

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงกระแสสูง

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

1๓๖๒๒๒
b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงกระแสสูง

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งกระแสสูง

ผู้จัดทำ

1. นาย จุฑา ธรรมจินดา
2. นางสาว ศีราภรณ์ อนุสนธิ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงกระแสสูง

นาย จุฑา ธรรมจินดา
นางสาว ศิราภรณ์ อนุสนธิ์
รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบ การทดลองการทำงาน ของระบบแหล่งจ่ายไฟแบบ สวิตชิงกระแสสูง โดยทำการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิรต์ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยใช้วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส หลังจากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นสัญญาณพัลส์ ที่มีความถี่ประมาณ 30 กิโลเฮิรต์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยมีไอซี SG3526 ทำหน้าที่เป็นพัลส์วิดท์มอดูเลชันควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต ใช้หม้อแปลงขนาด 1:1 ทำหน้าที่แยกสัญญาณ และใช้แผ่นนิกเกิล-โครเมียมที่มีความต้านทาน ต่ำๆ เป็นตัวป้องกันกระแส เพื่อป้องกันการจ่ายกระแสเกิน ซึ่งตัวไอซี LM 339 จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อมีกระแสเกินจะส่งสัญญาณให้ SG3526 เพื่อทำการรีเซท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY

Mr. Jutha Thammachinda

Miss. Sirapron Anuson

Assoc. Prof. Somsak Cheersirikul Advisor

Education Year 2007

ABSTRACT

This paper presents the design and an experiment on power supply's system in high current switching model. This will change the alternate current at 220 V, 50 Hz to direct current 311 V, by using rectifier and filter circuit. After that, the dc received will be change to pulse signal at the frequency 30 KHz. Power mosfet of converter are made in half bridge with SG3526 IC acts as pulse width modulation and control the frequency and time use in current power mosfet. The transformer size 1:1 isolate the signal and low resistance nickel-chromium plate is the current feedback to control the over current. LM339 IC will compare the signal, if there is any over current occurs, it will transfer to SG3526 to reset the system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาการทำโครงการครั้งนี้ที่ให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษาพร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการศึกษา รวมทั้งให้แนวทางแก้ไขปัญหาและชี้แนะ ข้อบกพร่องที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สถานที่และหนังสือข้อมูล จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ และเครื่องมือ ในการใช้ทำโครงการ นี้จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่คอยกระตุ้นเตือน ให้คำปรึกษาพร้อมทั้งช่วยในการทำโครงการ นี้จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณคุณบิดามารดาที่คอยให้กำลังใจ และสนับสนุนทางการเงิน

ผู้จัดทำ

นาย จูฑา ธรรมจินดา

นางสาว ศิราภรณ์ อนุสนธิ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งกระแสสูง	4
2.1 วงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง	4
2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	5
2.3 วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	8
2.3.1 เรกติไฟเออร์	8
2.3.2 ฟิวส์	12
2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์	13
2.4.1 ชิคก้าคักกำลังของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	14
2.5 วงจรควบคุม	15
2.5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	15
2.5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	17
2.6 วงจรขับโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	19
2.6.1 วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงเบเกอร์แคลมป์	20
2.6.2 วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์	21
2.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	21
2.7.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL	22
2.7.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS	23
2.7.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	23
2.8 วงจรสแน็บเบอร์	24
2.8.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (Turn off snubber)	24
2.8.2 วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber)	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.9 ไดโอดในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย	28
2.9.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด	28
2.9.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด	29
2.10 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	30
2.11 เพาเวอร์มอสเฟต	32
2.11.1 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้มอสเฟต	33
2.11.2 พิกัดความปลอดภัย FBSOA	33
บทที่ 3 หลักการทำงานของวงจร	34
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม	34
3.1.1 วงจรป้อนกลับ	34
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	37
3.1.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	39
3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์	40
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต	43
3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	43
3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	44
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	46
4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร	46
4.1.1 สัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526	46
4.1.2 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 เทียบกราฟด์ของไอซี SG3526	47
4.1.3 สัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต A และ B	47
4.1.4 สัญญาณที่วัดได้หลังจากผ่านวงจรขับขณะยังไม่ต่อหม้อแปลงคลีปปลิ่ง	48
4.1.5 สัญญาณที่วัดได้หลังจากผ่านวงจรขับขณะต่อหม้อแปลงคลีปปลิ่ง	48
4.1.6 สัญญาณที่วัดได้หลังผ่านหม้อแปลงคลีปปลิ่งเพื่อไปขับเกด	49
4.2 ผลการทดลอง	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

54

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

บรรณานุกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป	4
รูปที่ 2.2 วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	13
รูปที่ 2.3 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	15
รูปที่ 2.4 ลักษณะความกว้างเอาต์พุตของวงจรพีลชวิตช์มอดูเลชั่น ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย	16
รูปที่ 2.5 วงจรควบคุมพื้นฐานในโหมดควบคุมกระแส	17
รูปที่ 2.6 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	18
รูปที่ 2.7 วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์แคลมป์	20
รูปที่ 2.8 วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	21
รูปที่ 2.9 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	22
รูปที่ 2.10 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	23
รูปที่ 2.11 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	24
รูปที่ 2.12 ลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นแรงดันคคร่อมทรานซิสเตอร์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	24
รูปที่ 2.13 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันคคร่อมเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	25
รูปที่ 2.14 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุด ที่จะคคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	27
รูปที่ 2.15 ลักษณะของกระแสและแรงดันคคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	31
รูปที่ 2.16 ลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส	32
รูปที่ 3.1 ลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตซ์ิงของเพาเวอร์มอสเฟต	34
รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมการสวิตซ์ิงของมอสเฟต	35
รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในไอซี SG3526	37
รูปที่ 3.4 วงจรขับขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.5 วงจรภาคเพาเวอร์สวิดซิ่ง	41
รูปที่ 3.6 วงจรภาคเอาต์พุท	42
รูปที่ 4.1 สัญญาณฟันเลื่อยซึ่งใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์	46
รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์เอาต์พุทที่ขา 13 และ 16 เทียบกราวด์ของไอซี SG3526	47
รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์เอาต์พุทที่ขา 13 และ 16 เทียบกราวด์ของไอซี SG3526	47
รูปที่ 4.4 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ผ่านวงจรขับเคลื่อนยังไม่ต่อหม้อแปลงกลับปลีง	48
รูปที่ 4.5 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ผ่านวงจรขับเคลื่อนต่อหม้อแปลงกลับปลีง	48
รูปที่ 4.6 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ A และ B หลังผ่านหม้อแปลงกลับปลีง	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า	
ตารางที่ 1.1	การเปรียบเทียบ POWER SUPPLY แบบ LINEAR และแบบ SWITCHING	3
ตารางที่ 2.1	ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบหนึ่ง	5
ตารางที่ 4.1	ผลการทดลองที่ความถี่ 30.12 kHz	50



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญกราฟ

	หน้า
กราฟที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความตึงเครียดเอกซ์เพอร์ทกับกระแสเอกซ์เพอร์ท	51
กราฟที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานเอกซ์เพอร์ทกับโพลด	52
กราฟที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับโพลด	53



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายได้เข้ามามีบทบาทกับชีวิตเราอย่างมาก เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังสูงแต่มีขนาดเล็ก เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร และ โทรศัพท์ จำเป็นจะต้องใช้สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย แนวโน้มการนำสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการ ทำงานและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้ สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดี จะต้องมียุทธสมบัติ ดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างเพียงพอ โดยที่ยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต ให้คงที่
- มีการแยกกันทางไฟฟ้า
- สามารถจ่ายแรงดัน และกระแสออกมาหลายๆ ระดับ
- ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง
- ราคาถูก

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากไปสลับโวลต์สูง ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกันแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น (Linear Power Supply) ถึงแม้เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจะต้องมีการใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำเช่นเดียวกัน แต่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะใช้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็ก และน้ำหนักน้อย เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น อีกทั้งสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายยังมีประสิทธิภาพสูงกว่าอีกด้วย

ข้อได้เปรียบของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น คือ ประสิทธิภาพที่สูง ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบาว่าแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำจึงมีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมาก ขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่เกิดจากหม้อแปลงจึงมีค่าสูง การคงค่าแรงดันแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นส่วนมากจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแสและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เนื้อหาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่ เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูงๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65%-80% สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลา โสลต์ออฟประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที ในขณะที่แหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะทำได้เพียงประมาณ 2×10^{-3} วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุทค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันไฟตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น รวมทั้งสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำๆ แหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะประหยัดกว่าและให้ผลดีเท่าเทียมกัน ดังนั้นสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไปเท่านั้น

จากที่กล่าวมาพอจะสรุปได้ว่า ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้น ถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบ และอุปกรณ์ที่ใช้มีราคาไม่แพงนัก แต่มีข้อเสียคือ ถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้ในวงจรเป็นหม้อแปลงความถี่ต่ำ จึงมีขนาดใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซิ่งมาก และข้อเสียอีกข้อก็คือ มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียสูงทำให้มีประสิทธิภาพต่ำ แต่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซิ่ง จะใช้การเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีก ระดับหนึ่งด้วยวงจร “ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์” ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต และอื่นๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ไม่จำเป็นต้องใช้งานในย่านแอกทีฟ จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตซ์จะเป็นการเพิ่มขนาด ของแรงดัน และกระแสในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็กกะทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์, โทรทัศน์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตซิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซิ่งก็ยังมีข้อเสียอีกหลายข้อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นคือ

- อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพงและอุปกรณ์บางชิ้นหายาก โดยเฉพาะภายในประเทศ
- การออกแบบมีความยุ่งยากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1.1 การเปรียบเทียบ POWER SUPPLY แบบ LINEAR
และแบบ SWITCHING

LINEAR POWER SUPPLY	SWITCHING POWER SUPPLY
ประสิทธิภาพต่ำ	ประสิทธิภาพสูง
สูญเสียกำลังในรูปความร้อนมาก	สูญเสียกำลังในรูปความร้อนน้อย
วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมง่าย	วงจรซับซ้อน ออกแบบและซ่อมยาก
ค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ	ค่ากำลังต่อน้ำหนักสูง
ความหนาแน่นต่ำ	ความหนาแน่นสูง
แรงดันกระเพื่อมต่ำ	แรงดันกระเพื่อมสูง
สัญญาณ EMI RFI ต่ำ	สัญญาณ EMI RFI สูง
การใช้งานที่ กำลังต่ำ มีราคาถูก	การใช้งานที่ กำลังต่ำ มีราคาแพง
การใช้งานที่ กำลังสูง มีราคาแพง	การใช้งานที่ กำลังสูง มีราคาถูก

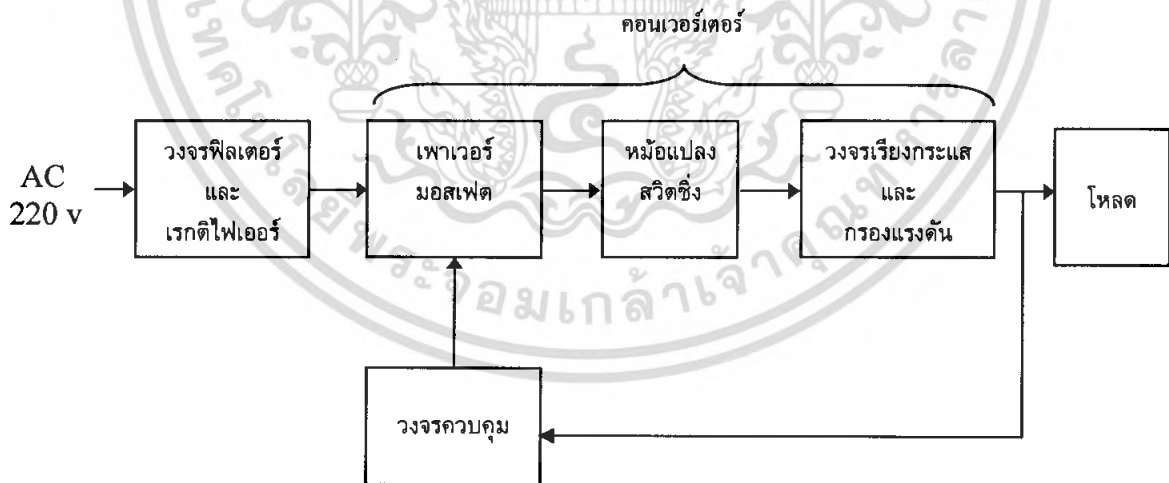
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงกระแสสูง

2.1 วงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลวดทองแดงและค่าแรงดันที่เอาท์พุทด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับ แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิร์ต จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาท์พุทของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาท์พุทของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาท์พุทคงที่ได้



รูปที่ 2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้น จำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆ ที่จะใช้ในสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายเป็นได้ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายแบบหนึ่ง

<i>Output Power</i>	300 W
<i>Efficiency</i>	65% at full load
<i>Input Voltage</i>	94 – 132 V _{AC} (nominal 115 V _{AC}) 187 – 264 V _{AC} (nominal 220 V _{AC})
<i>Output Voltage and Current</i>	+ 5 V 6 A (min) 30 A (max) + 12 V 0 A (min) 6 A (max) - 12 V 0 A (min) 6 A (max)
<i>Line Regulation at 50% load</i>	+ 5 V 0.5% - 12V 0.5%
<i>Load Regulation</i>	+ 5 V, + 12 V, - 12 V
<i>Ripple and Noise</i>	+ 5 V 50 mVp-p max + 12 V 120 mVp-p max - 12 V 120 mVp-p max
<i>Hold up Time at low line full load</i>	+ 5 V 50 ms. max
<i>RFI/EMI</i>	Meet FCC part 15J class B VDE 0875
<i>Transient response</i>	< 200 mV ripple at 50% load change < 400 μ s recovery time
<i>Isolation</i>	Input to ground 2 KV rms. Ourput to ground 500 V rms.
<i>Switching Frequency</i>	100 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังบริษัทอื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาท์พุทและที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงาน จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาท์พุทของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 – 80%

ช่วงของแรงดันอินพุท (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุท ที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุทในช่วงกว้าง เช่นที่ 90 – 132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 – 260 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตชิงเพาเวอร์ โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ ± 5 โวลต์ และ ± 12 โวลต์ เป็นต้น

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุทเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาท์พุทมีค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องจาก การเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดัน ไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

คือ แรงดันกระเพื่อมคือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูง ๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

ค่าเวลาโฮลด์อัป (Hold up Time)

คือ ช่วงเวลาที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุต(ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัปจะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที

สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

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

การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด จะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัด โดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (Recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตโดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกควาน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตภายในสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ต ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นหลัก

การกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย จึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้ดีกว่าก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย ที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

2.3 วงจรส่วนอินพุตของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายโดยส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วนอินพุตของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและลงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ 2 ส่วน ดังนี้คือ

1. เรกติไฟเออร์ (Rectifier)
2. ฟิวส์ (Fuse)

2.3.1 เรกติไฟเออร์

เรกติไฟเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนอินพุตของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลาย และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิวเตอร์ เรกติไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C และ ไดโอดเรกติไฟเออร์ D1 – D4 มีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs

ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วยการกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs ไว้ในวงจรก็จะทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้าๆ และลดกระแสกระชาก ตัวต้านทาน Rs ในวงจรเรกติไฟเออร์จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรกติไฟเออร์ที่มีตัวเก็บประจุเป็นฟิลเตอร์นั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของ Rs และกำลังงานที่วงจรเรกติไฟเออร์จะต้องจ่ายออกไป

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs จะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว Rs การกำหนดค่าของ Rs จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายด้วย

2. ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด $D_1 - D_4$ ให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ในวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ตัวเก็บประจุที่ใช้นี้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

- อัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสจะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

- แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรเรียงกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต
ค่าของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C เพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด สามารถได้จาก

$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (2.1)$$

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมของเอาต์พุตที่เรกติไฟเออร์

- ช่วงเวลาโฮลด์อัปที่ต้องการ (Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัป เป็นช่วงเวลาที่สวิตซ์ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตซ์นี้มีค่าเวลาโฮลด์อัป ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับเพื่อให้เกิดช่วงเวลาโฮลด์อัปค่าของ C หาได้จาก

$$C = \frac{2P_o t_H}{\eta(V_s^2 - V_f^2)} \quad (2.2)$$

เมื่อ P_o คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

η คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

V_s คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

V_f คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

t_H คือ ช่วงเวลาโฮลด์อัปที่ต้องการ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง I_{FRM} (Maximum Forward Current)
ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแส นั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส
- ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง I_{FM}
เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด (I_{FM}) ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5 - 2 เท่า จากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน
- อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด V_{RRM}
โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.3.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีที่มีการลัดวงจรขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนวงจรเรกติไฟเออร์ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้น มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้ คือ

1. อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราทนแรงดันได้ตามลำดับดังนี้คือ 32, 60, 125, 250, 300, 500, 600 และ 700 โวลต์ การกำหนดการใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับเป็นสิ่งสำคัญโดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่จะใช้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อลดการอาร์กในตัวฟิวส์ขณะลัดวงจร ถ้าอัตราทนแรงดันของฟิวส์มีค่าต่ำเกินไป การเกิดการอาร์กภายในตัวฟิวส์อาจเป็นไปอย่างรุนแรงและตัวฟิวส์จะแตกออกได้ ซึ่งเสี่ยงต่อการลัดวงจรภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

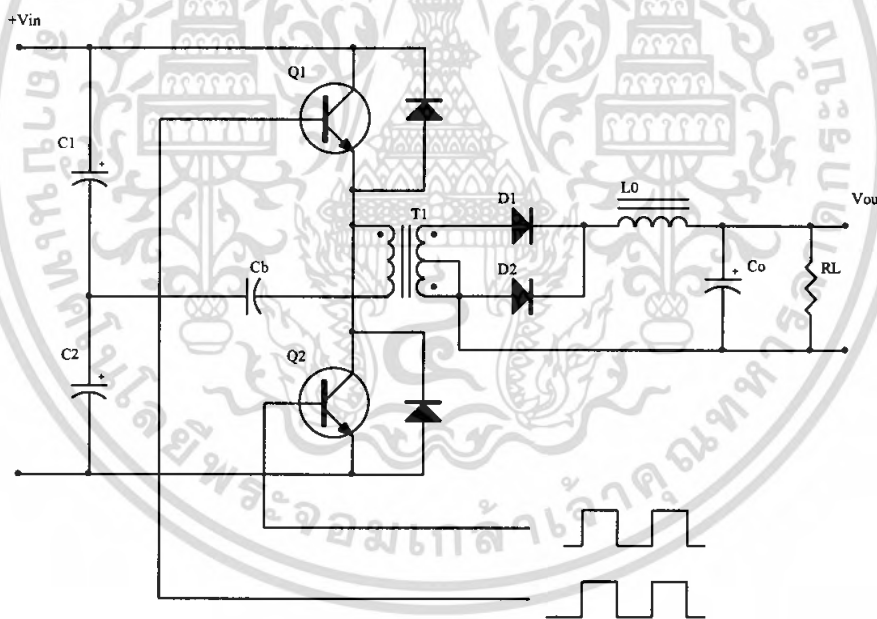
2. ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating)

ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแสอาร์เอ็มเอสด้านอินพุทของ วงจรเรกติไฟเออร์ โดยให้เผื่อค่าอัตราทนกระแสไว้อีก 50 เปอร์เซ็นต์ด้วย เพื่อเพิ่มอายุการใช้งาน

2.4 วงคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่า สูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบ ขึ้นอยู่กับลักษณะการจับ วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกัน ออกไป แต่ในโครงการนี้เราเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 วงจรฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์มอสเฟตในวงจร มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสไหล และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.4.1 ปีคจำกัดกำลังของฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพียงค่าแรงดันไฟตรงอินพุต ดังนั้นที่แรงดันสูงสุด 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะต้องแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงสุดเพียงแค่ 370 โวลต์ ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่สามารถทนแรงดันได้ถึง 500 โวลต์ และทนกระแสได้จนถึง 20 แอมป์นั้นหาได้ง่าย พิจารณาฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออก 500 วัตต์ กระแสสูงสุดไฟรมารีจะมีค่า

$$I_{p(PK)} = \frac{500 \times 20 \times 10^{-6}}{0.8 \times 311 \times 8 \times 10^{-6}}$$

$$= 5 \text{ แอมป์}$$

ลองเปรียบเทียบเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRF 840 ซึ่งมีค่าอัตราทนแรงดัน 500 โวลต์ กระแสสูงสุดเท่ากับ 8 แอมป์ และความต้านทานขณะนำกระแส 0.85 โอห์ม กับเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP 460 ซึ่งมีอัตราทนแรงดัน 500 โวลต์ และกระแสสูงสุดเท่ากับ 25 แอมป์ แต่มีค่าความต้านทานขณะนำกระแสเพียง 0.25 โอห์มจะเห็นได้ว่าที่กระแสเท่ากับ 5 แอมป์ IRPF 460 มีกำลังงานสูญเสียในตัวมันเพียง 6.25 วัตต์ ในขณะที่ IRF 840 มีกำลังสูญเสียถึง 21.25 วัตต์ ในกรณีนี้จึงควรเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP 460 เนื่องจากมีกำลังงานสูญเสียน้อยกว่า

และเมื่อพิจารณาที่กำลังขาออกเท่ากับ 1,000 วัตต์ ฮัลฟบริดจ์จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ต้องทนกระแสสูงสุดถึง 10 แอมป์ ขณะที่ฟูลบริดจ์จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสสูงสุดเพียง 5 แอมป์ จะเห็นว่าฟูลบริดจ์สามารถเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRF 840 เพื่อลดค่าใช้จ่ายได้ แต่ฮัลฟบริดจ์ยังคงต้องใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP 460 เนื่องจากค่าสูงสุดของกระแสไฟรมารีมีค่ามากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

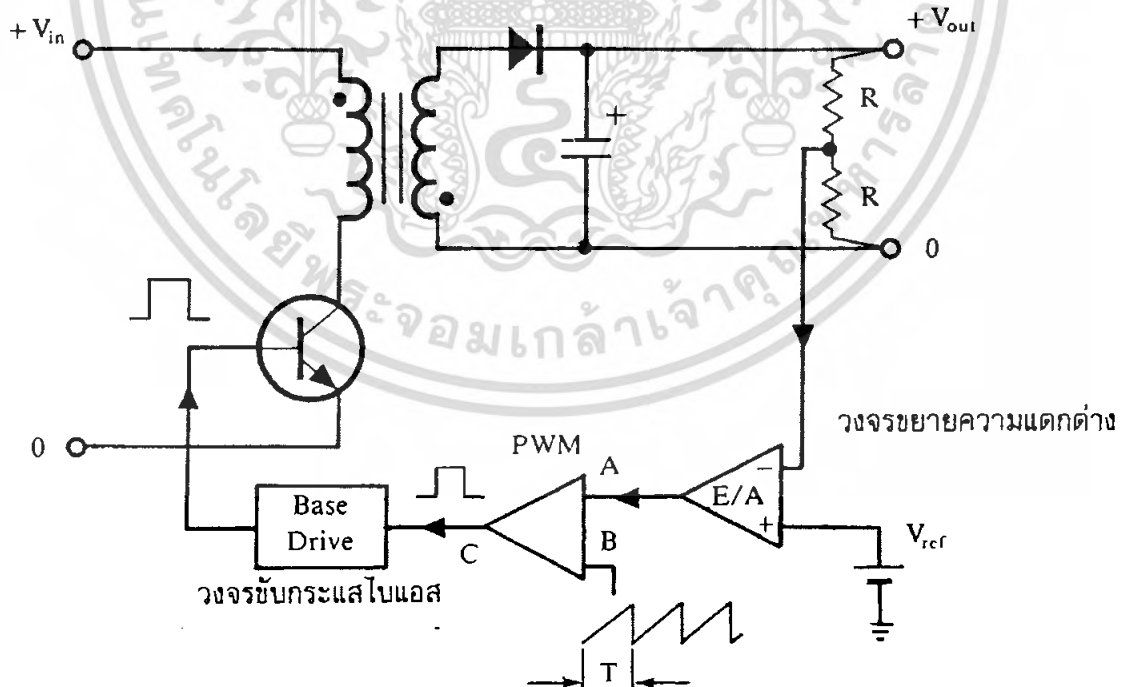
โดยทั่วไปแล้วสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่กำลังขาออก 400 วัตต์ ถึง 500 วัตต์ ฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ค่อนข้างเหมาะสม ส่วนที่กำลังขาออกมากกว่า 500 วัตต์ขึ้นไป ฟูลบริดจ์จะน่าสนใจกว่า

2.5 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

2.5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

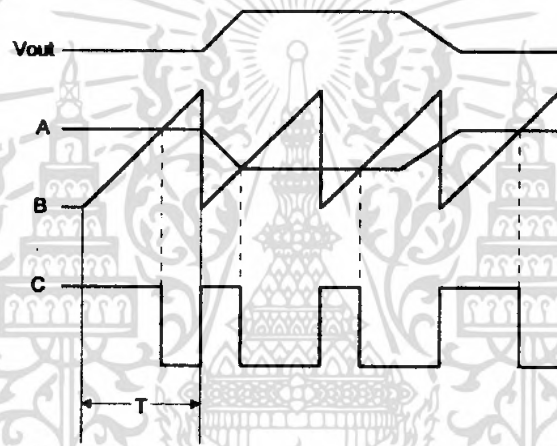
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.3 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรรวมความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์

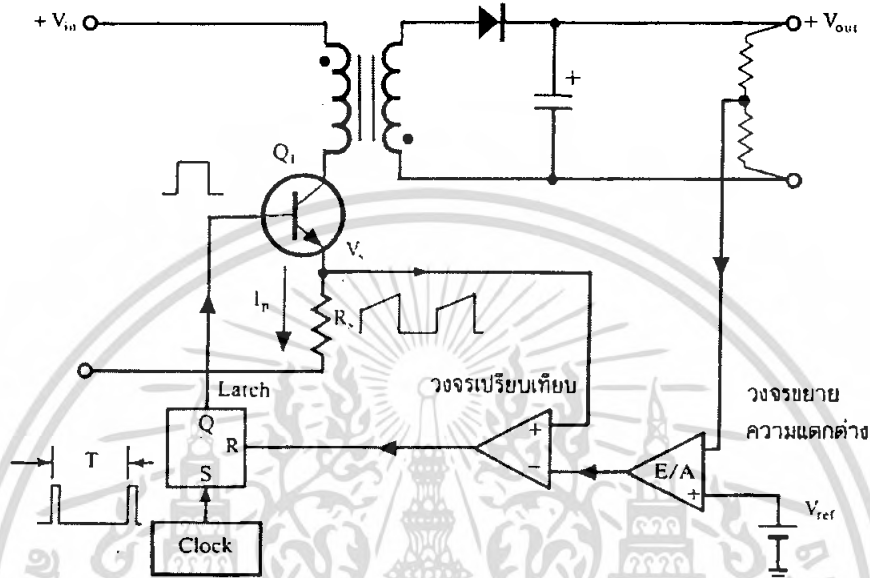


รูปที่ 2.4 ลักษณะความกว้างเอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.4

2.5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากกระแสมี ข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



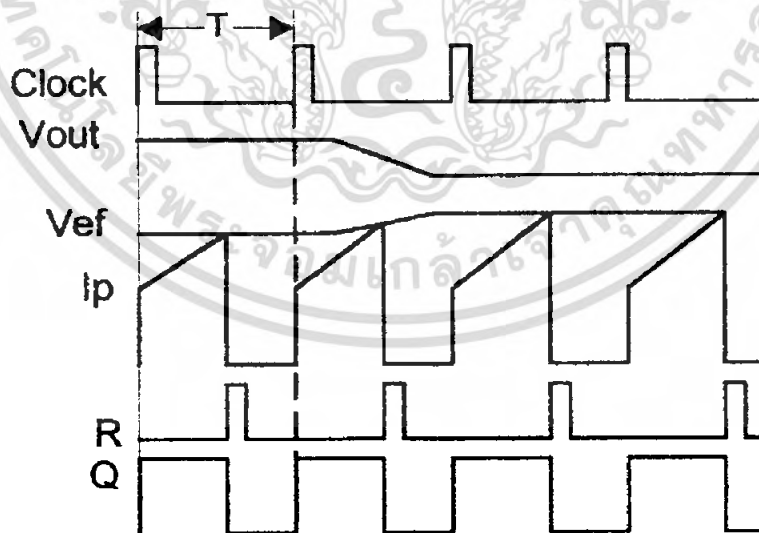
รูปที่ 2.5 วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 2.5 การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของ วงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติง ของ วงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์มอสเฟต Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหล ผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัว ต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจร เปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์มอสเฟต Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้น จากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลงเพาเวอร์มอสเฟตจะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์มอสเฟตจะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่ยังทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

- ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดการรบกวนเชิงเส้นและการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต
- สามารถป้องกันกระแสไหลคเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
- ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
- สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน
- สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นได้ และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.6 วงจรขับไบโพลาร์เพาพาว์ทรานซิสเตอร์

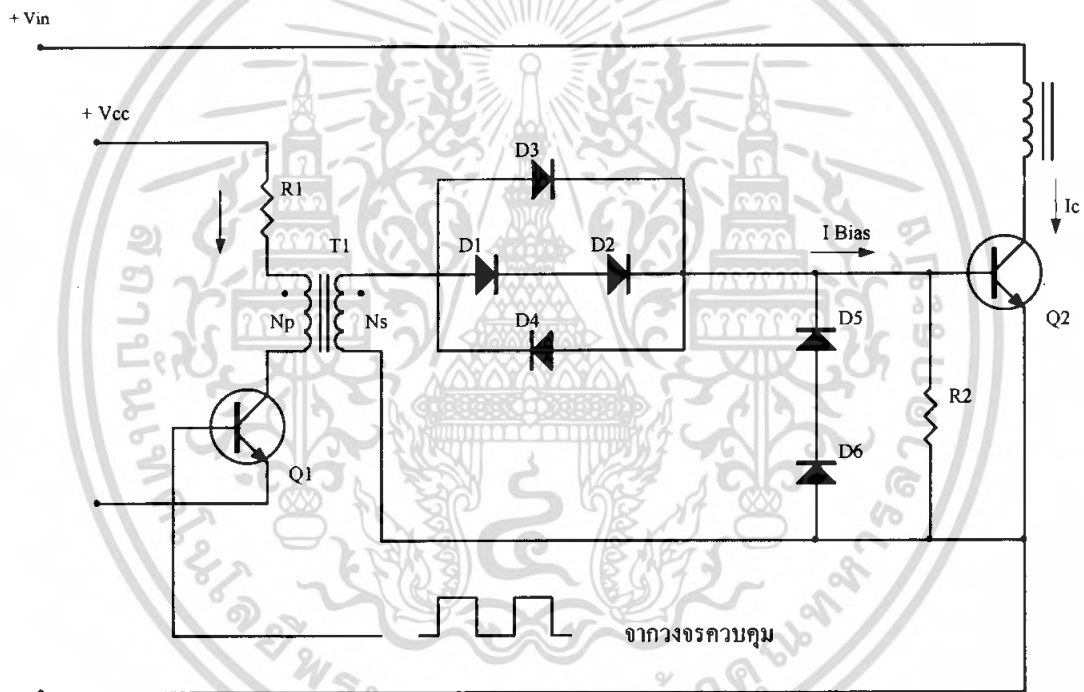
ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยใช้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อให้มีกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบอัสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้อินพุตนำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแล้ววิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1 วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช่ม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อย เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขั้วปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.7



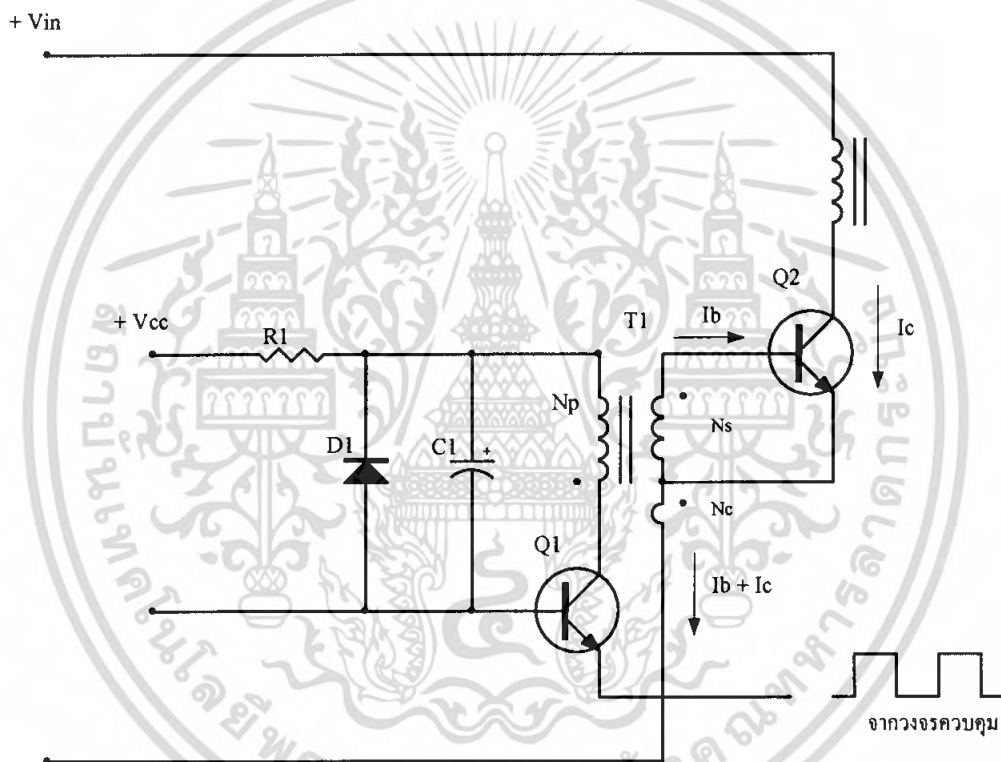
รูปที่ 2.7 วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วดังจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงใน

วงจรรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์

2.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

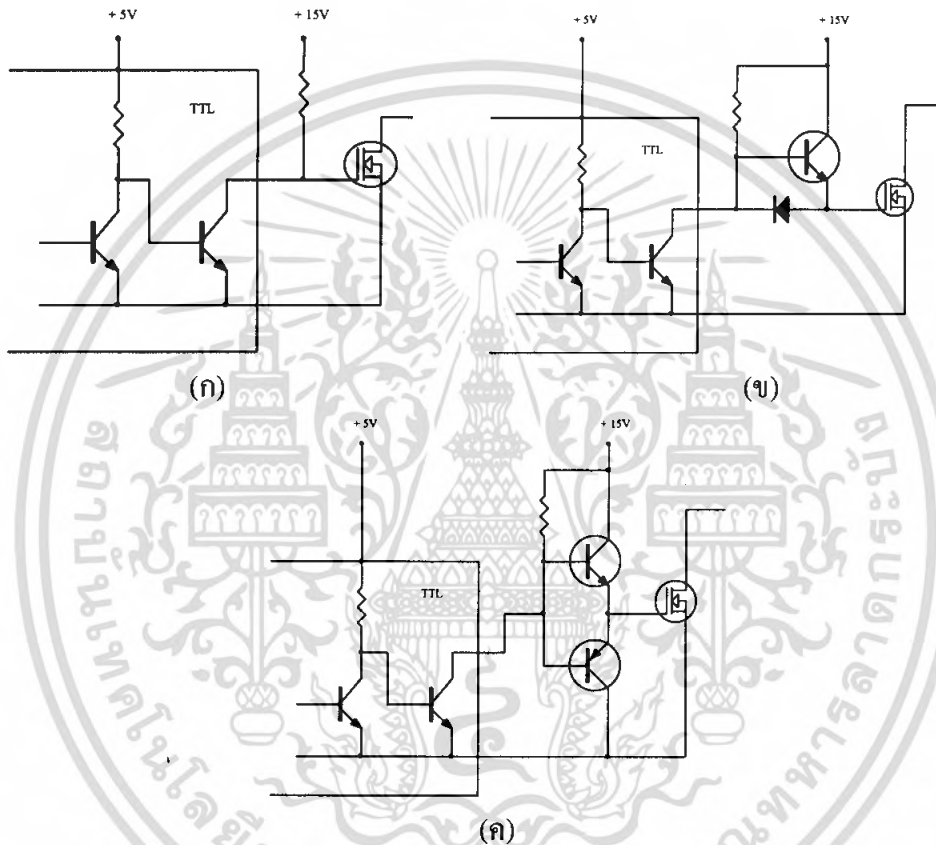
การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเลกเตอร์และอีมีตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสที่เบสและอีมีตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยาก

น้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุทซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

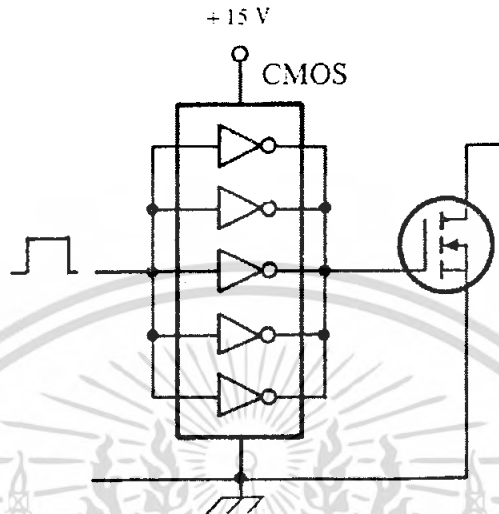


รูปที่ 2.9 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.9 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเลคเตอร์เปิด การต่อพูลอัพริซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสมักมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสดังกล่าวถูกจำกัดด้วยพูลอัพริซิสเตอร์ รูปที่ 2.9 (ข) ทราานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ดังรูป 2.9 (ค) ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



รูปที่ 2.10 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

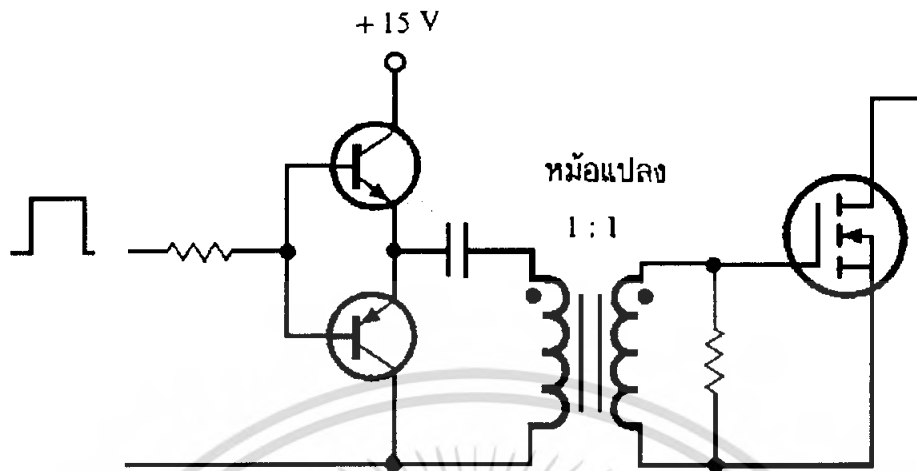
เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นมอสเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

2.7.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

ต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.11



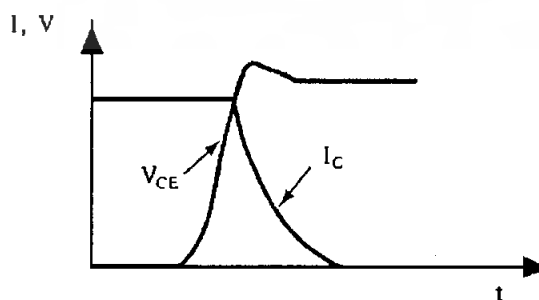
รูปที่ 2.11 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

2.8 วงจร snubber

วงจร snubber (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจร snubber นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส และ snubber ป้องกันแรงดันเกิน วงจร snubber ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่าวงจร RCD snubber ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.8.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (Turn off snubber)

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว ดังรูปที่ 2.12

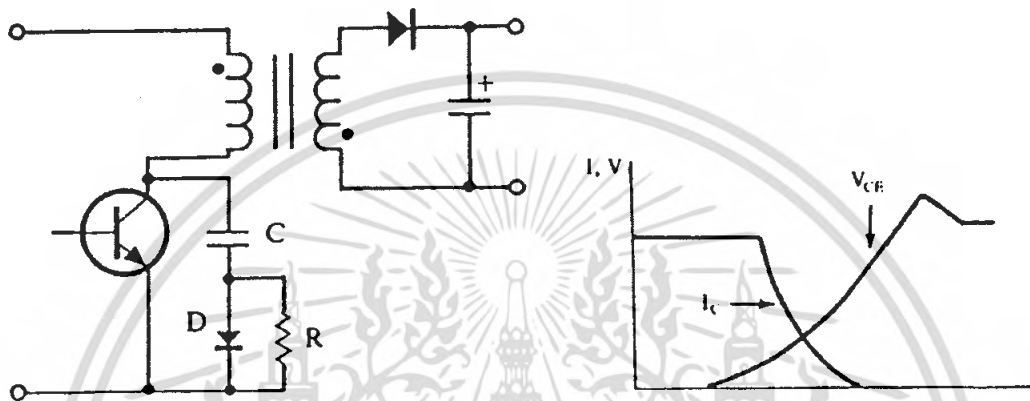


รูปที่ 2.12 ลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นแรงดันคกร้อมทรานซิสเตอร์ขณะเริ่ม

หยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสาร หุยนต์นำกระแส ใ้บริการใ้ใช้งานใ้การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตใ้ให้นำไปใ้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใ้ใด ๆ ทั้งสิ้น อื่กทั้งห้ามมิใ้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใ้

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบออร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 วงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเลคเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเลคเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ที่ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_p \times t_{on} \pi}{2V_{in}} \quad (2.4)$$

$$R_1 = \frac{t_{on}(\min)}{6C_1} \quad (2.5)$$

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

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

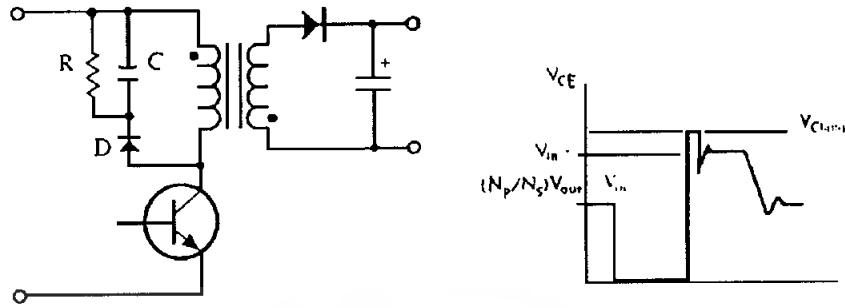
การคายประจุของ C_1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R_1 จะต้องมีทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R_1 หาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1 (2V_{in})^2}{2T} \quad (\text{วัตต์}) \quad (2.6)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.8.2 วงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber)

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนใหญ่มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย FBSOA แรงดันสไปดจ์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปดจ์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร snubber สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจร snubber ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเลกเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจร snubber นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก อันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} CV_e^2 = \frac{1}{2} LI_p^2 \quad (2.7)$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{ceo} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{LI_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad (2.8)$$

- เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
- $I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{ceo} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้

$$R = \frac{t_{off} \text{ (min)}}{2 \times 3 \times C} \quad (2.9)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{\left(\frac{1}{2}\right) L I_p^2}{T} \quad (2.10)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.9 ไคโอดในสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย

2.9.1 กำลังงานในรูปสูญเสียในรูปความร้อนของไคโอด

ไคโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานการสูญเสียในรูปของความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไคโอดจะเกิดได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งานไคโอดความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไคโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนั้นด้วย ขณะที่ไคโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมรอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงตกคร่อมไคโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับกระแสที่ไหลผ่านมัน โดยไคโอดในช่วงนี้จะมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

$$P_D = V_F I_F \quad (2.11)$$

เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไคโอดขณะนำกระแส

V_F คือ ค่าแรงดันตกคร่อมไคโอดขณะนำกระแส

I_F คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไคโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้กระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดได้ในขณะที่มีแรงดันไบแอสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้ เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้เรียกว่า ช่วงเวลาคืนตัว (reverse recovery time: t_r) ช่วงเวลาคืนตัวจะขึ้นกับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่างๆ กันจะให้ค่า t_r ที่แตกต่างกันออกไปด้วยจะเห็นได้ว่าช่วงเวลา t_r นี้ ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่แรงดันตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งานไดโอดที่ความถี่สูง

2.9.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัว t_r สั้น และสามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิกอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ต่างๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้

1. ฟาสต์-รีคัพเวอรี (Fast Recovery Diode)

ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอน ไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2. อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)

อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

3. ซอตต์กีไดโอด (Schottky Diode)

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะ

โครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอรีและอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของชอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าชอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้ ชอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือชอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนด์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

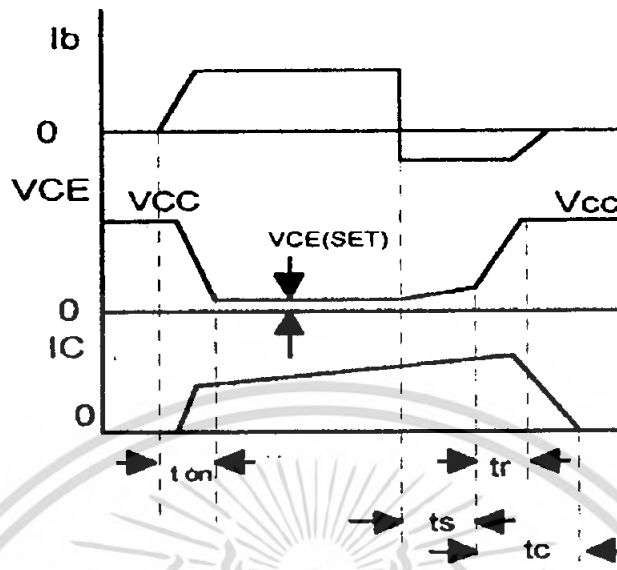
2.10 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเลกเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) จะยังมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูปข้างล่าง กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบอัสและป้อนกระแสไบอัสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_r ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_r นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_r นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบอัสอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเลกเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส นั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5 V_{cc} I_{pk} t_c}{T} \quad (2.12)$$

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

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดและลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

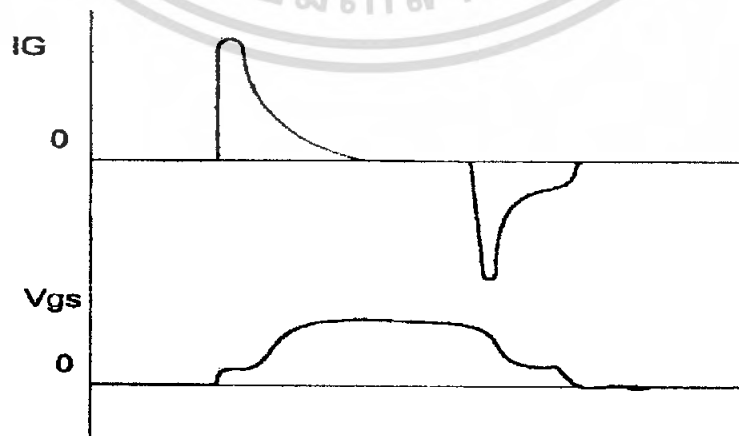
2.11 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุชพูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาดำเนินการนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มากเพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตการคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_d จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad (2.13)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} t_r V_{in}}{T} \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.16 ลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11.1 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคชั่นคาร์เบรคควาน์ เช่น ในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเกรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคชั่นคาร์เบรคควาน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.11.2 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้ คือ

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

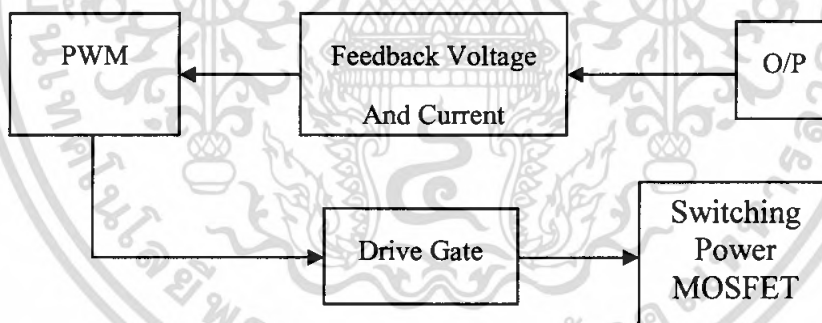
บทที่ 3

หลักการการทำงานของวงจร

การทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่ได้จัดทำขึ้นนี้ จะประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของเพาเวอร์สวิตซ์ซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุต และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางด้านเอาต์พุตมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

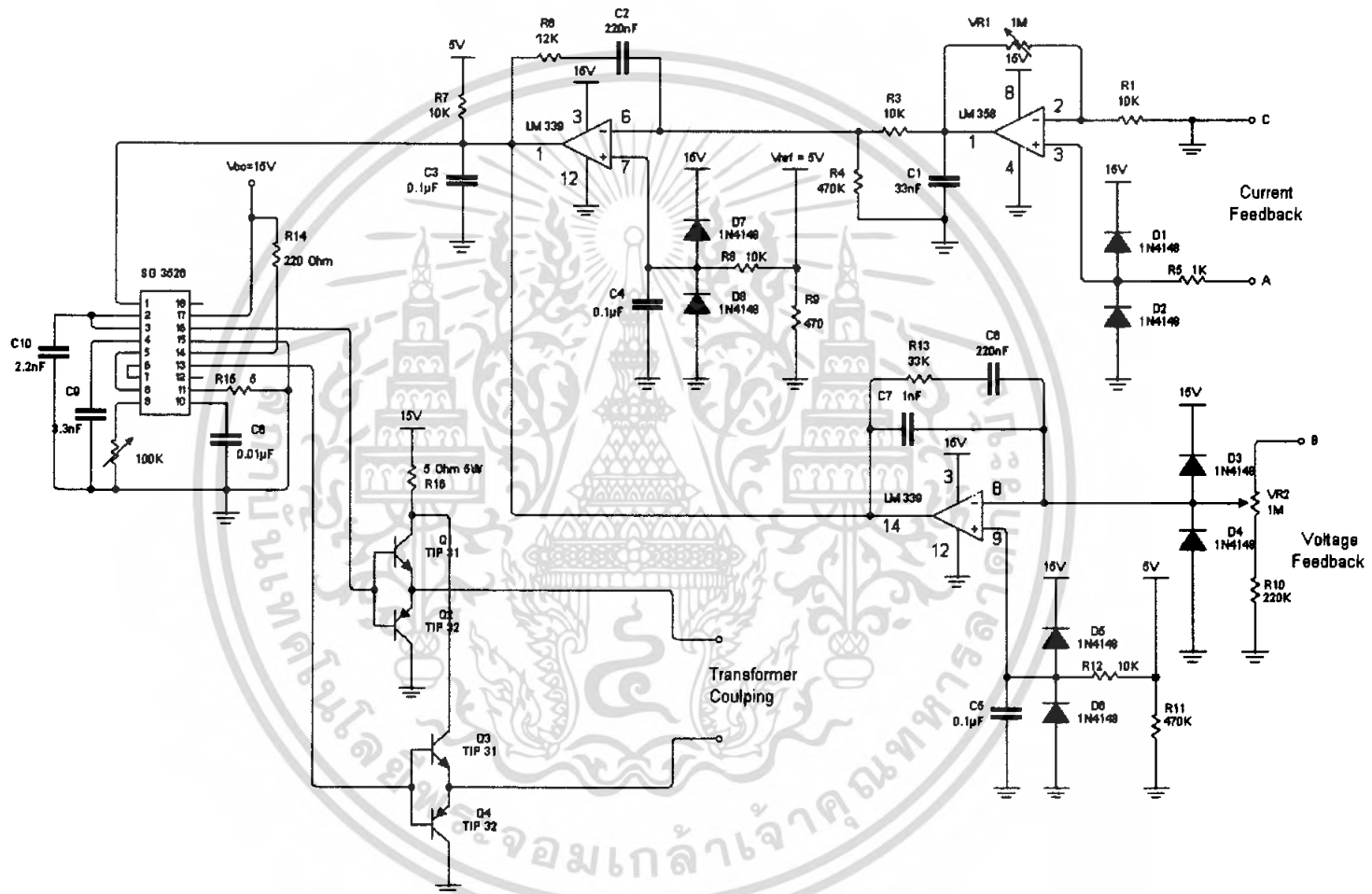
วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ได้ ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 ลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต

3.1.1 วงจรป้อนกลับ (Feedback control)

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่าง ๆ เช่น กระแส แรงดันและอุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกันกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น



รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมการสวิทช์ของเพาเวอร์มอสเฟต

Set Current Value

วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับของโวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดมอดคูลเลชัน เพื่อที่จะกำหนด ค่าเวลาในการนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต ต่อไป

Voltage amplifier

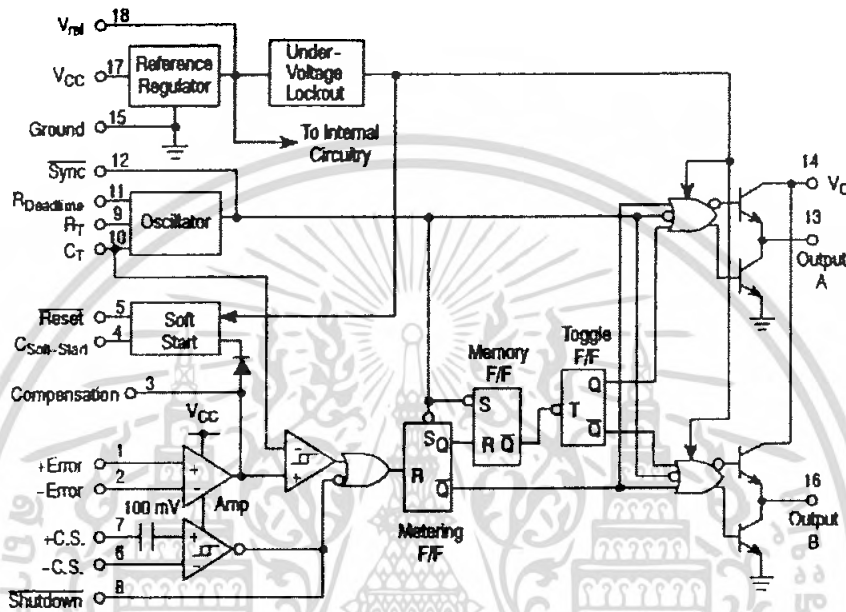
วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาท์พุทของวงจรโดยรับค่าแรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ตกคร่อมชั๊นท์เคอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านชั๊นท์เคอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออป-แอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งให้ตัว เพาเวอร์มอสเฟต ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาท์พุท

No - Load voltage regulator

วงจรนี้จะทำงานเมื่อมีแรงดันป้อนกลับมาจากทางเอาท์พุท ซึ่งจะแสดงสภาวะ 2 ค่าเท่านั้น คือ หากสวิทซ์ทำงานอยู่แรงดันที่ป้อนกลับมามีค่าต่ำ นั่นคือไม่มีข้อมูลส่งกลับมา นั่นเอง แต่ถ้าหากวงจรอยู่ในสภาวะที่แรงดันป้อนกลับมามีค่าสูงแสดงว่ามีสัญญาณป้อนกลับมานั่นเอง วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปให้กับตัว ไอซี SG3526 ที่ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิดสัญญาณของการสวิทซ์ให้มีพัลส์วิดค์กว้างหรือแคบ อันจะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลงทำให้เกิดการสูญเสียลดลงด้วย

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ SG3526

- ขา1, 2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขาอินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรถ่ายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรถ่ายพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุท
- ขา3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถ่ายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรถ่ายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2
- ขา4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start
- ขา5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจาก ทำการชัตดาวน์

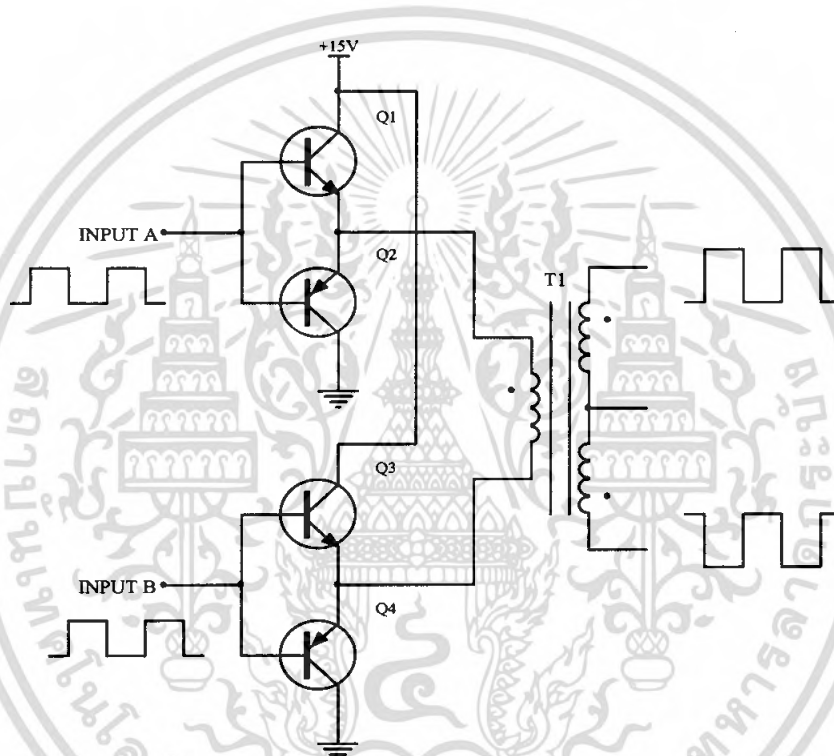
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ขา6, 7 เป็นขาเคอร์เรนท์เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุทด้วยวงจรเปรียบเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น วงจรเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร
- ขา8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสั่งชัตดาวน์จากวงจรภายนอกโดยการป้อนลอจิก “0”
- ขา9 เป็นขาที่ต่อกับ R_t เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายใน ให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ตขา10เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_t ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ
- ขา11 เป็นขาที่ใช้สำหรับกำหนดค่าเวลาหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยการต่อตัวต้านทาน R_d ลงกราวด์ โดยสามารถกำหนดค่า R_d ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 22 โอห์ม ซึ่งจะให้ค่าเวลาหยุดนำกระแสอยู่ในช่วง 1.5 ถึง 9.7 ไมโครเซกกัน
- ขา12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน
- ขา13,16 เป็นขาเอาท์พุทพัลส์ A และ B ตามลำดับโดยพัลส์ที่ออกจากเอาท์พุททั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรคอนเตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์
- ขา14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาท์พุทภายในที่ใช้ มอสเฟตต่อกันแบบคอมพลีเมนตารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้
- ขา15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซีขา17เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจร สร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่
- ขา18 เป็นขาเอาท์พุทของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 วงจรขับขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต

ในการทำงานในภาคนี้จะใช้ตัวทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น – เซนแนล และ พี – เซนแนล ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์จำนวนสองชุด เพื่อป้อนสัญญาณพัลส์ในช่วงบวกและลบให้กับหม้อแปลงคัปปลิ่ง และส่งผ่านกำลังงานไปขับที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์ และเพื่อแยกกราวด์กับวงจรในส่วนของภาคคอนโทรลด้วย ซึ่งจะทำให้เกิดความปลอดภัยเมื่อเกิดความเสียหายในวงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิง



รูปที่ 3.4 วงจรขับขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต

โดยการทำงานนั้นอธิบายได้ดังนี้ เอาต์พุตจากไอซี SG3526 ขา 13 และ 16 นั้นจะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา เมื่อ Q1 และ Q4 นำกระแสจะทำให้เกิดพัลส์บวกไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ ในทางตรงกันข้ามเมื่อ Q2 และ Q3 นำกระแสจะทำให้เกิดพัลส์ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ และจากนั้นทางขดทุติยภูมิ จะทำการขยายเป็นสองชุด และกลับเฟสกันอยู่เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวนั้นทำงานไม่พร้อมกัน

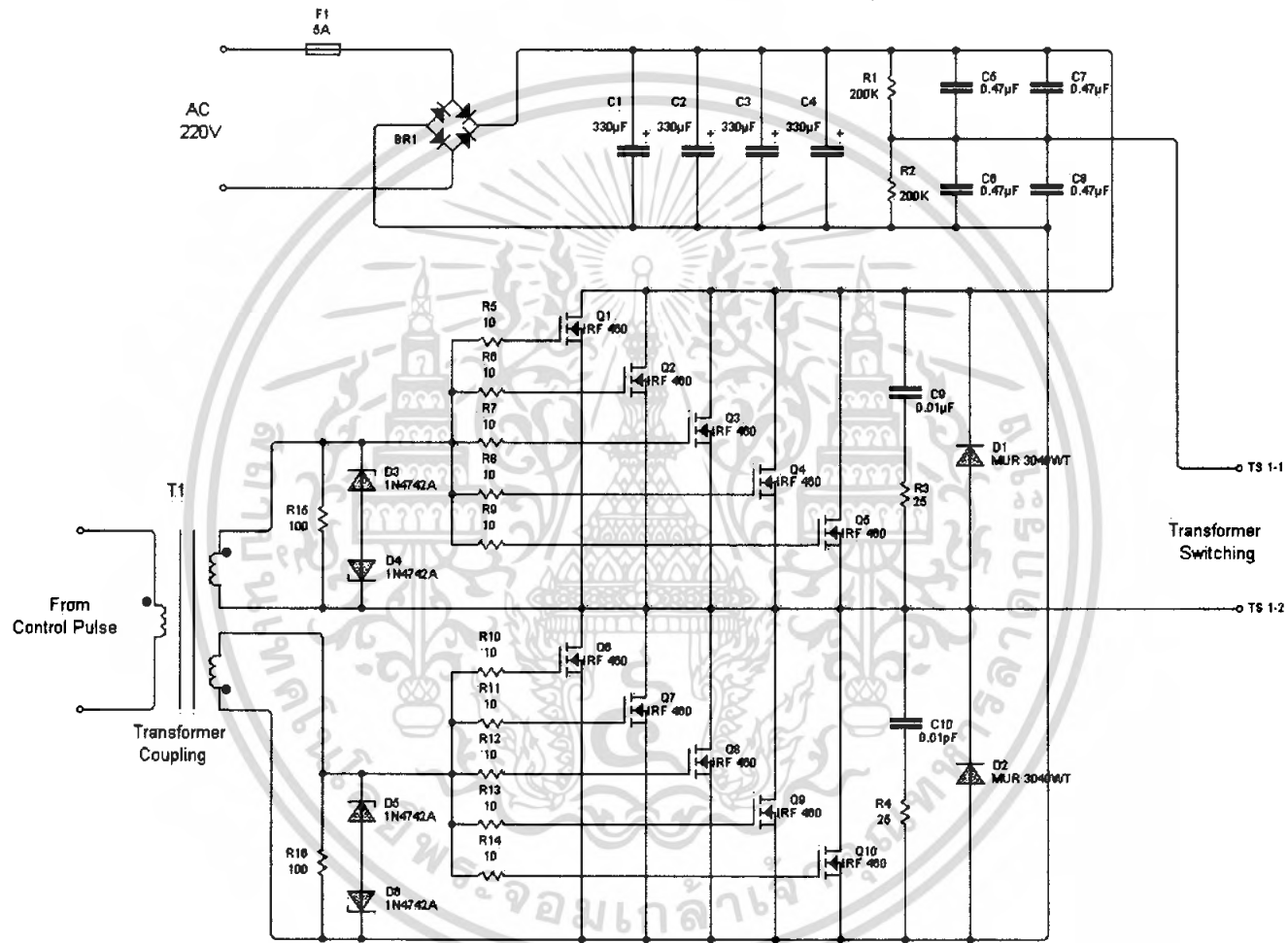
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิทช์

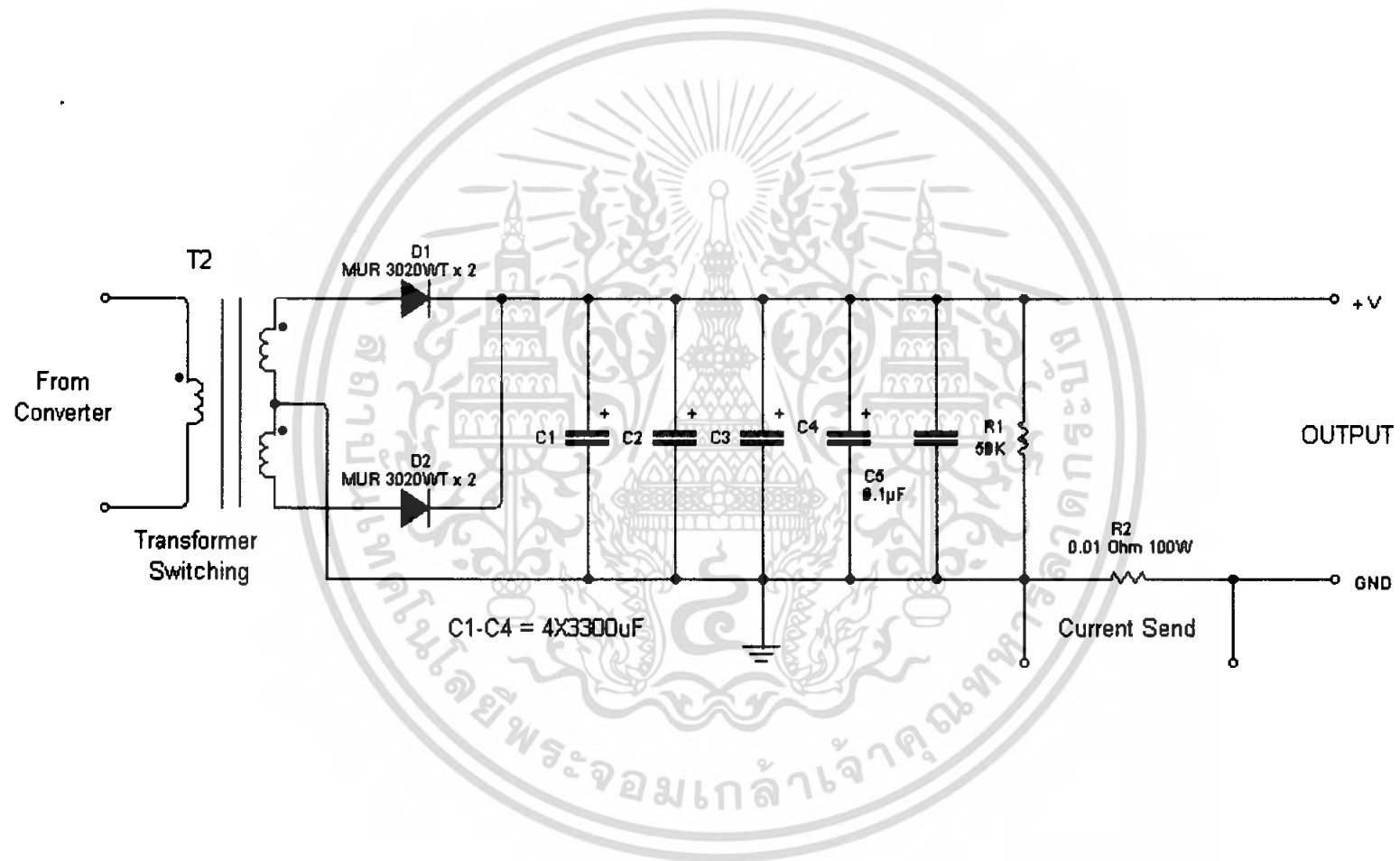
วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิร์ตให้มีค่าสูงขึ้น เพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตสวิทช์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกววงจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิทช์นี้ จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงของขดลวดปฐมภูมิ เมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปยังขดลวดทุติยภูมิและทำการเรียงกระแส กรองกระแสแล้วก็ได้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิง



รูปที่ 3.6 วงจรภาคเอาต์พุต

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้ เป็นแบบบริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณชาน์แวลท์ที่มีค่าความถี่ชีกบนหรือชีกล่างเป็นสองเท่า เมื่อเทียบกับสัญญาณชีกบนหรือชีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันรีปเปลี่ยมขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกับที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ นั้นอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นที่ต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่ง โดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆกันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 3.5 และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริง จึงจำเป็นที่ต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลง ได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาท์พุทจะไม่ต่อเนื่อง ในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆหรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายากอีกด้วย การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องมาจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟต โดยเพาเวอร์มอสเฟตชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุม ซึ่งผ่านหม้อแปลงคัปปลิ่ง โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต มีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดการอิมิตัวโดยวงจรดังกล่าวประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต คือ ฟาสต์รีคัฟเวอรี่ไดโอด โดยต่อเป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating Diode) ทั้งชุดบนและชุดล่าง มีหน้าที่ประการแรก เพื่อป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว เพาเวอร์มอสเฟต สูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ ซึ่งต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง คังนั้นไดโอดนี้ จะทำการ นำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัวเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบ ยูคอร์ 60 (U - Core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด H45 ในการออกแบบเราควรเลือกค่าฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานประมาณครึ่งหนึ่งของฟลักซ์แม่เหล็กที่จุดอิ่มตัว ($B_{max} = \frac{B_{sat}}{2}$) เพื่อความปลอดภัยของวงจรอันเนื่องมาจากหม้อแปลงอิ่มตัว

คำนวณหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_p = \left(\frac{V_p \times 10^8}{K \times f \times B_{max} \times A_e} \right) \quad (3.1)$$

เมื่อ	N_p	คือ	ค่าจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ	(รอบ)
	V_p	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิ	(โวลต์)
	K	คือ	ค่าคงที่มีค่า 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม	
	f	คือ	ค่าความถี่การทำงานของแกนยูคอร์	(เฮิร์ต)
	A_e	คือ	ค่าพื้นที่หน้าตัดของแกนยูคอร์	(ตารางเซนติเมตร)

จากค่าดัชนีของแกน U - 60 เราจะทราบค่า

$$B_{sat} = 3300 \text{ G ที่ } 100 \text{ องศาเซลเซียส} ; B_{max} = 2400 \text{ G}$$

$$A_e = 0.25 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$A_c = 7.8 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

แรงดันไฟกระแสสลับจะมีค่า 180-260V

$$\text{เลือกค่า } V_{in} (\text{ต่ำสุด}) = (180\sqrt{2}) - 20 = 234.52 \text{ V}_{DC}$$

$$N_p = \left(\frac{234.52 \times 10^8}{4 \times (27 \times 10^3) \times 2400 \times 2.25} \right)$$

$$= 40 \text{ รอบ}$$

แต่แกน U-60 นี้สามารถพันได้สูงสุด 12 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากกระแสสูงสุดที่ไหลในขดไฟมารี ประมาณ 15A สายทองแดงจะกำหนดความหนาแน่นกระแสประมาณ 400cm/A ขนาดของสายเท่ากับ 15A*400 cm/A = 6000 cm พบว่าจะใช้สายทองแดงเบอร์ 12 AWG แต่สายทองแดงที่มีอยู่คือ เบอร์ 24 AWG จะต้องใช้สายทองแดงประมาณ 15 เส้นมาตีเกลียวเมื่อพันขดไฟมารีได้ประมาณ 12 รอบ
ถ้าพิจารณาที่

$$V_{in}(\text{สูงสุด}) = (260\sqrt{2}) + 20 = 387.64 \text{ V}$$

พิจารณาค่า B_{max} อีกครั้ง แทนค่าในสูตร พบว่าค่า B_{max} มีเท่ากับ 13,293.55 G ซึ่งมากกว่าค่า B_{sat} จึงต้องมีการเพิ่มแกน เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของหม้อแปลง ใช้แกนทั้งหมด 6 แกนหลังจากนั้น คำนวณหาจำนวนรอบที่ขดเซกคันนารี

$$N_s = \frac{N_p \times V_s}{V_p} = \frac{12 \times 50}{234.52} = 3$$

จะได้จำนวนรอบประมาณ 3 รอบ

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ 12 รอบ และจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ 3 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 4 : 1

จากการทดลองสร้างหม้อแปลงความถี่สูงพบว่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่ำมาก จึงจำเป็นต้องพันขดลวดเป็น 2 ชั้นทับกันซึ่งการพันในลักษณะนี้พบว่าจะเกิดปัญหาเรื่องของความแน่นหนาและทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเส้นลวดมากมีผลให้เกิดการสูญเสียทางแม่เหล็กไฟฟ้าและอาจทำให้เกิดการออกสซิลเลชันได้

บทที่ 4

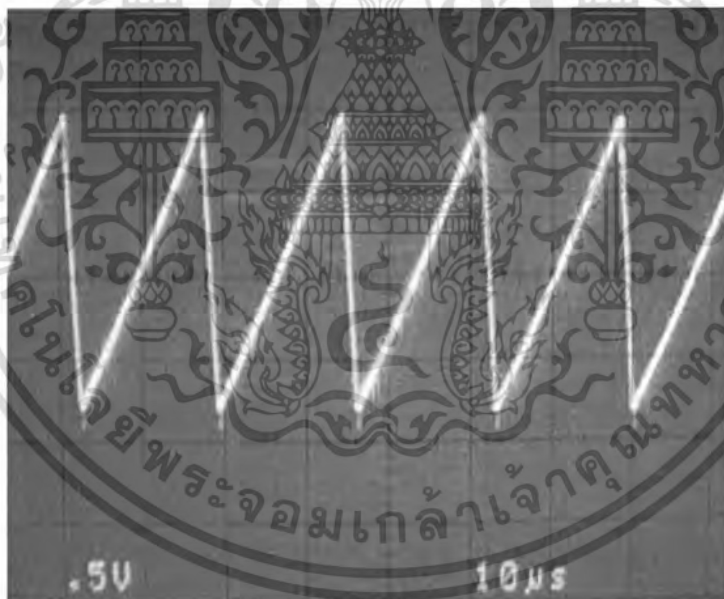
การทดลองและผลการทดลอง

การทดสอบการทำงานของวงจรวอร์ซัพพลาย ในขณะที่มีการใช้งานจริงสามารถที่วัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร

การทดสอบการทำงานของวงจรวอร์ซัพพลาย ในขณะที่มีการใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

4.1.1 สัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (RampWave) ซึ่งคาบเวลาที่ได้นั้นจะใช้เป็นฐานเวลาในการทำงานของวงจรวัดซึ่ง ส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาของรูปสัญญาณที่วัดได้นั้น จะเป็นตัวบอกค่าของเวลาที่รอให้สวิตชิ่งหยุดนำกระแส (DeadTime)



รูปที่ 4.1 สัญญาณฟันเลื่อยซึ่งใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

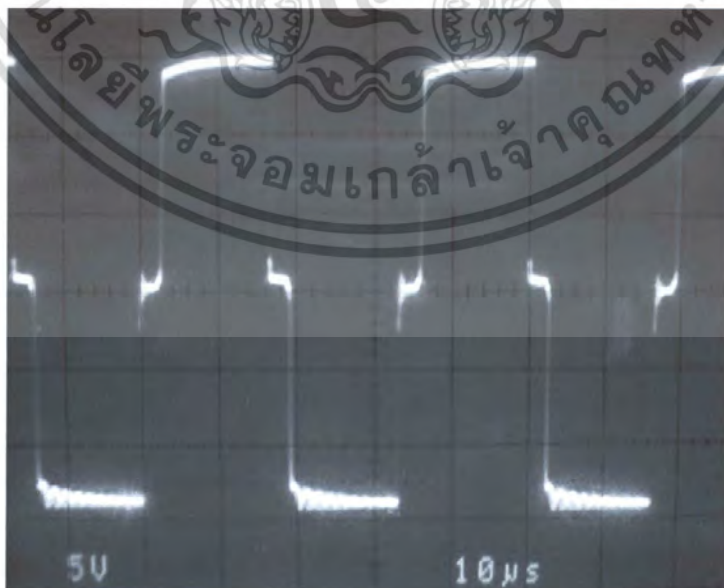
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 เทียบกราวด์ ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่ขา 13 และ 16 เทียบกราวด์ของไอซี SG3526

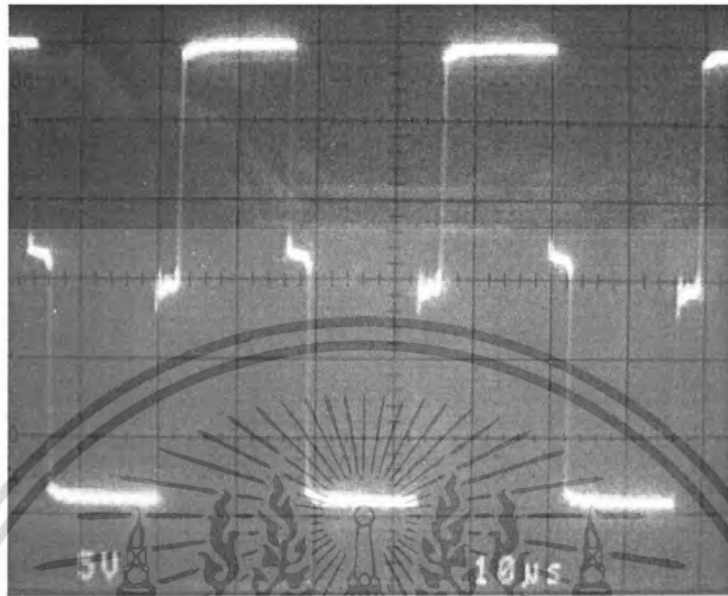
4.1.3 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต A และ B



รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่ขา 13 และ 16 ของไอซี SG3526

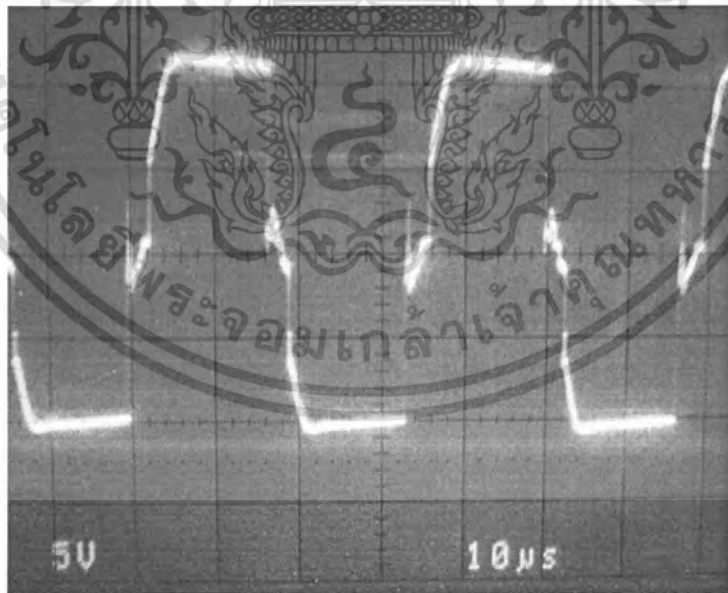
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 สัญญาณที่วัดได้หลังจากผ่านวงจรขับเคลื่อน ขณะยังไม่ต่อหม้อแปลงกลับปัด



รูปที่ 4.4 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ผ่านวงจร Drive Gate

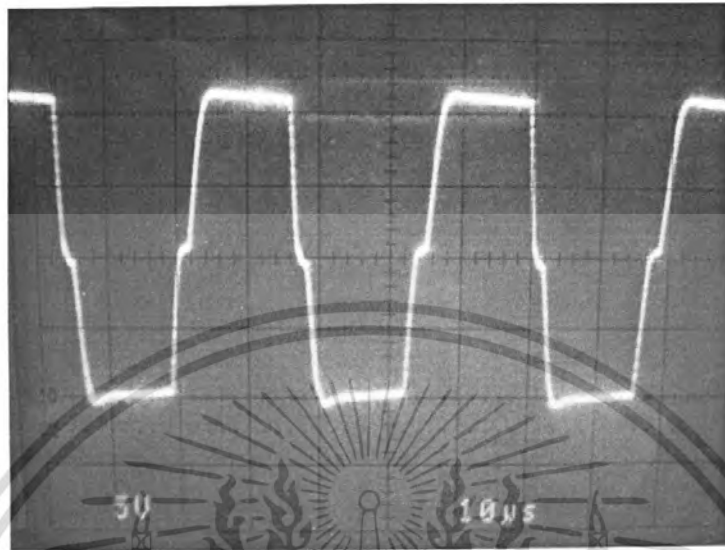
4.1.5 สัญญาณที่วัดได้หลังจากผ่านวงจรขับเคลื่อน ขณะต่อหม้อแปลงกลับปัด



รูปที่ 4.5 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ผ่านวงจร Drive Gate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.6 สัญญาณที่วัดได้หลังผ่านหม้อแปลงกลับปลิงเพื่อไปจับเกต



รูปที่ 4.6 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ A และ B หลังผ่านหม้อแปลงกลับปลิง

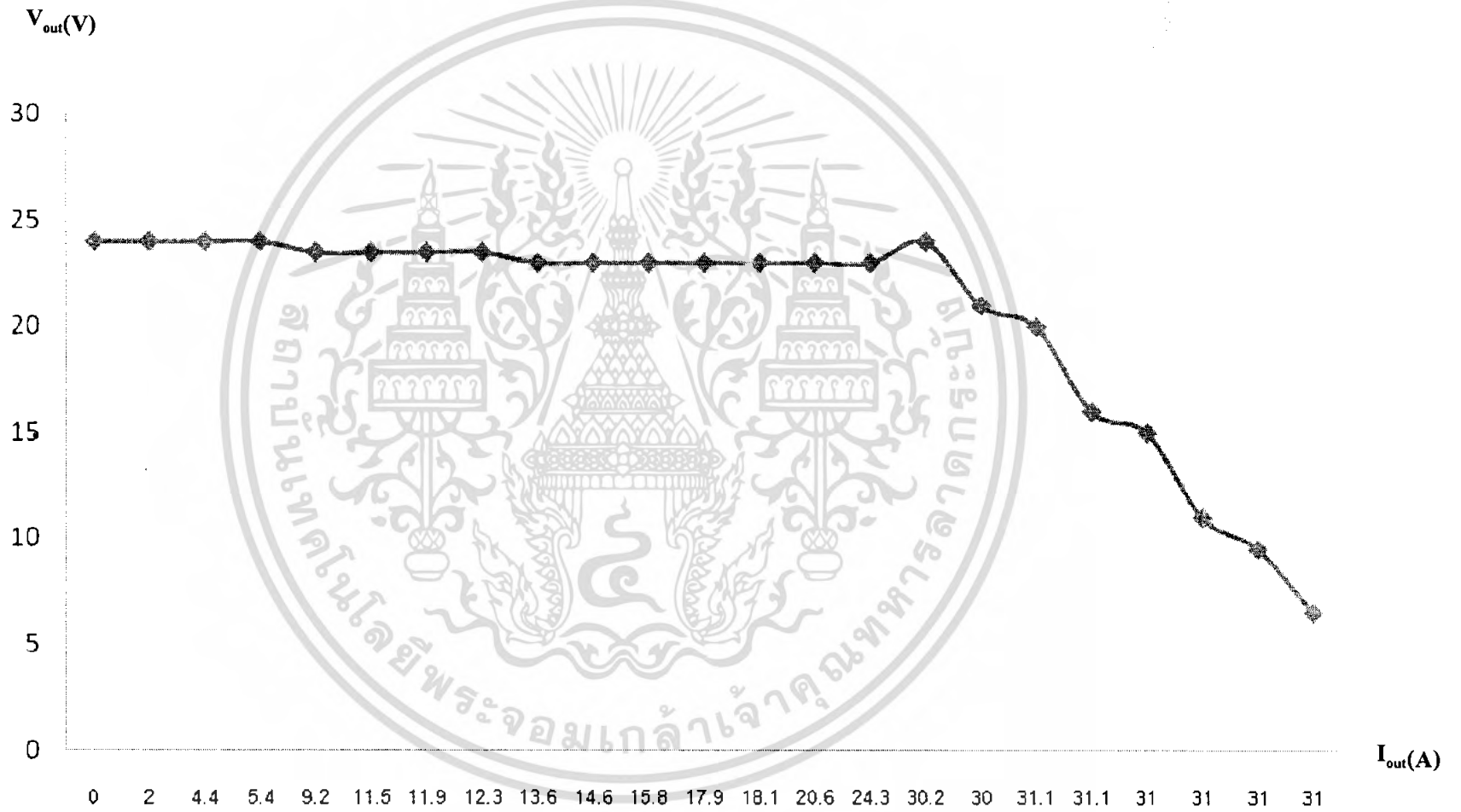
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลอง

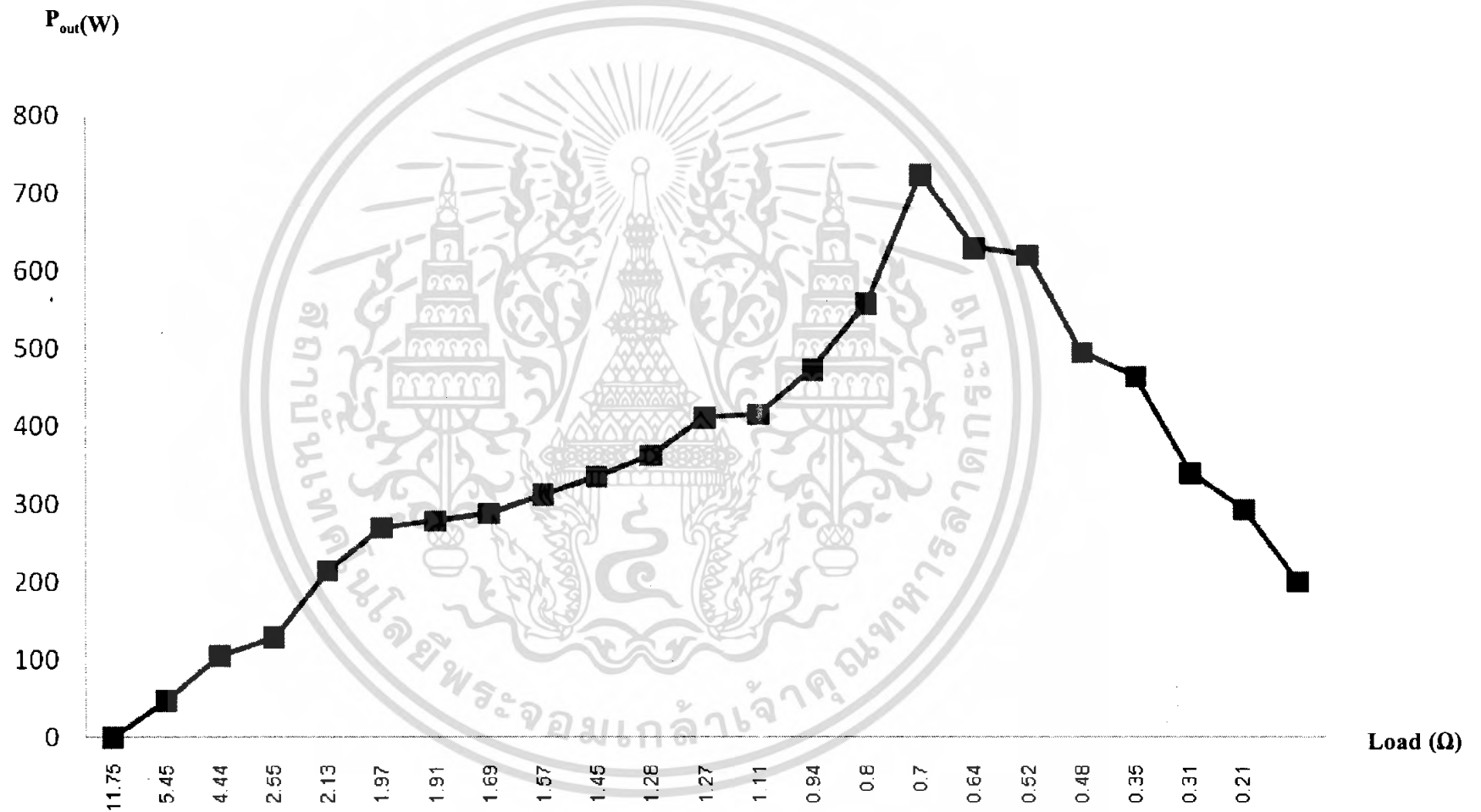
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองที่ความถี่ 30.12 kHz

Load (Ω)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	η (%)
∞	310	0	0	24	0	0	-
11.75	310	0.19	58.9	24	2	48	81.49
5.45	310	0.38	117.8	24	4.4	105.6	89.64
4.44	310	0.48	148.8	24	5.4	129.6	87.09
2.55	310	0.78	241.8	23.5	9.2	216.2	89.41
2.13	300	1.00	300.0	23.5	11.5	270.25	90.08
1.97	310	1.05	325.5	23.5	11.9	279.65	85.91
1.91	310	1.08	334.8	23.5	12.3	289.05	86.33
1.69	310	1.20	372.0	23.0	13.6	312.8	84.08
1.57	310	1.29	399.9	23.0	14.6	335.8	83.97
1.45	310	1.44	446.4	23.0	15.8	363.4	81.40
1.28	310	1.70	527.0	23.0	17.9	411.7	78.12
1.27	300	1.71	513.6	23.0	18.1	416.3	81.05
1.11	310	2.04	632.4	23.0	20.6	473.9	74.92
0.94	300	2.35	705.0	23.0	24.3	558.9	79.27
0.80	290	3.00	870.0	24.0	30.2	724.8	83.31
0.70	300	2.80	840.0	21.0	30.0	630.0	75.00
0.64	290	2.65	768.5	20.0	31.1	622.0	80.90
0.52	290	2.35	681.5	16.0	31.1	496.0	72.78
0.48	290	2.15	623.5	15.0	31.0	465.0	74.57
0.35	300	1.75	525.0	11.0	31.0	341.0	64.95
0.31	300	1.50	450.0	9.5	31.0	294.5	65.44
0.21	300	1.15	345.0	6.5	31.0	201.5	58.40

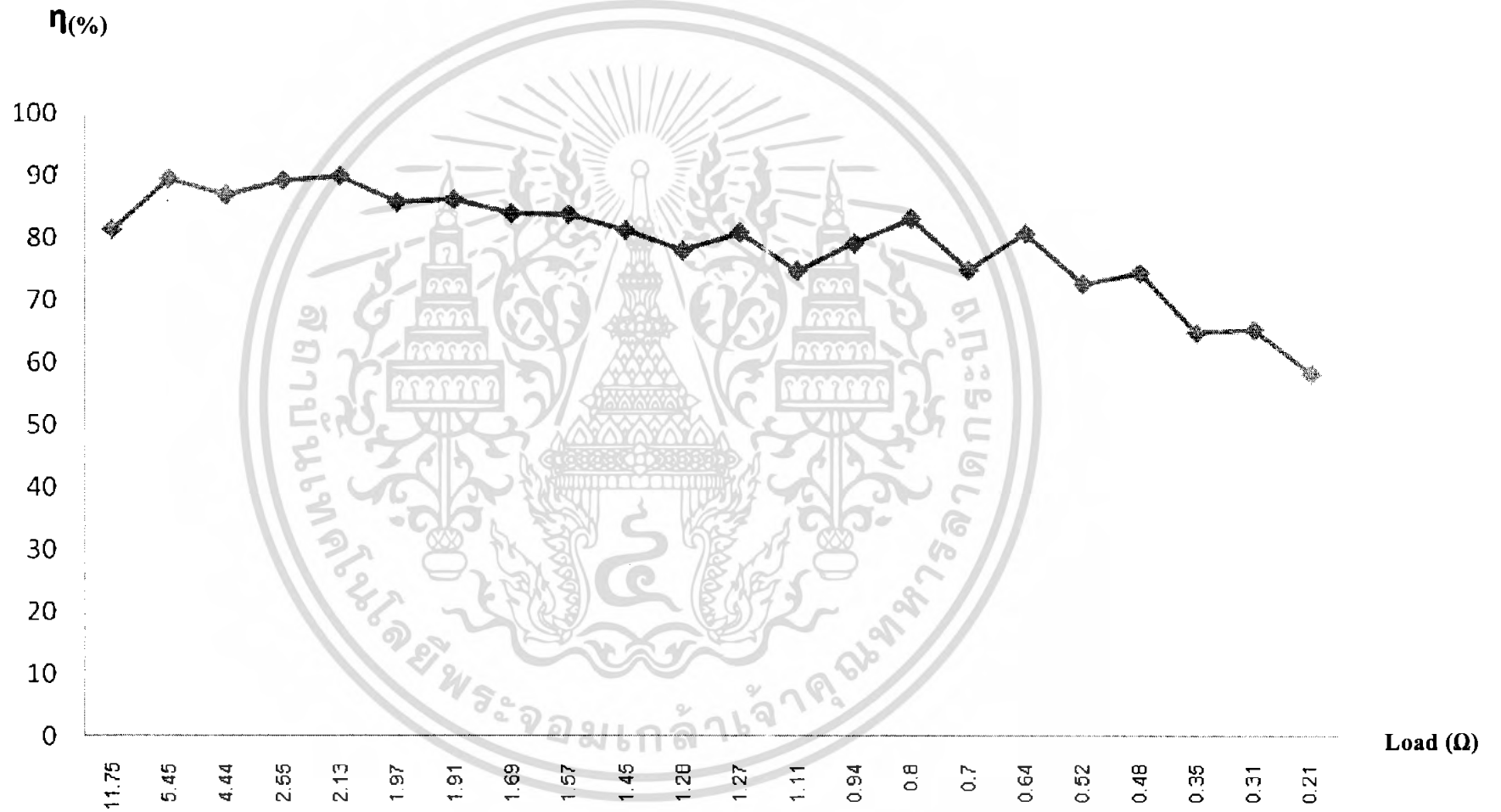
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความต่างศักย์เอาต์พุตกับกระแสเอาพุต



กราฟที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานเอาต์พุตกับ โหลด



กราฟที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับโหลด

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลองพบว่าเมื่อมีการดึง โหลดน้อย แรงดันที่เอาต์พุตจะคงที่ จนถึงค่า โหลดเรกูละชัน จะเป็นช่วงที่วงจรสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด โดยยังคงมีแรงดันเอาต์พุตคงที่ และเมื่อมีการดึง โหลดมากกว่าค่า โหลดเรกูละชันแรงดันที่เอาต์พุตจะเริ่มตกลงแต่ยังสามารถจ่ายกระแสเอาต์พุตได้คงที่

ในการออกแบบวงจรไม่ควรมีการหักมุมแบบ 90 องศา การเดินสายไปมอสเฟตและวงจรให้น้อยที่สุด เพราะสิ่งเหล่านี้มีผลต่อการทำงานของวงจรทั้งสิ้น ในส่วนของหม้อแปลงเราควรใช้ ลวดทองแดงขนาดเล็กมาตีเกลียวกันแทนลวดทองแดงขนาดใหญ่ซึ่งจะสามารถลดปัญหากระแส ไทลวนภายในเส้นลวด(Eddy Current) การเพิ่มรอบของขดลวดหรือการเพิ่มแกนของหม้อแปลงขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของวงจร



บรรณานุกรม

1. ประสิทธิ์พร แซ่เฮ้ง , “สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย”, บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, 2538
2. สุวัฒน์ คั่น. “เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย “ บ.เอนเทลไทย,2537
3. Cheryssis,G. ,” High Frequency Switching Power Supplies Theory and Design” , McGraw-Hill, 1989
4. Pressman,A.I.,” Switching Power Supply Design “, McGraw-Hill, 1991



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM158,A-LM258,A LM358,A

LOW POWER DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

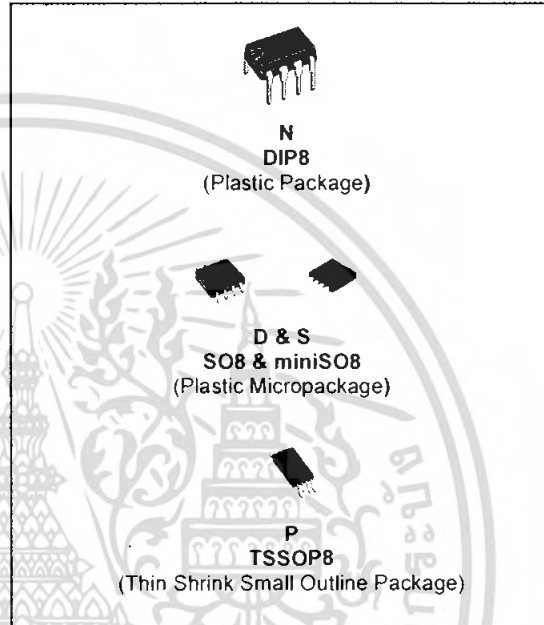
- INTERNALLY FREQUENCY COMPENSATED
- LARGE DC VOLTAGE GAIN: 100dB
- WIDE BANDWIDTH (unity gain): 1.1MHz (temperature compensated)
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/OP (500µA) ESSENTIALLY INDEPENDENT OF SUPPLY VOLTAGE
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 20nA (temperature compensated)
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE: 2mV
- LOW INPUT OFFSET CURRENT: 2nA
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE RANGE EQUAL TO THE POWER SUPPLY VOLTAGE
- LARGE OUTPUT VOLTAGE SWING 0V TO (V_{CC} - 1.5V)

DESCRIPTION

These circuits consist of two independent, high gain, internally frequency compensated which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. The low power supply drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op-amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, these circuits can be directly supplied with the standard +5V which is used in logic systems and will easily provide the required interface electronics without requiring any additional power supply.

In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.



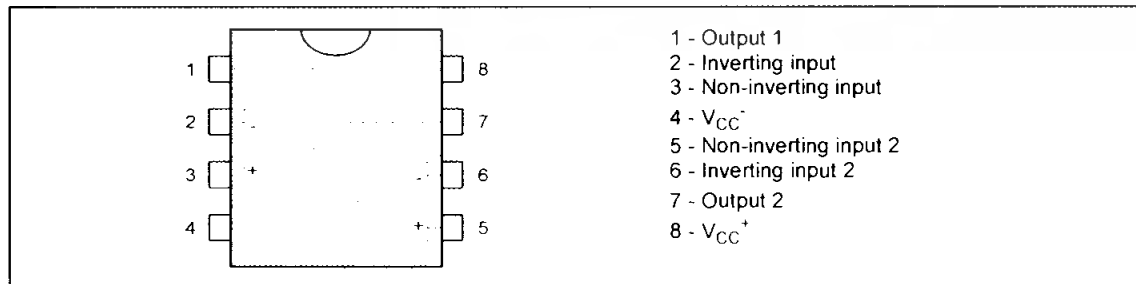
ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package			
		N	S	D	P
LM158,A	-55°C, +125°C	•		•	•
LM258,A	-40°C, +105°C	•		•	•
LM358,A	0°C, +70°C	•	•	•	•

Example : LM258N

N = Dual in Line Package (DIP)
 D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)
 S = Small Outline Package (miniSO) only available in Tape & Reel (DT)
 P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

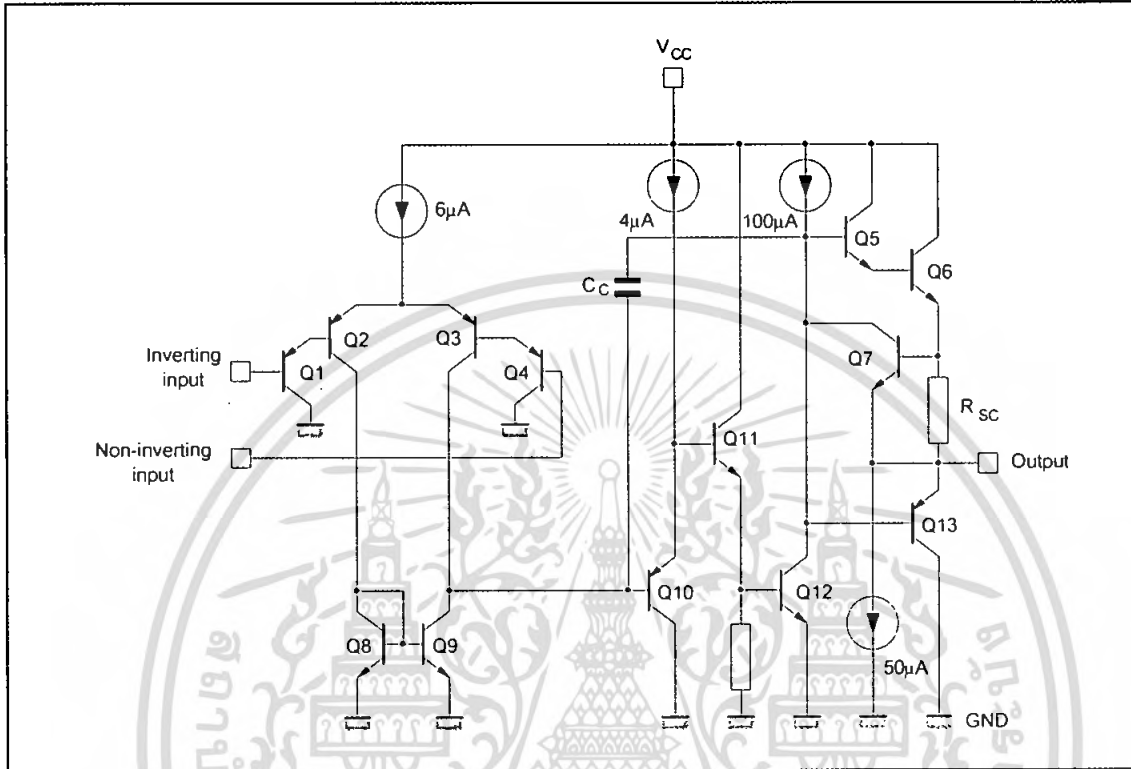
PIN CONNECTIONS (top view)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM158,A-LM258,A-LM358,A

SCHEMATIC DIAGRAM (1/2 LM158)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	LM158,A	LM258,A	LM358,A	Unit
V_{CC}	Supply voltage		+32		V
V_i	Input Voltage		-0.3 to +32		V
V_{id}	Differential Input Voltage		+32		V
P_{tot}	Power Dissipation ¹⁾		500		mW
	Output Short-circuit Duration ²⁾		Infinite		
I_{in}	Input Current ³⁾		50		mA
T_{oper}	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to +150		°C

1. Power dissipation must be considered to ensure maximum junction temperature (T_j) is not exceeded.
2. Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating if $V_{CC} > 15V$. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC} . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
3. This input current only exists when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diodes clamps. In addition to this diode action, there is also NPN parasitic action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the Op-amps to go to the V_{CC} voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration than an input is driven negative. This is not destructive and normal output will set up again for input voltage higher than -0.3V.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC}^+ = +5V$, $V_{CC}^- = \text{Ground}$, $V_o = 1.4V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LM158A-LM258A LM358A			LM158-LM258 LM358			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage - note 1) $T_{amb} = +25^\circ C$ LM158, LM258 LM158A $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ LM158, LM258		1	3 2 4		2	7 5 9 7	mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	10 30		2	30 40	nA
I_{ib}	Input Bias Current - note 2) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	50 100		20	150 200	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain $V_{CC} = +15V$, $R_L = 2k\Omega$, $V_o = 1.4V$ to $11.4V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	100		50 25	100		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_s \leq 10k\Omega$) $V_{CC}^+ = 5V$ to $30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	65 65	100		65 65	100		dB
I_{CC}	Supply Current, all Amp, no load $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$		0.7	1.2 1		0.7	1.2 2	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range $V_{CC} = +30V$ - note 3) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ($R_s \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	70 60	85		70 60	85		dB
I_{source}	Output Current Source $V_{CC} = +15V$, $V_o = +2V$, $V_{id} = +1V$		20	40 60		20	40 60	mA
I_{sink}	Output Sink Current ($V_{id} = -1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_o = +2V$ $V_{CC} = +15V$, $V_o = +0.2V$		10 12	20 50		10 12	20 50	mA μA
V_{OPP}	Output Voltage Swing ($R_L = 2k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	

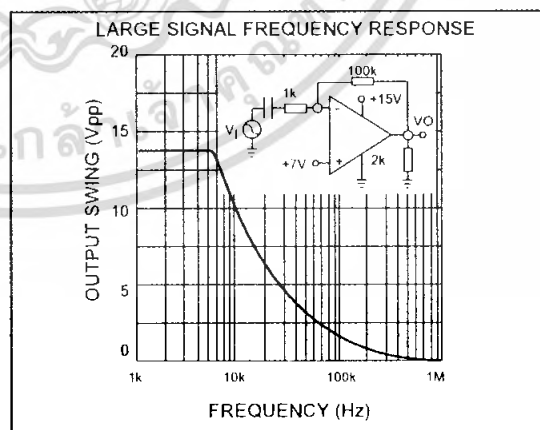
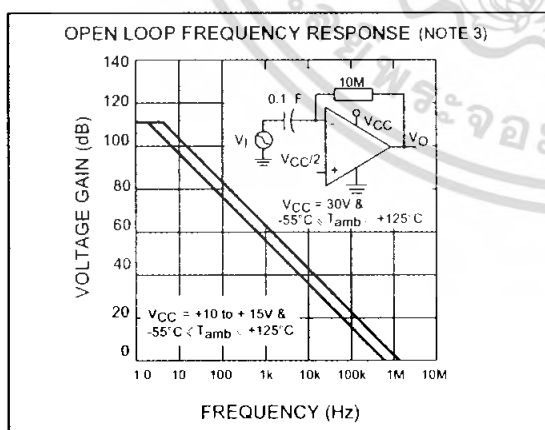


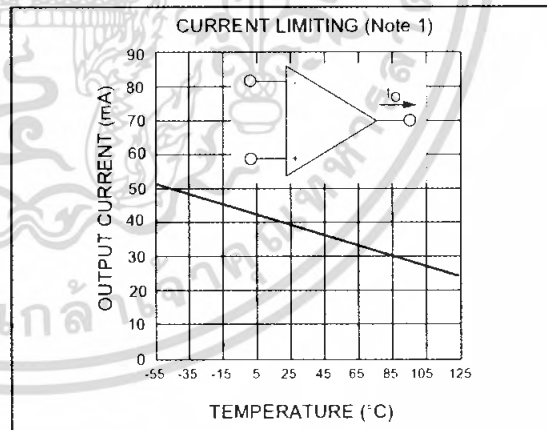
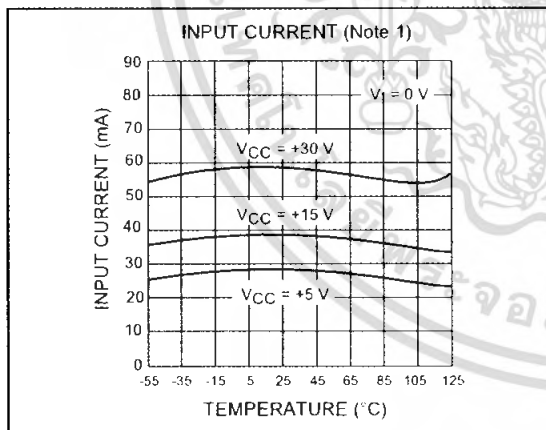
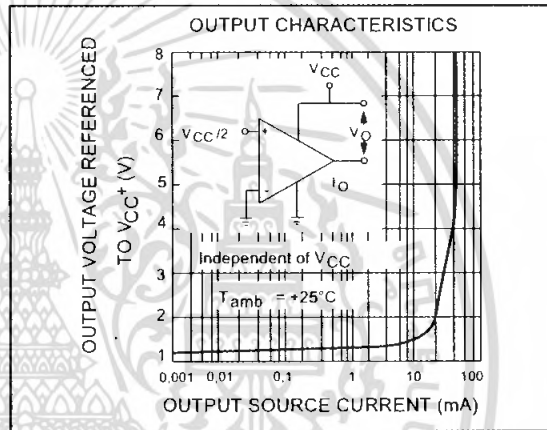
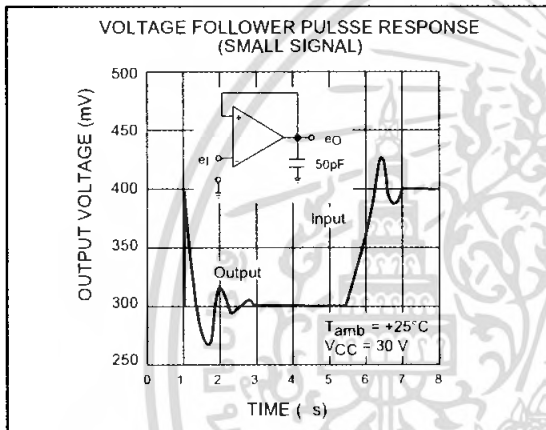
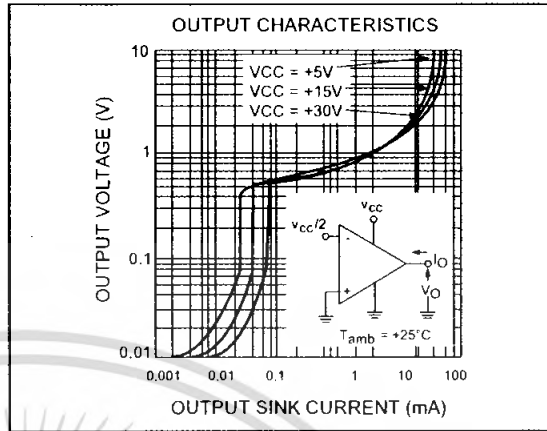
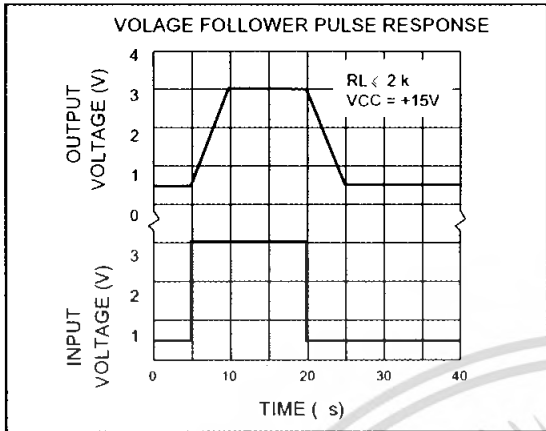
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

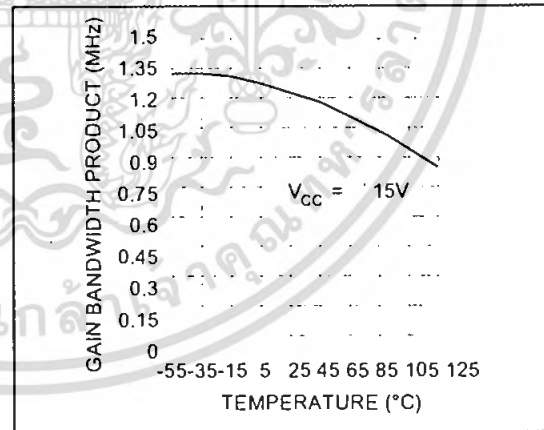
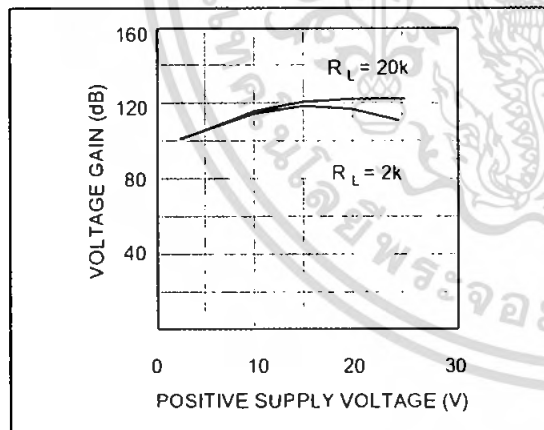
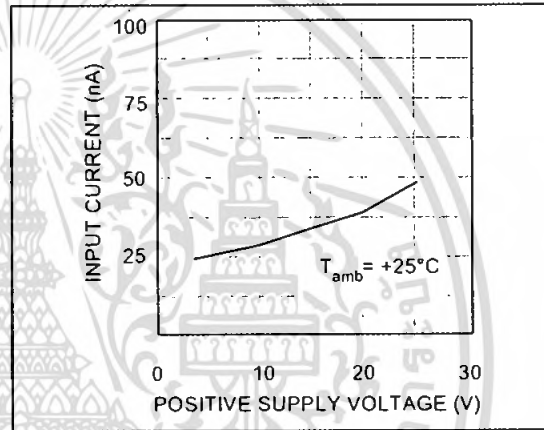
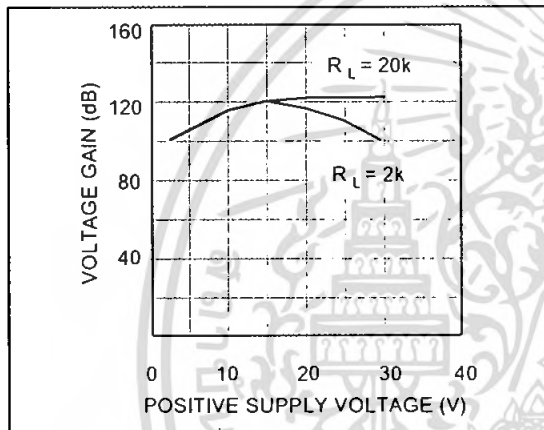
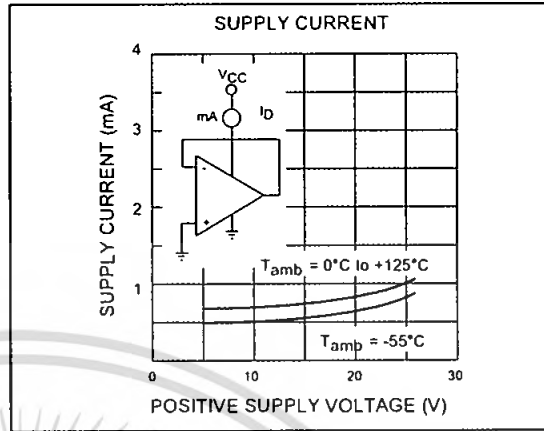
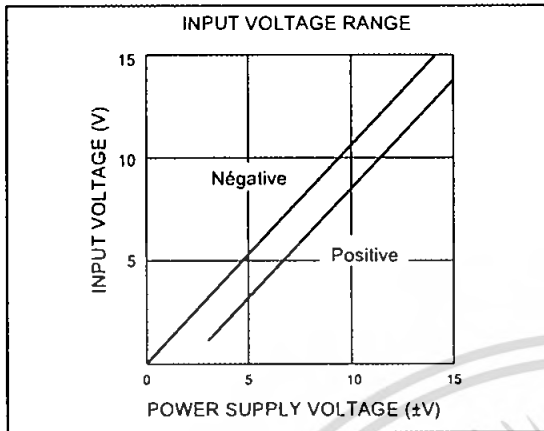
LM158,A-LM258,A-LM358,A

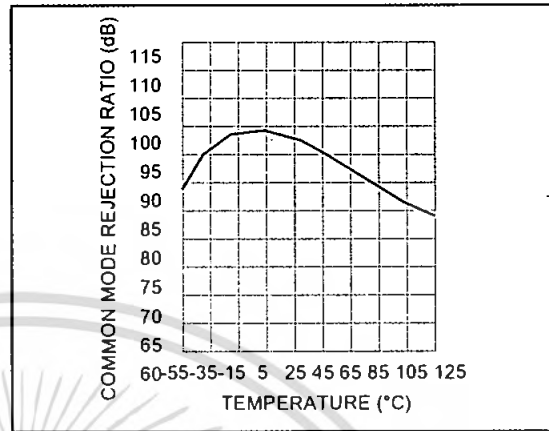
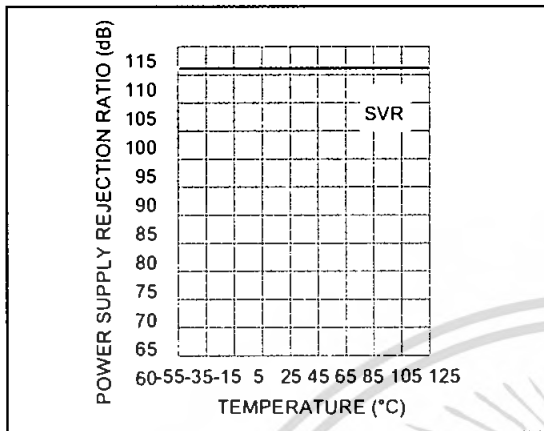
Symbol	Parameter	LM158A-LM258A LM358A			LM158-LM258 LM358			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V_{OH}	High Level Output Voltage ($V_{CC}^+ = 30V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $R_L = 2k\Omega$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $R_L = 10k\Omega$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	26 26 27 27	27 28		26 26 27 27	27 28		V
V_{OL}	Low Level Output Voltage ($R_L = 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5 20 20			5 20 20		mV
SR	Slew Rate $V_{CC} = 15V$, $V_i = 0.5$ to $3V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, unity Gain	0.3	0.6		0.3	0.6		V/ μs
GBP	Gain Bandwidth Product $V_{CC} = 30V$, $f = 100kHz$, $V_{in} = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$	0.7	1.1		0.7	1.1		MHz
THD	Total Harmonic Distortion $f = 1kHz$, $A_v = 20dB$, $R_L = 2k\Omega$, $V_o = 2V_{pp}$, $C_L = 100pF$, $V_O = 2V_{pp}$		0.02			0.02		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage $f = 1kHz$, $R_s = 100\Omega$, $V_{CC} = 30V$		55			55		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift		7 15			7 30		$\mu V/^\circ C$
DI_{io}	Input Offset Current Drift		10 200			10 300		$pA/^\circ C$
V_{o1}/V_{o2}	Channel Separation - note 4) $1kHz \leq f \leq 20kHz$		120			120		dB

- $V_o = 1.4V$, $R_s = 0\Omega$, $5V < V_{CC}^+ < 30V$, $0 < V_{ic} < V_{CC}^+ - 1.5V$
- The direction of the input current is out of the IC. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{CC}^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32V without damage.
- Due to the proximity of external components insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.



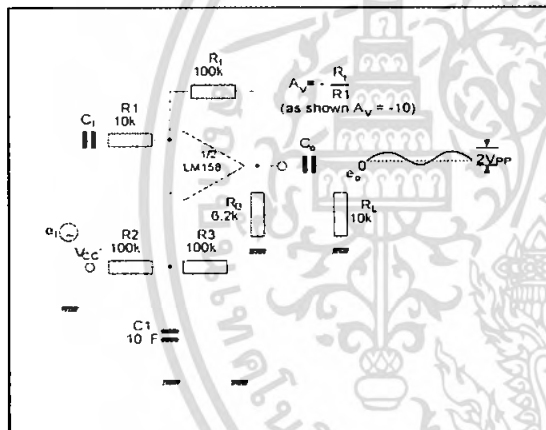




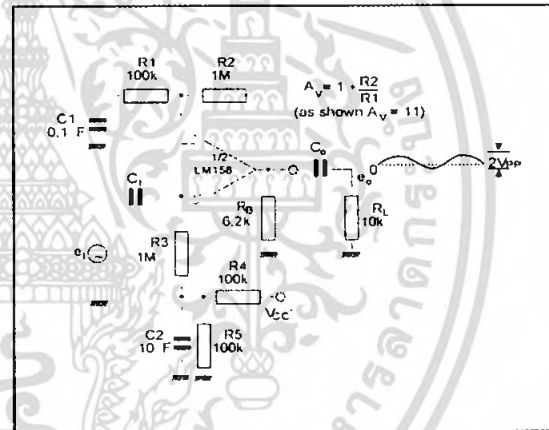


TYPICAL APPLICATIONS (single supply voltage) $V_{CC} = +5V_{dc}$

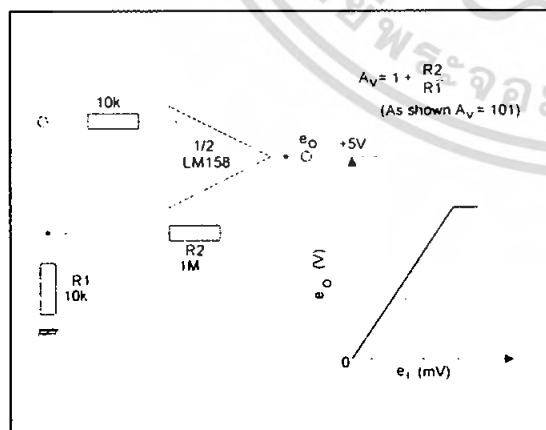
AC COUPLED INVERTING AMPLIFIER



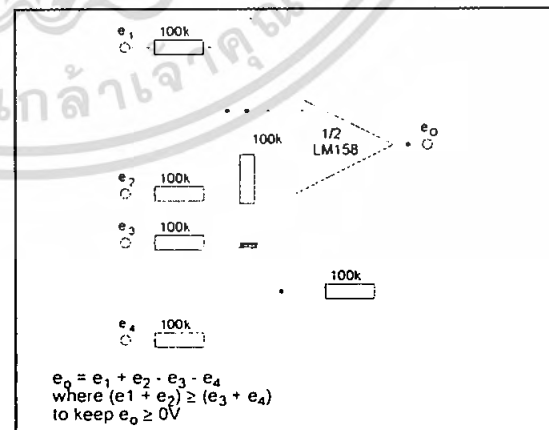
AC COUPLED NON-INVERTING AMPLIFIER



NON-INVERTING DC AMPLIFIER

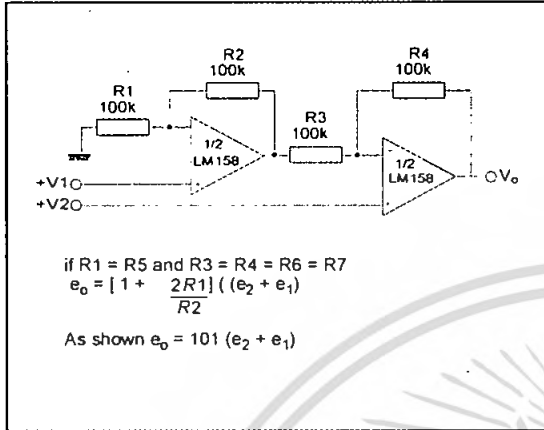


DC SUMMING AMPLIFIER

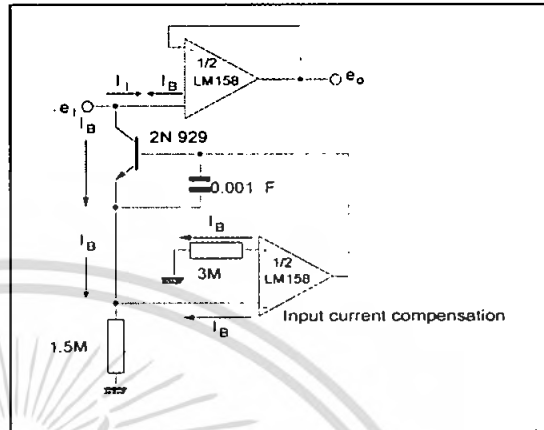


LM158,A-LM258,A-LM358,A

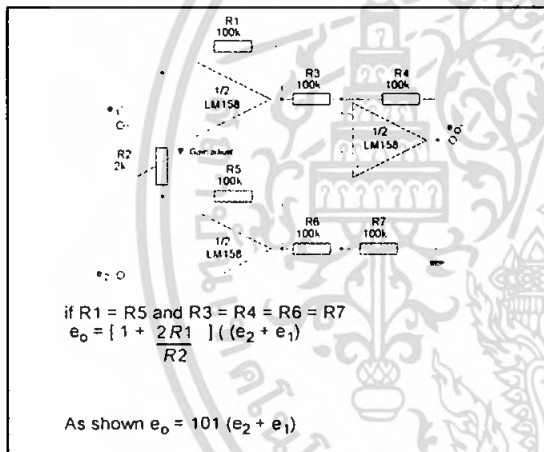
HIGH INPUT Z, DC DIFFERENTIAL AMPLIFIER



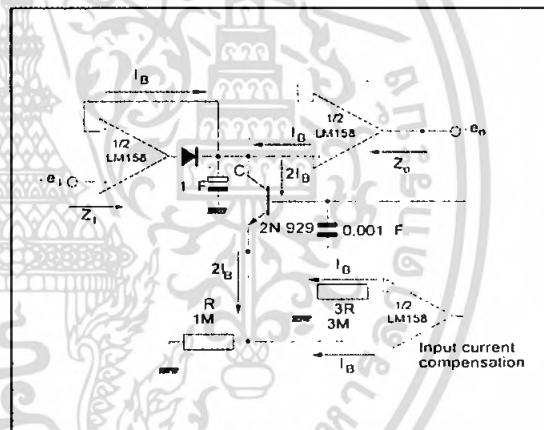
USING SYMMETRICAL AMPLIFIERS TO REDUCE INPUT CURRENT



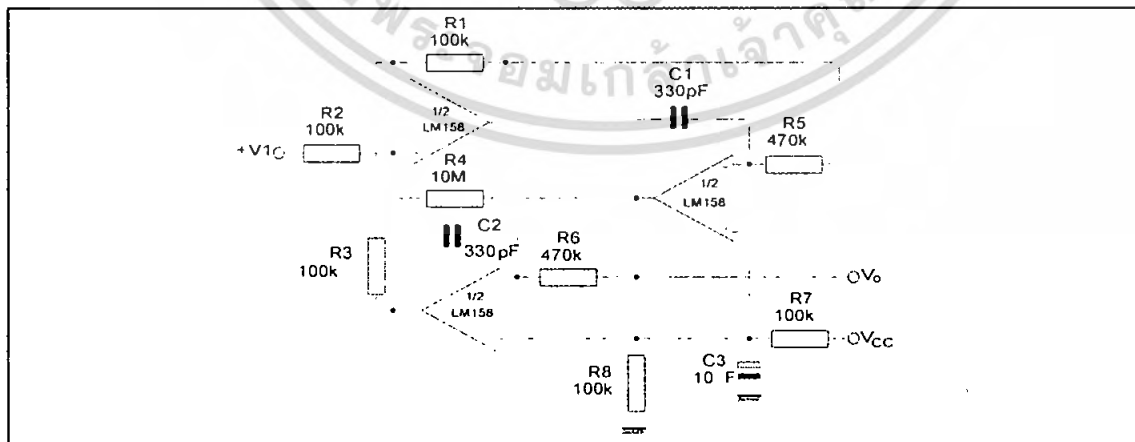
HIGH INPUT Z ADJUSTABLE GAIN DC INSTRUMENTATION AMPLIFIER



LOW DRIFT PEAK DETECTOR

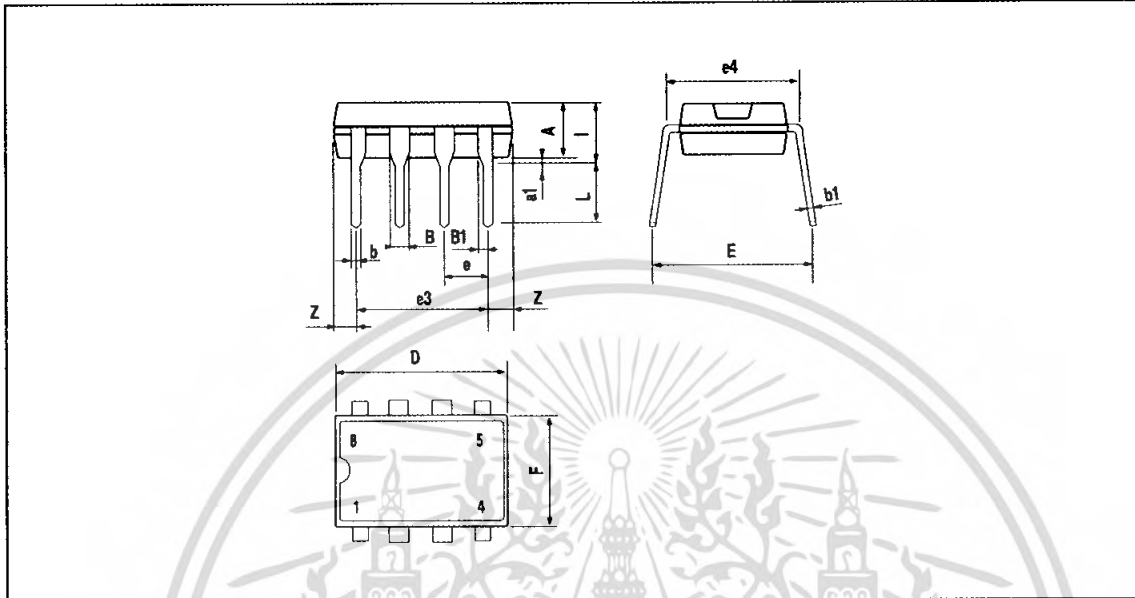


ACTIVE BAND-PASS FILTER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

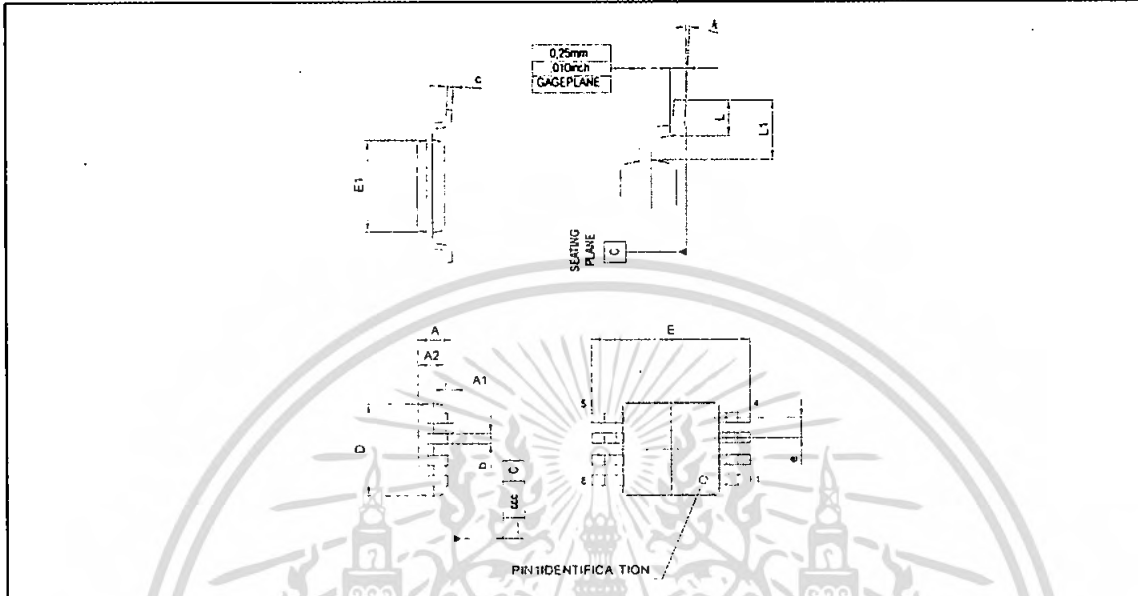
PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC DIP



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

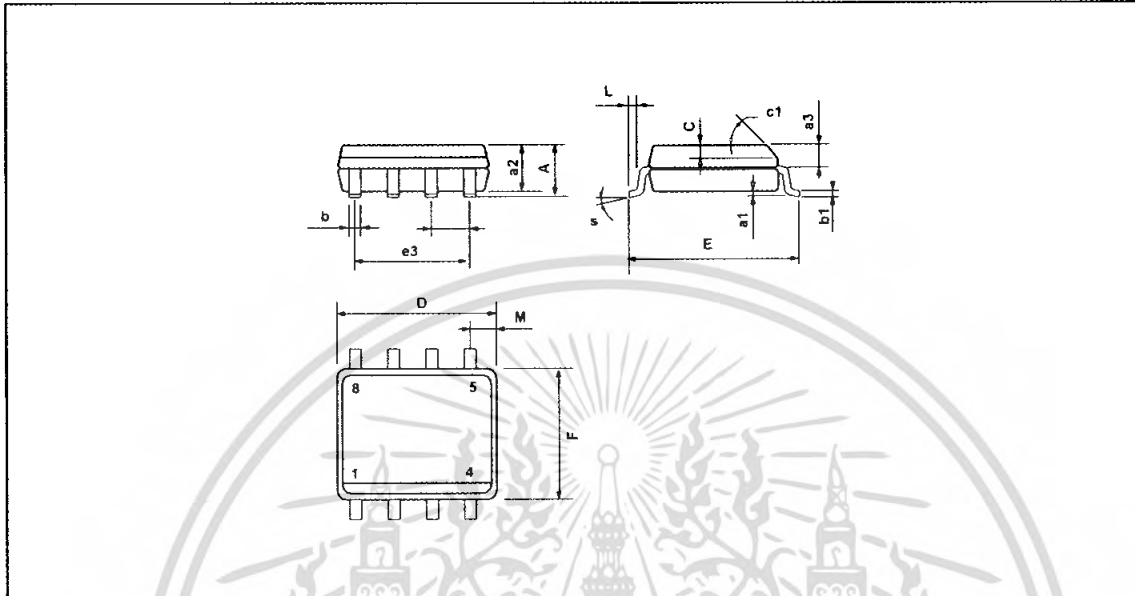
LM158,A-LM258,A-LM358,A

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (miniSO)



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.100			0.043
A1	0.050	0.100	0.150	0.002	0.004	0.006
A2	0.780	0.860	0.940	0.031	0.034	0.037
b	0.250	0.330	0.400	0.010	0.013	0.016
c	0.130	0.180	0.230	0.005	0.007	0.009
D	2.900	3.000	3.100	0.114	0.118	0.122
E	4.750	4.900	5.050	0.187	0.193	0.199
E1	2.900	3.000	3.100	0.114	0.118	0.122
e		0.650			0.026	
L	0.400	0.550	0.700	0.016	0.022	0.028
L1		0.950			0.037	
k	0d	3d	6d	0d	3d	6d
ccc			0.100			0.004

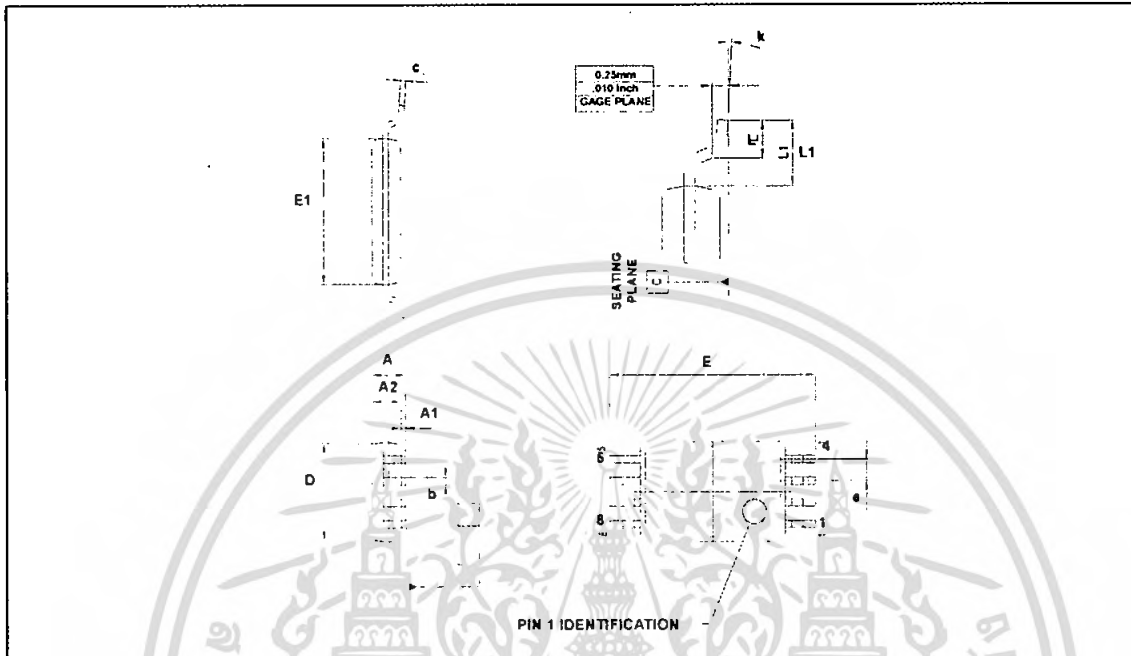
PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

LM158,A-LM258,A-LM358,A

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - THIN SHRINK SMALL OUTLINE PACKAGE (TSSOP)



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.20			0.05
A1	0.05		0.15	0.01		0.006
A2	0.80	1.00	1.05	0.031	0.039	0.041
b	0.19		0.30	0.007		0.15
c	0.09		0.20	0.003		0.012
D	2.90	3.00	3.10	0.114	0.118	0.122
E		6.40			0.252	
E1	4.30	4.40	4.50	0.169	0.173	0.177
e		0.65			0.025	
k	0°		8°	0°		8°
l	0.50	0.60	0.75	0.09	0.0236	0.030
L	0.45	0.600	0.75	0.018	0.024	0.030
L1		1.000			0.039	

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

© The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2002 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia
Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States
© <http://www.st.com>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Quad Single Supply Comparators

These comparators are designed for use in level detection, low-level sensing and memory applications in consumer automotive and industrial electronic applications.

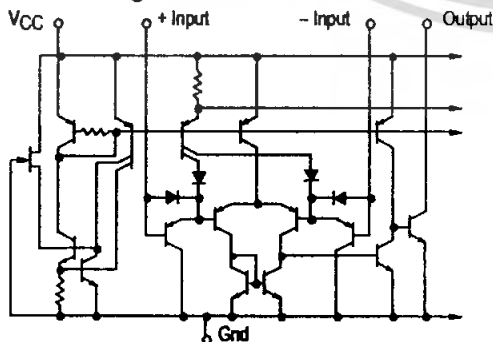
- Single or Split Supply Operation
- Low Input Bias Current: 25 nA (Typ)
- Low Input Offset Current: ± 5.0 nA (Typ)
- Low Input Offset Voltage: ± 1.0 mV (Typ) LM139A Series
- Input Common Mode Voltage Range to Gnd
- Low Output Saturation Voltage: 130 mV (Typ) @ 4.0 mA
- TTL and CMOS Compatible
- ESD Clamps on the inputs increase Reliability without Affecting Device Operation

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage LM239, A/LM339A/LM2901, V MC3302	V_{CC}	+36 or ± 18 +30 or ± 15	Vdc
Input Differential Voltage Range LM239, A/LM339A/LM2901, V MC3302	V_{IDR}	36 30	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICMR}	-0.3 to V_{CC}	Vdc
Output Short Circuit to Ground (Note 1)	ISC	Continuous	
Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Plastic Package Derate above 25°C	P_D	1.0 8.0	W mW/°C
Junction Temperature	T_J	150	°C
Operating Ambient Temperature Range LM239, A MC3302 LM2901 LM2901V LM339, A	T_A	-25 to +85 -40 to +85 -40 to +105 -40 to +125 0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

NOTE: 1. The maximum output current may be as high as 20 mA, independent of the magnitude of V_{CC} . Output short circuits to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.

Figure 1. Circuit Schematic

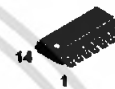


NOTE: Diagram shown is for 1 comparator.

LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302

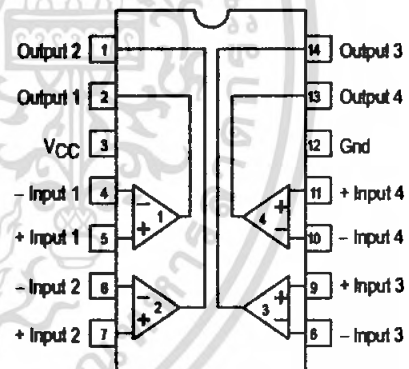


N, P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(SO-14)

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM239D, AD LM239N, AN	$T_A = 25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-14 Plastic DIP
LM339D, AD LM339N, AN	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-14 Plastic DIP
LM2901D LM2901N	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-14 Plastic DIP
LM2901VD LM2901VN	$T_A = -40^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	SO-14 Plastic DIP
MC3302P	$T_A = -40^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +5.0$ Vdc, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	LM239A/339A			LM239/339			LM2901/2901V			MC3302			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	V_{IO}	-	± 1.0	± 2.0	-	± 2.0	± 5.0	-	± 2.0	± 7.0	-	± 3.0	± 20	mVdc
Input Bias Current (Notes 4, 5) (Output in Analog Range)	I_{IB}	-	25	250	-	25	250	-	25	250	-	25	500	nA
Input Offset Current (Note 4)	I_{IO}	-	± 5.0	± 50	-	± 5.0	± 50	-	± 5.0	± 50	-	± 3.0	± 100	nA
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICMR}	0	-	$V_{CC} - 1.5$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	0	-	$V_{CC} - 1.5$	V
Supply Current $R_L = \infty$ (For All Comparators) $R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ Vdc	I_{CC}	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	-	0.8	2.0	mA
Voltage Gain $R_L \geq 15$ k Ω , $V_{CC} = 15$ Vdc	A_{VOL}	50	200	-	50	200	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Large Signal Response Time $V_I =$ TTL Logic Swing, $V_{ref} = 1.4$ Vdc, $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k Ω	-	-	300	-	-	300	-	-	300	-	-	300	-	ns
Response Time (Note 6) $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k Ω	-	-	1.3	-	-	1.3	-	-	1.3	-	-	1.3	-	μ s
Output Sink Current $V_I(-) \geq +1.0$ Vdc, $V_I(+)=0$, $V_O \leq 1.5$ Vdc	I_{Sink}	6.0	16	-	6.0	16	-	6.0	16	-	6.0	16	-	mA
Saturation Voltage $V_I(-) \geq +1.0$ Vdc, $V_I(+)=0$, $I_{Sink} \leq 4.0$ mA	V_{sat}	-	130	400	-	130	400	-	130	400	-	130	500	mV
Output Leakage Current $V_I(+)\geq +1.0$ Vdc, $V_I(-)=0$, $V_O = +5.0$ Vdc	I_{OL}	-	0.1	-	-	0.1	-	-	0.1	-	-	0.1	-	nA

PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +5.0$ Vdc, $T_A = T_{low}$ to T_{high} [Note 3])

Characteristic	Symbol	LM239A/339A			LM239/339			LM2901/2901V			MC3302			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	V_{IO}	-	-	± 4.0	-	-	± 9.0	-	-	± 15	-	-	± 40	mVdc
Input Bias Current (Notes 4, 5) (Output in Analog Range)	I_{IB}	-	-	400	-	-	400	-	-	500	-	-	1000	nA
Input Offset Current (Note 4)	I_{IO}	-	-	± 150	-	-	± 150	-	-	± 200	-	-	± 300	nA
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICMR}	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Saturation Voltage $V_I(-) \geq +1.0$ Vdc, $V_I(+)=0$, $I_{Sink} \leq 4.0$ mA	V_{sat}	-	-	700	-	-	700	-	-	700	-	-	700	mV
Output Leakage Current $V_I(+)\geq +1.0$ Vdc, $V_I(-)=0$, $V_O = 30$ Vdc	I_{OL}	-	-	1.0	-	-	1.0	-	-	1.0	-	-	1.0	μ A
Differential Input Voltage All $V_I \geq 0$ Vdc	V_{ID}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	Vdc

NOTES: 3. (LM239/239A) $T_{low} = -25^\circ\text{C}$, $T_{high} = +85^\circ\text{C}$
 (LM339/339A) $T_{low} = 0^\circ\text{C}$, $T_{high} = +70^\circ\text{C}$
 (MC3302) $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +85^\circ\text{C}$
 (LM2901) $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +105^\circ\text{C}$
 (LM2901V) $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$

4. At the output switch point, $V_O = 1.4$ Vdc, $R_S \leq 100 \Omega$, 5.0 Vdc $\leq V_{CC} \leq 30$ Vdc, with the inputs over the full common mode range (0 Vdc to $V_{CC} - 1.5$ Vdc).

5. The bias current flows out of the inputs due to the PNP input stage. This current is virtually constant, independent of the output state.

6. The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive. For larger signals, 300 ns is typical.

LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302

Figure 2. Inverting Comparator with Hysteresis

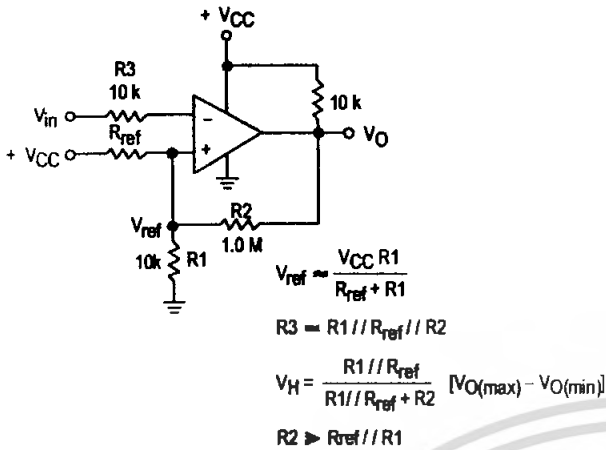
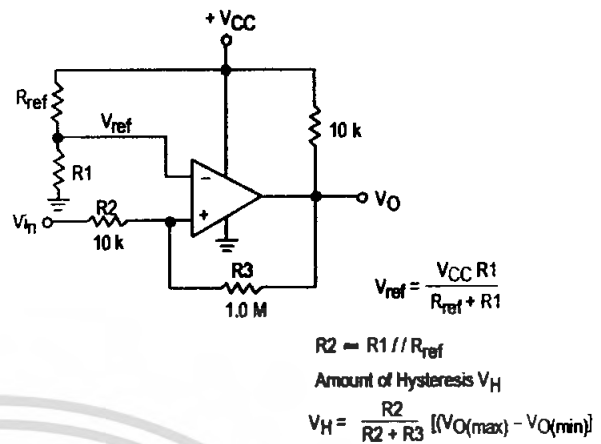


Figure 3. Noninverting Comparator with Hysteresis



Typical Characteristics
(VCC = 15 Vdc, TA = +25°C (each comparator) unless otherwise noted.)

Figure 4. Normalized Input Offset Voltage

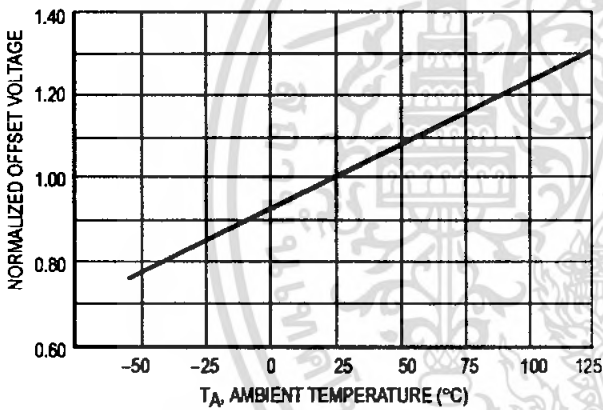


Figure 5. Input Bias Current

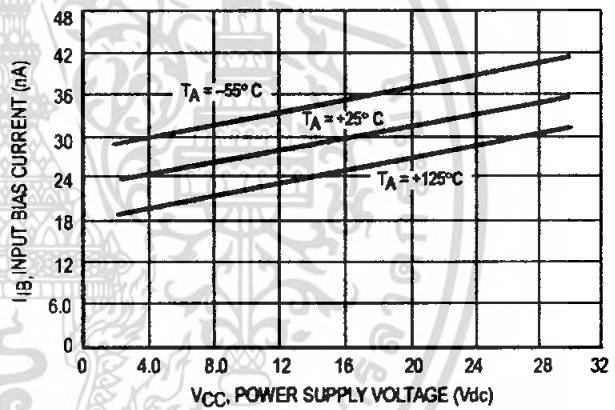
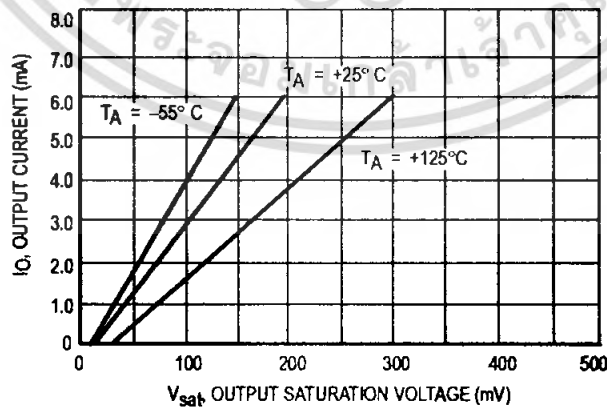
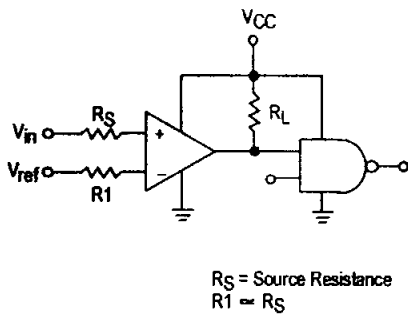


Figure 6. Output Sink Current versus Output Saturation Voltage



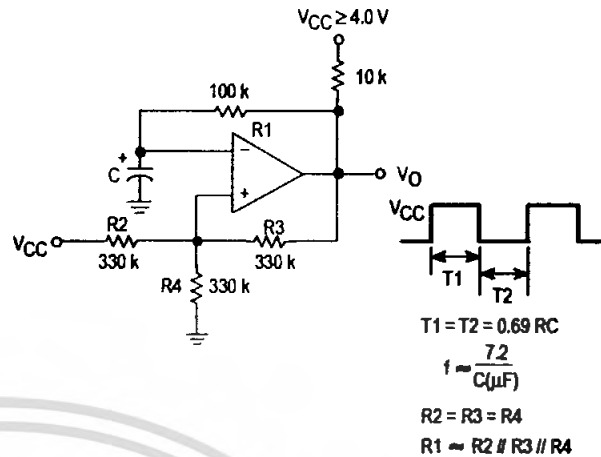
LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302

Figure 7. Driving Logic



Logic	Device	V _{CC} (V)	R _L (kΩ)
CMOS	1/4 MC14001	+15	100
TTL	1/4 MC7400	+5.0	10

Figure 8. Squarewave Oscillator



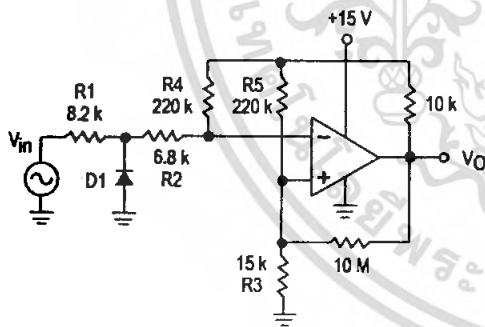
APPLICATIONS INFORMATION

These quad comparators feature high gain, wide bandwidth characteristics. This gives the device oscillation tendencies if the outputs are capacitively coupled to the inputs via stray capacitance. This oscillation manifests itself during output transitions (V_{OL} to V_{OH}). To alleviate this situation input resistors < 10 kΩ should be used. The addition

of positive feedback (< 10 mV) is also recommended. It is good design practice to ground all unused input pins.

Differential input voltages may be larger than supply voltages without damaging the comparator's inputs. Voltages more negative than -300 mV should not be used.

Figure 9. Zero Crossing Detector (Single Supply)

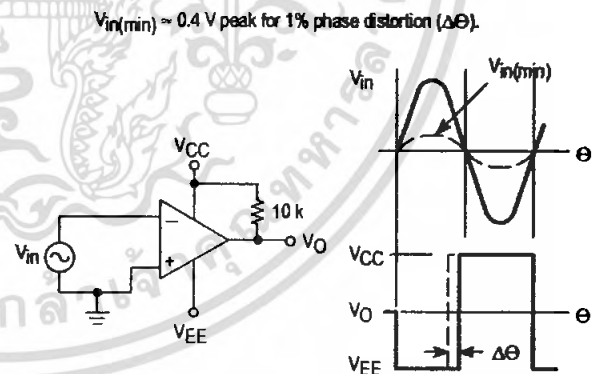


D1 prevents input from going negative by more than 0.6 V.

$$R_1 + R_2 = R_3$$

$$R_3 \leq \frac{R_5}{10} \text{ for small error in zero crossing}$$

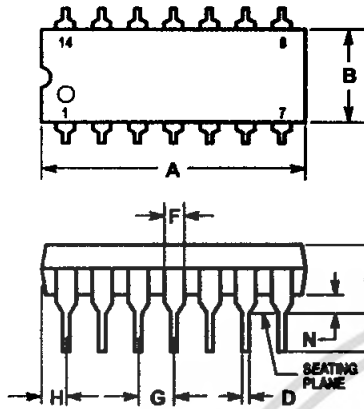
Figure 10. Zero Crossing Detector (Split Supplies)



LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302

OUTLINE DIMENSIONS

N, P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-06
ISSUE L

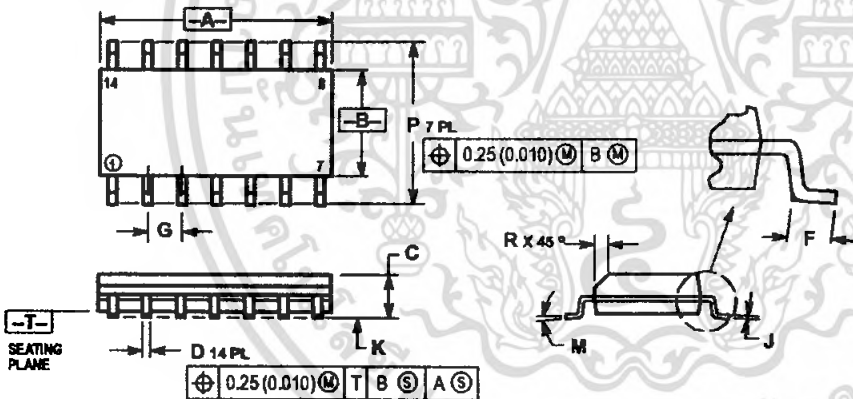


NOTES:

- LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
- DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
- DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
- ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-03
(SO-14)
ISSUE F




NOTES:

- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
- DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
- MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
- DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.56	8.75	0.337	0.344
B	3.89	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	8.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution,
P.O. Box 20912, Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com -- TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Saibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 89 Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629296



MOTOROLA

LM339/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

The SG3526 is a high performance pulse width modulator integrated circuit intended for fixed frequency switching regulators and other power control applications.

Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

Additional protective features include soft start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, adjustable dead time and a data latch for single pulse metering. All digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active low logic design allows easy wired-OR connections for maximum flexibility. The versatility of this device enables implementation in single-ended or push-pull switching regulators that are transformerless or transformer coupled. The SG3526 is specified over a junction temperature range of 0° to +125°C.

- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.0 V ±1% Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ±100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit Common Mode Range
- Guaranteed 6 Unit Synchronization

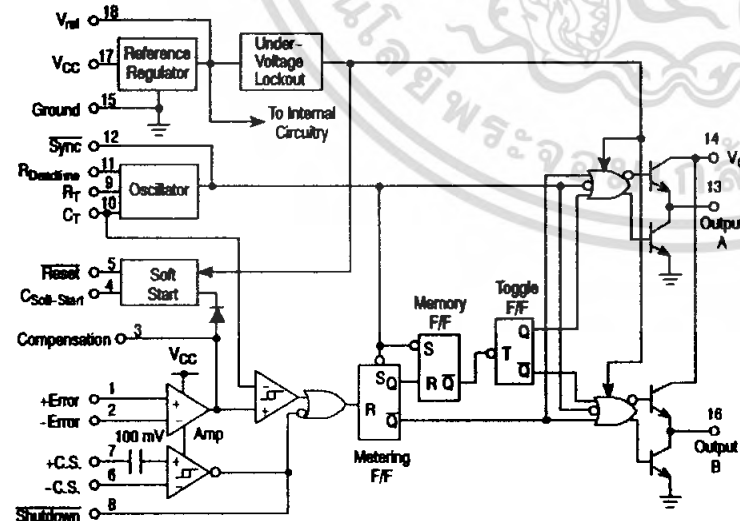


Figure 1. Representative Block Diagram



ON Semiconductor™

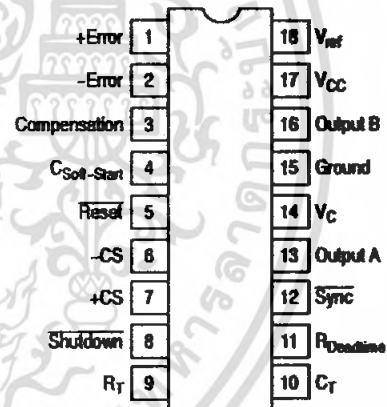
<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
 WL = Wafer Lot
 YY = Year
 WW = Work Week

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SG3526N	PDIP-18	20 Units/Rail

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to V_{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I_O	±200	mA
Reference Load Current ($V_{CC} = 40$ V, Note 2.)	I_{ref}	50	mA
Logic Sink Current		15	mA
Power Dissipation $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 3.) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 4.)	P_D	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	42	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T_{solder}	±300	$^\circ\text{C}$

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Each Output)	I_O	0	±100	mA
Reference Load Current	I_{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f_{osc}	0.001	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R_T	2.0	150	k Ω
Oscillator Timing Capacitor	C_T	0.001	20	μF
Available Deadtime Range (40 kHz)	-	3.0	50	%
Operating Junction Temperature Range	T_J	0	+125	$^\circ\text{C}$

1. Values beyond which damage may occur.
2. Maximum junction temperature must be observed.
3. Derate at 10 mW/ $^\circ\text{C}$ for ambient temperatures above +50 $^\circ\text{C}$.
4. Derate at 24 mW/ $^\circ\text{C}$ for case temperatures above +25 $^\circ\text{C}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ Vdc}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 6.], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION (Note 7.)					
Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg_{line}	–	10	30	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg_{load}	–	10	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	10	–	mV
Total Reference Output Voltage Variation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	ΔV_{ref}	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$) (Note 5.)	I_{SC}	25	80	125	mA

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

Reset Output Voltage ($V_{ref} = +3.8\text{ V}$)		–	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +4.8\text{ V}$)		2.4	4.8	–	V

OSCILLATOR SECTION (Note 8.)

Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		–	± 3.0	± 8.0	%
Frequency Stability over Power Supply Range ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	–	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{low}$ to T_{high})	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	–	2.0	–	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	–	0.5	–	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$)	f_{max}	400	–	–	kHz
Sawtooth Peak Voltage ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	$V_{osc(P)}$	–	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$)	$V_{osc(V)}$	0.45	0.8	–	V

ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 9.)

Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–350	–2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	–	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	72	–	dB
High Output Voltage ($V_{P_{in 1}} - V_{P_{in 2}} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	–	V
Low Output Voltage ($V_{P_{in 2}} - V_{P_{in 1}} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OL}	–	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	CMRR	70	94	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$)	PSRR	68	80	–	dB

5. Maximum junction temperature must be observed.

6. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ $T_{high} = +125^\circ\text{C}$

7. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.

8. $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)

9. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Note 10.)					
Minimum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +0.4 \text{ V}$)	DC_{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +3.6 \text{ V}$)	DC_{max}	45	49	–	%
DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)					
Output Voltage (High Logic Level) ($I_{\text{source}} = 40 \mu\text{A}$) (Low Logic Level) ($I_{\text{sink}} = 3.6 \text{ mA}$)	V_{OH} V_{OL}	2.4 –	4.0 0.2	– 0.4	V
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) ($V_{\text{IH}} = +2.4 \text{ V}$) (Low Logic Level) ($V_{\text{IL}} = +0.4 \text{ V}$)	I_{IH} I_{IL}	– –	–125 –225	–200 –360	μA
CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 12.)					
Sense Voltage ($R_{\text{S}} \leq 50 \Omega$)	V_{sense}	80	100	120	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–3.0	–10	μA
SOFT-START SECTION					
Error Clamp Voltage (Reset = +0.4 V)		–	0.1	0.4	V
$C_{\text{Soft-Start}}$ Charging Current (Reset = +2.4 V)	I_{CS}	50	100	150	μA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_{\text{C}} = +15 \text{ Vdc}$, unless otherwise noted.)					
Output High Level $I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$	V_{OH}	12.5 12	13.5 13	– –	V
Output Low Level $I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$	V_{OL}	– –	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, $V_{\text{C}} = +40 \text{ V}$	$I_{\text{C(leak)}}$	–	50	150	μA
Rise Time ($C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$)	t_{r}	–	0.3	0.6	μs
Fall Time ($C_{\text{L}} = 1000 \text{ pF}$)	t_{f}	–	0.1	0.2	μs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$, $R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega$)	I_{CC}	–	18	30	mA

10. $f_{\text{osc}} = 40 \text{ kHz}$ ($R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_{\text{T}} = 0.01 \mu\text{F} \pm 1\%$, $R_{\text{D}} = 0 \Omega$)

11. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +5.2 \text{ V}$

12. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +12 \text{ V}$

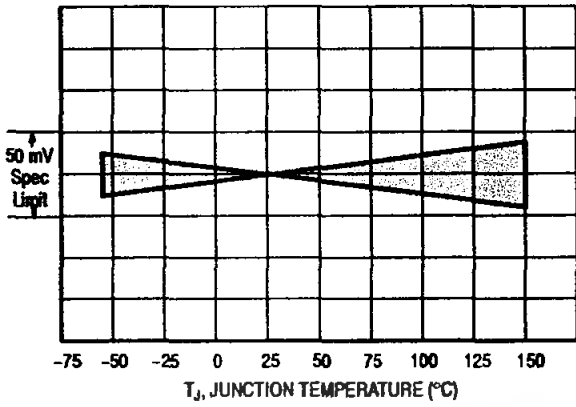


Figure 2. Reference Stability over Temperature

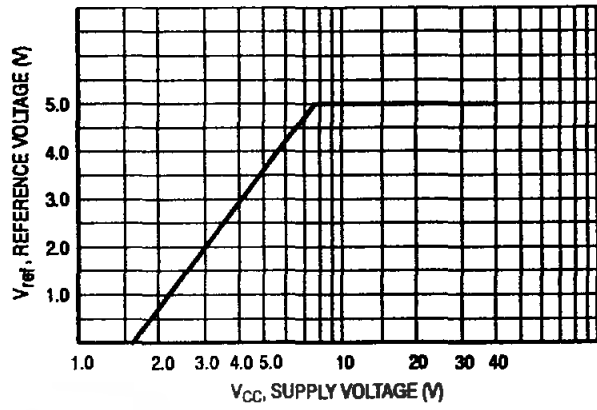


Figure 3. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

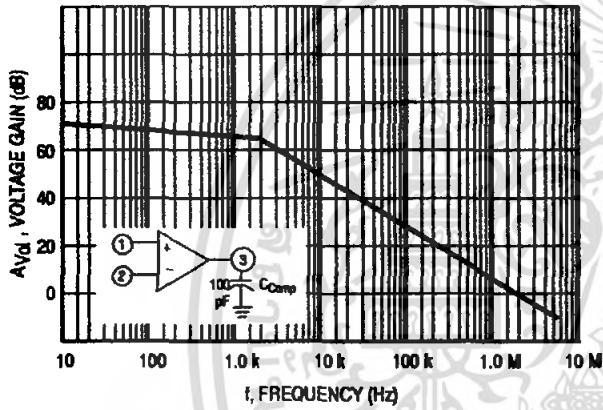


Figure 4. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

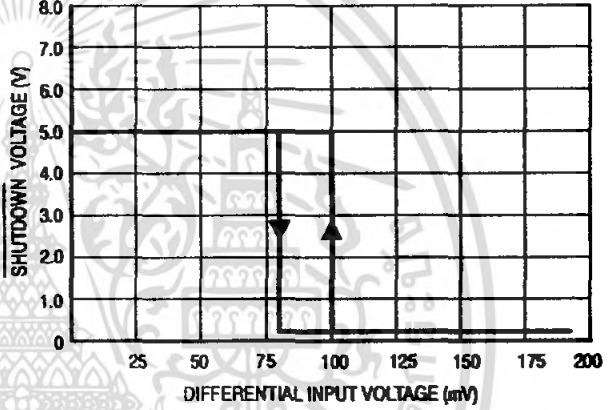


Figure 5. Current Limit Comparator Threshold

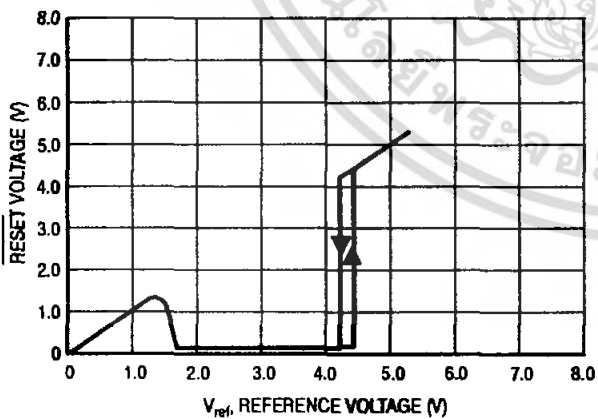


Figure 6. Undervoltage Lockout Characteristic

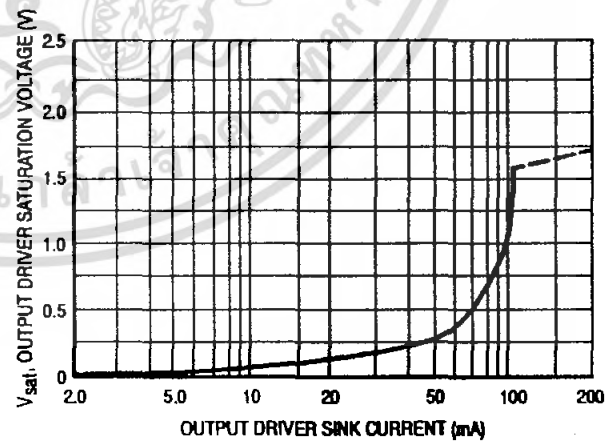


Figure 7. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

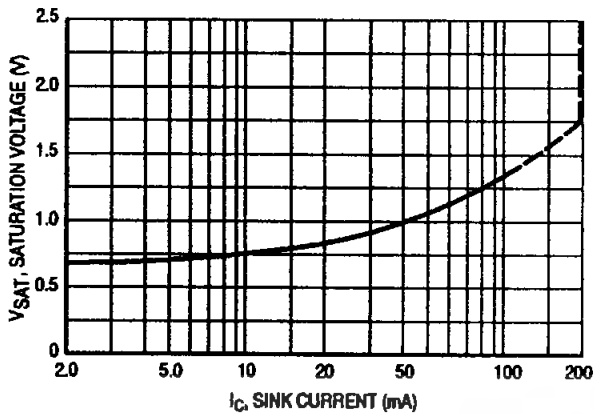


Figure 8. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

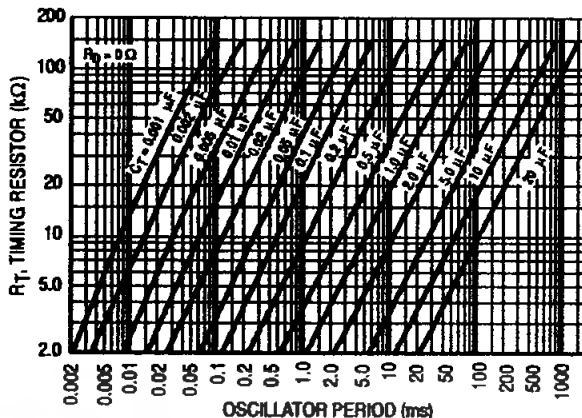


Figure 9. Oscillator Period

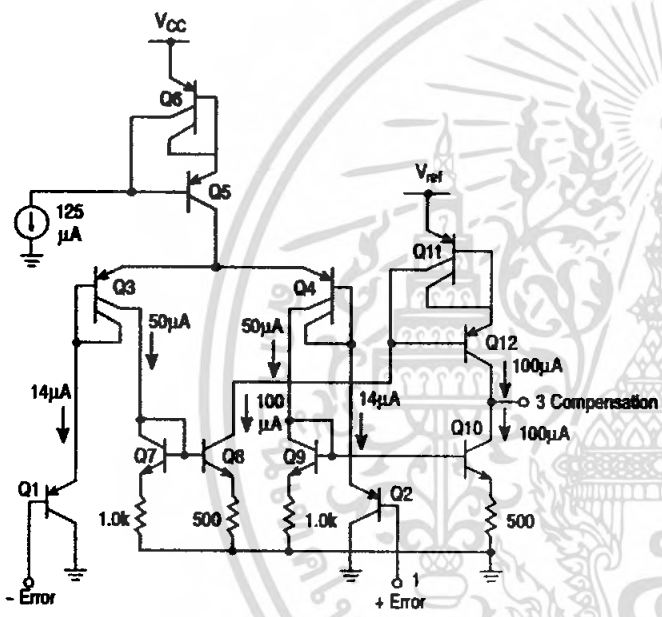


Figure 10. Error Amplifier

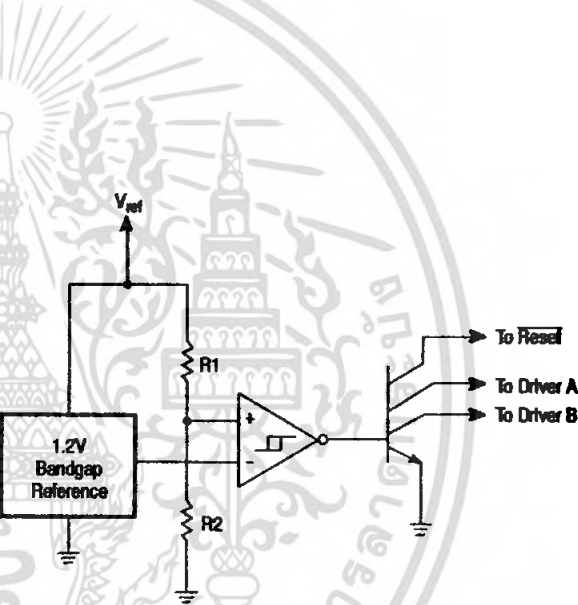
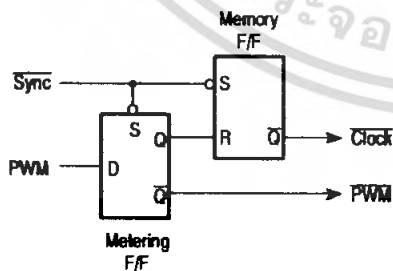


Figure 11. Undervoltage Lockout



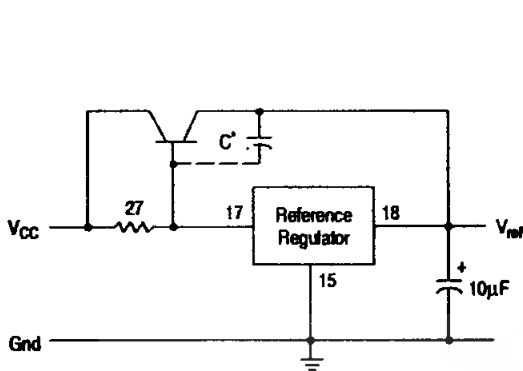
The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

The memory Flip-Flop prevents double pulsing in a push-pull configuration by remembering which output produced the last pulse.

Figure 12. Pulse Processing Logic

SG3526

APPLICATIONS INFORMATION



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Extending Reference Output Current Capability

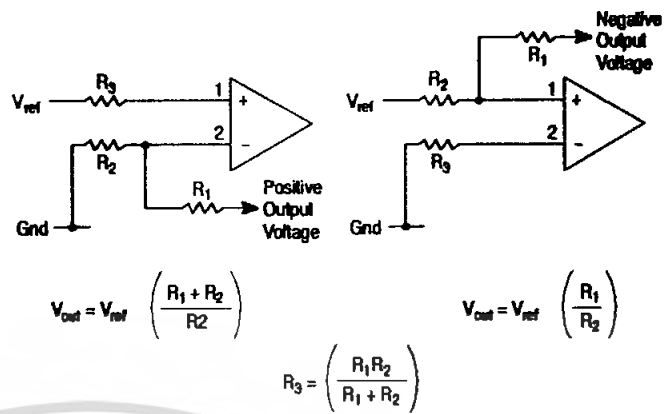


Figure 14. Error Amplifier Connections

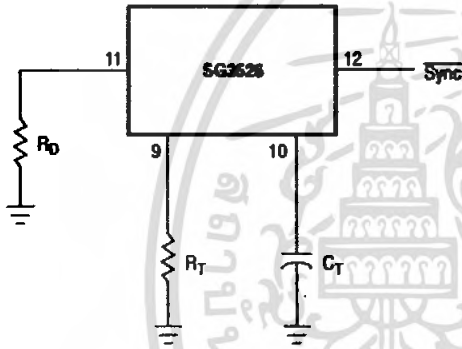


Figure 15. Oscillator Connections

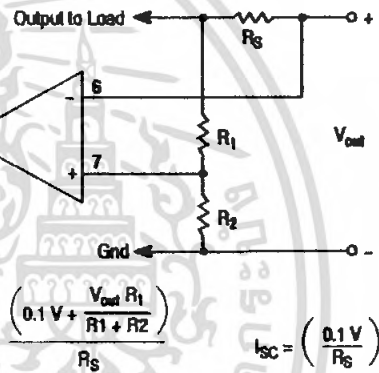


Figure 16. Foldback Current Limiting

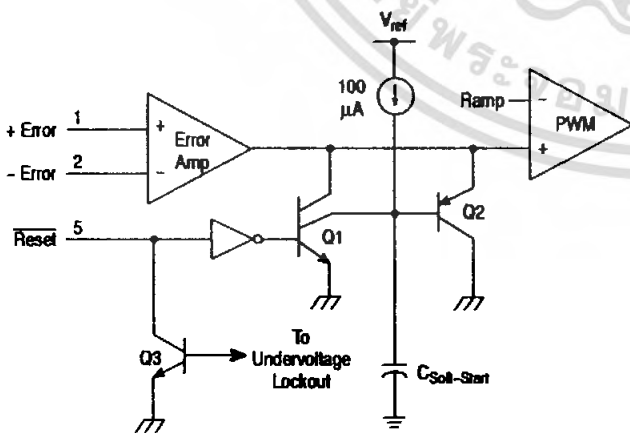
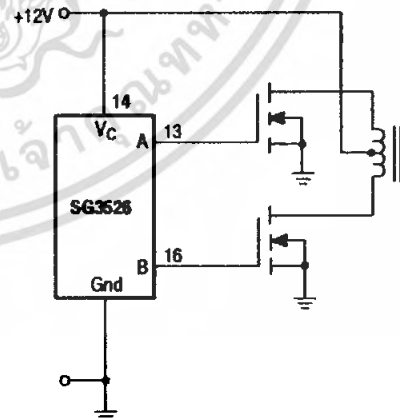


Figure 17. Soft-Start Circuitry



The totem pole output drivers of the SG3526 are ideally suited for driving the input capacitance of power FETs at high speeds.

Figure 18. Driving VMOS Power FETs

SG3526

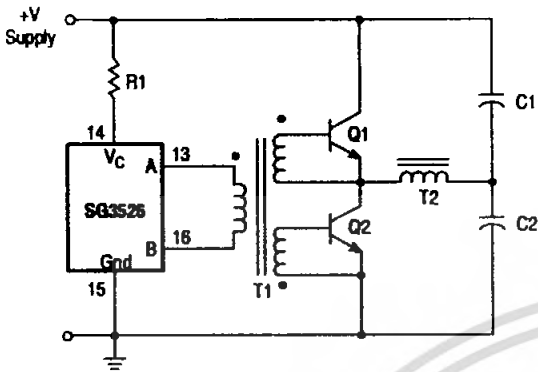
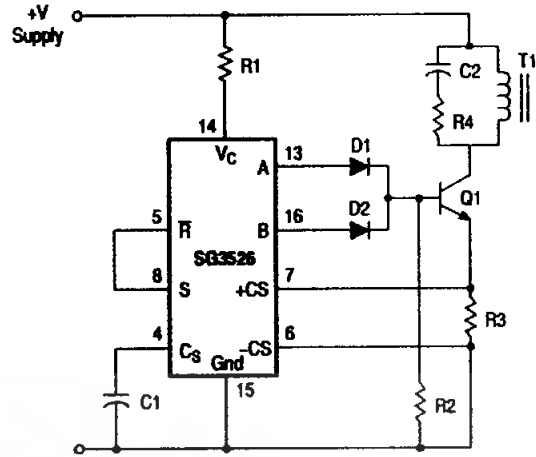


Figure 19. Half-Bridge Configuration



In the above circuit, current limiting is accomplished by using the current limit comparator output to reset the soft-start capacitor.

Figure 20. Flyback Converter with Current Limiting

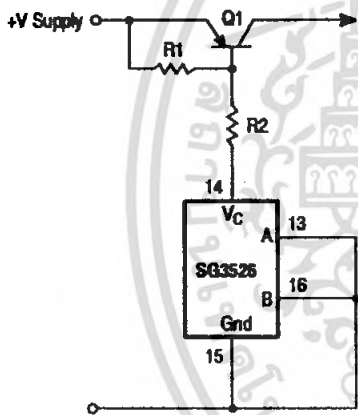


Figure 21. Single-Ended Configuration

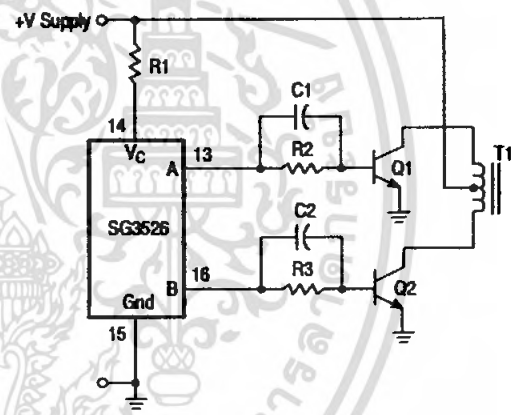
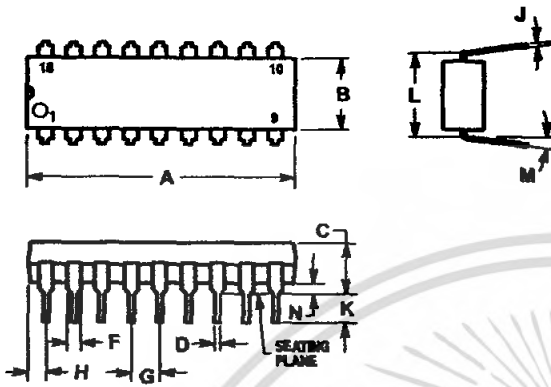


Figure 22. Push-Pull Configuration

SG3526

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-18
N SUFFIX
CASE 707-02
ISSUE D



NOTES:

1. POSITIONAL TOLERANCE OF LEADS (D), SHALL BE WITHIN 0.25 mm (0.010) AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION, IN RELATION TO SEATING PLANE AND EACH OTHER.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
4. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.875	0.915	22.22	23.24
B	0.280	0.280	6.10	6.60
C	0.140	0.180	3.56	4.57
D	0.014	0.022	0.36	0.56
F	0.050	0.070	1.27	1.78
G	0.150 BSC		3.81 BSC	
H	0.030	0.060	1.02	1.52
J	0.008	0.012	0.20	0.30
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.200 BSC		5.08 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.02



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COMPLEMENTARY SILICON PLASTIC POWER TRANSISTORS

... designed for use in general purpose power amplifier and switching applications.

FEATURES:

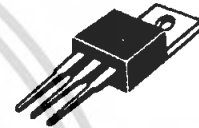
- * Collector-Emitter Sustaining Voltage -
 $V_{CE(sust)}$ = 40V(Min)- TIP31, TIP32
 60V(Min)- TIP31A, TIP32A
 80V(Min)- TIP31B, TIP32B
 100V(Min)- TIP31C, TIP32C
- * Collector-Emitter Saturation Voltage- $V_{CE(sat)}$ = 1.2V(Max) @ $I_C = 3.0$ A
- * Current Gain-Bandwidth Product $f_T = 3.0$ MHz (Min) @ $I_C = 500$ mA

NPN	PNP
TIP31	TIP32
TIP31A	TIP32A
TIP31B	TIP32B
TIP31C	TIP32C

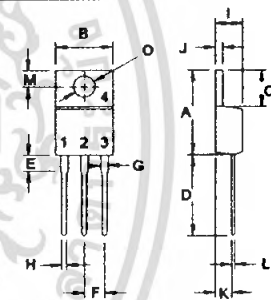
3 AMPERE
COMPLEMENTARY SILICON
POWER TRANSISTORS
40 -100 VOLTS
40 WATTS

MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	TIP31 TIP32	TIP31A TIP32A	TIP31B TIP32B	TIP31C TIP32C	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	40	60	80	100	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	40	60	80	100	V
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0				V
Collector Current - Continuous - Peak	I_C	3.0 5.0				A
Base Current	I_B	1.0				A
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	40 0.32				W W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150				$^\circ\text{C}$



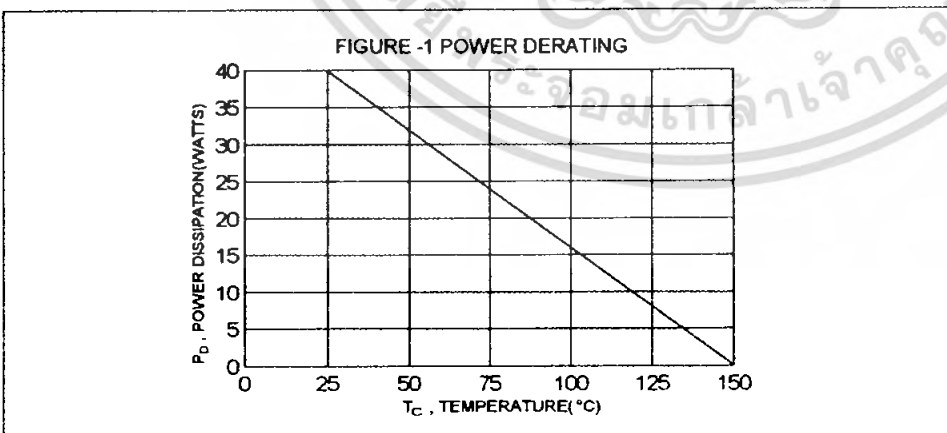
TO-220



PIN 1. BASE
2. COLLECTOR
3. EMITTER
4. COLLECTOR(CASE)

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta jc}$	3.125	$^\circ\text{C/W}$



DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	14.68	15.31
B	9.78	10.42
C	5.01	6.52
D	13.06	14.62
E	3.57	4.07
F	2.42	3.66
G	1.12	1.36
H	0.72	0.96
I	4.22	4.98
J	1.14	1.38
K	2.20	2.97
L	0.33	0.55
M	2.48	2.98
O	3.70	3.90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C NPN / TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C PNP

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage(1) ($I_c = 30\text{ mA}$, $I_B = 0$)	TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	$V_{CEO(sus)}$	40 60 80 100	V
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ V}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 60\text{ V}$, $I_B = 0$)	TIP31, TIP32, TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B, TIP31C, TIP32C	I_{CEO}	0.3 0.3	mA
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 60\text{ V}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 80\text{ V}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 100\text{ V}$, $V_{EB} = 0$)	TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	I_{CES}	0.2 0.2 0.2 0.2	mA
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 5.0\text{ V}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	1.0	mA

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain ($I_C = 1.0\text{ A}$, $V_{CE} = 4.0\text{ V}$) ($I_C = 3.0\text{ A}$, $V_{CE} = 4.0\text{ V}$)		h_{FE}	25 10	50
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 3.0\text{ A}$, $I_B = 375\text{ mA}$)		$V_{CE(sat)}$		1.2
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 3.0\text{ A}$, $V_{CE} = 4.0\text{ V}$)		$V_{BE(on)}$		1.8

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current Gain - Bandwidth Product (2) ($I_C = 500\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$, $f_{TEST} = 1\text{ MHz}$)		f_T	3.0	MHz
Small Signal Current Gain ($I_C = 500\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$, $f = 1\text{ kHz}$)		h_{fe}	20	

(1) Pulse Test: Pulse width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

(2) $f_T = |h_{fe}| \cdot f_{TEST}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C NPN / TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C PNP

FIGURE 2 - SWITCHING TIME EQUIVALENT CIRCUIT

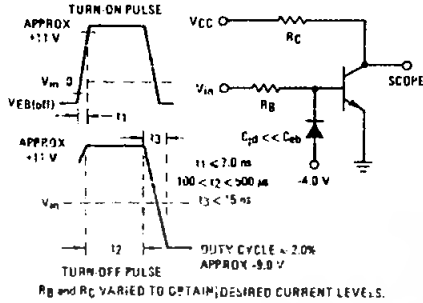


FIG-3 TURN-ON TIME

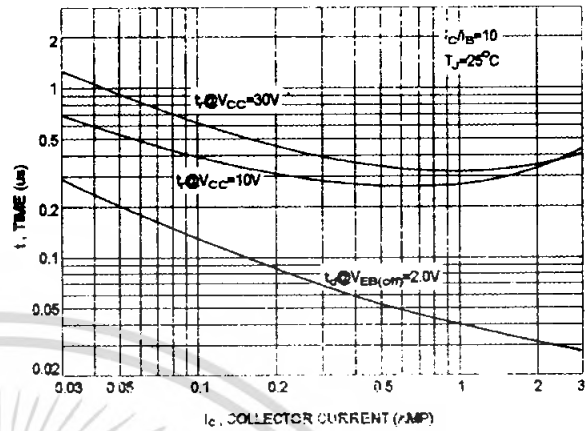


FIG-4 DC CURRENT GAIN

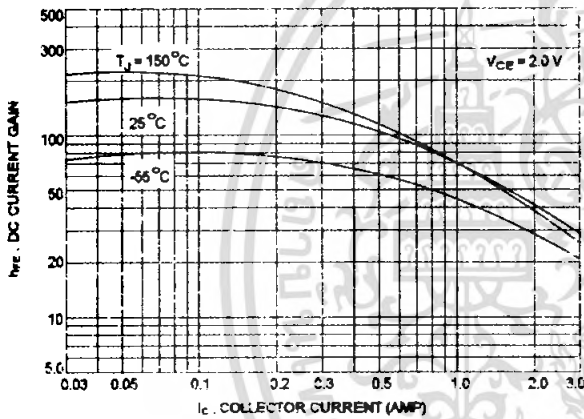


FIG-5 TURN-OFF TIME

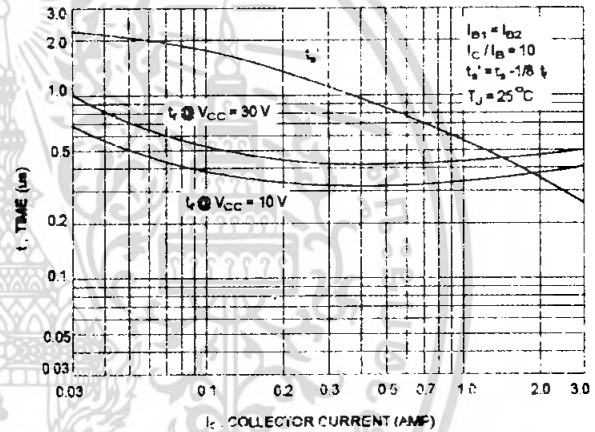
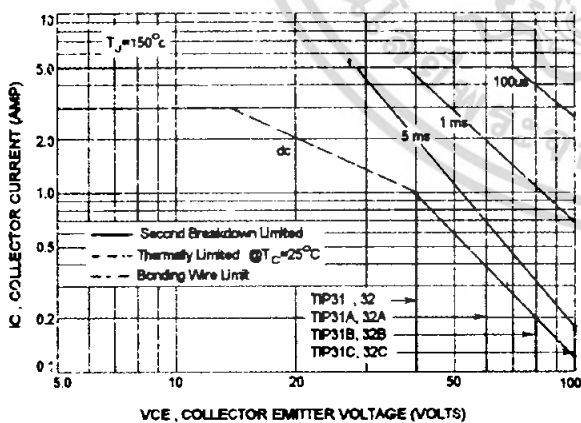


FIG-6 ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



There are two limitation on the power handling ability of a transistor average junction temperature and second breakdown safe operating area curves indicate I_C - V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation, i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than curves indicate.

The data of FIG-6 curve is base on $T_{J(PK)} = 150^\circ C$; T_C is variable depending on power level, second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(PK)} \leq 150^\circ C$. At high case temperatures, thermal limitation will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C NPN / TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C PNP

FIG-7 COLLECTOR SATURATION REGION

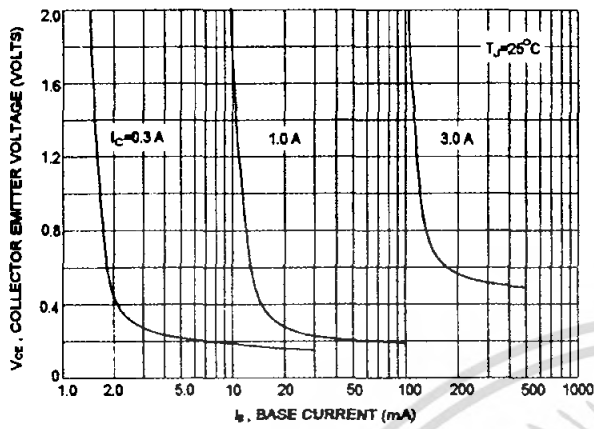


FIG-8 CAPACITANCES

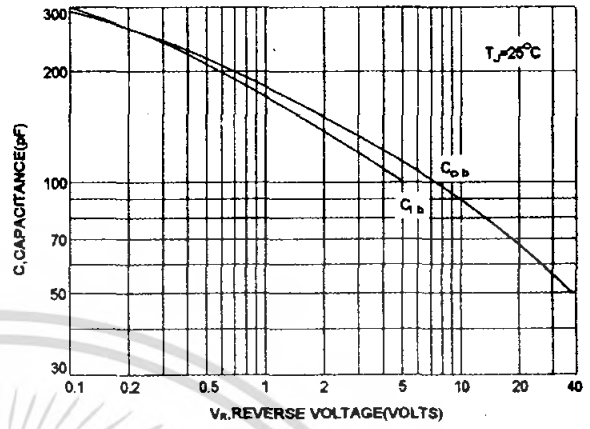


FIG-9 "ON" VOLTAGE

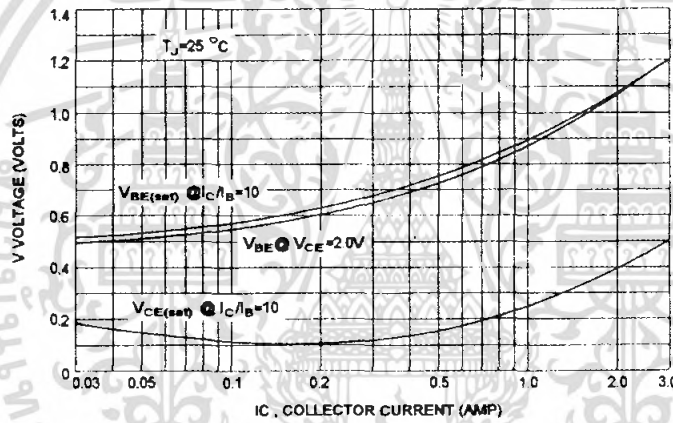
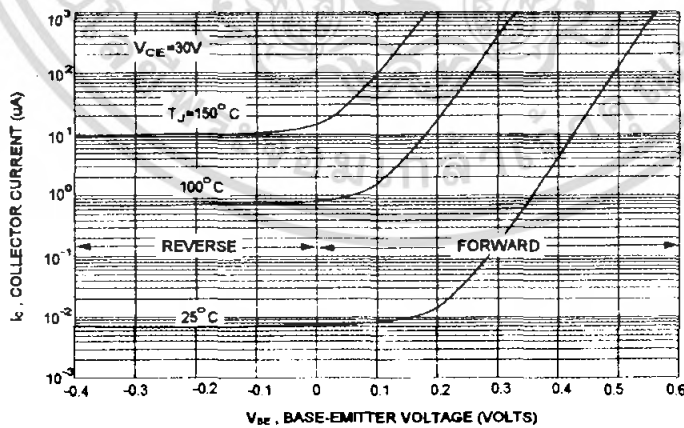


FIG-10 COLLECTOR CUT-OFF REGION

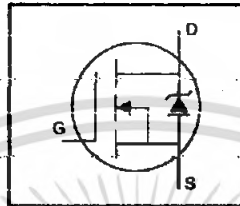


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

HEXFET[®] Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

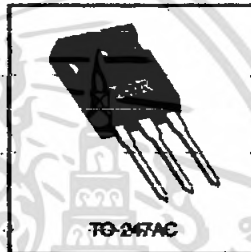


$V_{DSS} = 500V$
$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$
$I_D = 20A$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA SHEET

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units	
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A	
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13		
I_{DM}	Pulsed Drain Current Φ	80		
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	200	W	
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C	
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V	
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy Φ	860	mJ	
I_{AR}	Avalanche Current Φ	20	A	
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy Φ	28	mJ	
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt Φ	3.5	V/ns	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C	
T_{SOL}		Soldering Temperature, for 10 seconds		300 (1.6mm from case)
		Mounting Torque, 6-32 or M3 screw		10 lbf-in (1.1 N-m)

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460



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

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)/\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_m	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{GS}=500V, V_{DS}=0V$
		—	—	250	μA	$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{DS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{D(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—	ns	$I_D=20A$
$t_{D(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	116	—	ns	$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—	ns	$R_G=13\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{DS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—	pF	$V_{GS}=25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—	pF	$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$dI/dt=100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$; $L=4.3\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{CS}=20A$, $dI/dt=160A/\mu s$, $V_{DS}=V_{(BR)SS}$, $T_J=150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

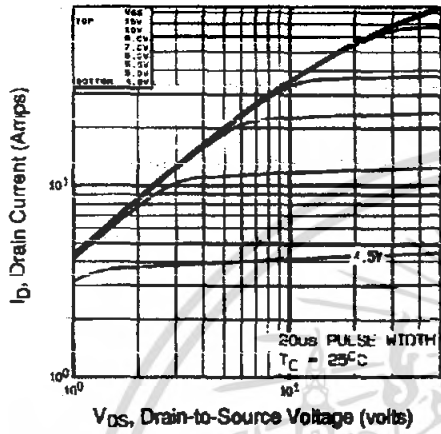


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

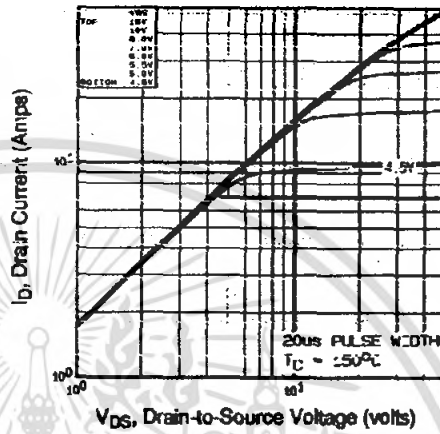


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

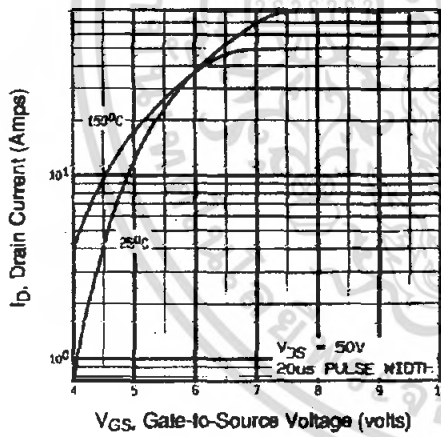


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

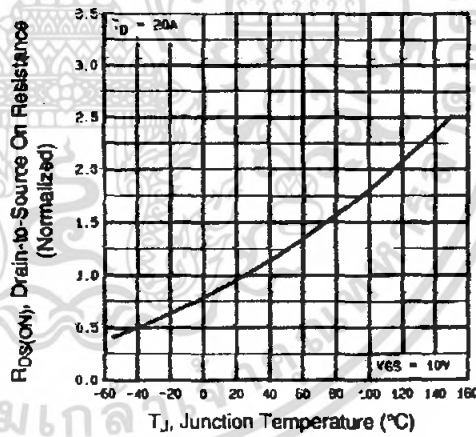
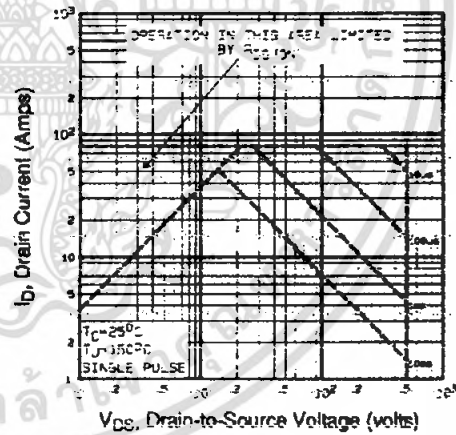
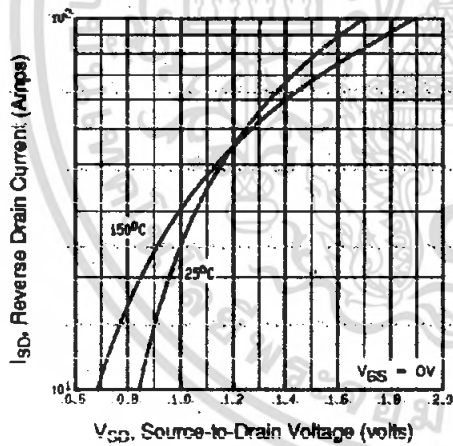
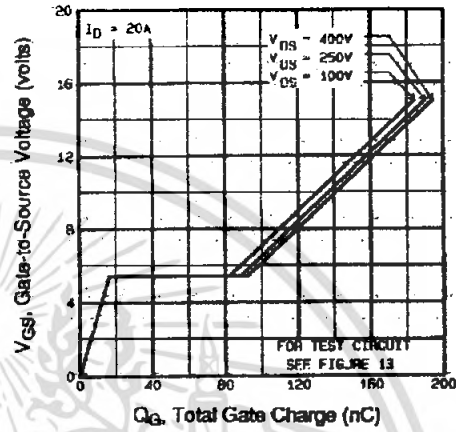
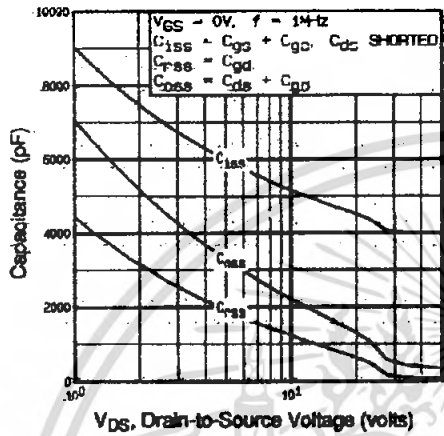


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

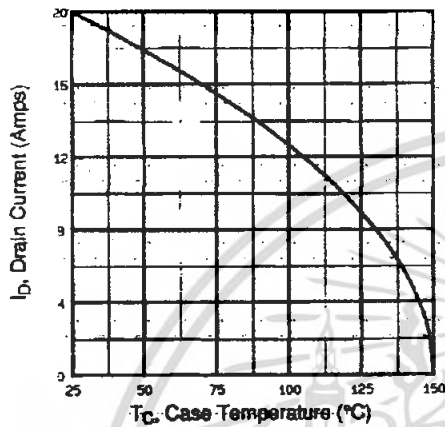


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

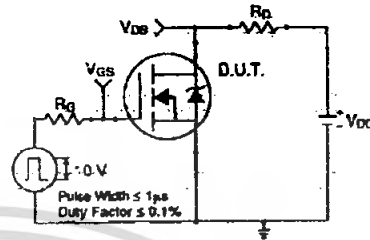


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

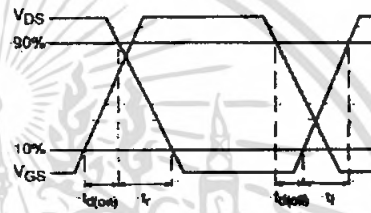


Fig 10b. Switching Time Waveforms

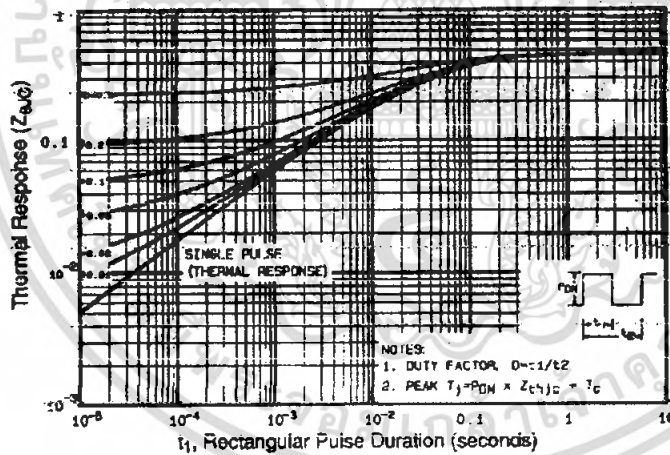


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

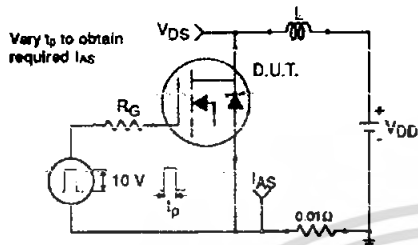


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

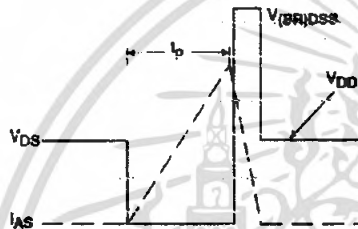


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

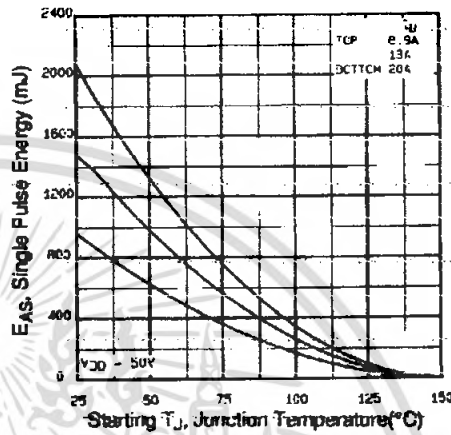


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

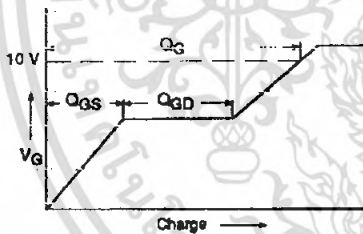


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

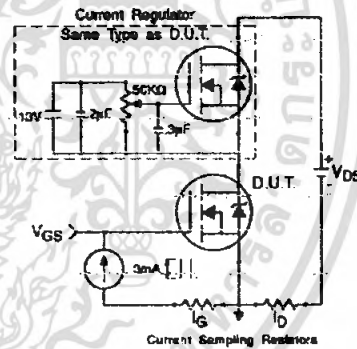


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure T4, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International
IOR Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

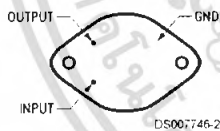
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

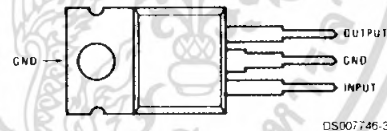
Connection Diagrams

**Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum**



Bottom View
Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A

**Plastic Package
TO-220 (T)**



Top View
Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Input Voltage

 $(V_O = 5V, 12V \text{ and } 15V)$

35V

Internal Power Dissipation (Note 1)

Internally Limited

Operating Temperature Range (T_A)

0°C to +70°C

Maximum Junction Temperature

(K Package)

150°C

(T Package)

150°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package K

300°C

TO-220 Package T

230°C

Electrical Characteristics LM78XX (Note 2)0°C ≤ T_J ≤ 125°C unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units		
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V					
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V		
		$P_D \leq 15\text{ W}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V		
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(7.5 ≤ V_{IN} ≤ 20)				(14.5 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V	
ΔV_O	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		3	50		4	120		4	150	mV	
			ΔV_{IN}	(7 ≤ V_{IN} ≤ 25)				(14.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	ΔV_{IN}			50			120			150	mV	
			ΔV_{IN}	(8 ≤ V_{IN} ≤ 20)				(15 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(18.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
		$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			50			120			150	mV	
			ΔV_{IN}	(7.5 ≤ V_{IN} ≤ 20)				(14.6 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(17.7 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	ΔV_{IN}			25			60			75	mV			
	ΔV_{IN}	(8 ≤ V_{IN} ≤ 12)				(16 ≤ V_{IN} ≤ 22)			(20 ≤ V_{IN} ≤ 26)			V		
ΔV_O	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$		10	50		12	120		12	150	mV	
			$250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$			25			60			75	mV	
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			50			120			150	mV		
I_O	Quiescent Current	$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			8			8			8	mA	
			$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			8.5			8.5			8.5	mA	
ΔI_O	Quiescent Current Change	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1\text{ A}$			0.5			0.5			0.5	mA	
			$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(7.5 ≤ V_{IN} ≤ 20)				(14.8 ≤ V_{IN} ≤ 27)			(17.9 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V
		$I_O \leq 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			1.0			1.0			1.0	mA		
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(7 ≤ V_{IN} ≤ 25)				(14.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			(17.5 ≤ V_{IN} ≤ 30)			V	
V_N	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$			40			75			90	μV		
$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$I_O \leq 1\text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O \leq 500\text{ mA}$ $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	62	80			55	72			54	70	dB
			$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(8 ≤ V_{IN} ≤ 18)				(15 ≤ V_{IN} ≤ 25)			(18.5 ≤ V_{IN} ≤ 28.5)			V
		$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1\text{ A}$			2.0			2.0			2.0			V
R_O	Dropout Voltage	$f = 1\text{ kHz}$			8			18			19	mΩ		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) (Continued)

0°C ≤ T_J ≤ 125°C unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Short-Circuit Current	T _J = 25°C	2.1			1.5			1.2			A
	Peak Output Current	T _J = 25°C	2.4			2.4			2.4			A
	Average TC of V _{OUT}	0°C ≤ T _J ≤ +125°C, I _O = 5 mA	0.6			1.5			1.8			mV/°C
V _{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	T _J = 25°C, I _O ≤ 1A	7.5			14.6			17.7			V

Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4°C/W junction to case and 35°C/W case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically 4°C/W junction to case and 50°C/W case to ambient.

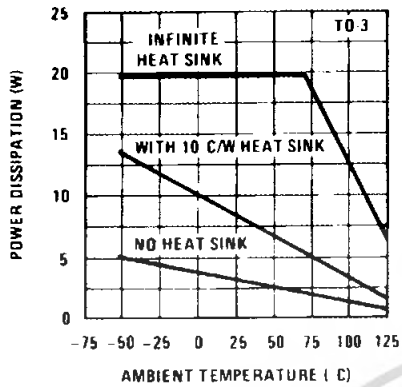
Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of 0.22 μF, and a capacitor across the output of 0.1 μF. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques (t_w ≤ 10 ms, duty cycle ≤ 5%). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. For guaranteed specifications and the test conditions, see Electrical Characteristics.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

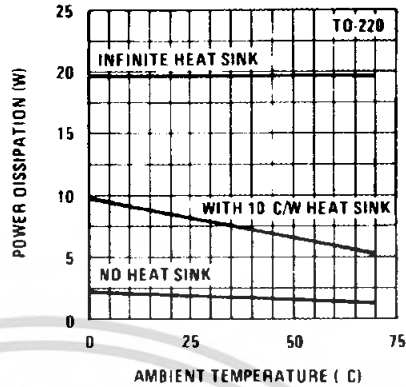
Typical Performance Characteristics

Maximum Average Power Dissipation



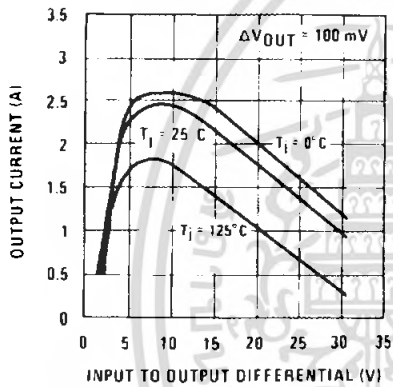
DS007746-5

Maximum Average Power Dissipation



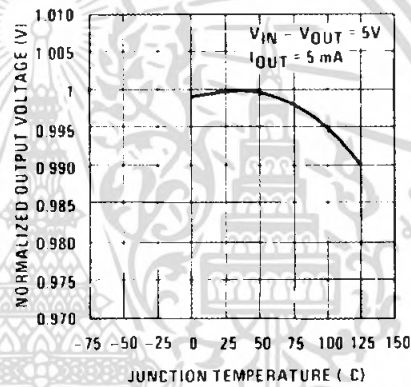
DS007746-6

Peak Output Current



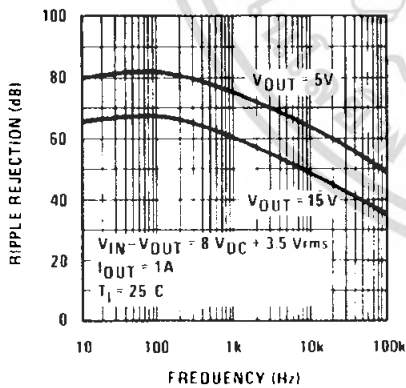
DS007746-7

Output Voltage (Normalized to 1V at Tj = 25°C)



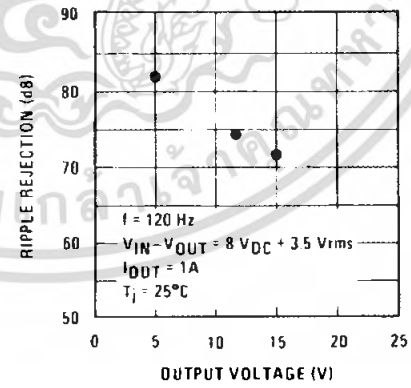
DS007746-8

Ripple Rejection



DS007746-9

Ripple Rejection

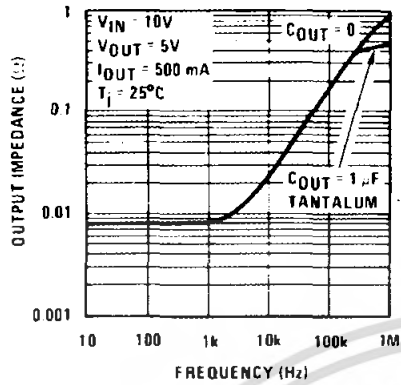


DS007746-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

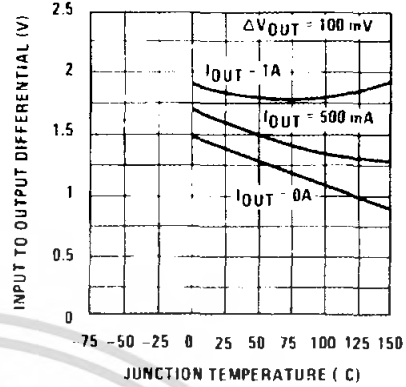
Typical Performance Characteristics (Continued)

Output Impedance



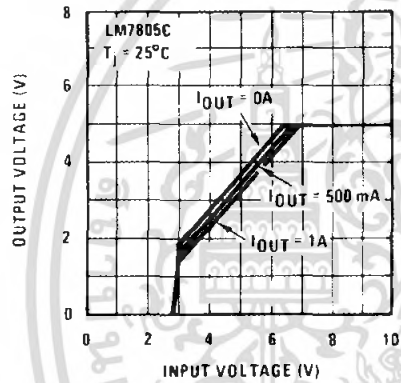
DS007746-11

Dropout Voltage



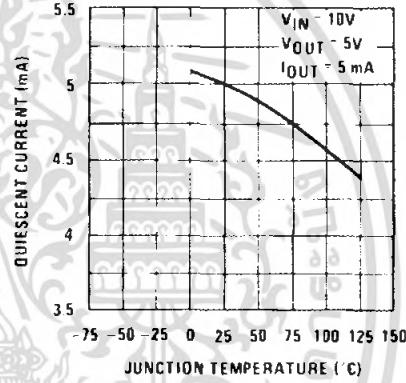
DS007746-12

Dropout Characteristics



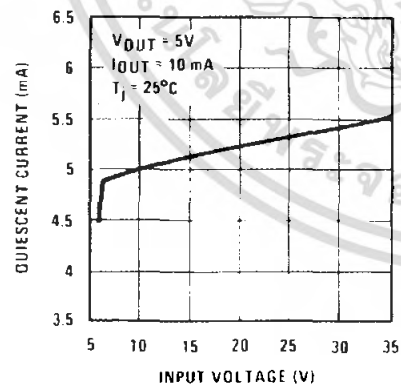
DS007746-13

Quiescent Current



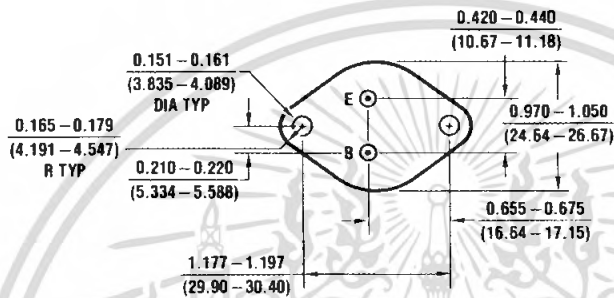
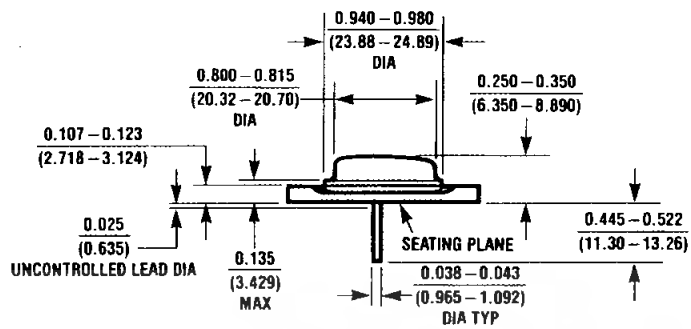
DS007746-14

Quiescent Current



DS007746-15

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

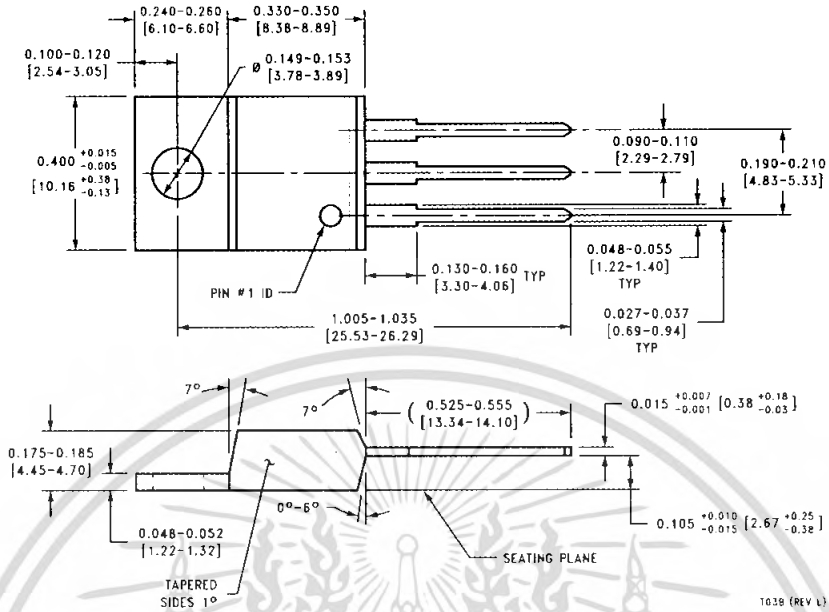


Aluminum Metal Can Package (KC)
 Order Number LM7805CK, LM7812CK or LM7815CK
 NS Package Number KC02A

KC02A (REV C)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



TO-220 Package (T)
Order Number LM7805CT, LM7812CT or LM7815CT
NS Package Number T03B

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
 Americas
 Tel 1-800-272-9959
 Fax 1-800-737-7018
 Email support@nsc.com
 www.national.com

National Semiconductor Europe
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
 Tel 65-2544466
 Fax 65-2504466
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-3-5639-7560
 Fax: 81-3-5639-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-247 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Epoxy Meets UL94, V₀ @ 1/8"
- High Temperature Glass Passivated Junction

Mechanical Characteristics

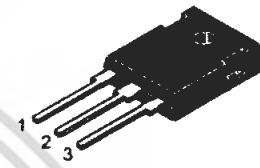
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 4.3 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 30 units per plastic tube
- Marking: U3020, U3040, U3060



MUR3020WT
MUR3040WT
MUR3060WT

Motorola Preferred Devices

ULTRAFAST RECTIFIERS
30 AMPERES
200-400-600 VOLTS



CASE 340K-01
TO-247AE

MAXIMUM RATINGS, PER LEG

Rating	Symbol	MUR3020WT	MUR3040WT	MUR3060WT	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current @ 145°C Total Device	I _{F(AV)}		15 30		Amps
Peak Repetitive Surge Current (Rated V _R , Square Wave, 20 kHz, T _C = 145°C)	I _{FM}		30		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz)	I _{FSM}	200		150	Amps
Operating Junction and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	- 65 to +175			°C

THERMAL CHARACTERISTICS, PER LEG

Maximum Thermal Resistance — Junction to Case — Junction to Ambient	R _{θJC} R _{θJA}		1.5 40		°C/W
--	--------------------------------------	--	-----------	--	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, PER LEG

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I _F = 15 Amp, T _C = 150°C) (I _F = 15 Amp, T _C = 25°C)	V _F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.4 1.7	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated DC Voltage, T _J = 150°C) (Rated DC Voltage, T _J = 25°C)	i _R		500 10	1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time (i _F = 1.0 A, di/dt = 50 Amps/μs)	t _{rr}	35		60	ns

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

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Rev 2

© Motorola, Inc. 1996



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR3020WT MUR3040WT MUR3060WT

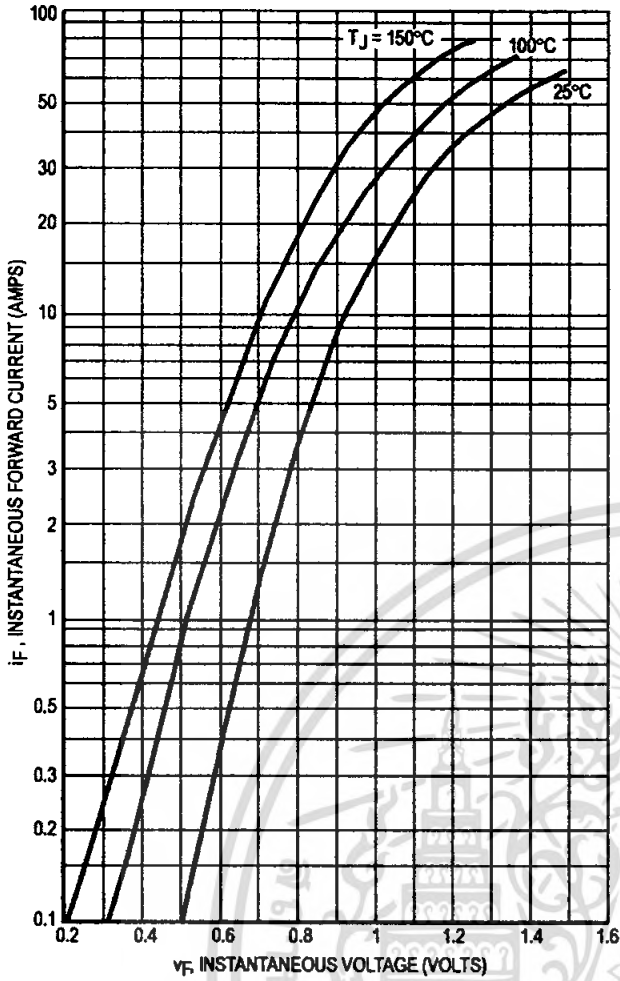
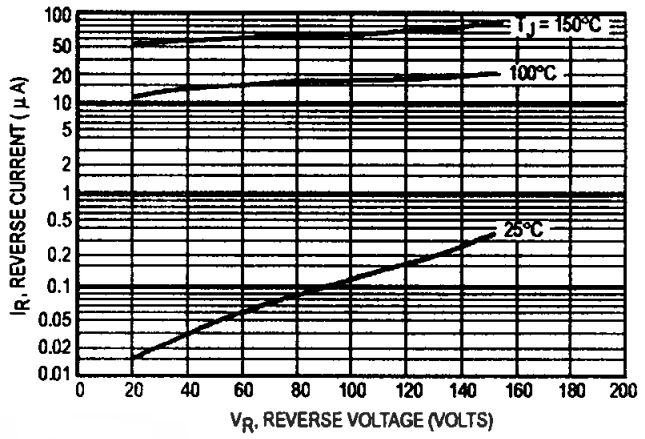


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

Figure 2. Typical Reverse Current (Per Leg)*

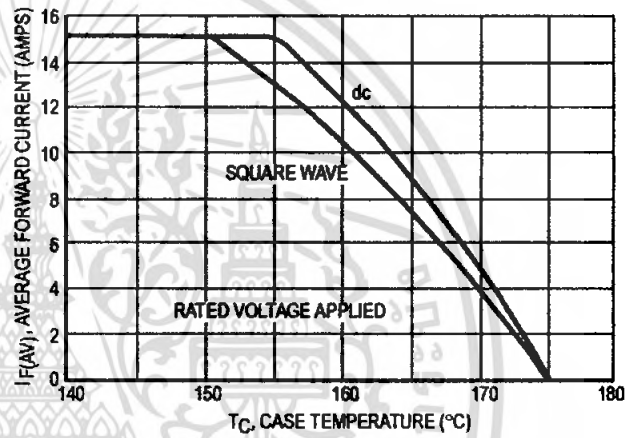


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

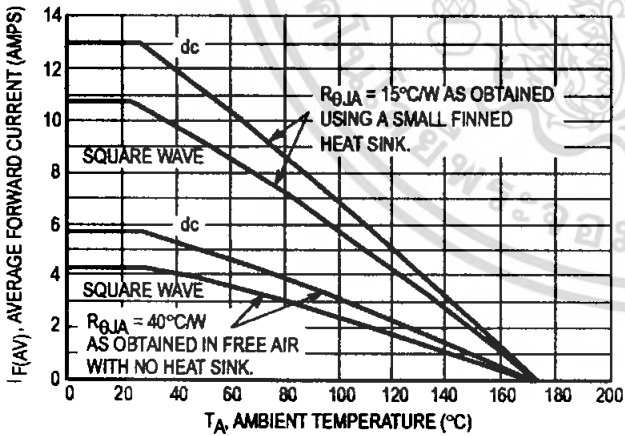


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

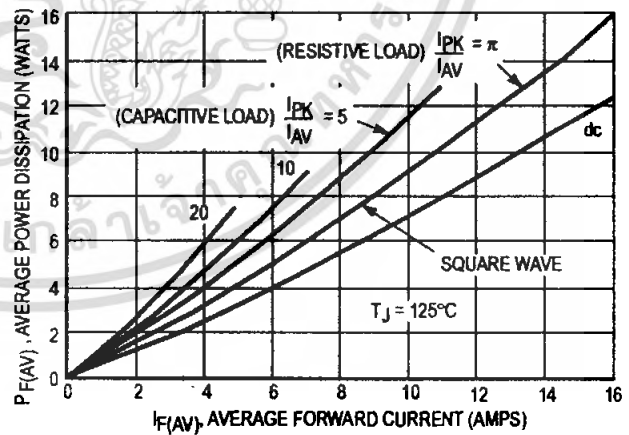


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

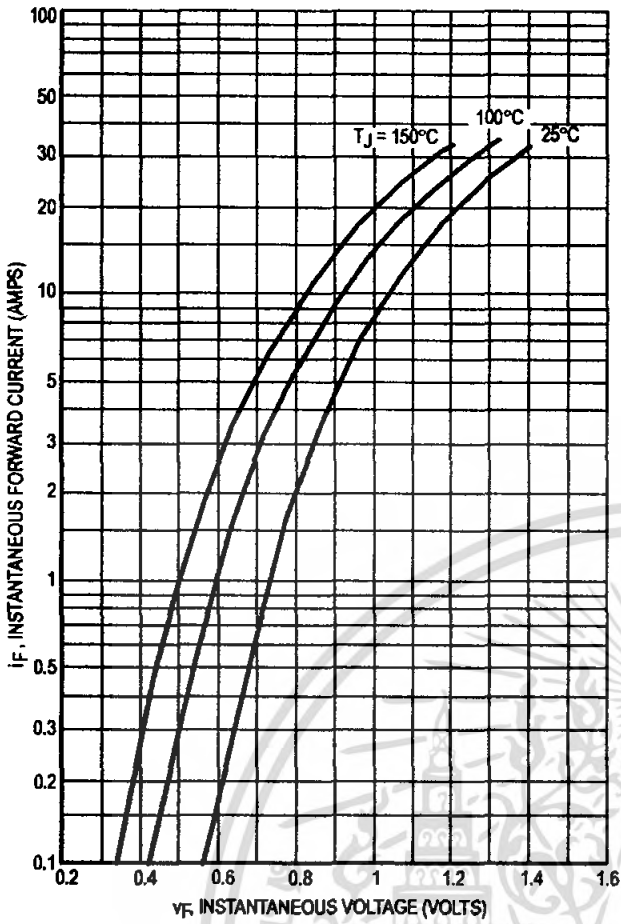
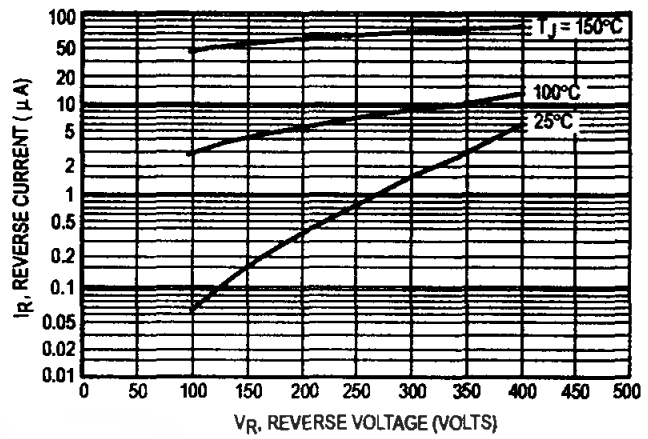


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

Figure 7. Typical Reverse Current (Per Leg)*

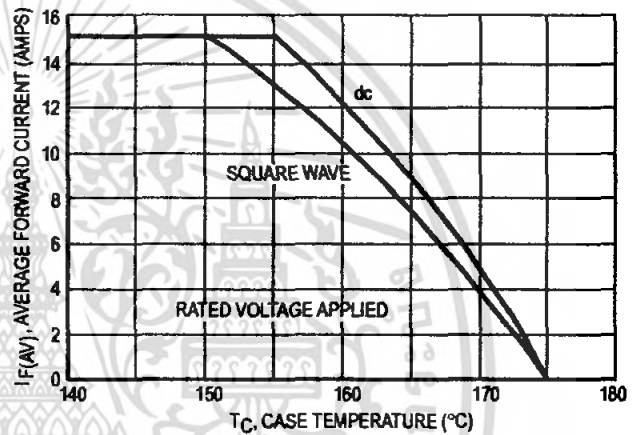


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

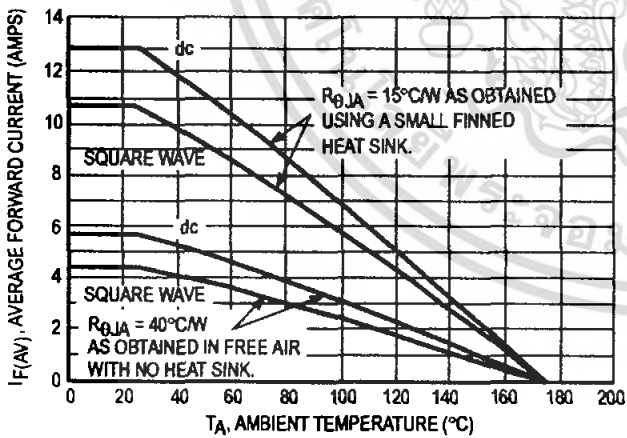


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

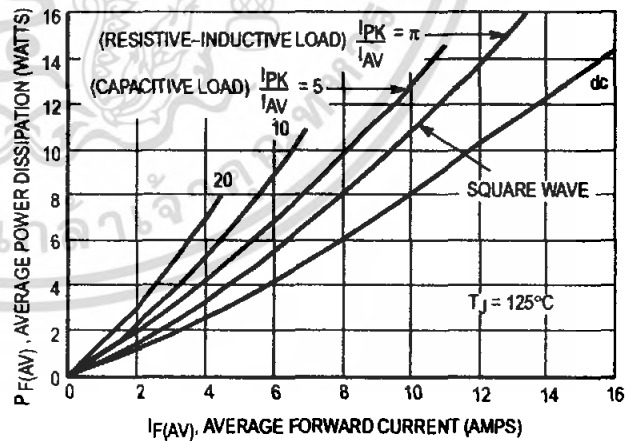


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020WT MUR3040WT MUR3060WT

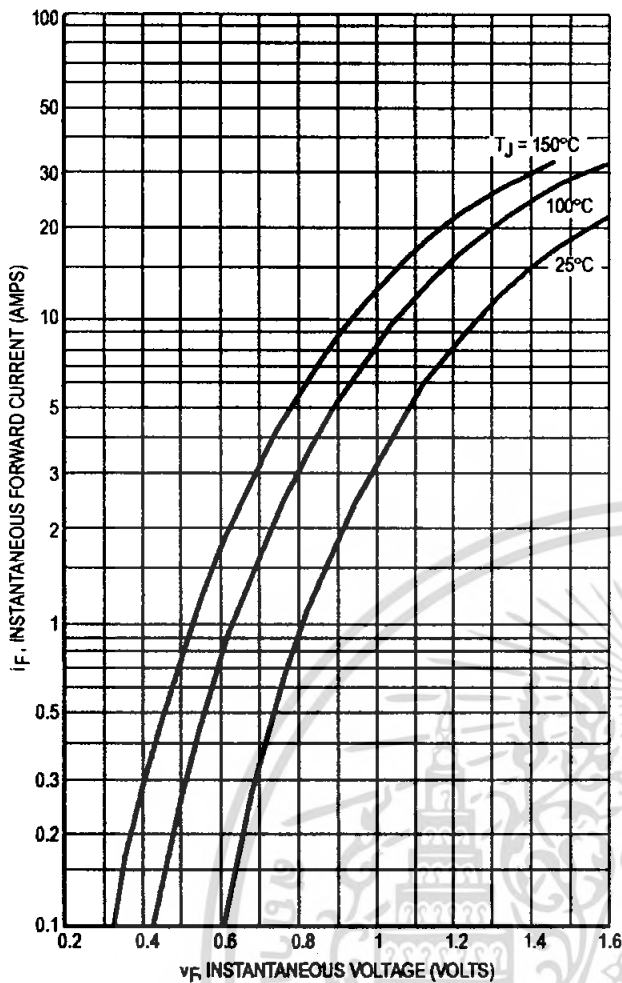
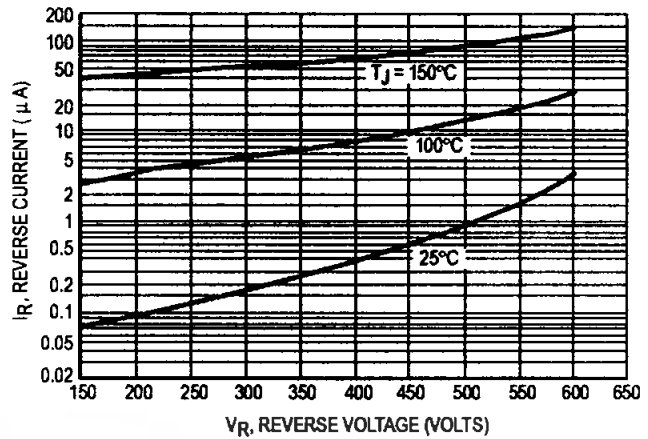


Figure 11. Typical Forward Voltage (Per Leg)



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

Figure 12. Typical Reverse Current (Per Leg)*

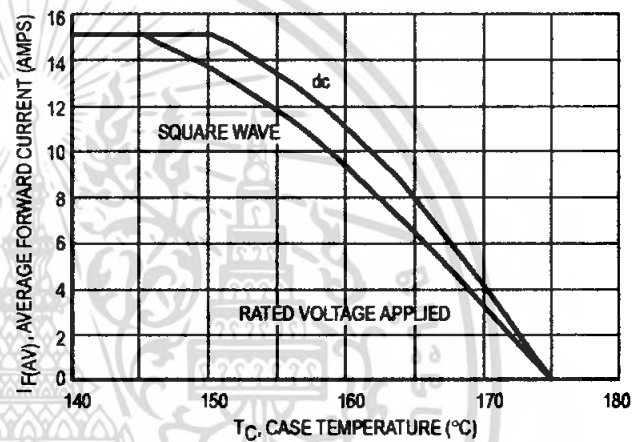


Figure 13. Current Derating, Case (Per Leg)

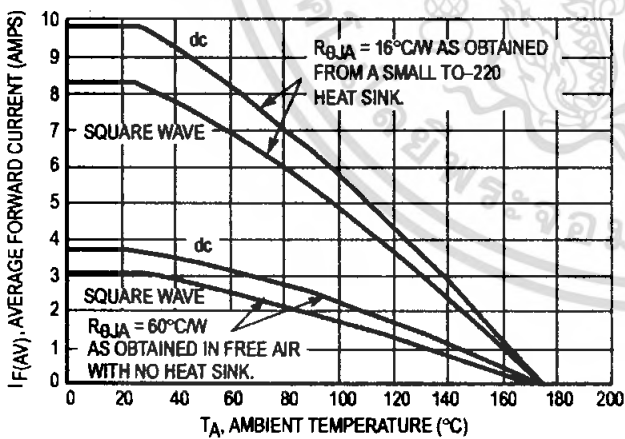


Figure 14. Current Derating, Ambient (Per Leg)

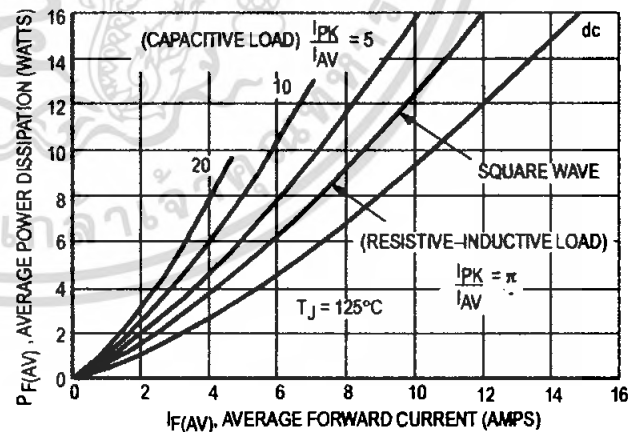


Figure 15. Power Dissipation (Per Leg)

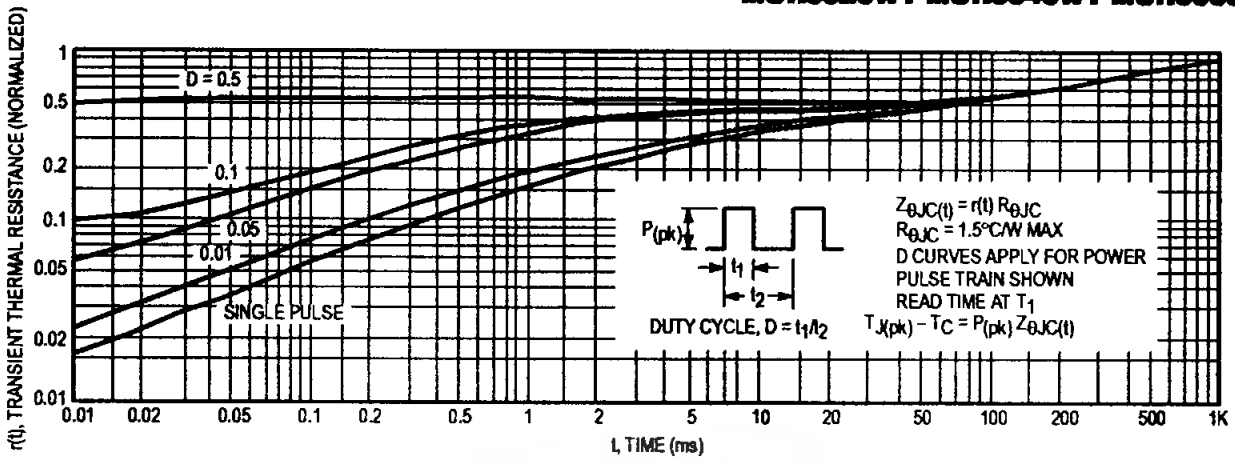


Figure 16. Thermal Response

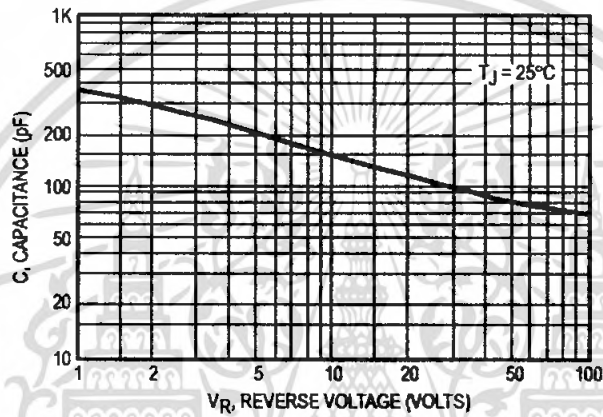
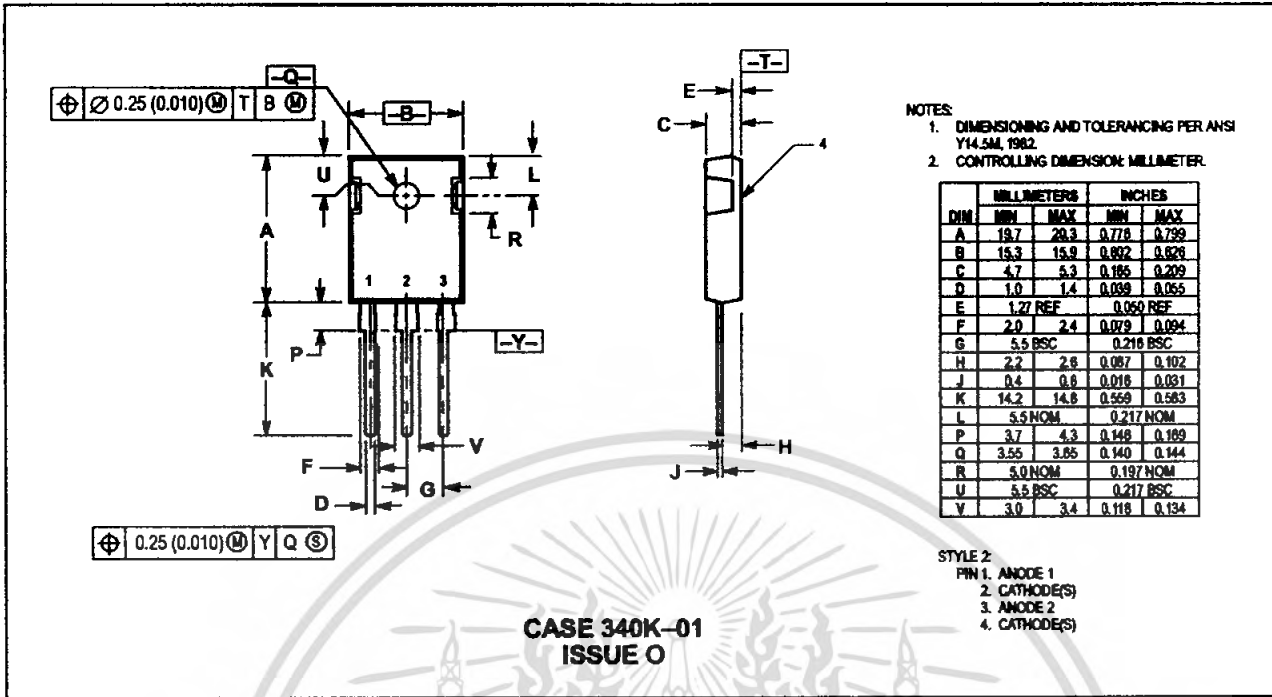


Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)

PACKAGE DIMENSIONS



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and M are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:
 USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,
 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Mfax™: RMFA00@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
 - US & Canada ONLY 1-800-774-1848

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

INTERNET: <http://motorola.com/spa>



MUR3020WT/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



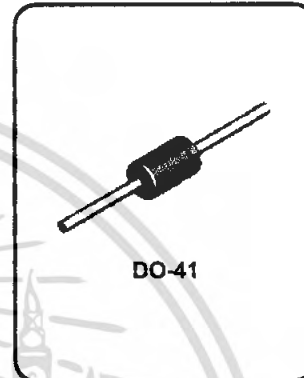
1N4728A - 1N4752A Series One Watt Zeners

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Tolerance: A = 5%

Parameter	Value	Units
Storage Temperature Range	-65 to +200	°C
Maximum Junction Operating Temperature	+ 200	°C
Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	+ 230	°C
Total Device Dissipation	1.0	W
Derate above 25°C	6.67	mW/°C
Surge Power**	10	W



*These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired
 **Non-recurrent square wave PW= 8.3 ms, TA= 55 degrees C.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Device	V _Z (V)	Z _Z (Ω) @ I _{ZT} (mA)	Z _{ZK} (Ω) @ I _{ZK} (mA)	V _R (V) @ I _R (μA)	I _{SURGE} (mA)	I _{ZM} (mA)
1N4728A	3.3	10 76	400 1.0	1.0 100	1,380	276
1N4729A	3.6	10 69	400 1.0	1.0 100	1,260	252
1N4730A	3.9	9.0 64	400 1.0	1.0 50	1,190	234
1N4731A	4.3	9.0 58	400 1.0	1.0 10	1,070	217
1N4732A	4.7	8.0 53	500 1.0	1.0 10	970	193
1N4733A	5.1	7.0 49	550 1.0	1.0 10	890	178
1N4734A	5.6	5.0 45	600 1.0	2.0 10	810	162
1N4735A	6.2	2.0 41	700 1.0	3.0 10	730	146
1N4736A	6.8	3.5 37	700 1.0	4.0 10	660	133
1N4737A	7.5	4.0 34	700 0.5	5.0 10	605	121
1N4738A	8.2	4.5 31	700 0.5	6.0 10	550	110
1N4739A	9.1	5.0 28	700 0.5	7.0 10	500	100
1N4740A	10	7.0 25	700 0.25	7.6 10	454	91
1N4741A	11	8.0 23	700 0.25	8.4 5.0	414	83
1N4742A	12	9.0 21	700 0.25	9.1 5.0	380	76
1N4743A	13	10 19	700 0.25	9.9 5.0	344	69
1N4744A	15	14 17	700 0.25	11.4 5.0	304	61
1N4745A	16	16 15.5	700 0.25	12.2 5.0	285	57
1N4746A	18	20 14	750 0.25	13.7 5.0	250	50
1N4747A	20	22 12.5	750 0.25	15.2 5.0	225	45
1N4748A	22	23 11.5	750 0.25	16.7 5.0	205	41
1N4749A	24	25 10.5	750 0.25	18.2 5.0	190	38
1N4750A	27	35 9.5	750 0.25	20.6 5.0	170	34
1N4751A	30	40 8.5	1,000 0.25	22.8 5.0	150	30
1N4752A	33	45 7.5	1,000 0.25	25.1 5.0	135	27

V_F Forward Voltage = 1.2 V Maximum @ I_F = 200 mA for all 1N4700 series

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Diode Data

Computer Diodes (Glass Package)

Device No.	Package No.	V _{RRM} V Min	I _R nA Max	V _R V	V _F V		I _F mA	C pF Max	t _{rr} ns Max	Test Cond.	Pro No	
					Min	Max						
1N625	DO-35	30	1000	20		1.5	4		1000	(Note 1)	D4	
1N914	DO-35	100	25 5000	20 75		1.0	10		4	(Note 2)	D4	
1N914A	DO-35	100	25 5000	20 75		1.0	20		4	(Note 2)	D4	
1N914B	DO-35	100	25 5000	20 75		0.72 1.0	5 100		4	(Note 2)	D4	
1N918	DO-35	100	25 5000	20 75		1.0	10		4	(Note 2)	D4	
1N918A	DO-35	100	25 5000	20 75		1.0	20		4	(Note 2)	D4	
1N918B	DO-35	100	25 5000	20 75		0.73 1.0	5 30		4	(Note 2)	D4	
1N9064	DO-35	75	100	50		0.575 0.650 0.710 1.0	0.250 1.0 2.0 10.0	2	4	(Note 3)	D4	
1N3600	DO-35	75	100	50		0.54 0.65 0.76 0.82 0.87	1.0 10.0 50.0 100.0 200.0	2.5	4	(Note 4)	D4	
1N4009	DO-35	35	100	25		1.0	30	4	2	(Note 2)	D4	
1N4146	DO-35	See Data for 1N914A/914B										
1N4147	DO-35	See Data for 1N914A/914B										
1N4148	DO-35	See Data for 1N914										
1N4149	DO-35	See Data for 1N916										
1N4150	DO-35	See Data for 1N3600										
1N4151	DO-35	75	50	50		1.0	50	4	2	(Note 2)	D4	
1N4152	DO-35	40	50	30		0.49 0.53 0.59 0.62 0.70 0.74	0.55 0.59 0.67 0.70 0.81 0.88	0.1 0.25 1.0 2.0 10.0 20.0	4	2	(Note 2)	D4
1N4153	DO-35	75	50	50		See 1N4152		4	2	(Note 2)	D4	
1N4154	DO-35	35	100	25		1.0	30	4	2	(Note 2)	D4	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้