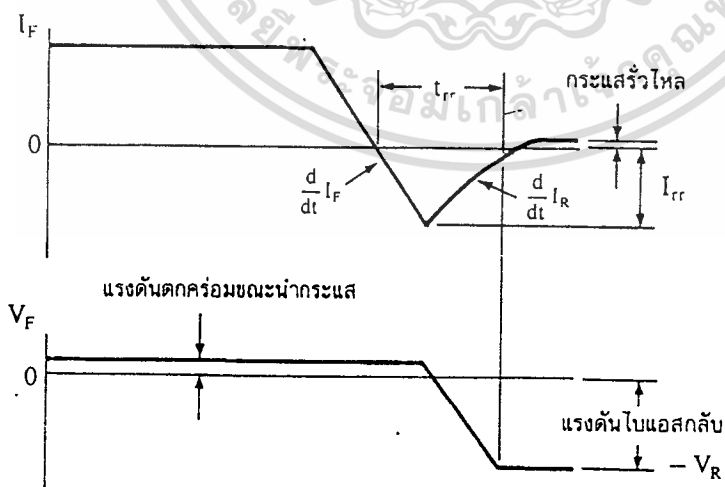
I_F คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดได้ในขณะที่มีแรงดันไบแอสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไปจึงจะ

สามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้ เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้เรียกว่า ช่วงเวลาดึงตัว(reverse recovery time) หรือ t_{rr} ลักษณะตอบสนองต่อแรงดันและกระแสของไดโอดจะเป็นดังรูปที่ 8.2



รูปที่ 8.1 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส กำลังงานสูญเสียในไดโอดในช่วงนี้จะมีค่า $P_D = V_F I_F$



รูปที่ 8.2 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาคืนตัว t_r จะขึ้นกับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่าน ไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่าง ๆ กันจะให้ค่า t_r ที่แตกต่างกันออกไปด้วย จะเห็นได้ว่าในช่วงเวลา t_r นี้ ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งานไดโอดที่ความถี่สูงขึ้น

ลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่งของไดโอดก็คือ ความนุ่มนวลในการคืนตัว (softness recovery) ที่ความถี่สูง ๆ ลักษณะการคืนตัวของไดโอดจะมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวน RFI ของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ค่าความนุ่มนวลในการคืนตัวของไดโอดจะกำหนดโดยค่าความชันที่ขอบขาขึ้นของกระแสในช่วงเวลาคืนตัว di_p/dt ไดโอดที่มีค่าความชัน di_p/dt น้อย ๆ จะมีลักษณะการคืนตัวอย่างนุ่มนวลและให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI เกิดขึ้นต่ำ ๆ แต่จะมีช่วงเวลาคืนตัว t_r มาก และเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากด้วย

8.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ (1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ (2) มีช่วงเวลาคืนตัว t_r สั้น และ (3) สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่ว ๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้ คือ

1. ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด (Fast Recovery Diode)
2. อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
3. ชอตตกีไดโอด (Schottky Diode)

ฟาสต์-รีคัพเวอรีและอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

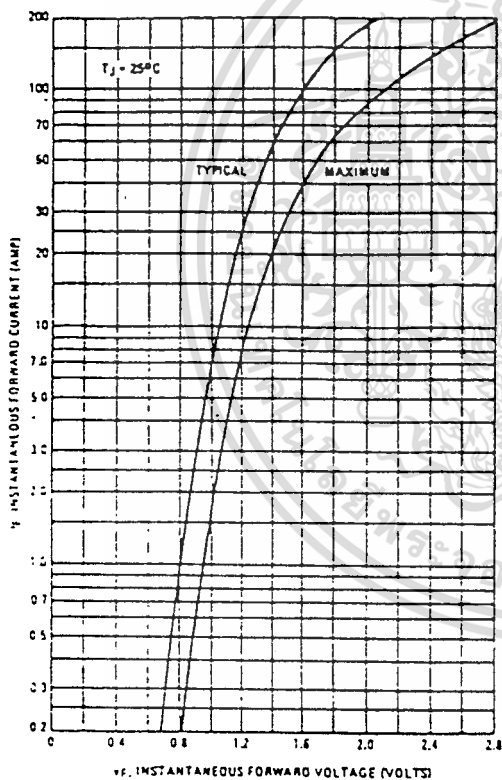
ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัว t_r ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัว t_r ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส V_f

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

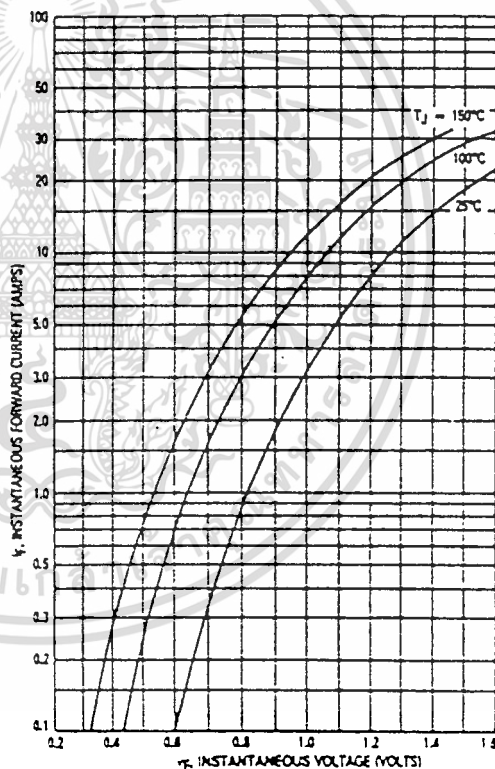
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์-รีคัพเวอรีและซิลิโคนฟอสต์-รีคัพเวอรี แสดงไว้ในรูปที่ 8.3

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์-รีคัพเวอรี และซิลิโคนฟอสต์-รีคัพเวอรี ไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป



(ก)



(ข)

รูปที่ 8.3(ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟอสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

8.3(ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของซิลิโคนฟอสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

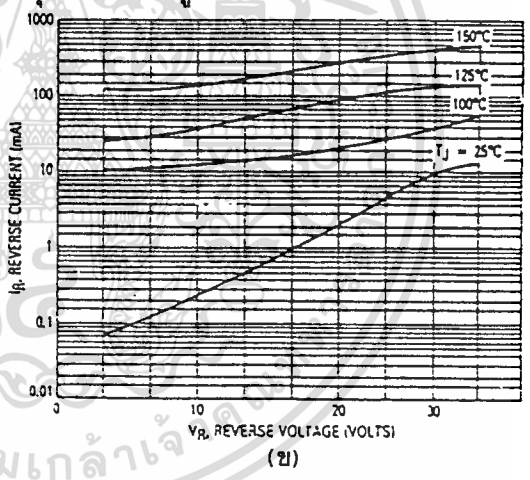
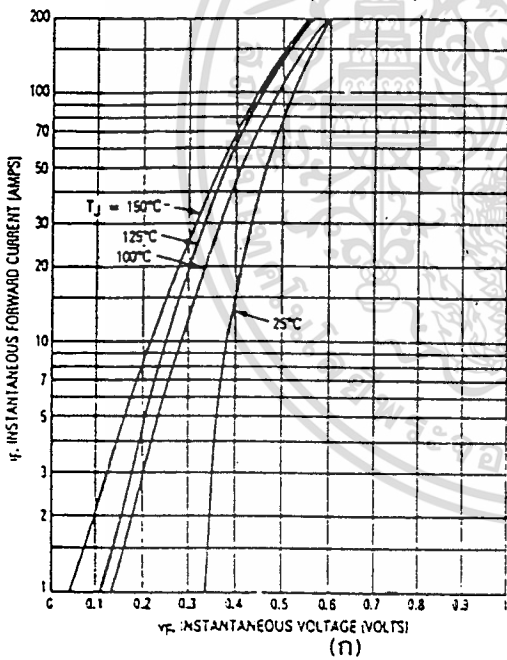
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอตต์กีไดโอด

ขอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ (ดูรูปที่ 8.4 ประกอบ) จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เช่น ที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟอสต-รีคัพเวอร์และอุลตราฟอสต-รีคัพเวอร์ไดโอด ขอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัว t_r ของขอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตาม ขอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ขอตต์กีไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบัน มีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และขอตต์กีไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง (ดูรูปที่ 8.4 ประกอบ) ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับค่อนข้างสูง และยังมีปัญหาที่เกิดขึ้น เมื่อนำขอตต์กีไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประการหนึ่งก็คือ ขอตต์กีไดโอดจะให้ทรานเซียนต์(transient) ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง

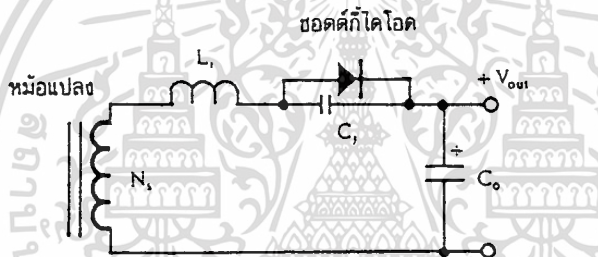


รูปที่ 8.4 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของขอตต์กีไดโอด (ก) และค่ากระแสรั่วไหลของขอตต์กีไดโอด (ข)

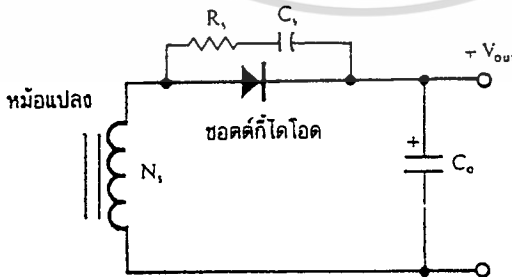
8.3 สนับเบอร์ดสำหรับขอตักไดโอด

เนื่องจากความจุที่รอยต่อภายใต้ตัวขอตักไดโอดค่อนข้างสูง ดังนั้นการจัดวงจรในส่วนเอาต์พุตหากขดเค้นดาร์มีค่าเหนี่ยวนำแฝง ตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรจดังรูปที่ 8.5 และจะทำให้เกิดทรานเซียนต์ขึ้นขณะไดโอดเริ่มหยุดนำกระแส ทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้นอาจมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันสูงสุดที่ขอตักไดโอดจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นหรือมีผลต่อความเรียบของแรงดันเอาต์พุต

เพื่อลดทรานเซียนต์ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC สนับเบอร์ดคร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้ด้วยการต่อวงจร RC สนับเบอร์ดเพื่อลดทรานเซียนต์สามารถทำได้ดังรูปที่ 8.6



รูปที่ 8.5 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง L_1 และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ C_1 ในขอตักไดโอด



รูปที่ 8.6 แสดงการต่อ RC สนับเบอร์ดคร่อมขอตักไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากตัวขอตักไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า R_s ของวงจรสับเบอที่ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$R_s = [N_s/N_p] \sqrt{L/C}$$

- เมื่อ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝง (Leakage inductance)
 C คือ ค่าความจุที่รอยต่อของขอตักไดโอด
 N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง
 N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

ส่วนค่าของ C_s จะเป็นค่าเท่าใดก็ได้ในช่วงตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 ไมโครฟารัด และกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน R_s หาได้จาก

$$P_D = (1/2)(C_s/T)(V_{in}(N_s/N_p))^2$$

- เมื่อ V_{in} คือ ค่าแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง
 T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานคอนเวอร์เตอร์

8.4 การระบายความร้อน

ขณะที่ไดโอดนำกระแสสูง ๆ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นเนื่องจากไดโอดมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อ การใช้งานไดโอดจะต้องตัดแผ่นระบายความร้อนเพื่อระบายความร้อนให้กับไดโอดด้วย ปกติไดโอดจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุด T_j อยู่ที่ 150 องศาเซลเซียส ผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงความสามารถในการนำกระแสที่อุณหภูมิตัวถังต่าง ๆ ของไดโอดมาในแผ่นดาตาชีต(Data sheet) ก่อนการใช้งานไดโอดจะต้องพิจารณาขนาดของแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมให้มันด้วย เพื่อป้องกันการพังเสียหายเนื่องจากความร้อนและยืดอายุการทำงานของไดโอด

บทที่ 9

ผลการทดลองโครงงาน

จากการทดสอบผลของโครงงานชิ้นนี้ คือ สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย 24 โวลท์ 50 แอมป์ ในการทดสอบกระทำโดยการเปลี่ยนค่าของโหลดไปเรื่อย ๆ เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดที่พิกัด คือ 10% , 20 % , 40 % เป็นต้น โดยจะพิจารณาถึงการคงค่าของแรงดันที่ด้านเอาต์พุตที่จุดโหลดต่าง ๆ และการปฏิบัติงานเมื่อ จุดการทำงานดำเนินไปจนถึงจุดเกินพิกัด(Over load)

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบได้แก่

1. ถังน้ำเกลือ
2. สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย 24 โวลท์ 50 แอมป์
3. มัลติมิเตอร์(Multimeter,VOM)
4. ความต้านทานเพื่อวัดกระแส ขนาด 150 A/100 mV
5. กราวนด์รูด(Ground Rod)
6. ฮุคแอมป์(Hook Ampmeter) Yokogawa Model 2433 Clip on AC Power Meter
7. ออสซิลโลสโคป(Oscilloscope)

วิธีการทดลอง

1. ใส่ น้ำ และเกลือลงในถังน้ำเกลือ ผสมให้เข้ากันเพื่อให้เป็นตัวนำกระแสที่ดี แล้วใส่ กราวนด์รูดลงในน้ำเกลือ 2 แท่ง โดยวางไว้ให้ห่างกันมากที่สุด(ติดขอบถังคนละด้าน)
2. ต่อดำสายไฟจากด้านเอาต์พุตของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย เข้าสู่กราวนด์รูดทั้ง 2 แท่ง
3. ต่อดำตัวต้านทานวัดกระแสอนุกรมกับสายไฟด้านเอาต์พุตก่อนจะถึงกราวนด์รูด
4. ใช้มัลติมิเตอร์วัดดูค่าแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานวัดกระแส ให้แน่ทั้งไว้เพื่อดูการ

เปลี่ยนแปลงของโหลด

5. ใช้ ออสซิลโลสโคป และ ฮุคแอมป์ วัดค่าต่าง ๆ ที่โหลดค่าต่าง ๆ ซึ่ง ได้แก่ ค่ากระแส ระยะเวลา กำลังขาเข้า กำลังงานขาออก กระแสขาเข้าและขาออก เป็นต้น
6. ในการเปลี่ยนค่าโหลด ให้ทำการขยับกราวนด์รูดเข้าหากันเพื่อเพิ่มโหลด ถ้าค่า โหลดที่ได้ยังไม่เท่ากับที่ต้องการ ก็ให้ทำการเติมเกลือเข้าไปอีก หรือ ให้กราวนด์รูดจุ่มลงไปใต้น้ำ เกลือลึกมากขึ้นไปอีก ก็จะได้ค่าโหลดที่เพิ่มขึ้น

%Load	V_o	I_o
0	24	0
20	24	10
40	24	20
80	24	40
100	24	50
110	22	50
120	18	50

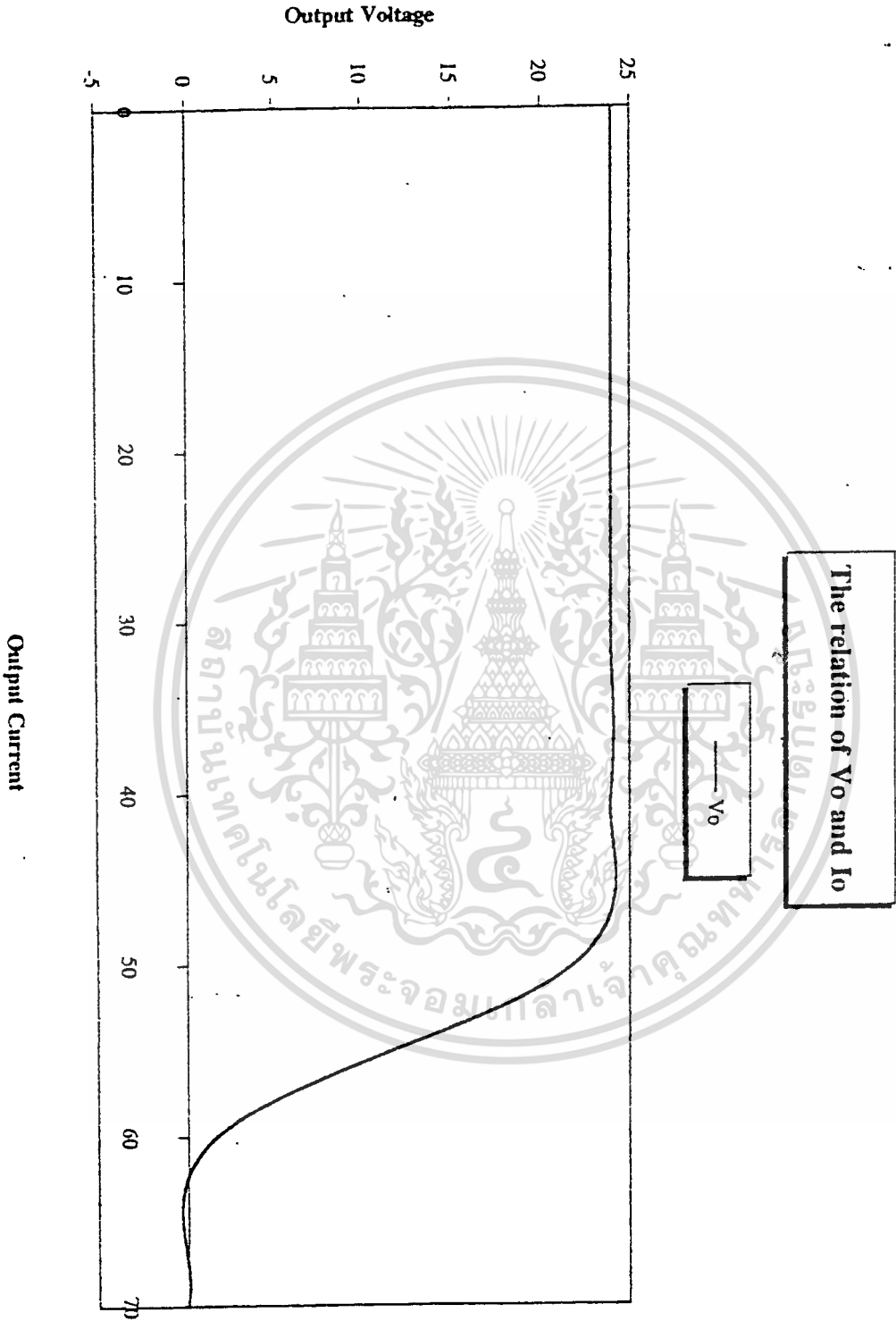
ตาราง 9.1 แสดงการจำกัดกระแส โดยการลดแรงดันที่เกินพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

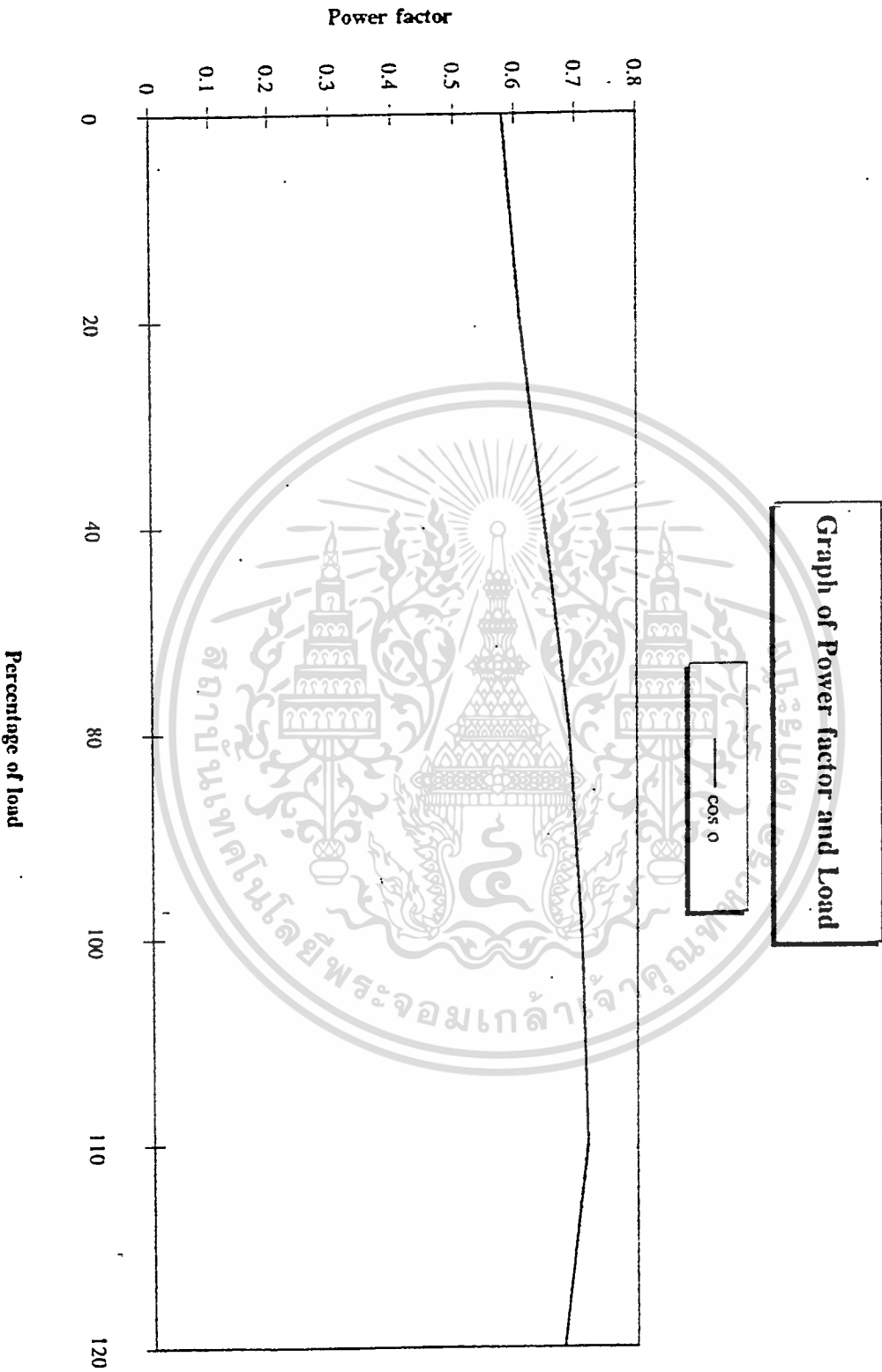
%Load	Vin(V)	Iin(A)	Pin(kW)	cos ϕ	Vo(V)	Io(A)	Po(kW)	Eff(%)	Ripple(%)
0	223	1.22	0.16	0.58	24	0	0	0	0.28
20	221	2.88	0.39	0.61	24	10	0.24	61.54	0.28
40	221	4.68	0.67	0.65	24	20	0.48	71.64	0.25
80	218	8.86	1.33	0.69	24	40	0.96	72.18	0.21
100	213	10.55	1.57	0.71	24	50	1.2	76.43	0.21
110	213	11.72	1.8	0.72	22	50	1.1	61.11	0.21
120	219	7.98	1.18	0.68	18	50	0.9	76.27	0.21

ตาราง 9.2 แสดงผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

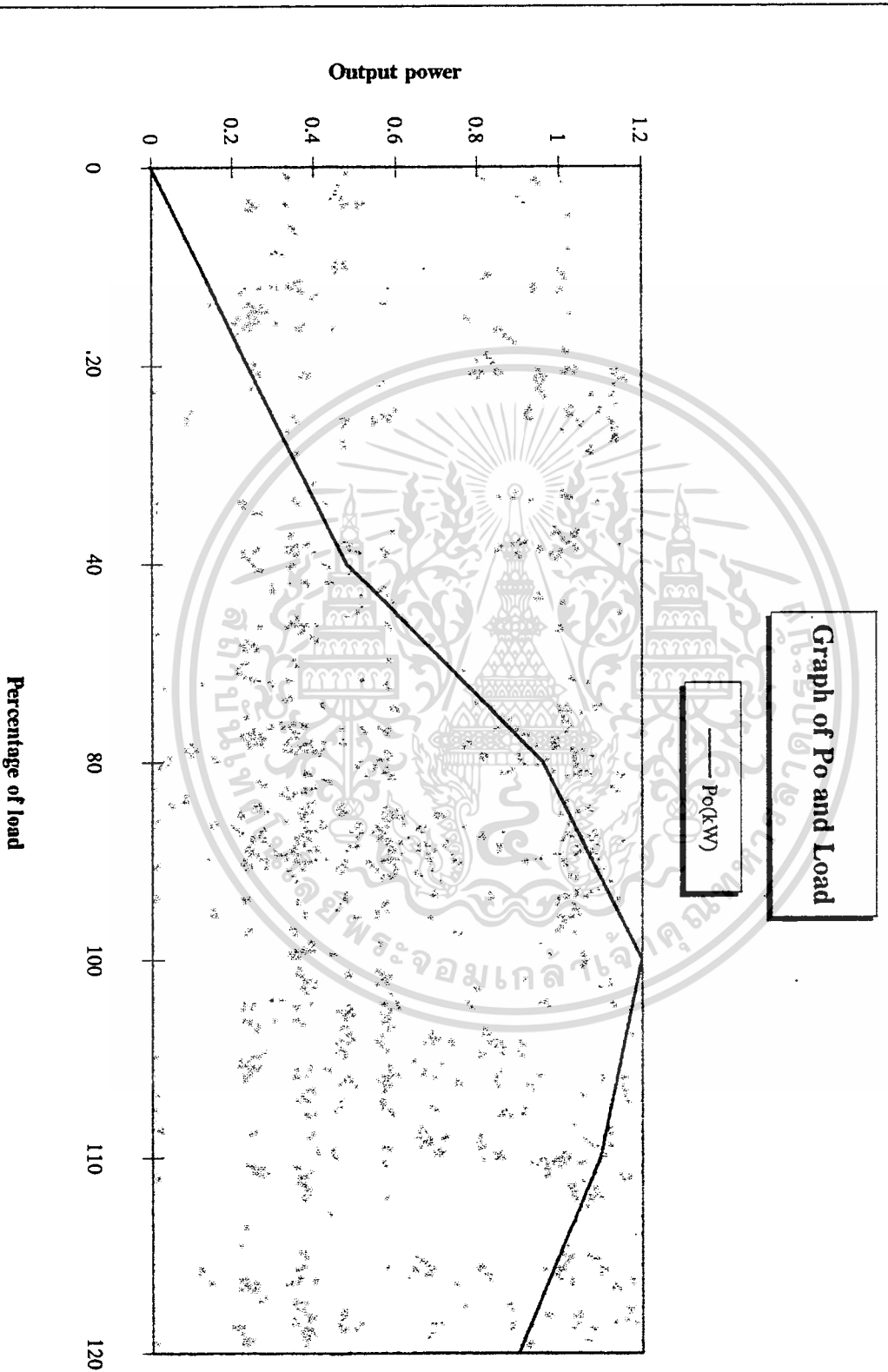


รูปที่ 9.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับกระแสเอาต์พุต



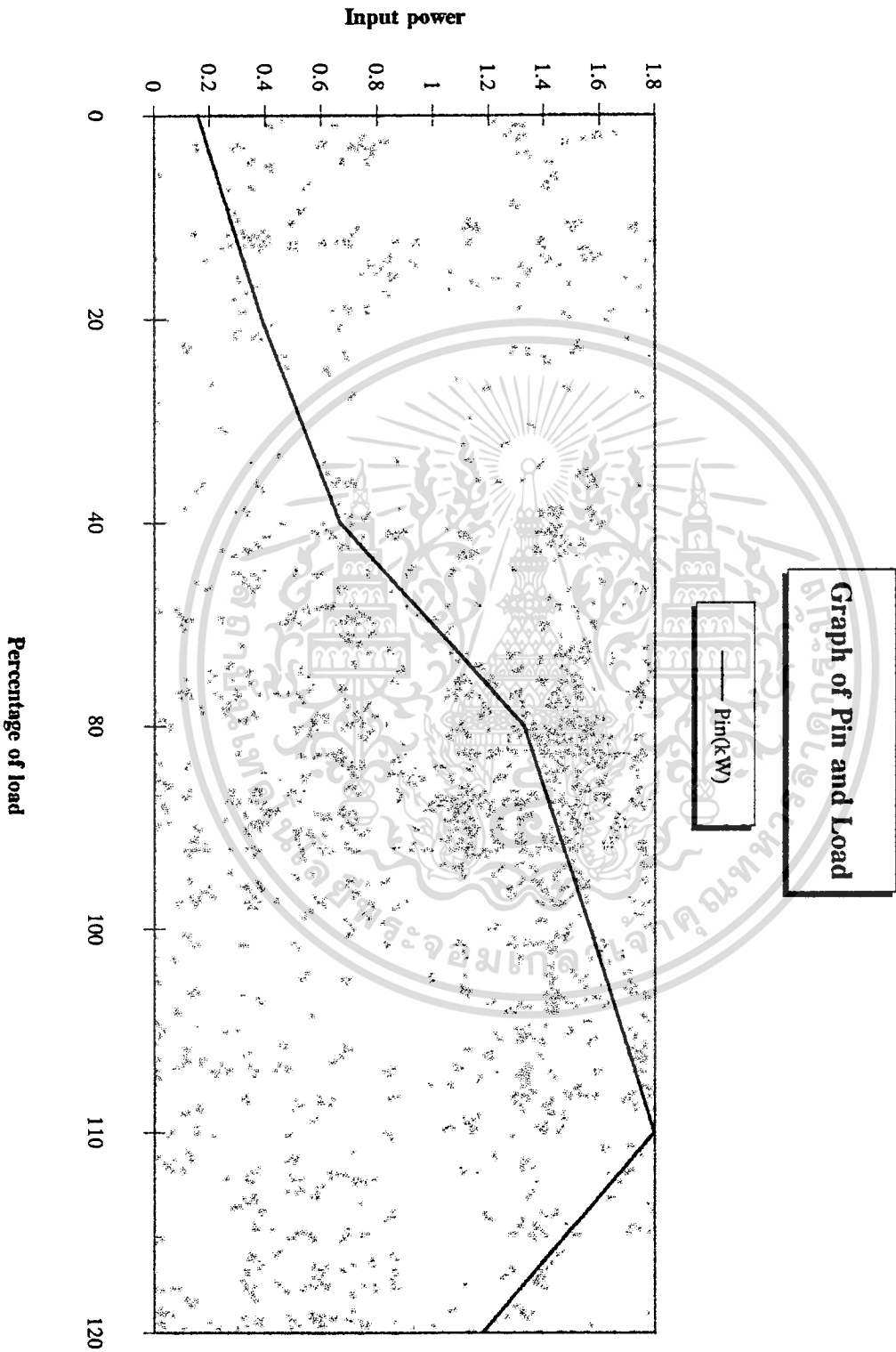
รูปที่ 9.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเพาเวอร์แฟคเตอร์กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุตกับโหลด

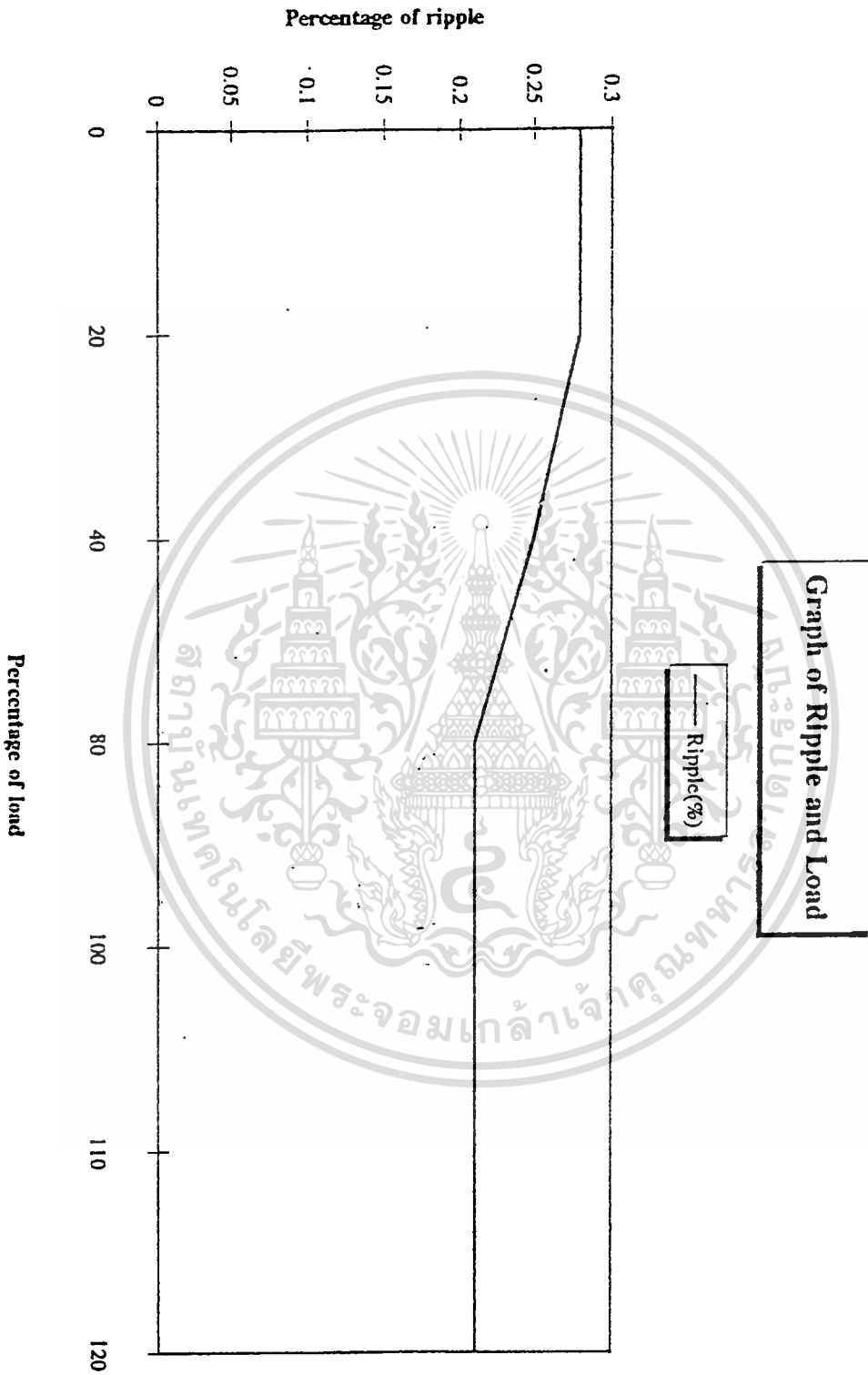
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่มีการเผยแพร่ทั้งในและนอกพื้นที่ และต้องรับผิดชอบต่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



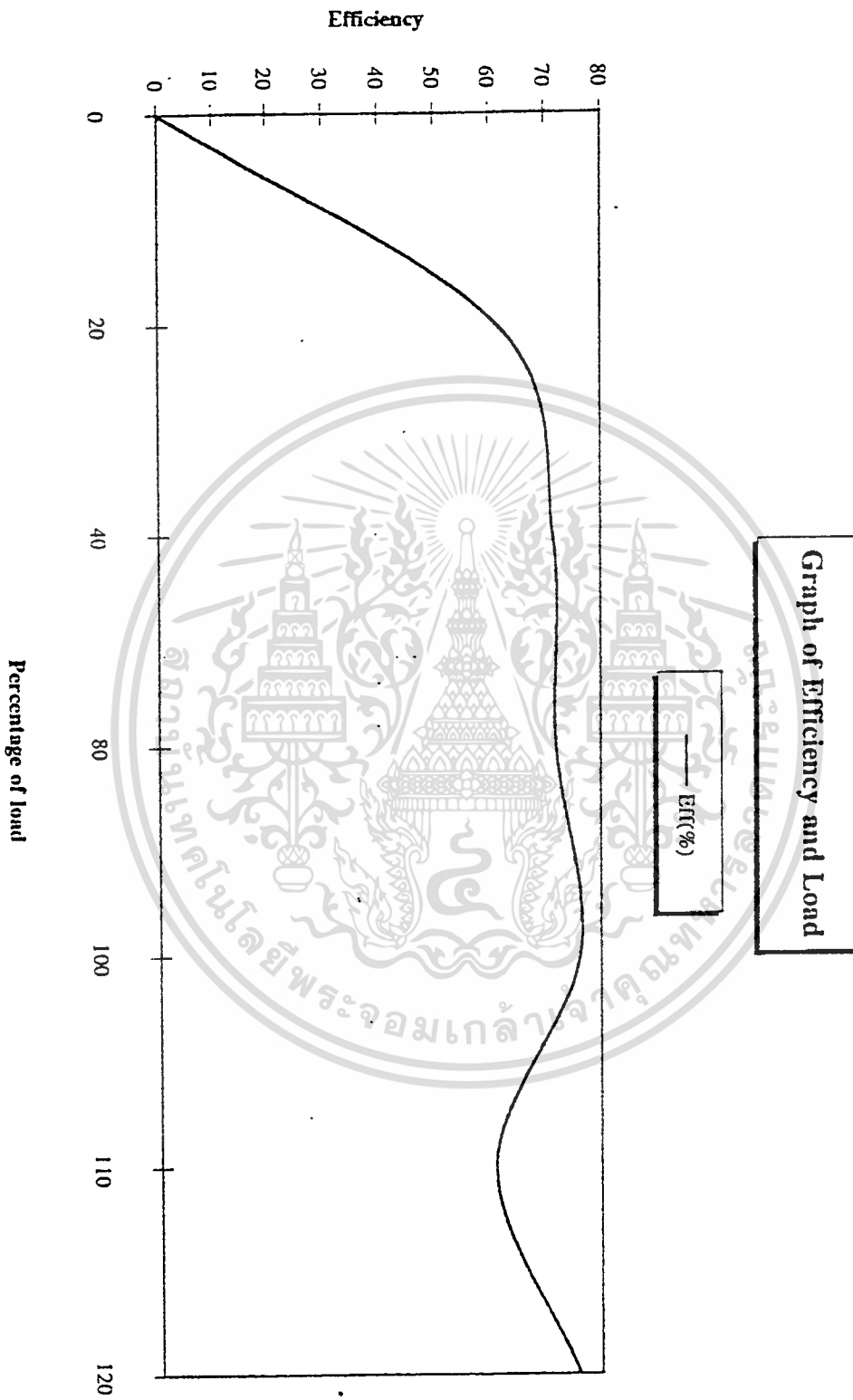
รูปที่ 9.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังอินพุตกับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

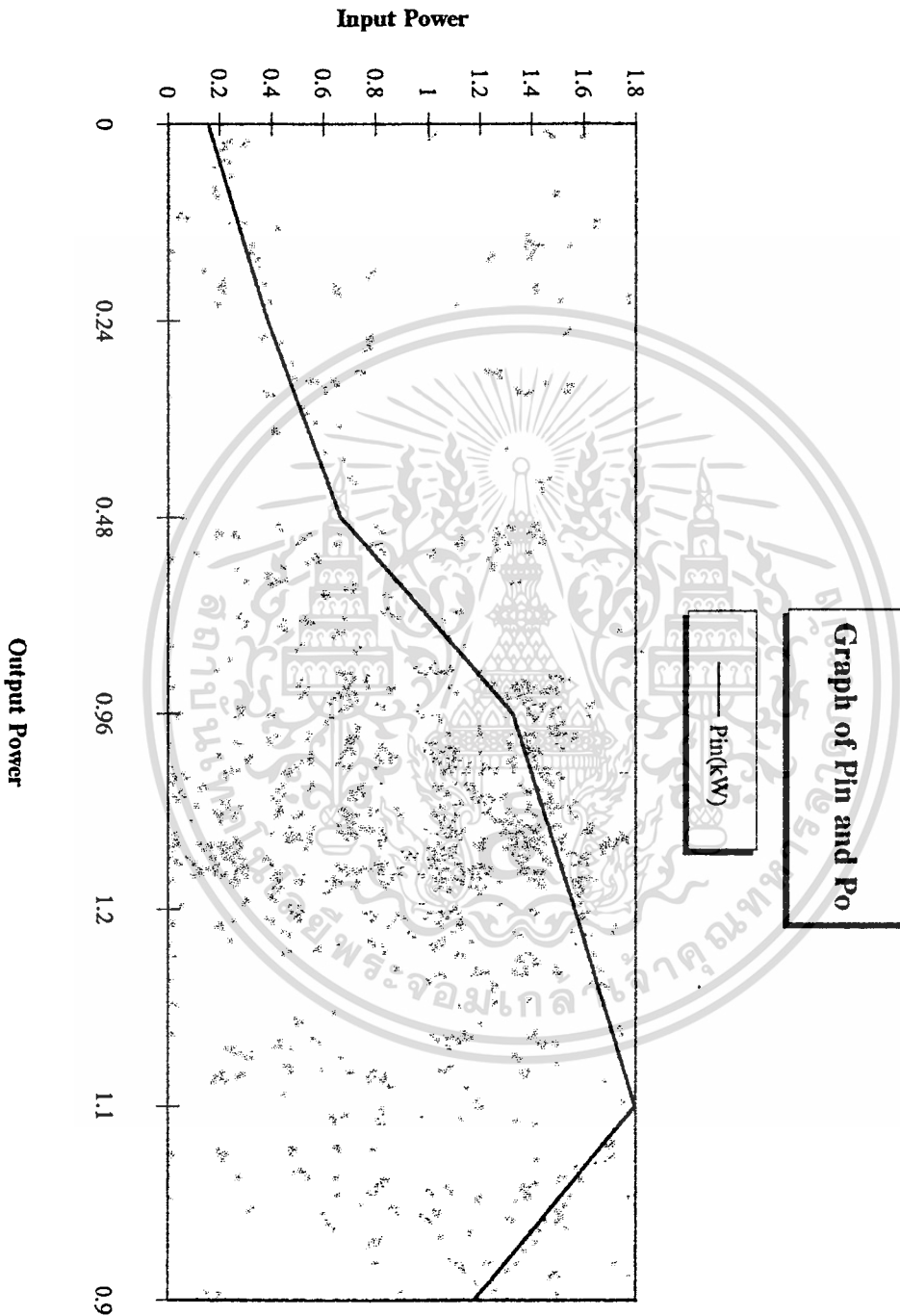
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



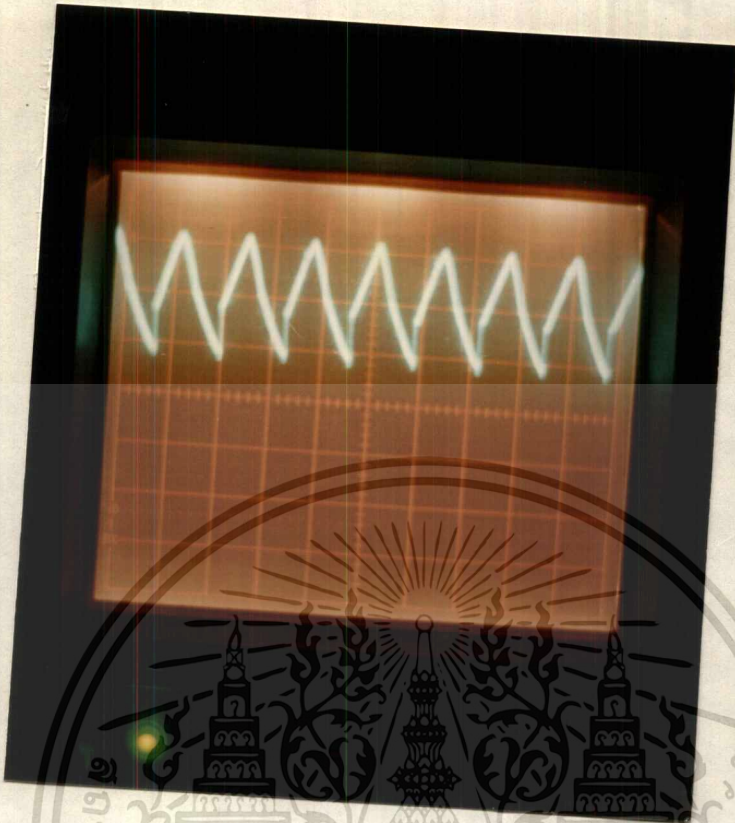
รูปที่ 9.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกระเพื่อมกับโหลด



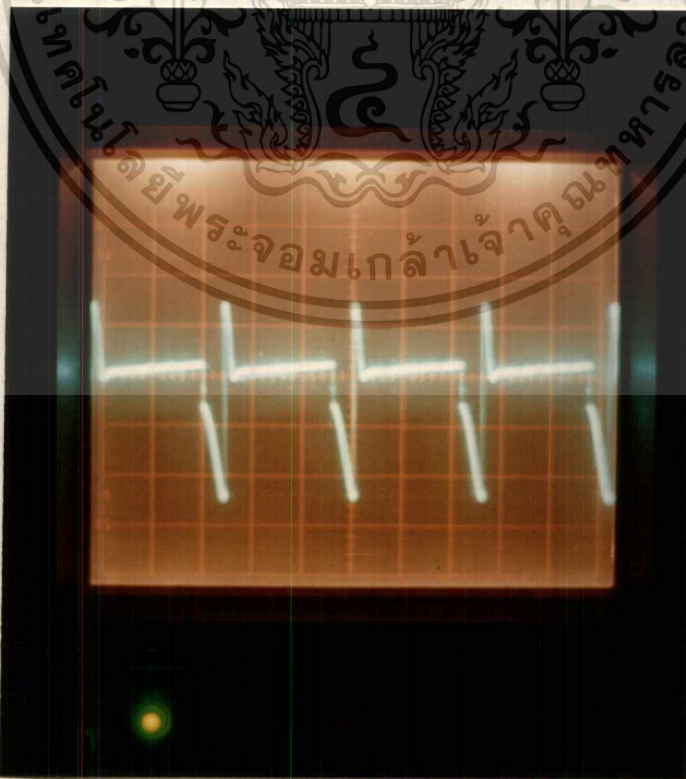
รูปที่ 9.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิผลกับโหลด



รูปที่ 9.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังอินพุตกับกำลังเอาต์พุต



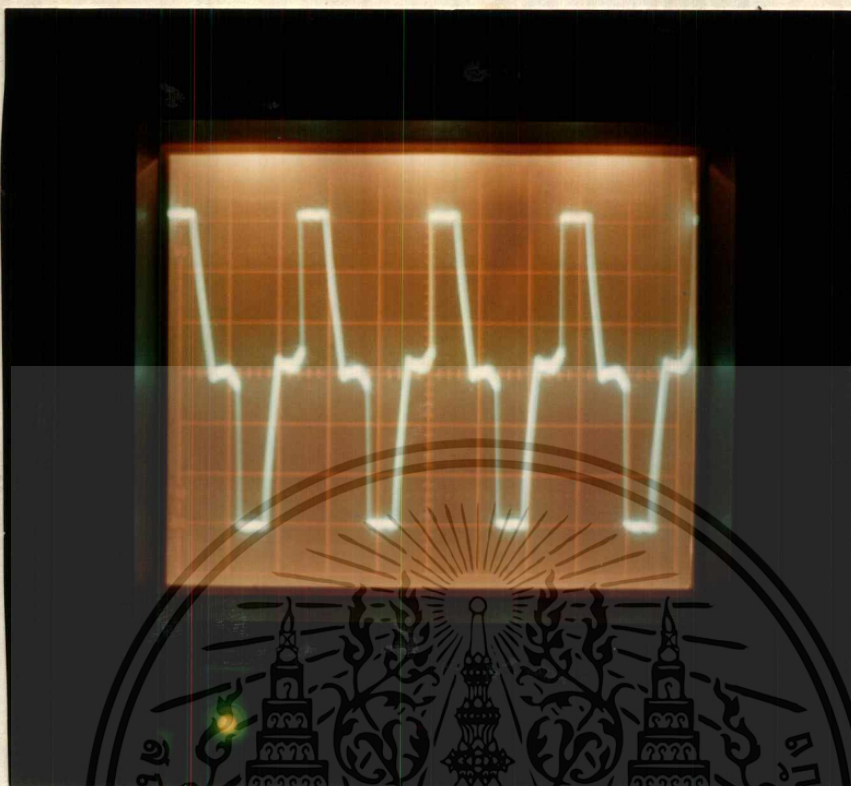
รูปที่ 9.8 แรงดันกระแสเพิ่มที่ไม่มีโหลด ,20 mV/div,Probe x 10,20 μ sec.



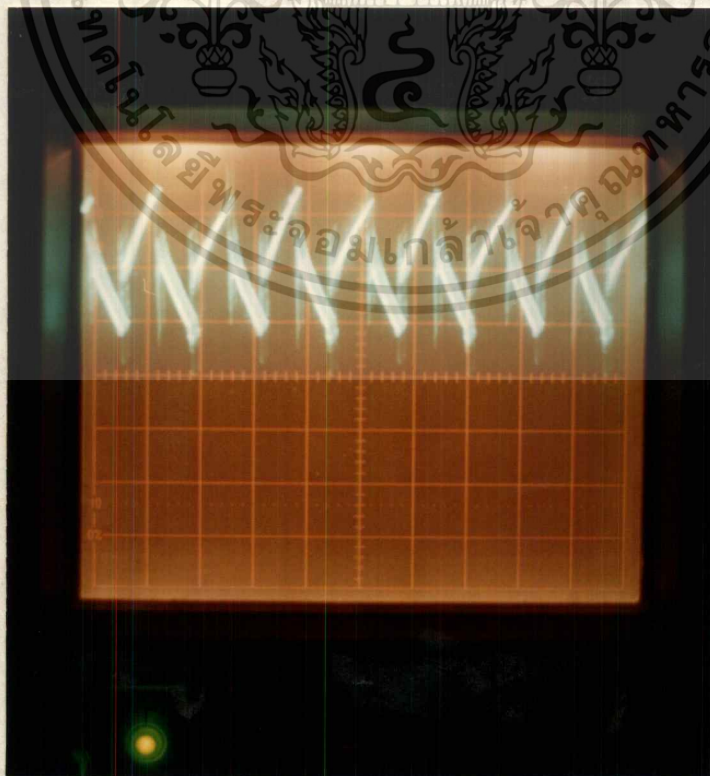
รูป 9.9 กระแสเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีโหลด,0.2 V/div,20 μ sec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในวงการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

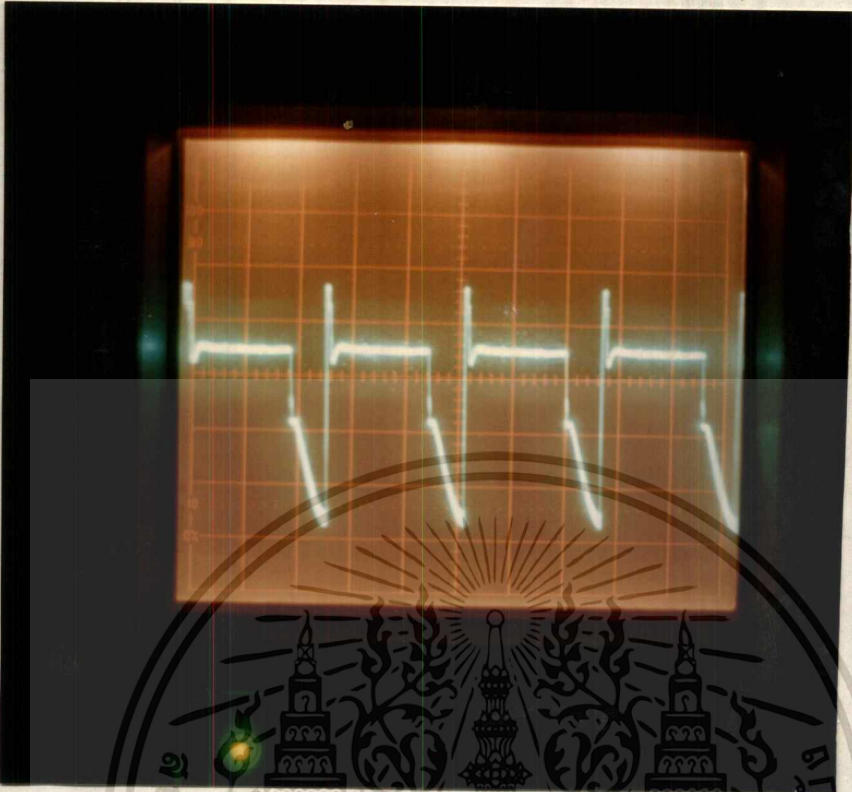


รูปที่ 9.10 แรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ ที่ไม่มีโหลด, 5 V/div, 20 μ sec

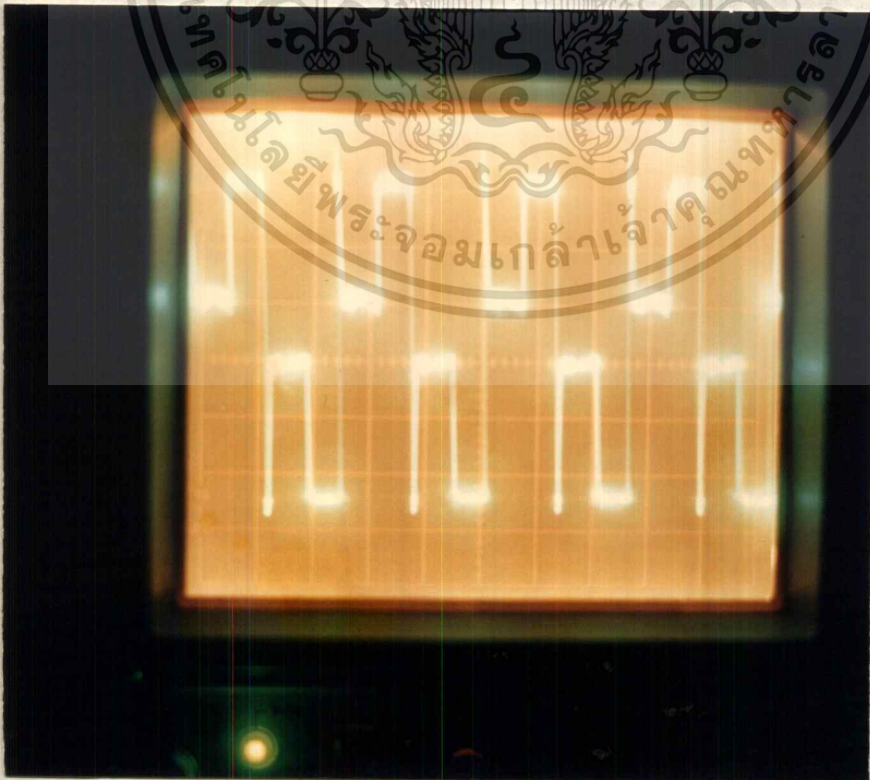


รูปที่ 9.11 แรงดันกระแสเฟืองที่โหลด 20 % ,20 mV/div,20 μ sec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

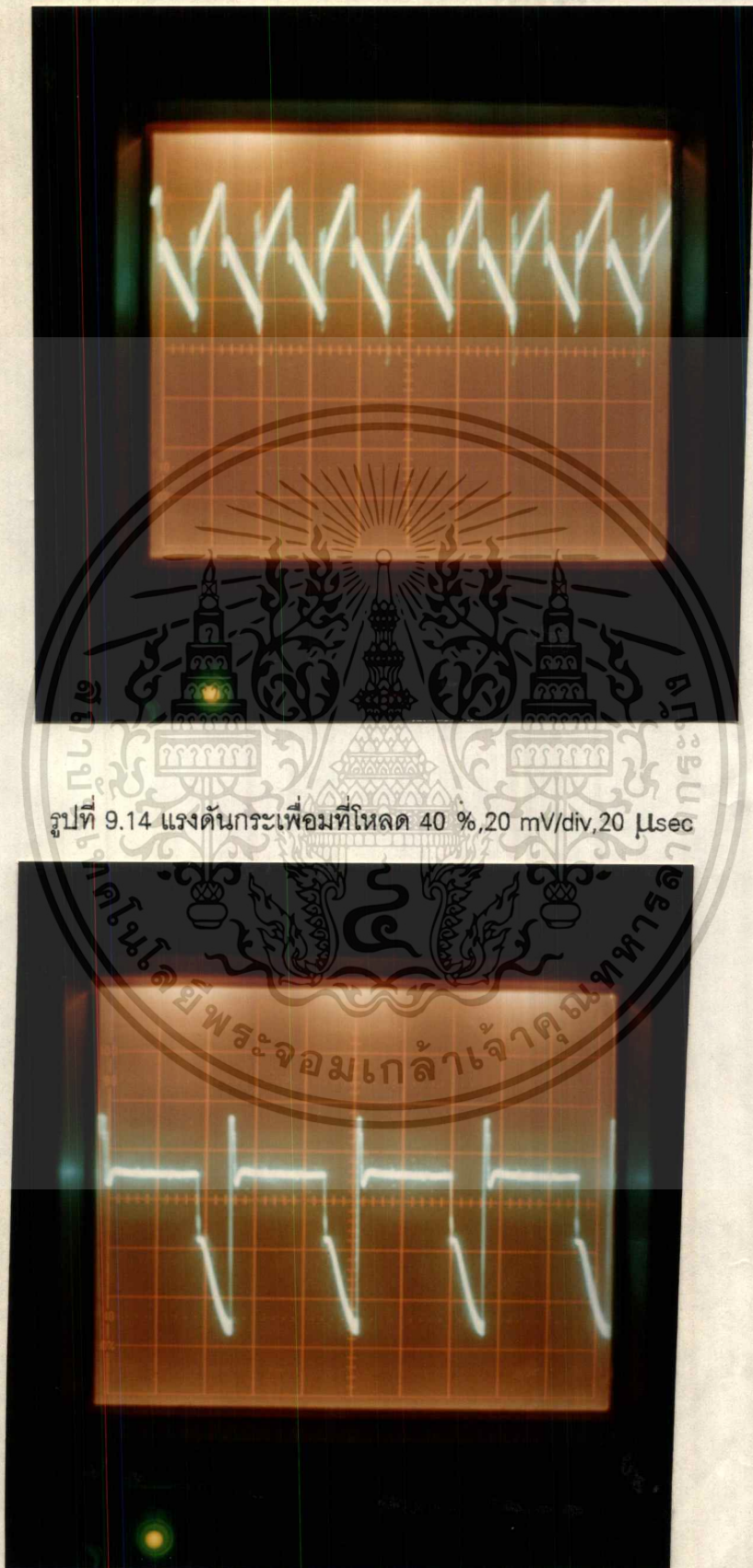


รูปที่ 9.12 กระแสเบสที่โหลด 20 % , 0.2 V/div, 20 μ sec



รูปที่ 9.13 แรงดันคร่อมคอลเล็กเตอร์-อีมีเตอร์ที่โหลด 20 % , 5 V/div, 20 μ sec

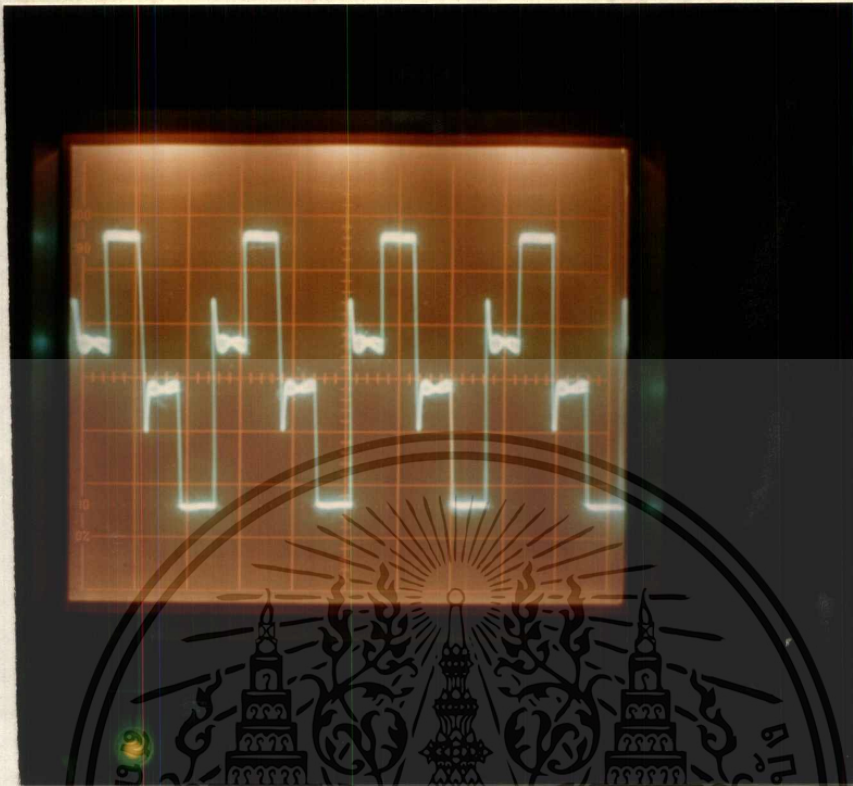
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในหอสมุดที่หอสมุดเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ได้เห็นว่าเอกสารนี้มีความสำคัญ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



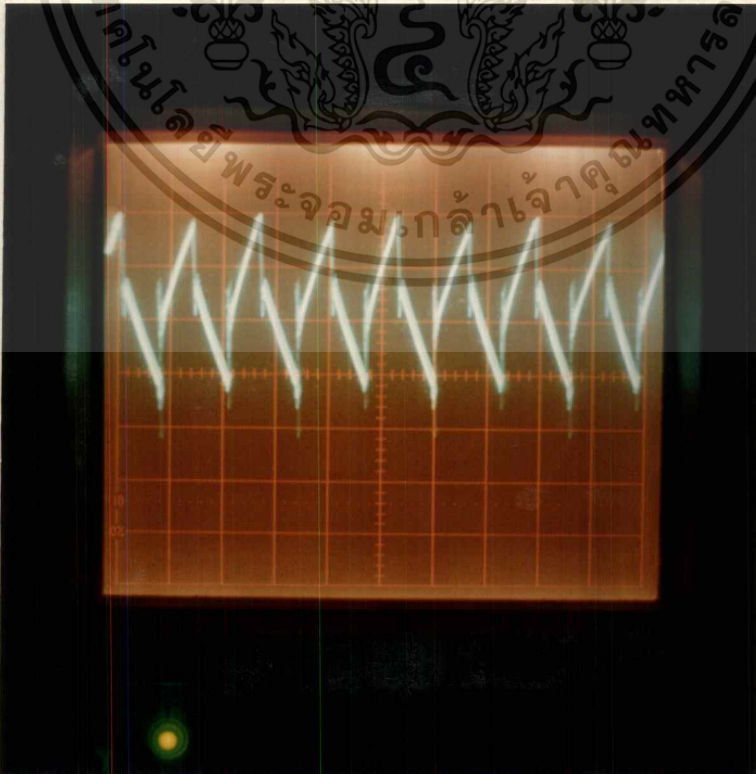
รูปที่ 9.14 แรงดันกระแสเฟืองที่โหลด 40 % ,20 mV/div, 20 μ sec

รูปที่ 9.15 กระแสเบสที่โหลด 40 % ,0.2 V/div, 20 μ sec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานในเพียงครั้งเดียวเท่านั้น มิฉะนั้นผู้ใดที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

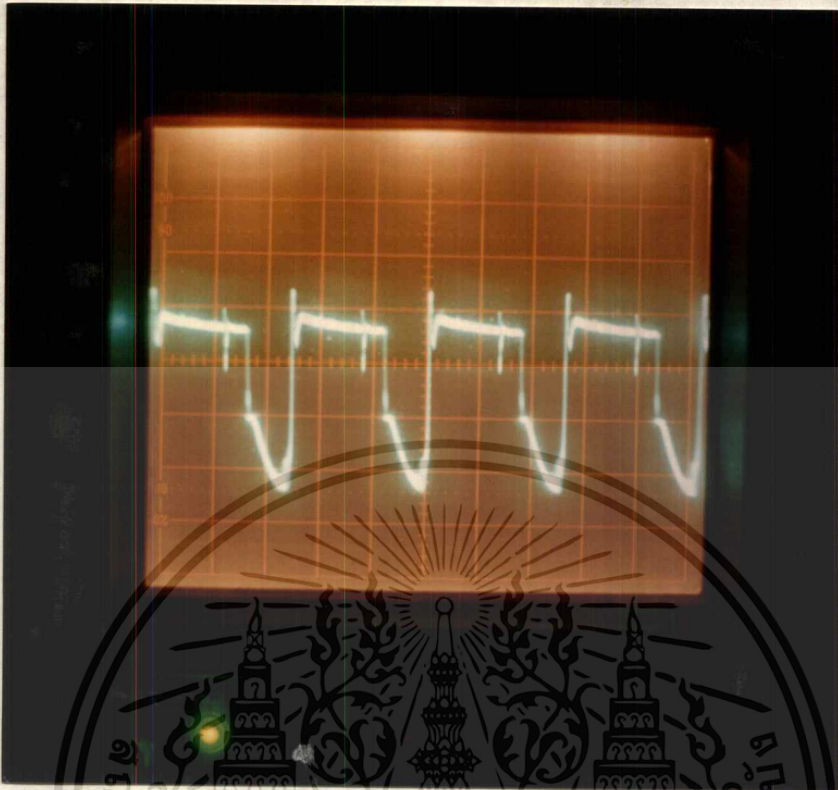


รูปที่ 9.16 แรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมีเตอร์ ที่โหลด 40 %, 5 V/div, 20 μ sec

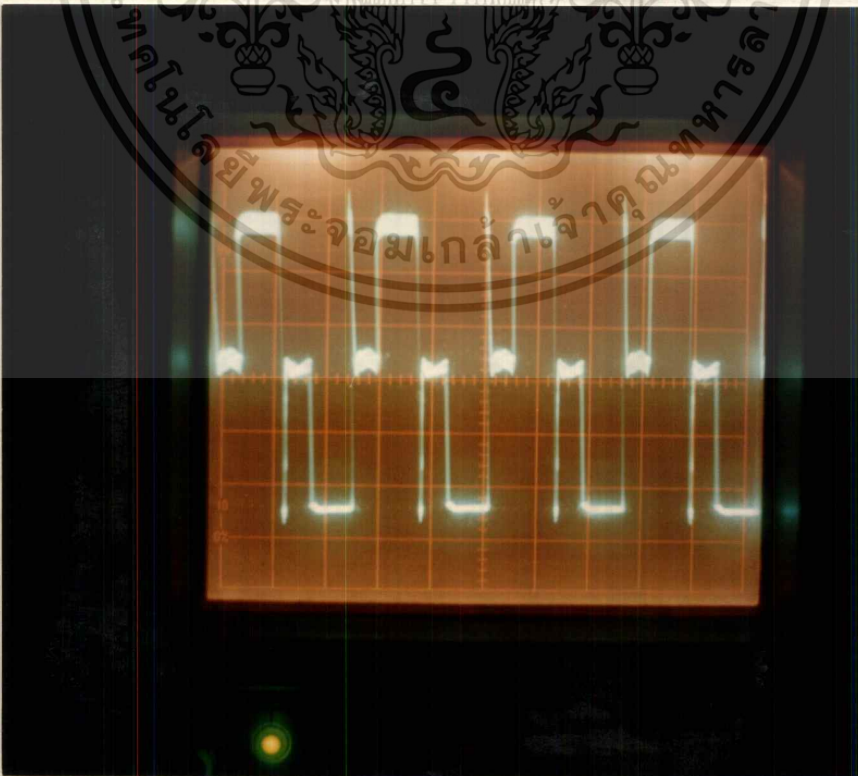


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 9.17 แรงดันกระแสเฟืองที่โหลด 80 %, 20 mV/div, 20 μ sec ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

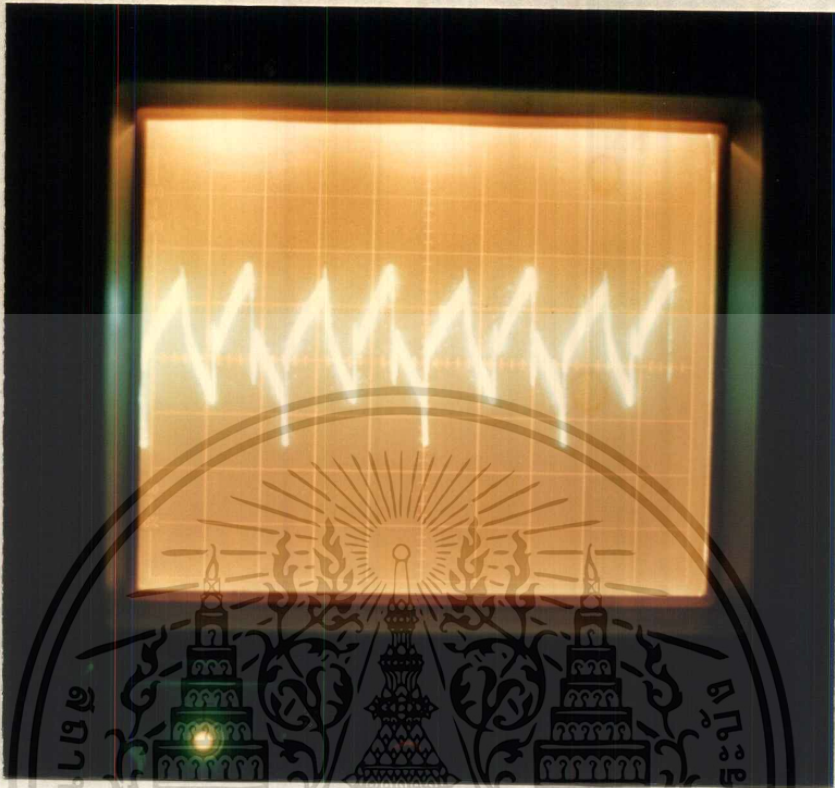


รูปที่ 9.18 กระแสเบสที่โหลด 80 % , 0.2 V/div, 20 μ sec

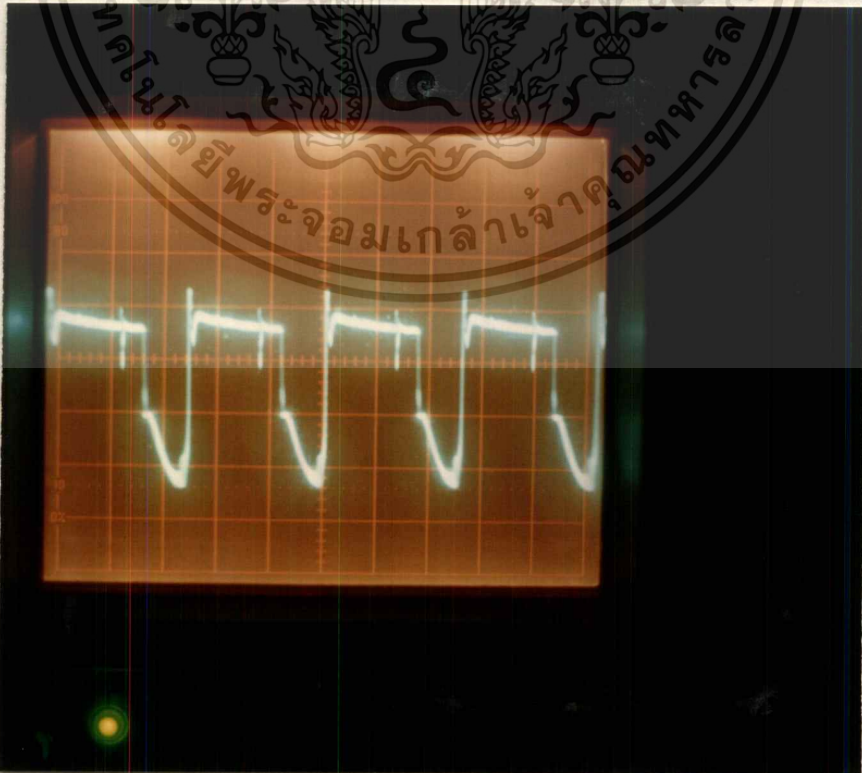


รูปที่ 9.19 แรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ที่โหลด 80 % , 5 V/div, 20 μ sec

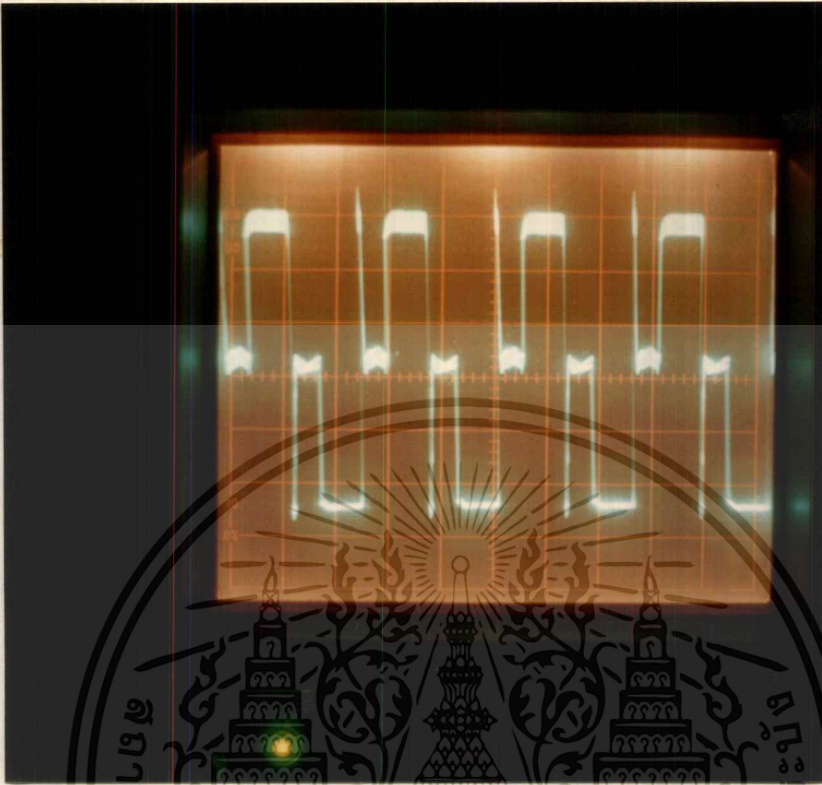
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของ บริษัท อีอีอี จำกัด ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลทั้งหมด
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



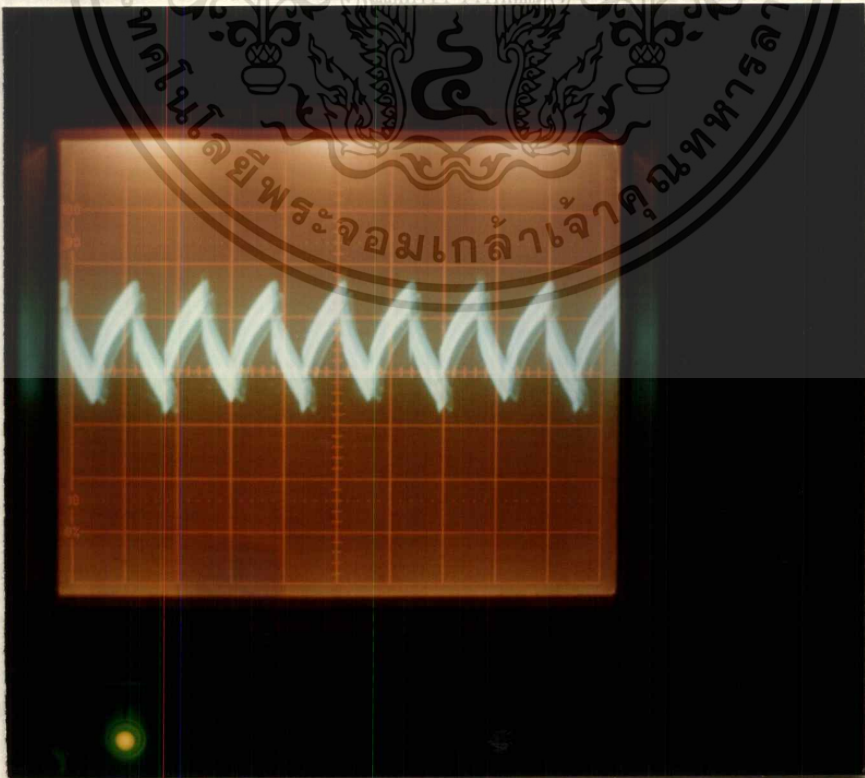
รูปที่ 9.20 แรงดันกระแสเพิ่มที่โหลด 100 % , 20 mV/div, 20 μ sec



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 9.21 กระแสเบสที่โหลด 100 % , 0.2 V/div, 20 μ sec ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

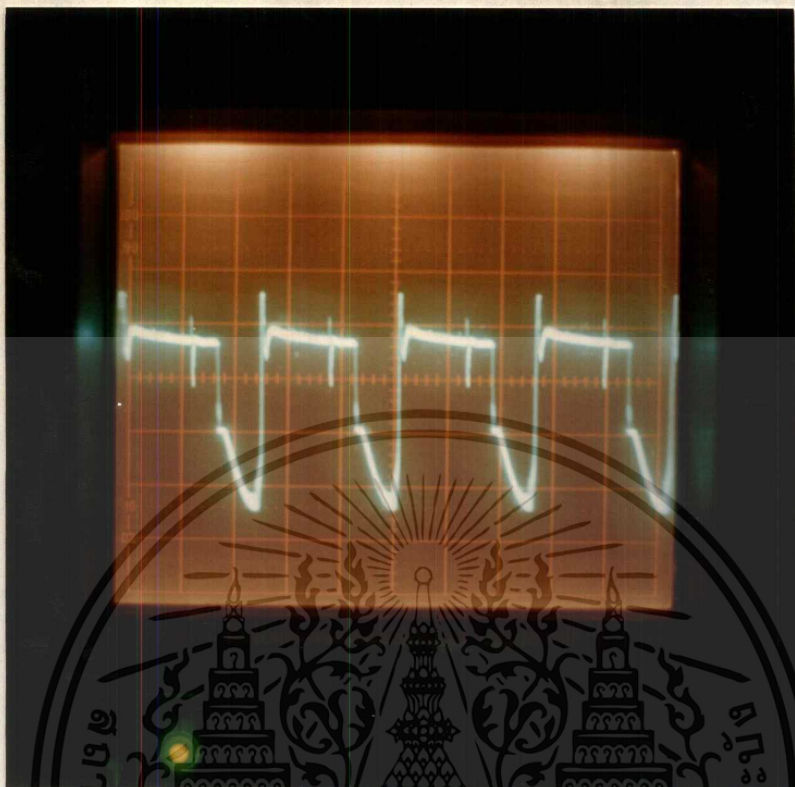


รูปที่ 9.22 แรงดันคอลลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ ที่โหลด 100 % , 5 V/div, 20 μ sec

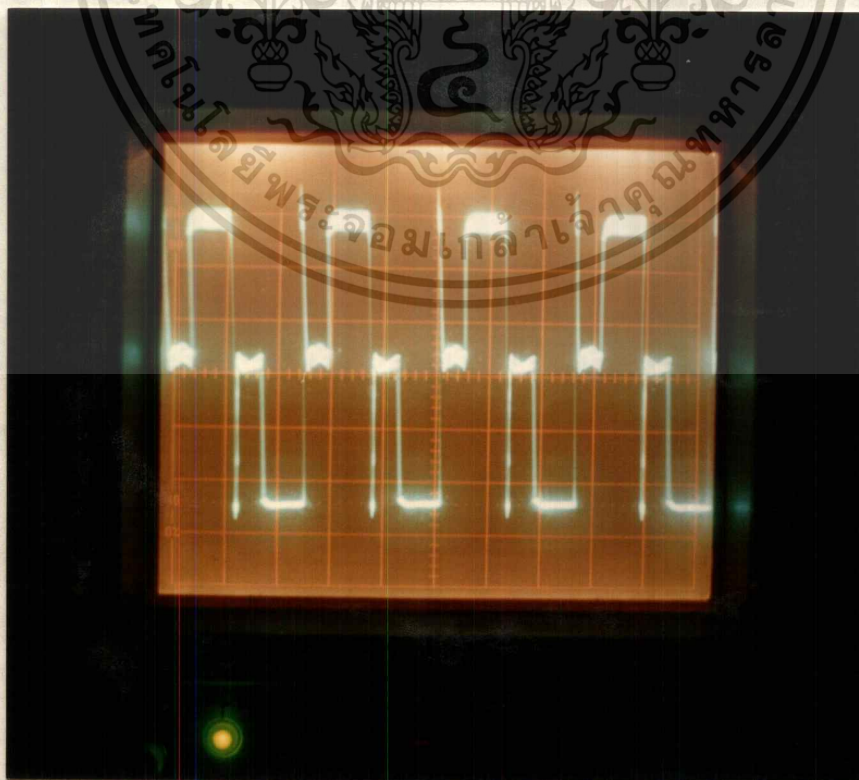


รูปที่ 9.23 แรงดันกระแสเฟืองที่โหลด 110 % , 20 mV/div, 20 μ sec

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลระบบใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

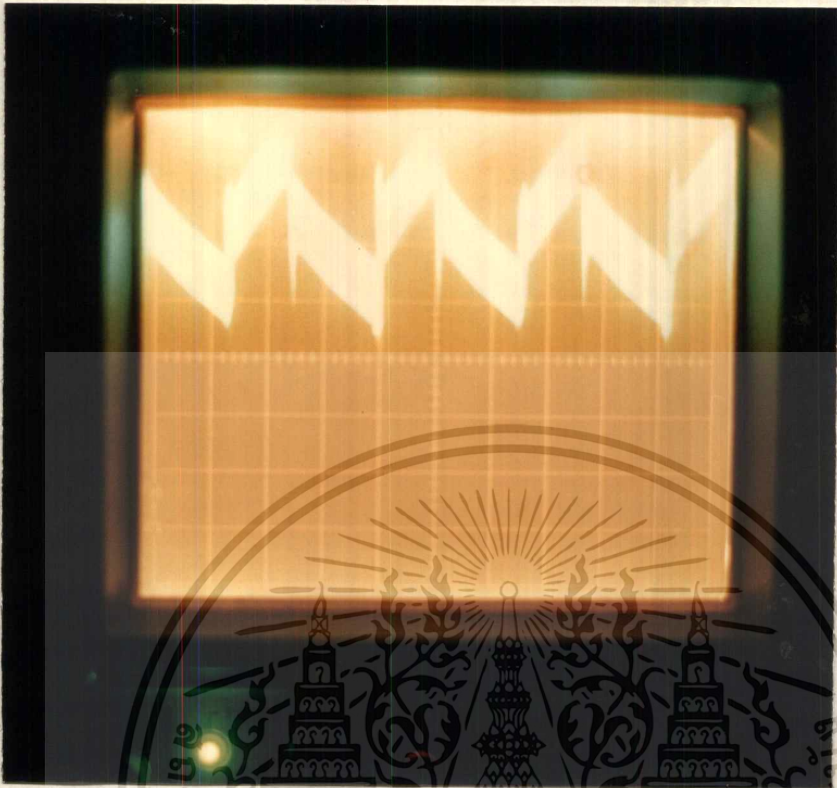


รูปที่ 9.24 กระแสเบสที่โหลด 110 % , 0.2 V/div, 20 μ sec

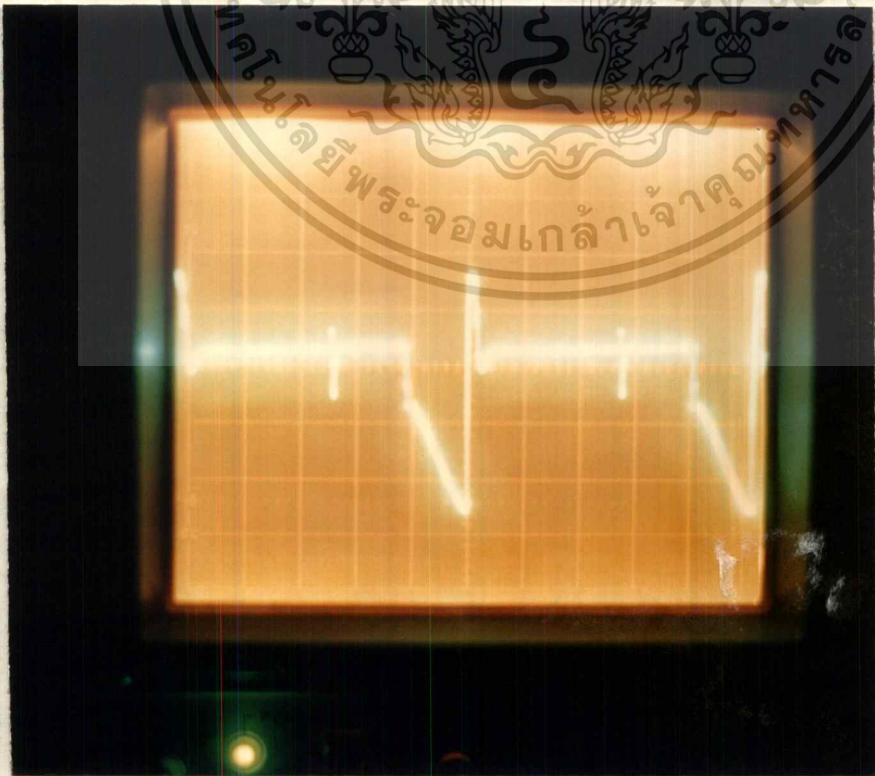


รูปที่ 9.25 แรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมีเตอร์ ที่โหลด 110 % , 5 V/div, 20 μ sec

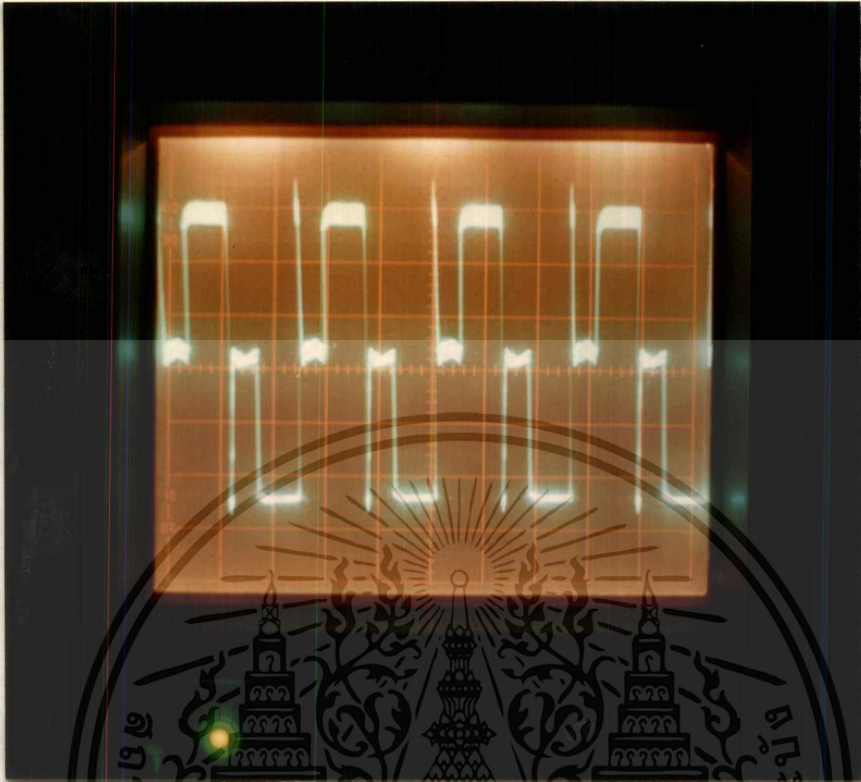
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.26 แรงดันกระแสเฟืองที่โหลด 120 % ,20 mV/div,20 μ sec



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 9.27 กระแสเบสที่โหลด 120 % ,0.2 mV/div,20 μ sec ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.28 แรงดันคอลเล็กเตอร์-อีมีตเตอร์ที่โหลด 120 Ω , 5 V/div, 20 μ sec

บทที่ 10

บทวิจารณ์และสรุป

สำหรับโครงการสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้ ได้ทำการทดลองกับโหลดซึ่งเป็นน้ำเกลือ เนื่องจากว่า เครื่องนี้มีกำลังถึง 1200 วัตต์ ต้องใช้โหลดความต้านทานที่มีค่าต่ำ เปลี่ยนค่าได้ และทนกำลังได้สูง ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ น้ำเกลือสามารถใช้ได้ดี ในการทดลองไม่ได้มีการวัดความเข้มข้นของเกลือที่ผสมลงในน้ำแต่อย่างใด จะทำการผสมเกลือลงไปจนกว่าจะได้ความต้านทานที่ต้องการเท่านั้น จากที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 9 ในถั่งน้ำเกลือจะมีกราวนด์รอตแซ่ น้ำเกลืออยู่ 2 แห่ง ทำหน้าที่เป็นขั้วบวกและขั้วลบ ในการที่จะเพิ่มโหลดหรือลดความต้านทานลงนั้นสามารถทำได้ 3 วิธี คือ

1. ขยับแท่งกราวนด์รอตทั้งสองเข้ามาใกล้กันมากยิ่งขึ้น
2. จุ่มแท่งกราวนด์รอตทั้งสองลงไปใต้น้ำให้ลึกยิ่งขึ้น
3. เติมเกลือ และเติมน้ำ

แต่ในการใช้โหลดเป็นน้ำเกลือนี้จะพบปัญหาอยู่บ้างคือ ปรับความต้านทานที่จะใช้ในการทดสอบค่อนข้างยุ่งพอสมควร และในการวัดกระแสทางด้านเอาต์พุตซึ่งเป็นไฟกระแสตรงนั้น และยังมีค่ากระแสที่สูงมากพอสมควร ดังนั้นจึงทำให้ ยากที่จะหาอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้วัดกระแสตัวนี้ แต่ในการทดลองนี้จะใช้ “ตัวต้านทานวัดกระแส” ซึ่งก็คือ R ตัวหนึ่ง ซึ่งมีค่าความต้านทานต่ำมาก ๆ แต่สามารถทนกระแสได้สูง โดยค่าอัตราส่วนที่ใช้ในการหา ก็คือ $100A/150\text{ mV}$. นั่นก็คือ ถ้าวัดแรงดันคร่อม R ตัวนี้ได้ 150 mV ก็หมายถึงว่า ขณะนั้นมีกระแสไหลผ่าน 100 A ซึ่งก็ใช้อัตราส่วนนี้ในการวัดกระแสค่าอื่น ๆ เมื่อต้องการเปลี่ยนโหลด (กระแสตรงด้านเอาต์พุต)

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นในปัจจุบันและในอนาคตจะมีการนำมาใช้งานอย่างกว้างขวางเนื่องจากจะเป็นแหล่งพลังงานที่มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ในการทำชิ้นงานชิ้นนี้ได้มีการทำชิ้นงานและมีการทดลองต่อสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย $24V\ 50A$ สำเร็จตามเป้าหมายของหัวข้อที่ตั้งไว้ดังที่กล่าวไปแล้วในข้างต้น

กิตติกรรมประกาศ

เนื่องจากการดำเนินงานในครั้งนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ก็เนื่องมาจากว่ามีบุคคลท่านอื่น ๆ ที่เข้ามาช่วยแนะนำและให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ดังนั้น ทางผู้จัดทำโครงการครั้งนี้จึงขอขอบคุณบุคคลเหล่านี้เป็นอันมาก ได้แก่

1. ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ
2. ศูนย์บริการและพัฒนานวัตกรรม
3. ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาไฟฟ้ากำลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Fisher, M.J., Power Electronics, PWS-Kent, Boston, 1991
- [2] Motorola, TMOS Power MOSFET Transistor Data, Motorola Data Book, DL135/D, Rev4, 1992
- [3] Pressman,A.I.,Switching Power Supply Design, McGraw-Hill, 1991
- [4] Chryssis, G.,High-Frequency Switching Power Supplies-Theory and Design, McGraw-Hill,1989
- [5] “สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”, บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด(มหาชน),2538

