

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตซิ่ง

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY



T104356



โดย
นายสมศักดิ์ สุขทองแท้
นายณัฐวัฒน์ บัวคำ
นายปรีชา ผิวผูด

รฟ.
ค 284 ๖
2551

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 104356
วัน,เดือน,ปี 2 พ.ย. 2552

b. 121103๖1
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตชิง

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY

โดย

นายสมศักดิ์ สุขทองแท้ รหัส 49015169

นายณัฐวัฒน์ บัวดำ รหัส 49015217

นายปรีชา ผิวผุด รหัส 49015238

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เขียวศรีกุล

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2551

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตซิ่ง

ผู้จัดทำ

1. นายสมศักดิ์ สุขทองแท้ รหัส 49015169
2. นายณัฐวัฒน์ บัวดำ รหัส 49015217
3. นายปรีชา ผิวผุด รหัส 49015238



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตชิง

นาย สมศักดิ์ สุขทองแท้ รหัส 49015169
นาย ญัฐวัฒน์ บัวคำ รหัส 49015217
นาย ปรีชา ผิวผุด รหัส 49015238
รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2551

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบ การทำงานและผลการทดสอบการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตชิง โดยมีการทำงานของวงจรคือ ขั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสหลังจากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ มาทำการเปลี่ยนให้เป็นพัลส์ความถี่ประมาณ 30 กิโลเฮิร์ตโดยไอจีบีที วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ต่อจะต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์และใช้ไอซีเบอร์ SG3526 มาทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของไอจีบีที สุดท้ายจะได้สวิตช์ไฟฟ้าเอาต์พุต 24 โวลต์ และกระแส 50 แอมป์ ซึ่งค่ากระแสสูงนี้จะนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY

Mr. Somsak Sukthongthae ID.49015169

Mr. Nattawat Buadam ID.49015217

Mr. Preecha Piwpud ID.49015238

Assoc.Prof. Somsak Cheesirikul Advisor

Educational Year 2008

Abstract

This paper presents the design and test for a high current switching power supply. The rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz line to Direct current to direct current 311 Volts. The direct current will change to high Frequency pulses (about 30 KHz) by IGBT which inside are half-bridge converter circuit and control switching characteristic by SG 3526. It can vary frequency and pulse width. Finally, high current switching power supply has output 24 Volts and 50 Amps.

กิตติกรรมประกาศ

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

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ และเครื่องมือ ในการใช้ทำโครงการ นี้ จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกาย และแรงใจ ที่ให้เสมอมา จวบจนถึงปัจจุบันนี้

ขอขอบคุณรุ่นพี่และเพื่อนๆทุกคนที่คอยกระตุ้นในการทำโครงการนี้จนสำเร็จลุล่วงไป ด้วยดี



สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน	5
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	7
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	9
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	10
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	11
2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	12
2.3 วงจรควบคุม	12
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	12
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	14
2.4 วงจรขับไปโพลาร์เพาทรานซิสเตอร์	16
2.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	18
2.6 วงจรสับเบอร์	20
2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	23
2.7.1 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	23
2.7.2 เพาเวอร์มอสเฟต	25
2.7.3 ไอจีบีที	26
บทที่ 3 การออกแบบวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	30
3.1 วงจรภาคควบคุม	30
3.1.1 วงจรป้อนกลับ	30
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	31
3.1.3 วงจรขับเคลื่อนและหม้อแปลงคัปปลิ่ง	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
3.2 ภาคเพาเวอร์สวิตซิ่ง	33
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันทางด้านอินพุท	33
3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	34
3.2.3 หม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)	34
3.2.4 วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ (Rectifier and Filter)	35
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	36
4.1 ผลการทดลองสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	36
4.1.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร	36
4.1.2 การทดลองสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	38
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	42
ภาคผนวก ก	
ภาคผนวก ข	
บรรณานุกรม	

สารบัญรูปภาพ

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	9
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพุก – พุกคอนเวอร์เตอร์	10
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	11
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	12
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน	13
รูปที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม	13
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	14
รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุม ในโหมดควบคุมจากกระแส	15
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์	17
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	18
รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ	19
รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	19
รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	20
รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	21
รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ด์ช่วงหุคนำกระแส	21
รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	24
รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกต ขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส	26
รูปที่ 2.20 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน (ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT (ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT	27
รูปที่ 2.21 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส (ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหุคนำกระแส	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปลูกภาพ(ต่อ)

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุม	30
รูปที่ 3.2 แสดงลำดับการทำงานของภาคเพาเวอร์สวิตชิง	33
รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526	36
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526	37
รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณที่วัดได้ที่ขาเกตของ ไอจีบีที	37
รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะการต่อวงจรการทดลองสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	38
รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางเอาต์พุต และกระแสทางเอาต์พุต	40
รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกระแสทางเอาต์พุต	40
รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุต และกำลังทางด้านเอาต์พุต	41

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 4.1 การทดลองของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ความถี่ 30.12 KHz	39



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากไปสลับแรงดันสูงให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกันแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น (Linear Power Supply) ถึงแม้เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจะต้องมีการใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำเช่นเดียวกัน แต่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะต้องการใช้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็ก และน้ำหนักน้อย เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น อีกทั้งสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายยังมีประสิทธิภาพสูงกว่าอีกด้วย หลักการทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยเน้นในส่วนของคอนเวอร์เตอร์ และวงจรควบคุมหัวใจสำคัญของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากทำหน้าที่ทั้งลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันเอาต์พุตด้วย หลักการเบื้องต้นคือไฟสลับแรงดันสูงผ่านวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน ไฟตรงแรงดันสูงผ่านมายังวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำการสวิตซ์เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์ที่ถี่ความถี่สูงประมาณ 20 - 200 KHz จากนั้นจะผ่านหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อลดแรงดันลง เอาท์พุทของหม้อแปลงจะต่อกับวงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันให้เรียบ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุทกลับมายังวงจรควบคุม ซึ่งจะมีการใช้งานในโหมดควบคุมกระแสและโหมดควบคุมแรงดัน

วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

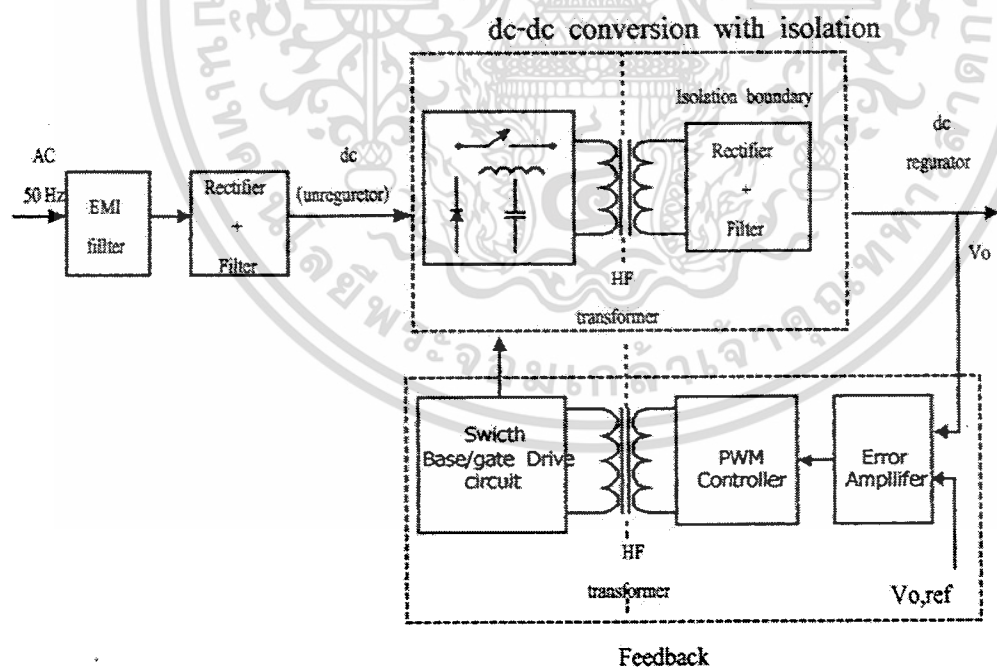
ขอบเขตของโครงการ

สร้างสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแสสูงเพื่อนำไปใช้ประโยชน์ต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับ แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิร์ตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีความต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้มีความต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้น จำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะใช้ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาท์พุทและที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงาน จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาท์พุทของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 – 80%

ช่วงของแรงดันอินพุท (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุทและที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ดีที่แรงดันอินพุทในช่วงกว้าง เช่นที่ 90 – 132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 – 260 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตซ์เพาเวอร์ โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน และเอาท์พุทเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุทเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาท์พุทมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาท์พุทเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุทมีค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อม คือ แรงดัน ไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูง ๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดัน ไฟตรงเอาท์พุทได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

ค่าเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up Time)

คือ ช่วงเวลาที่สวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุท (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัฟจะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที

สัญญาณรบกวนจากสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูงๆ ของมัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาท์พุทหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด จะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาท์พุทตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุทออกจากไฟตรงที่เอาท์พุท ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุทกับเอาท์พุท โดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกดาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุทด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตภายในสวิตซิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้ดีกว่าก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน

วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันนับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุท และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์ และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรง เพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

- ค่ากระแสกระชาก (I_{fsm})

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุ-ฟิวเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{V_p}{(R_s + ERS)} \quad (2.1)$$

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก I_{fsm} ประมาณ 20 ถึง 30 เท่า ของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

- ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง (I_{mm})

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุรองกระแส นั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุรองกระแส

- ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง (I_m)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด (I_m) ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

- อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (V_{mm})

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

ตัวเก็บประจุรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้นี้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

- อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสจะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุนั้นและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

- แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรเรียงกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (2.2)$$

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

- ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ(Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่สวิตซิ่งยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตซิ่งนี้มีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

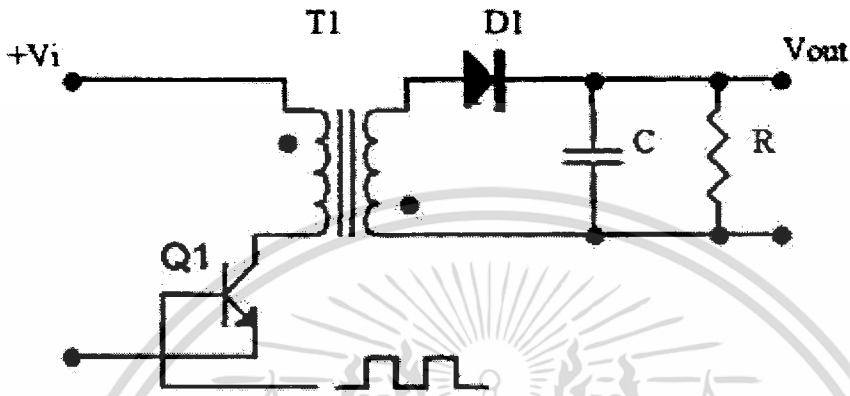
- อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแส ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัด วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป

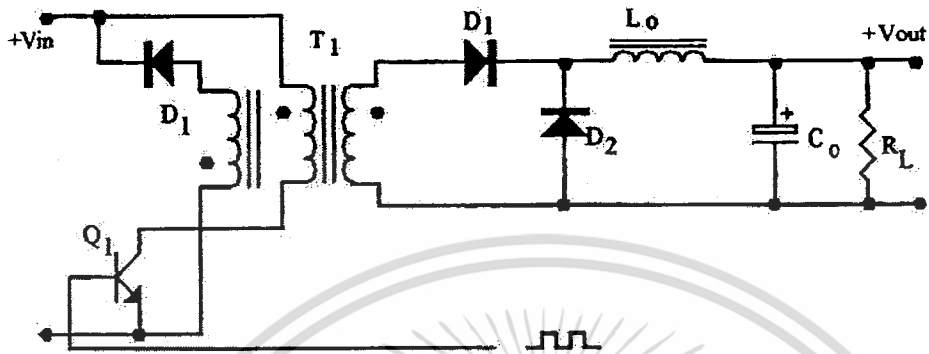
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิ และทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูก ถ่ายเทไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย ราคาถูก

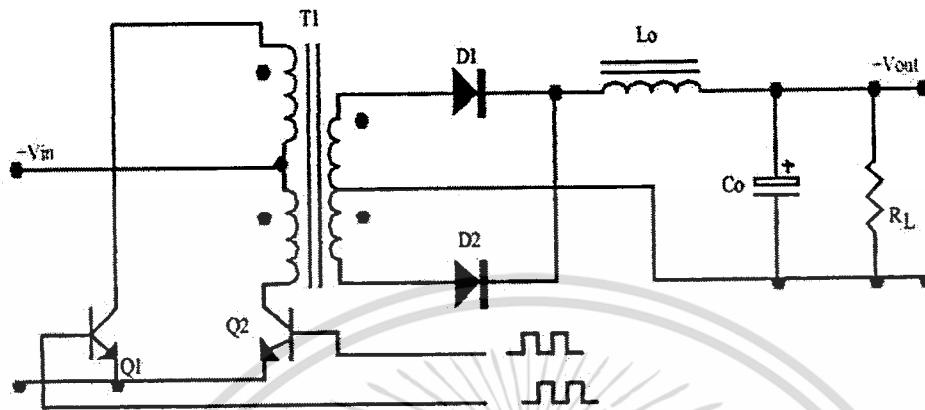
2.2.2 ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.3 จะเห็นได้ว่าฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามา จะทำให้ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

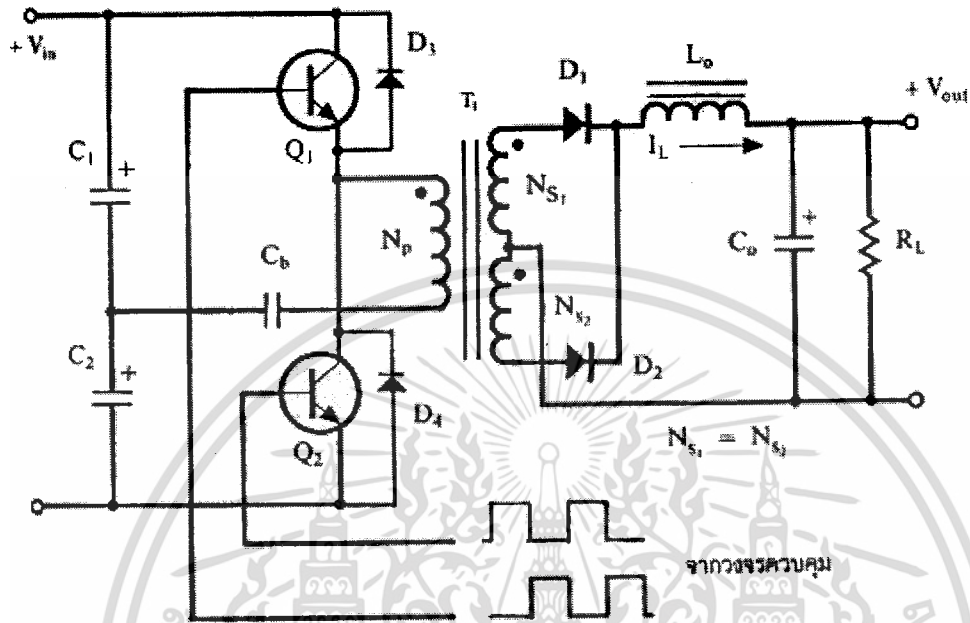
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพุช - พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจร สวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆจากรูปที่ 2.4 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทาง เอาท์พุทจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

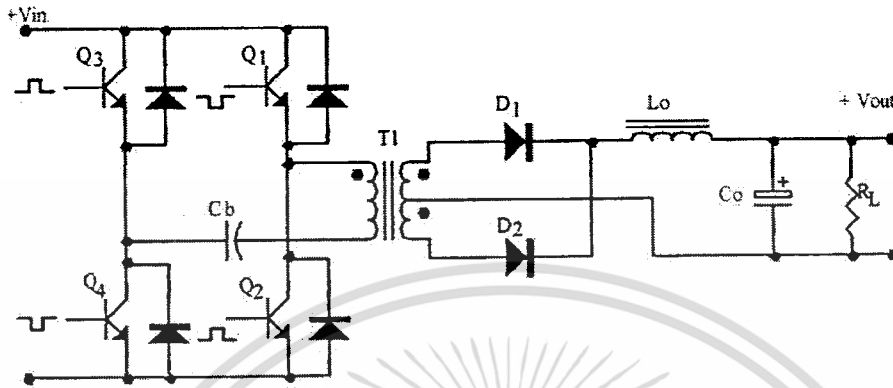


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์มอสเฟตในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อย และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

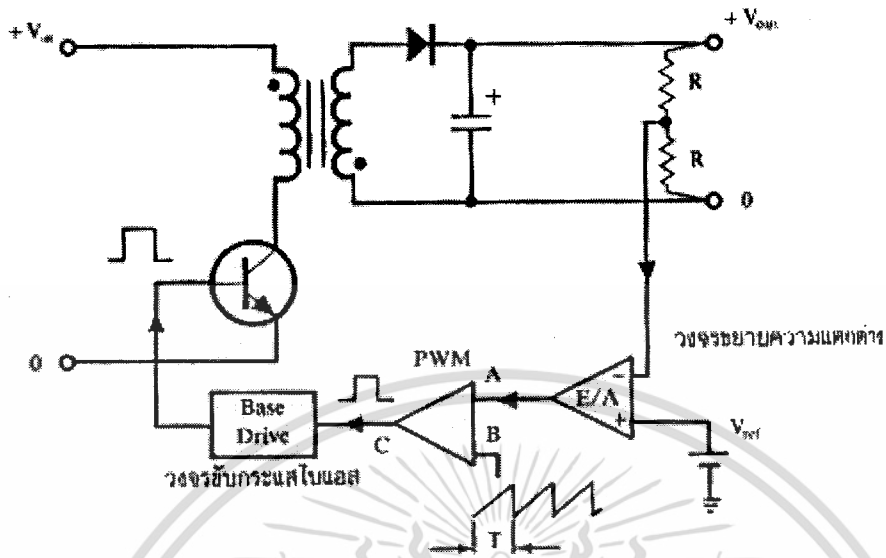
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมด 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่าน ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของ ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

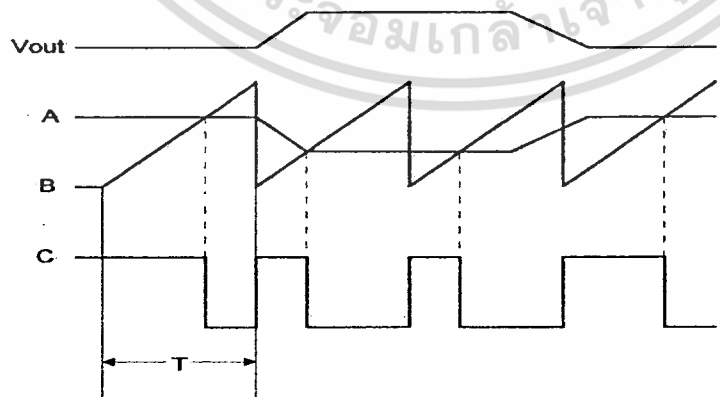
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.7 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีความยาวคาบที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



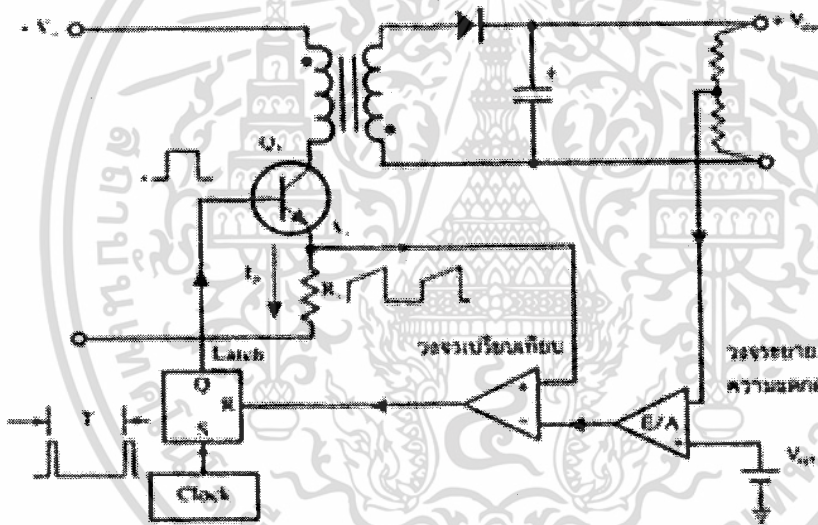
รูปที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของ วงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่า ลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่ เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผล ให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



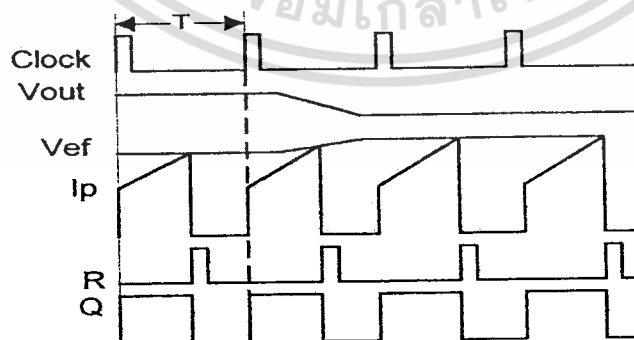
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 2.9 การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของ วงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติ้ง ของ วงจรเปรียบเทียบกับให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงาน โดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณพิก้าที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์มอสเฟต Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหล ผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกร่อมที่ตัว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านทาน R_s ด้วย แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์มอสเฟต Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณฟลิกอีกครึ่ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์มอสเฟตจะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์มอสเฟตจะใช้เวลา นำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงใช้เวลา นำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดี กว่า วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดการรบกวนเชิงเส้นและการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท

2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก

4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับไบโพลาร์เพาทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบอัสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

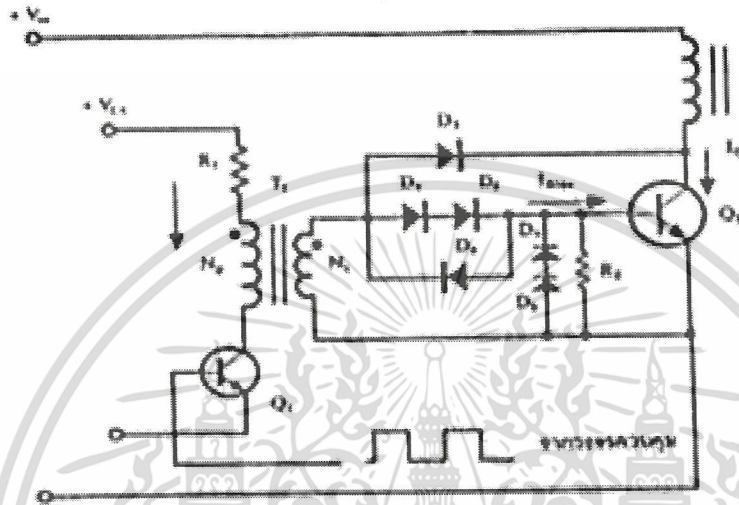
- วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

กระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมีตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิต่ำ 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11

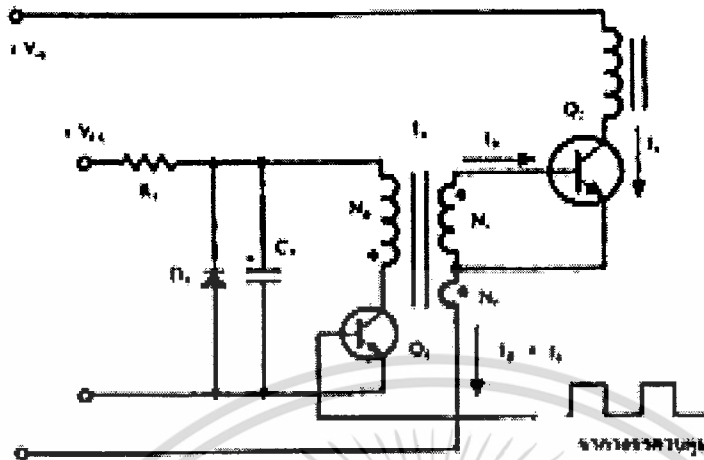


รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์

- วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่ม่แรงดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็ว ต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



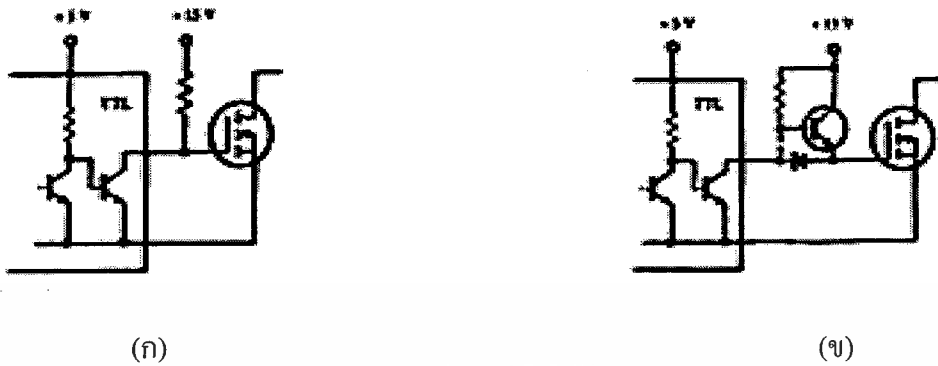
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขั้วกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

2.5 วงจรขั้วเพาเวอร์มอสเฟต

การขั้วเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขั้วกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขั้วเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

- วงจรขั้วเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

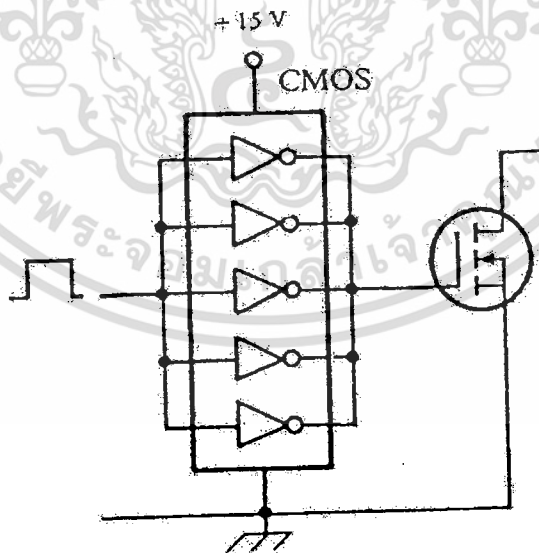
การขั้วเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุทซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขั้วชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสนี้ยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสนี้ถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์ รูปที่ 2.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยให้การจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



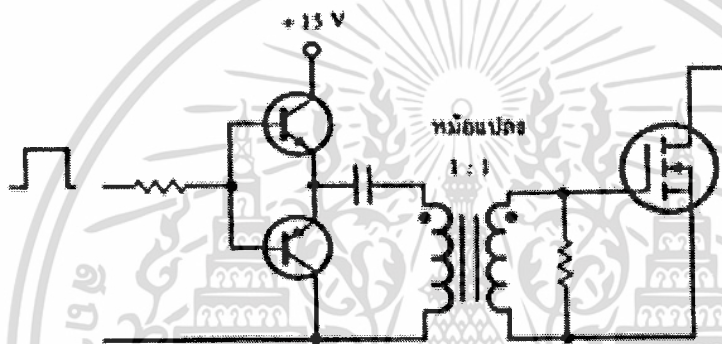
รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

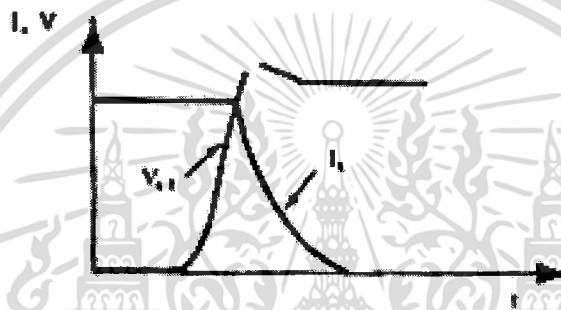
2.6 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจร สับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสับ

เบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอร์ดั้วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สับเบอร์ดั้ว ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

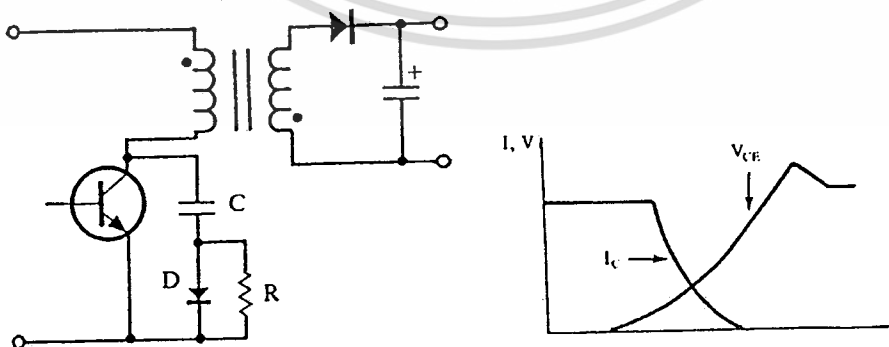
วงจรสับเบอร์ดั้วช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์ดั้วเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์ดั้วสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ดั้วช่วงหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดั้งเดิมหุคนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหุคนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดั้งเดิมทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ings ไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_p \times t_{on} \pi}{2V_{in}} \quad (2.3)$$

$$R_1 = \frac{t_{on}(\min)}{6C_1} \quad (2.4)$$

เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์
 t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 t_{off} คือ ช่วงเวลาหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C_1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R_1 หาได้จาก

$$P_d = \frac{C_1(2V_{in})^2}{2T} \quad (2.5)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแส และในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดิ้นตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

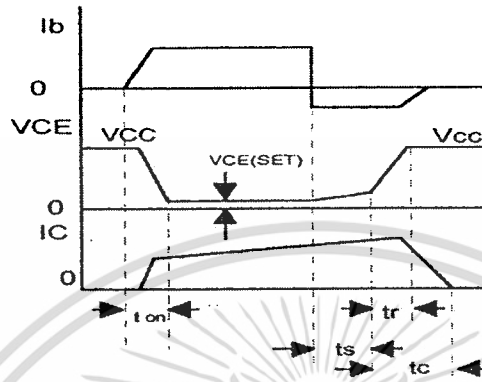
2.7.1 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโพลกเป็นตัวแทนนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโพลกที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่น่ากระแสอยู่ในช่วงอิมิตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (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 และขณะ

ช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไปอัสอยู่



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสที่นั่นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5 V_{cc} I_{pk} t_c}{T} \quad (2.6)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.7.2 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดโมดูเลชั่น โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพวงพุดหรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

- กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

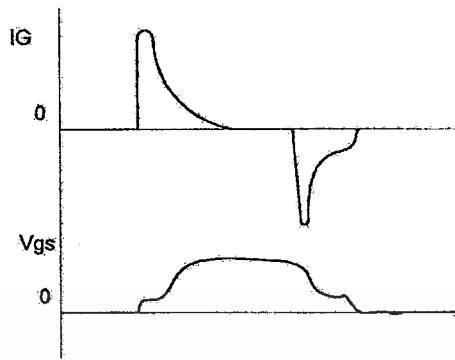
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ข่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad (2.7)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} t_r V_{in}}{T} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส

- ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคคันด์ารีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างแควินและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคคันด์ารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

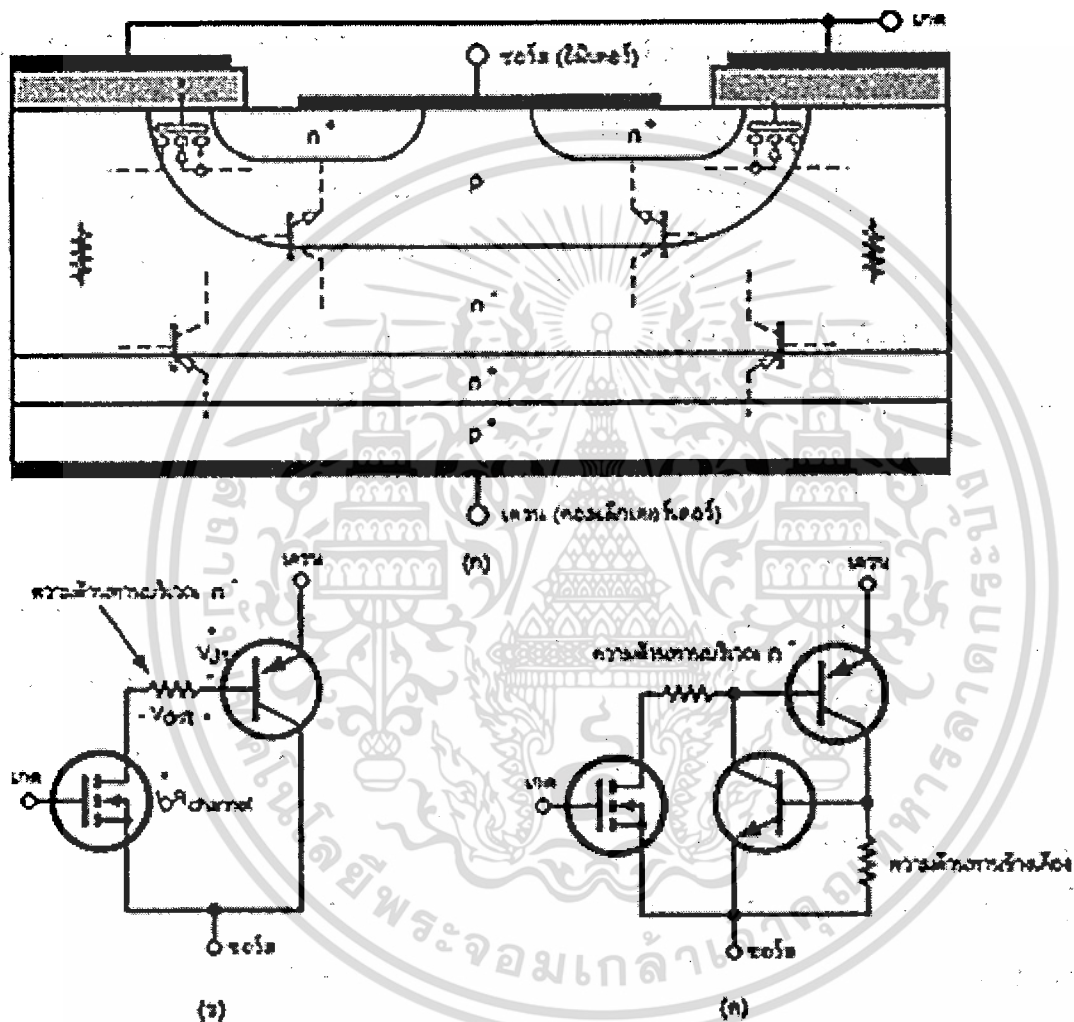
2.7.3 ไอจีบีที

วงจรมูลของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2.20 ซึ่งในรูปที่ 2.20 (ก) นั้นจะเห็นว่าในบริเวณบอดี p ชั้นบริเวณ n- และชั้นอินเจกต์ติ้ง p+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเล็กเตอร์, เบส และอิมิตเตอร์ ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกตก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n- เชื่อมขาเบส ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเข้ากับขาแควินของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรมูลออกมาจะได้วงจรงดรูปที่ 2.20 (ข)

จากรูปที่ 2.20 (ข) จะเห็นว่าเป็นวงจรรีจิสต์รอน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรรทั่วไป คือกระแสแควินส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาแควินมายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์สสำหรับวงจรมูลในรูปที่ 2.20 (ค) จะแสดงให้เห็นว่าภายใน IGBT มีไทรสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จากการทำงานของทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลตซ์ของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม ความต้านทานสูง กว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตซ์ขึ้นใน IGBT สำหรับ แรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์ส ของ IGBT ขณะนำกระแส ($V_{ds(on)}$)



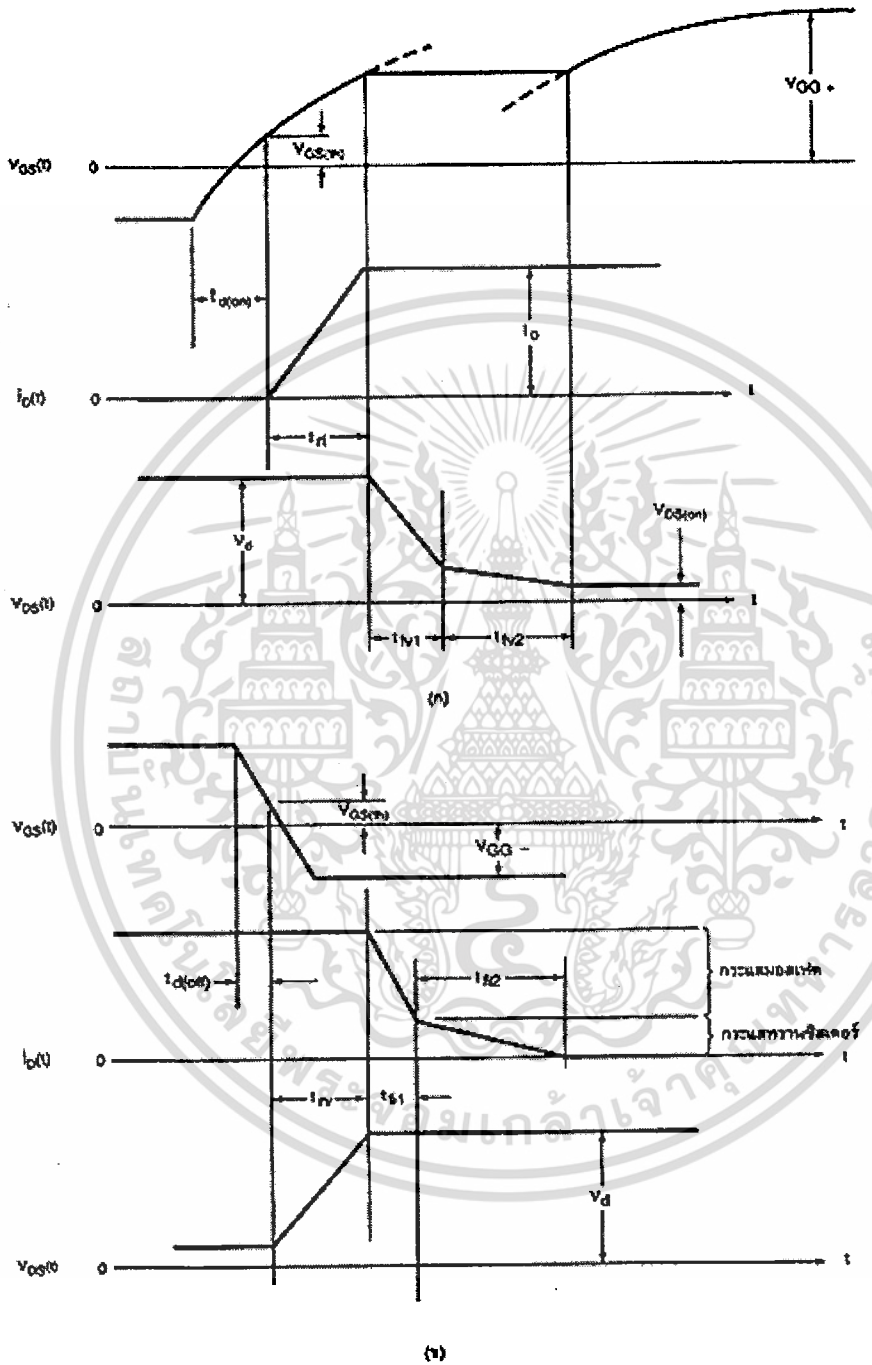
รูปที่ 2.20 (ก) แสดง โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน

(ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT

(ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ลักษณะการสวิตช์



รูปที่ 2.21 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส

(ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแสและหยุดนำกระแส แสดงไว้ในรูปที่ 7 โดยช่วงเวลาในการนำกระแสของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2.21 (ก) ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับการนำกระแสของมอสเฟต คือจะมีเวลาก่อนการนำกระแส ($T_d(on)$) นับตั้งแต่วันที่แรงดันระหว่างเกตกับซอร์สอยู่ในช่วง V_{gg-} จนถึง ($V_{gs(th)}$) ความจริงแล้วการป้อนแรงดันนี้จะ มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดจากค่า V_{gg-} เป็น V_{gg+} แต่กลับมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียล

เหตุที่เป็นเช่นนั้นเนื่องจากผลการซาร์จประจุของตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับซอร์สและเกตกับเดรนภายใน IGBT แรงดันที่ขาเดรนจะยังคงอยู่ในช่วงเวลาที่ขาขึ้น (T_{ri}) หรือในช่วงเวลาที่กระแสเดรนยังไม่ถึงค่ากระแสทำงาน (I_o) หลังจากนั้นกระแสเดรนก็จะคงที่ แต่แรงดันจะตกลงสู่ค่า ($V_{ds(on)}$) โดยแบ่งช่วงเวลาลงเป็นสองช่วง คือช่วง T_{f1} เป็นช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานสูง ($R_{channel}$) ส่วน T_{f2} ช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานต่ำ ($R_{channel}$)

ในรูปที่ 2.21 (ข) จะเป็นรูปแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่ IGBT หยุดนำกระแส จะเห็นว่ากระแสเดรนจะยังคงที่อยู่ตลอดช่วงเวลาที่แรงดันขาเดรนเพิ่มขึ้น และมีช่วงเวลาลงของกระแสเดรนที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก T_{f1} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายใน IGBT และช่วง T_{f2} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ซึ่งจะช้ากว่ามอสเฟต ทำให้ช่วงเวลานี้นานกว่าช่วงแรก และมีการสูญเสียกำลังงานมากในช่วงนี้

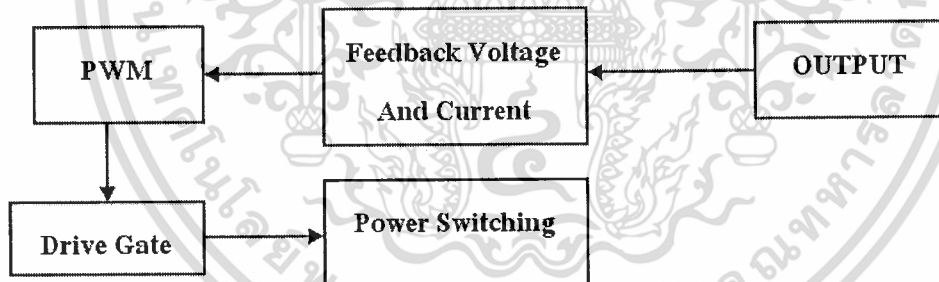
บทที่ 3

การออกแบบวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ได้จัดทำขึ้นนี้ จะประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของเพาเวอร์สวิตชิงซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุต และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางด้านเอาต์พุตมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 วงจรภาคควบคุม

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิตซ์ของมอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ได้เป็นดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุม

3.1.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่าง ๆ เช่น กระแส แรงดัน ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ โดยใช้ไอซีเบอร์ LM339 เป็นไอซีในการเปรียบเทียบแรงดัน และ LM358 เป็นส่วนขยายแรงดัน เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน เพื่อให้เข้าใจในการทำงานของ ไอซีเบอร์ LM339

(+) *noninverting* > (-) *inverting*

out put is open circuit

(+) *noninverting* < (-) *inverting*

out put is short circuit

Voltage feedback วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันจากเอาต์พุตมาทำการแบ่งแรงดันที่วงจรแบ่งแรงดัน โดยใช้ความต้านทานปรับค่าได้ แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการเปรียบเทียบแรงดันกับแรงดันที่เราอ้างอิงให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมก่อนส่งไปที่ขา 1 ของ SG3526 โดยขาดังกล่าวจะมีแรงดันไฟตรงค่าหนึ่งที่เราตั้งไว้เพื่อให้ SG3526 นำไปผลิตสัญญาณด้วยวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน เพื่อที่จะกำหนด ค่าเวลาในการนำกระแส

Set Current Value วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร โดยรับค่าแรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ติดคร่อมขั้วที่เคอร์เรนซ์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านขั้วที่เคอร์เรนซ์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออปแอมป์ LM358 ให้แรงดันให้สูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งให้ตัวไอซีบีทีทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงกระแสเอาต์พุต

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 โดยปรับที่ความต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 9 มีโครงสร้างภายในแสดงไว้ในส่วนของ Datasheet ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขา อินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรขยายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุต

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรขยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแส เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขาริเซ็ท เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขาริเซ็ทจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการริเซ็ททุกครั้งหลังจาก ทำการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนทเซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลง กระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุทด้วยวงจรเปรียบเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันทีเพื่อ เป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสังชัตดาวน์จากวงจรภายนอกโดยการป้อนลอจิก “0”

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ R_t เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายใน ให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ต

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_t ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิด สัญญาณ

ขา 11 เป็นขาที่ใช้สำหรับกำหนดค่าเวลาหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยการต่อตัว ต้านทาน R_d ลงกราวด์

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อกออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้กับ วงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

ขา 13,16 เป็นขาเอาท์พุทพัลส์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลส์ที่ออกจากเอาท์พุททั้งสองจะมี เฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรคอนเตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดัน ไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาท์พุทภายในที่ใช้ มอสเฟท ต่อกัน แบบคอมพลีเมนตารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจร สร้าง ค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอาท์พุทของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

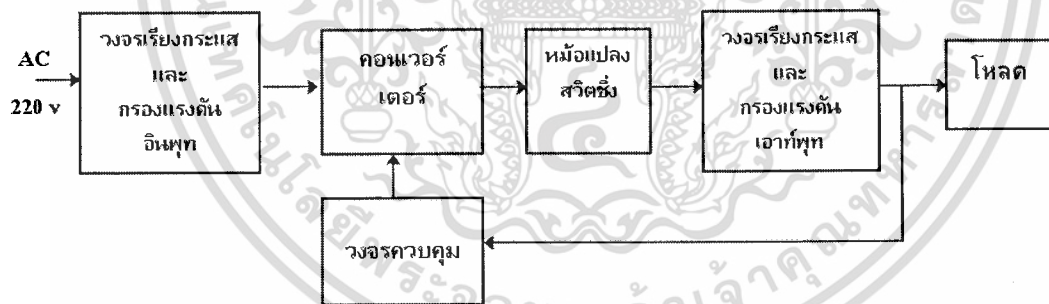
3.1.3 วงจรขับเคลื่อนและหม้อแปลงคัปปลิง

วงจรขับเคลื่อนประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น และพีต่อกันแบบคอมพลิเมนต์จำนวนสองชุด โดยเอาท์พุทของวงจรคอมพลิเมนต์ทั้งสองนั้นจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับเคลื่อนซึ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเคลื่อนแบบ Isolation

ในส่วนของหม้อแปลงคัปปลิงจะทำการส่งสัญญาณพัลส์ออกมา 2 ชุด โดยแต่ละชุดจะมีสัญญาณกลับเฟสกัน 180 องศา เพื่อส่งไปขับเคลื่อนให้สลับการทำงาน

3.2 ภาคเพาเวอร์สวิตชิง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรตซ์ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์ โดยใช้ไอจีบีทีสวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์ แล้วจะลดระดับแรงดันลงด้วยหม้อแปลงแบบความถี่สูง จากนั้นจะทำการเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบก่อนส่งออกเอาท์พุท



รูปที่ 3.2 แสดงลำดับการทำงานของภาคเพาเวอร์สวิตชิง

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นแบบฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณชาน์เนลที่มีความถี่ชีกบนหรือชีกล่างเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสัญญาณชีกบนหรือชีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันripple มีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกับที่ตัวเก็บ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประจุกองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ นั้นอยู่ในลักษณะฮาร์ดฟริคต์ คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็น ครั้งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆกันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรง และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริงจึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่ มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียง พอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลงได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาท์พุทจะไม่ต่อเนื่องในส่วนของการ กรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆหรือมีค่า ความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายากอีกด้วย การ ขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของ แหล่งจ่าย เนื่องมาจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาร์ดฟริคต์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยไอจีบีที โดยไอจีบีที ชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของไอจีบีที จะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุม ซึ่งผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจาก ขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของไอจีบีที มีค่า สูงมากเกินไปจนจุดที่ไอจีบีที จะเกิดการอ้อมตัวโดยวงจรดังกล่าวประกอบด้วยซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคควาน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมไอจีบีที โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อ ป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่หยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมเข้ากับ แรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมสูงมาก แต่ไดโอดซึ่งต่ออยู่ กับอีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงดังนั้น ไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกัน อันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัวไอจีบีที

3.2.3 หม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

หน้าที่ของหม้อแปลงความถี่สูงแบบลดระดับแรงดัน คือจัดระดับแรงดันเอาท์พุทให้ได้ ตามที่เราต้องการ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้ใช้อัตราส่วน ในการพันรอบปฐมภูมิต่อทุติยภูมิเท่ากับ 9:3 รอบ โดยที่ด้านทุติยภูมิมีแท่งกลาง ใช้แกนเฟอร์ไรท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ในการออกแบบเราควรเลือกค่าฟลักแม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานประมาณครึ่งหนึ่งของฟลักแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัว ($B_{max} = B_{sat}/2$) เพื่อความปลอดภัยของวงจร อันเนื่องมาจากหม้อแปลงอิ่มตัว

จากการทดลองสร้างหม้อแปลงความถี่สูงพบว่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีก่ามาก จึงจำเป็นต้องพันขดลวดเป็น 2 ชั้นทับกันซึ่งการพันในลักษณะนี้พบว่าจะเกิดปัญหาเรื่องของความแน่นหนาและทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเส้นลวดมากมีผลให้เกิดการสูญเสียทางแม่เหล็กไฟฟ้าและอาจทำให้เกิดการออสซิลเลชันขึ้นได้

3.2.4 วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ (Rectifier and Filter)

การทำงานนั้นจะเป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณอินพุตใดๆ ให้ได้ออกมาเป็นแรงดันไฟตรง โดยวงจรนี้ใช้ชนิดเต็มคลื่นแบบมีแท็ปกลาง (Full Wave Center Tapped) และจะทำการเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบร้อยวงจรกรอง



บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจ่ายกระแสสูง
2. มัลติมิเตอร์ 2 เครื่อง
3. ตัวต้านทานค่าต่างๆ
4. ออสซิลโลสโคป

วิธีการทดลอง

4.1.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร

การทดสอบการทำงานของวงจรเพาเวอร์ซัพพลาย ในขณะที่มีการใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

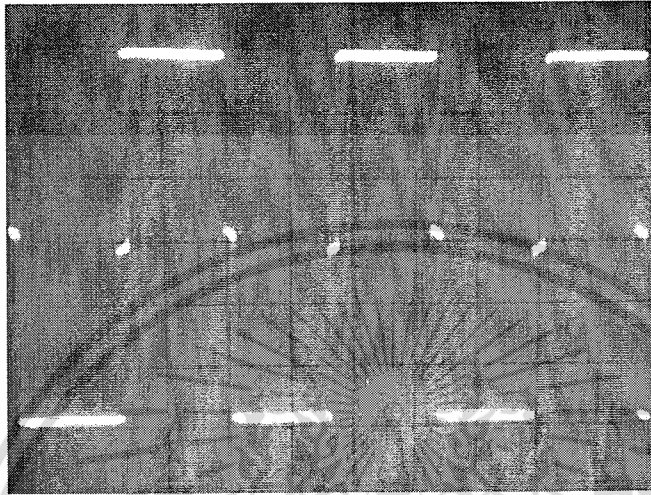
- 1) สัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของ ไอซี SG3526 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (RampWave) ซึ่งคาบเวลาที่ได้นั้นจะใช้เป็นฐานเวลาในการทำงานของวงจรสวิตชิงส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาลงของรูปสัญญาณที่วัดได้นั้น จะเป็นตัวบอกค่าของเวลาที่รอให้สวิตชิงหยุดนำกระแส (Dead Time)



รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของ ไอซี SG3526

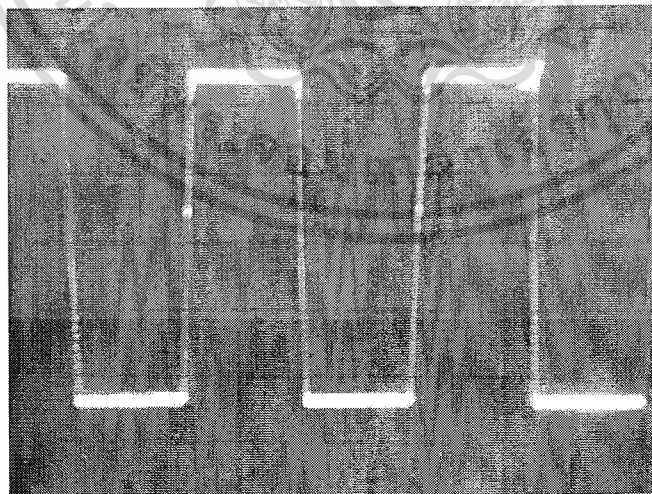
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526 โดยผ่าน Drive Gate ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตพัลส์ของภาคควบคุมที่ส่งไปเปรียบเทียบเพื่อควบคุมเวลาในการสวิตช์ของไอจีบีที



รูปที่ 4.2 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526

3) สัญญาณที่วัดได้ที่ขาเกตของไอจีบีที

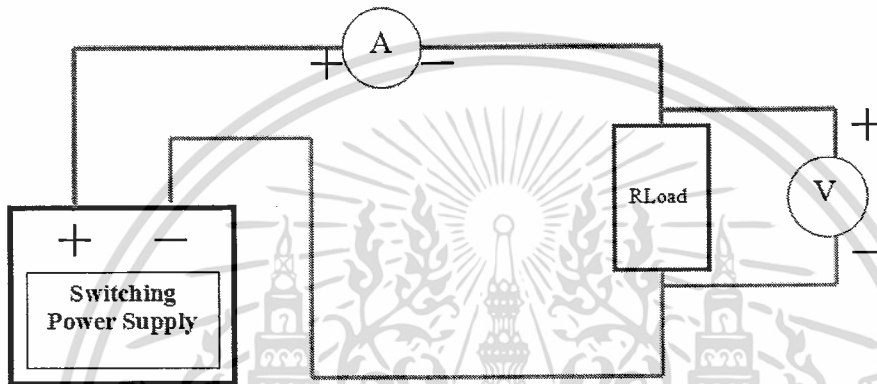


รูปที่ 4.3 รูปสัญญาณที่วัดได้ที่ขาเกตของไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 การทดลองสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

การทดลองหาประสิทธิภาพ ความสัมพันธ์ของค่ากระแสทางด้านอินพุต และค่ากระแสทางด้านเอาต์พุต โดยการต่อโหลดค่าต่างๆ เข้าทางด้านเอาต์พุต และทำการวัดแรงดันทางด้านเอาต์พุตแรงดันอินพุต นำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่าพลังงานทางด้านอินพุตและกำลังทางด้านเอาต์พุต แล้วนำค่ากำลังงานที่ได้ทั้งสองค่ามาคำนวณค่าประสิทธิภาพ ซึ่งค่าต่างๆที่คำนวณได้แสดงดังตาราง



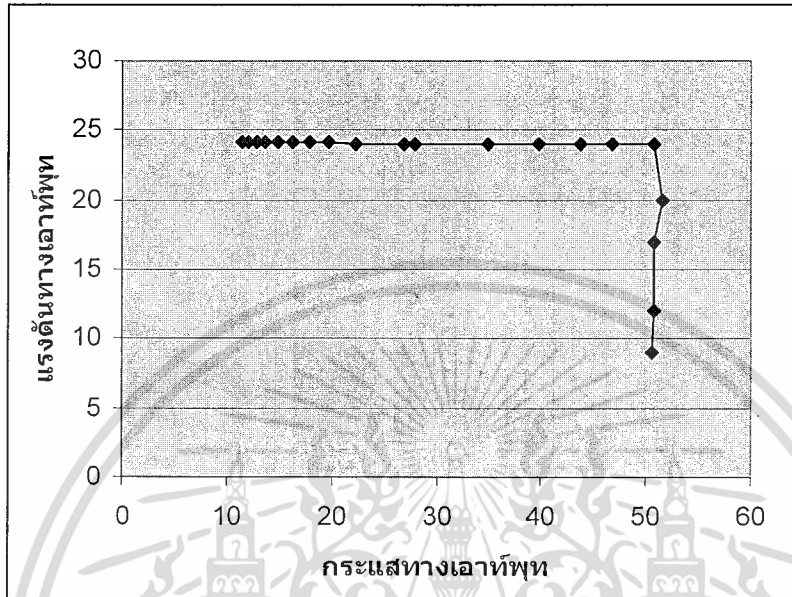
รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะการต่อวงจรการทดลองสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ตารางที่ 4.1 การทดลองของแหล่งจ่ายไฟสวิดชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ความถี่ 30.12 KHz

R_{Load} (Ω)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	Eff (%)
2.12	310	0.90	279.00	24.2	11.4	275.88	98.88
2.00	310	1.00	310.00	24.2	12.1	292.82	94.46
1.89	310	1.05	325.50	24.2	12.8	309.76	95.16
1.77	310	1.15	356.50	24.2	13.7	331.54	92.99
1.64	309	1.25	386.25	24.2	14.8	358.16	92.73
1.48	308	1.40	431.20	24.2	16.3	394.46	91.48
1.35	307	1.55	475.85	24.2	17.9	433.18	91.03
1.23	304	1.75	532.00	24.1	19.6	472.36	88.79
1.08	300	1.95	585.00	24.0	22.2	532.80	91.08
0.89	292	2.45	715.40	24.0	26.9	645.60	90.24
0.86	290	2.50	725.00	24.0	27.9	669.60	92.36
0.69	281	3.00	843.00	24.0	35.0	840.00	99.64
0.60	278	3.75	1042.50	24.0	39.8	955.20	91.66
0.55	277	4.25	1177.25	24.0	43.8	1051.20	89.24
0.51	276	4.50	1242.00	24.0	46.8	1123.20	90.43
0.47	278	5.00	1390.00	24.0	50.7	1216.80	87.54
0.39	282	4.50	1269.00	20.0	51.5	1030.00	81.17
0.33	284	3.70	1050.80	17.0	50.8	863.60	82.18
0.24	286	2.75	786.50	12.0	50.8	609.60	77.51
0.18	288	2.25	648.00	9.0	50.6	455.40	70.28

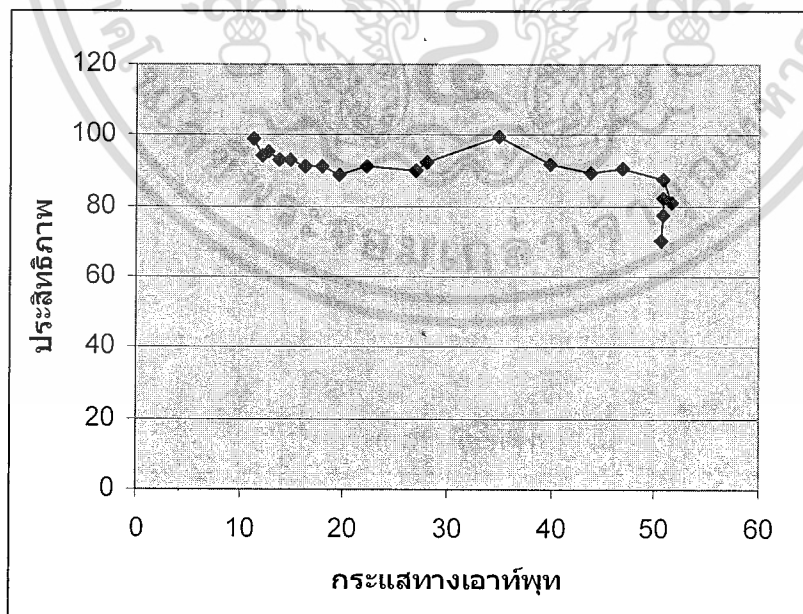
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางเอาต์พุต(V_{out}) และกระแสทางเอาต์พุต(I_{out})



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางเอาต์พุตและกระแสทางเอาต์พุต

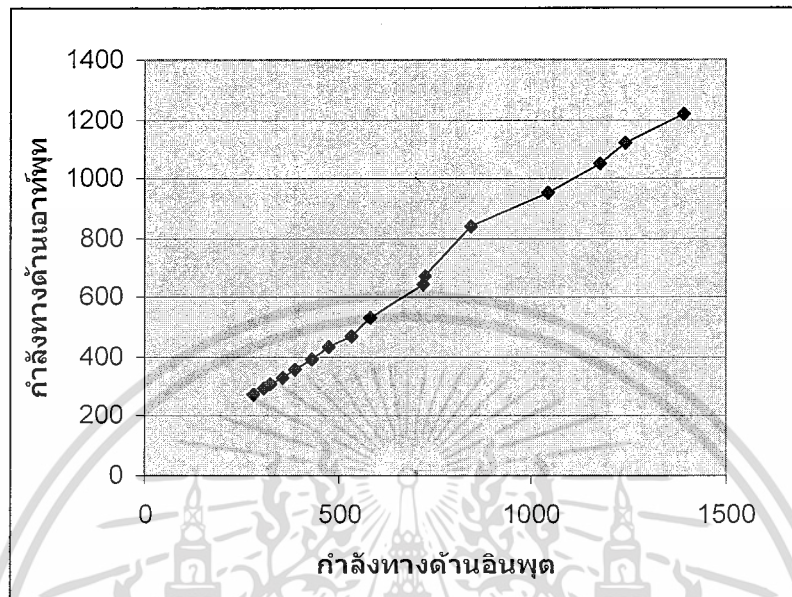
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพ %Eff กับความต้านทาน โหลด RLoad



รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกระแสทางเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุต และกำลังทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุตและกำลังทางด้านเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

หลักการการทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะเริ่มจากแรงดันไฟสลับ 220 V ผ่านเข้ามาทางวงจรอินพุต แล้วถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง 311V โดยวงจรเรกติไฟเออร์ จากนั้นจะถูกสวิตซ์เป็นช่วงๆด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ด้วยความถี่ 30 KHz ซึ่งจะได้พัลส์ขนาดประมาณ 311 Vpp ต่อจากนั้นสัญญาณพัลส์จะถูกแปลงแรงดันลงออกทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์แบบเซ็นเตอร์แท็ป ที่ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์จะมีไดโอด MUR 3020 และตัวเก็บประจุ ซึ่งทั้งหมดนี้ทำหน้าที่เรียงกระแสและกรองแรงดัน เพื่อให้สัญญาณพัลส์เปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุท การสวิตซ์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะถูกควบคุมการสวิตซ์โดยสัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรควบคุมซึ่งประกอบด้วยไอซีสร้างพัลส์ SG3526 วงจรทรานซิสเตอร์ TIP31, TIP32 ที่ต่อพ่วงและหม้อแปลงคัปปลิง ซึ่งมีลำดับการทำงานคือ SG3526 ทำหน้าที่สร้างพัลส์ที่มีความถี่ 30 KHz และขนาด 15 Vpp สัญญาณพัลส์ที่ได้จะสวิตซ์ขาเบส ของทรานซิสเตอร์ทำให้นำกระแสเป็นช่วงๆจึงได้สัญญาณพัลส์ที่ออกที่ขาอีมิเตอร์ ซึ่งมีขนาดและความถี่เท่าเดิมและผ่านหม้อแปลงคัปปลิงเพื่อแยกกราวด์แล้วนำไปควบคุมการทำงานที่ขาเกต ในการควบคุมแรงดันที่เอาท์พุทให้มีค่าคงที่สามารถทำได้โดยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทผ่านเข้าวงจรคอมพาราเตอร์ LM339 ซึ่งจะเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง คือ 5 V ซึ่งค่าเอาท์พุทที่ได้จากคอมพาราเตอร์นี้จะนำไปควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ออกจาก SG3526 ซึ่งจะมีผลต่อช่วงการนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทำให้ได้ค่าแรงดันที่เอาท์พุทคงที่ตามต้องการ จากการทดลองจะเห็นว่าแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์ซึ่งเครื่องนี้สามารถจ่ายแรงดันได้คงที่ ที่ความต้านทานต่างๆกัน สำหรับการควบคุมกระแสที่เอาท์พุททำได้โดยการป้อนแรงดันจาก Shunt มีค่าน้อยมากจึงต้องนำมาขยายสัญญาณด้วยวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส แล้วนำไปเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงด้วยคอมพาราเตอร์ แล้วนำไปควบคุมความกว้างของพัลส์ที่ออกจาก SG3526 ต่อไป หลักการออกแบบวงจรป้องกันกระแสเกิน ต้องทำการเลือกความต้านทานที่เป็น Shunt ซึ่งหลักการเลือกจะต้องเลือกความต้านทานต่ำๆและวัตต์สูงๆ เลือกความต้านทาน $0.0125 \Omega / 80 \text{ W}$ (ตัวต้านทาน $0.1 \Omega / 10 \text{ W}$ 8 ตัวขนานกัน) เมื่อกระแสไหลผ่านจะมีแรงดันตกคร่อมค่าหนึ่ง ถ้ากระแสที่เอาท์พุทมีค่ามาก แรงดันที่ตกคร่อม Shunt จะมีค่ามาก และเมื่อถูกขยายด้วยออปแอมป์จะทำให้ได้แรงดันมากกว่า 5 V นั่นคือเอาท์พุทคอมพาราเตอร์จะเป็นศูนย์โวลต์ ทำให้ช่วงการนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์แคบลง กระแสที่เอาท์พุทจึงลดลง ดังนั้นค่ากระแสที่เอาท์พุทมีค่าตามที่เราปรับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

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



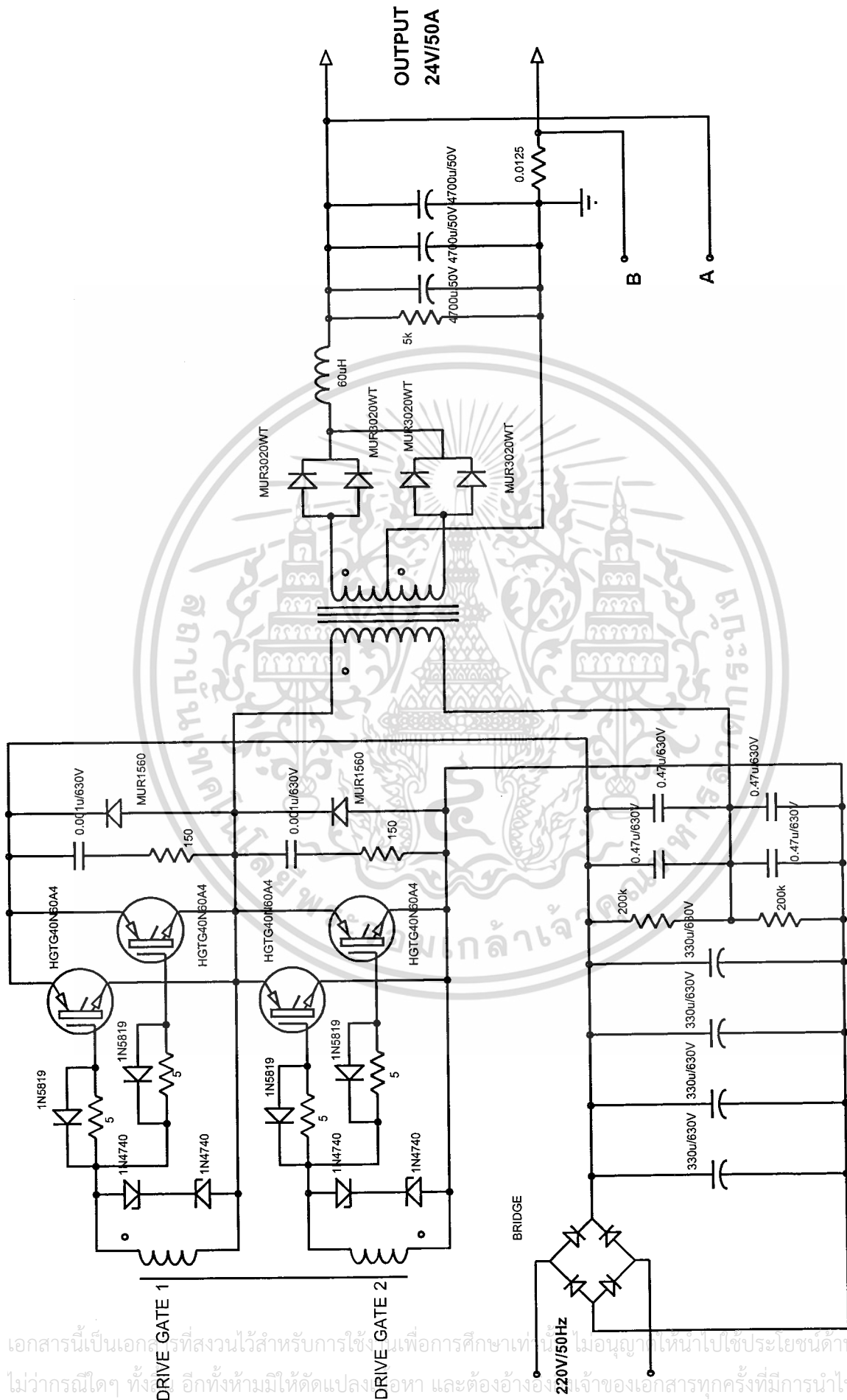
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก

รูปวงจรรการทำงานส่วนของสวิตชิงเพาเวอร์ซ์ฟลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรภาคเพาเวอร์สวิตซิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Order this document by SG3526/D

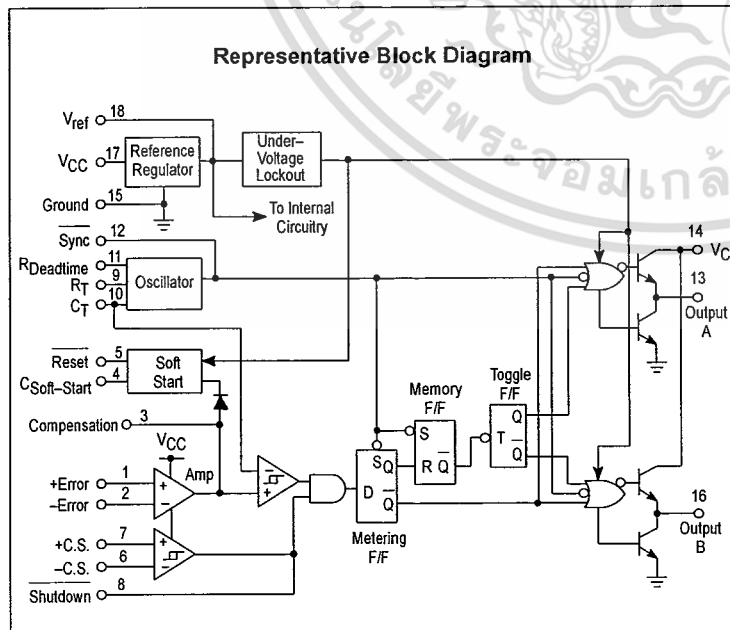
Pulse Width Modulation Control Circuit

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.

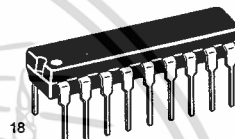
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.0 V ±1% Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ±100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit Common Mode Range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



SG3526

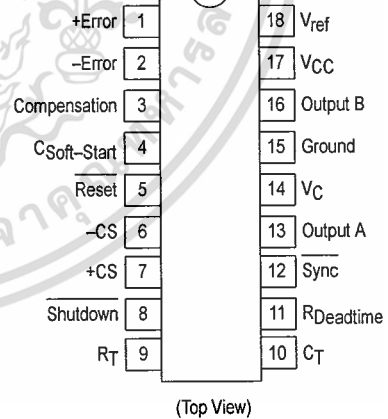
PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3526N	T _J = 0° to +125°C	Plastic DIP

© Motorola, Inc. 1996

Rev 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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°C (Note 3) T _C = +25°C (Note 4)	P _D	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	R _{θJA}	100	°C/W
Thermal Resistance Junction-to-Case	R _{θJC}	42	°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	+150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T _{Solder}	±300	°C

- NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.
 2. Maximum junction temperature must be observed.
 3. Derate at 10 mW/°C for ambient temperatures above +50°C.
 4. Derate at 24 mW/°C for case temperatures above +25°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	kΩ
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	°C

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ Vdc}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 5], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION (Note 6)					
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 2)	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 7)					
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 8)					
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 ($V_{Pin\ 1} - V_{Pin\ 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	–	V
Low Output Voltage ($V_{Pin\ 2} - V_{Pin\ 1} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	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	66	80	–	dB

- NOTES:** 2. Maximum junction temperature must be observed.
 5. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ $T_{high} = +125^\circ\text{C}$
 6. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.
 7. $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)
 8. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)					
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 9)					
Sense Voltage ($R_{\text{S}} \leq 50 \Omega$)	V_{sense}	80	100	120	mA
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

NOTES: 7. $f_{\text{osc}} = 40 \text{ kHz}$ ($R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_{\text{T}} = 0.01 \mu\text{F} \pm 1\%$, $R_{\text{D}} = 0 \Omega$)
 8. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +5.2 \text{ V}$
 9. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +12 \text{ V}$

Figure 1. Reference Stability over Temperature

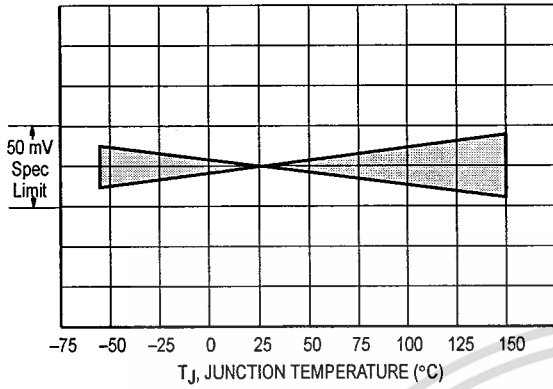


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

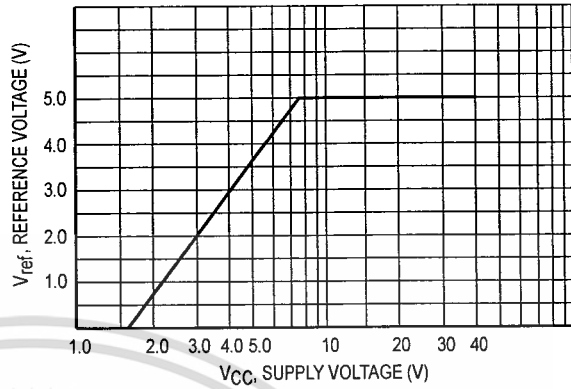


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

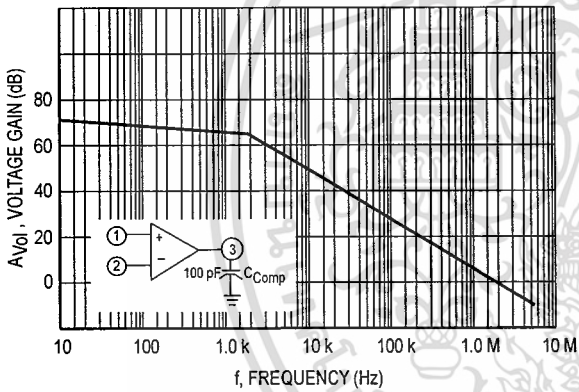


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

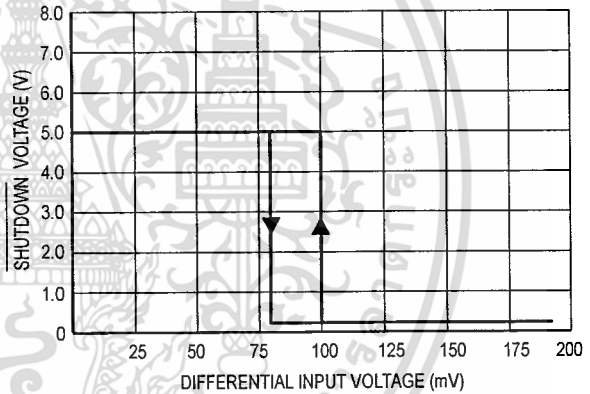


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

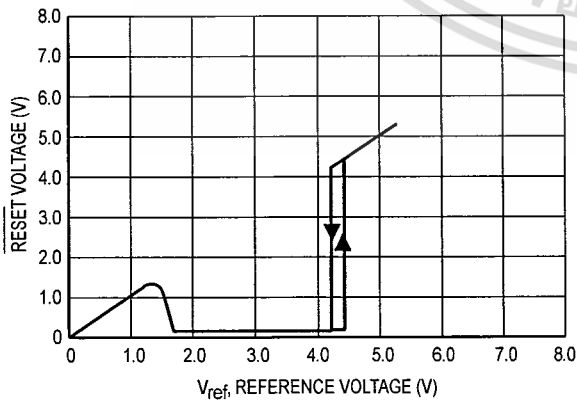


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

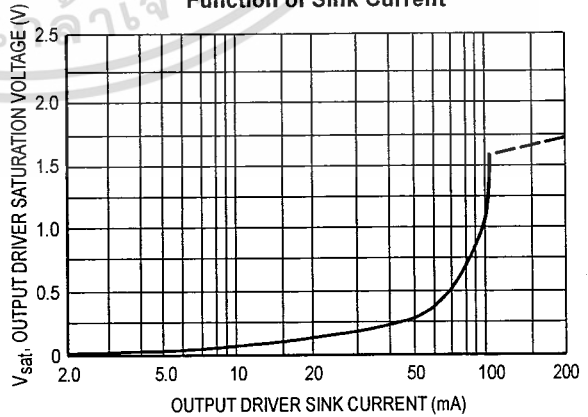


Figure 7. V_{SAT} Saturation Voltage as a Function of Sink Current

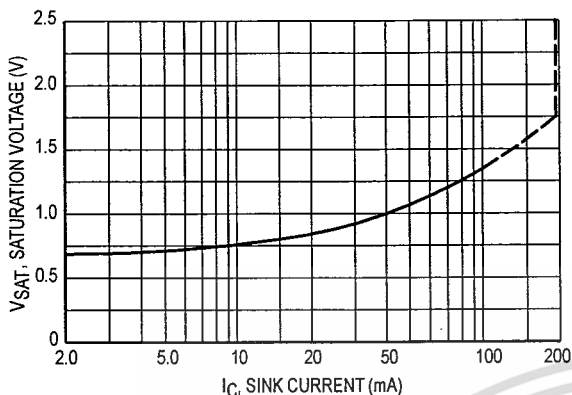


Figure 8. Oscillator Period

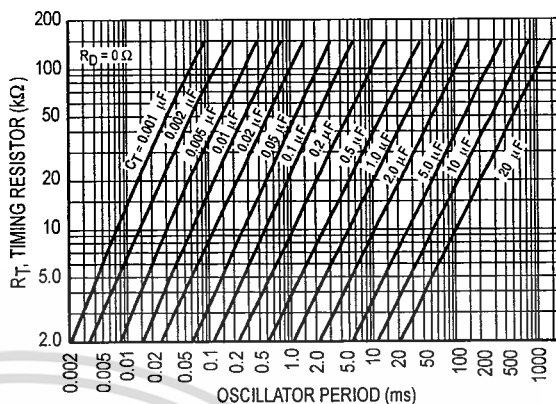


Figure 9. Error Amplifier

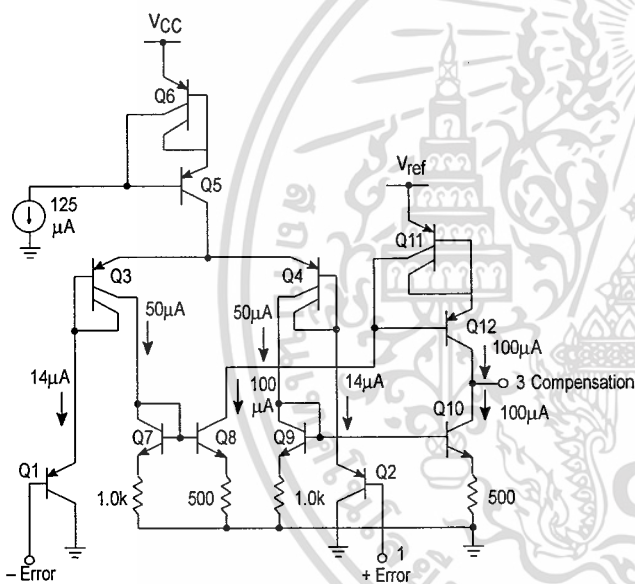


Figure 10. Undervoltage Lockout

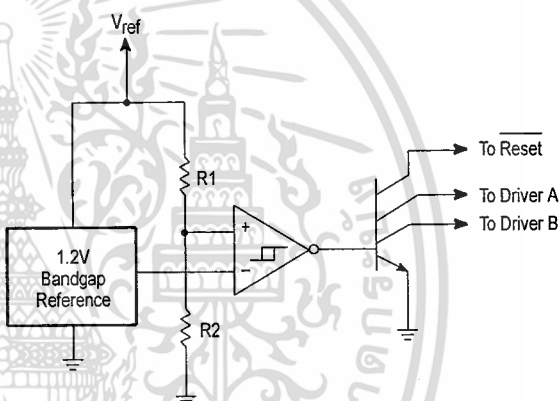
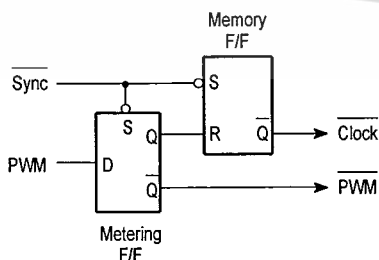


Figure 11. Pulse Processing Logic



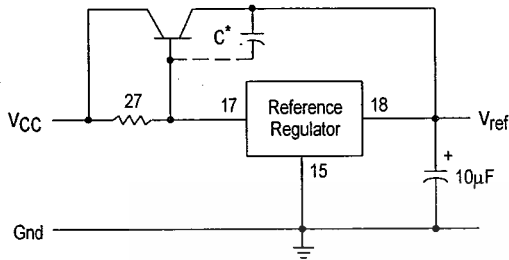
The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

SG3526

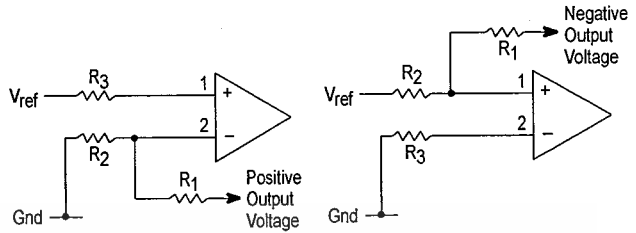
APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections



$$V_{out} = V_{ref} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$V_{out} = V_{ref} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$R_3 = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

Figure 14. Oscillator Connections

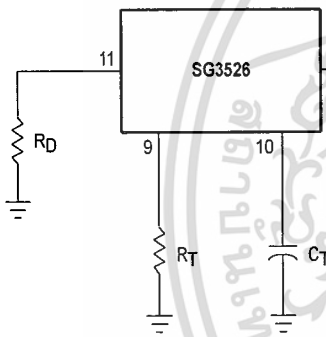
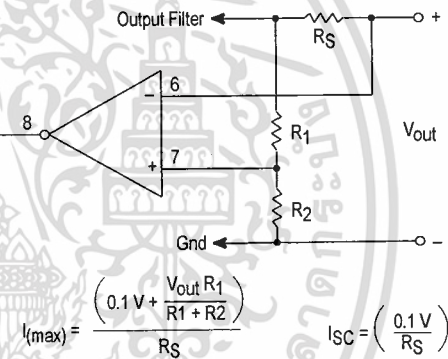


Figure 15. Foldback Current Limiting



$$I_{(max)} = \left(\frac{0.1V + \frac{V_{out} R_1}{R_1 + R_2}}{R_S} \right)$$

$$I_{SC} = \left(\frac{0.1V}{R_S} \right)$$

Figure 16. Soft-Start Circuitry

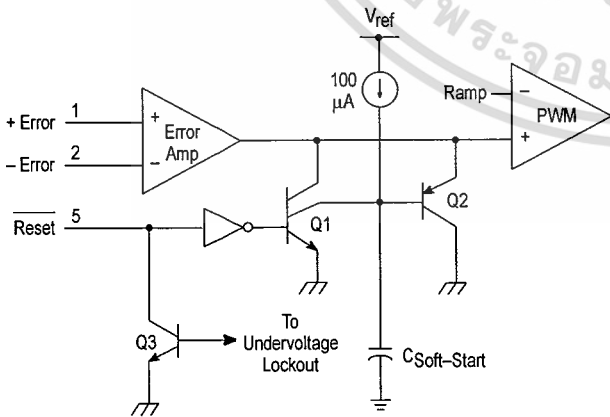
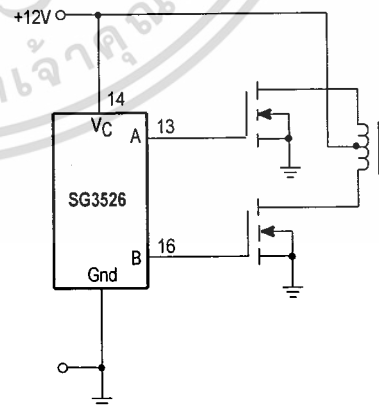


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

SG3526

Figure 18. Half-Bridge Configuration

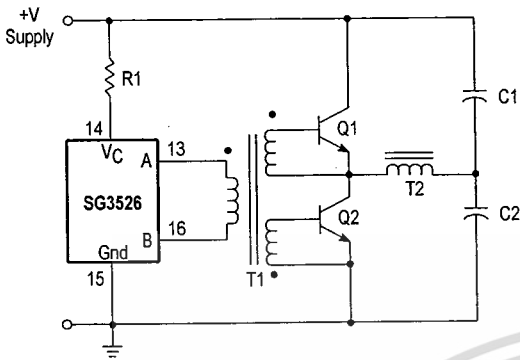
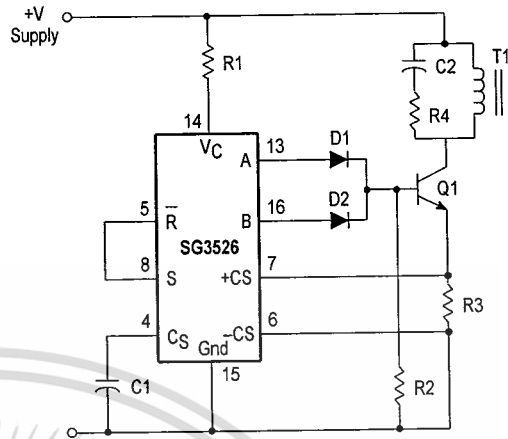


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



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

Figure 20. Single-Ended Configuration

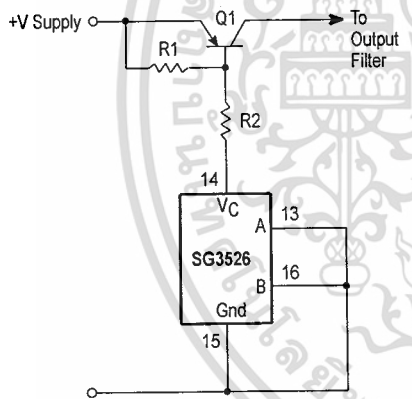
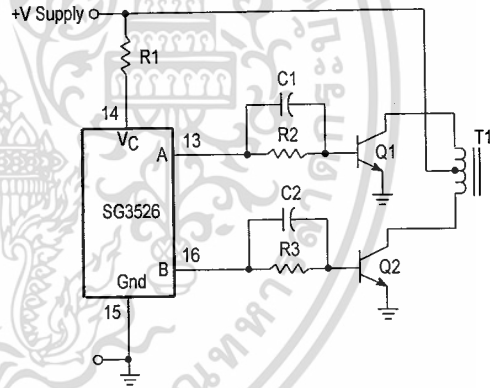
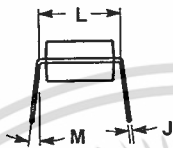
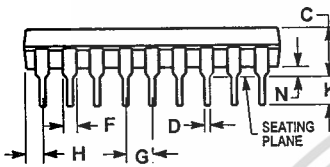
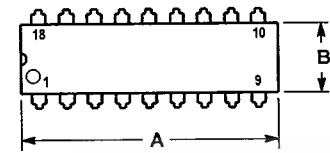


Figure 21. Push-Pull Configuration



SG3526
OUTLINE DIMENSIONS

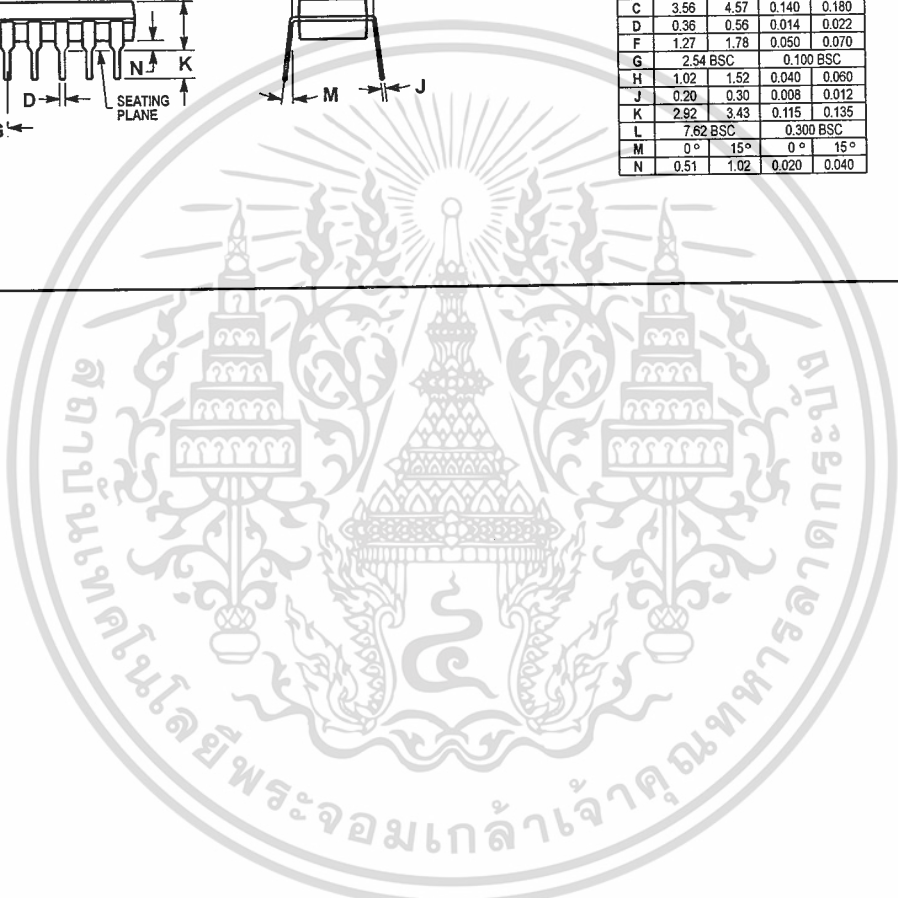
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02
ISSUE C



NOTES:


1. POSITIONAL TOLERANCE OF LEADS (D), SHALL BE WITHIN 0.25 (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.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	22.22	23.24	0.875	0.915
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.56	4.57	0.140	0.180
D	0.36	0.56	0.014	0.022
F	1.27	1.78	0.050	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	1.02	1.52	0.040	0.060
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.51	1.02	0.020	0.040



SG3526



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  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

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

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

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



MOTOROLA

SG3526/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Order this document by LM358/D

LM358, LM258, LM2904, LM2904V

Dual Low Power Operational Amplifiers

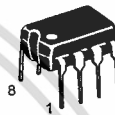
Utilizing the circuit designs perfected for recently introduced Quad Operational Amplifiers, these dual operational amplifiers feature 1) low power drain, 2) a common mode input voltage range extending to ground/ V_{EE} , 3) single supply or split supply operation and 4) pinouts compatible with the popular MC1558 dual operational amplifier. The LM158 series is equivalent to one-half of an LM124.

These amplifiers have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. They can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V, with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuit Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Single and Split Supply Operation
- Similar Performance to the Popular MC1558
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness of the Device without Affecting Operation

DUAL DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



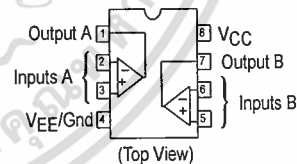
D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM258 LM358	LM2904 LM2904V	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V_{CC}	32	26	
Split Supplies	V_{CC}, V_{EE}	± 16	± 13	
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range (Note 2)	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A			$^\circ\text{C}$
LM258		-25 to +85	-	
LM358		0 to +70	-	
LM2904		-	-40 to +105	
LM2904V		-	-40 to +125	

NOTES: 1. Split Power Supplies.
2. For Supply Voltages less than 32 V for the LM258/358 and 26 V for the LM2904, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM2904D	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904N		Plastic DIP
LM2904VD	$T_A = -40^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904VN		Plastic DIP
LM258D	$T_A = -25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-8
LM258N		Plastic DIP
LM358D	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-8
LM358N		Plastic DIP

© Motorola, Inc. 1996

Rev 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM358, LM258, LM2904, LM2904V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

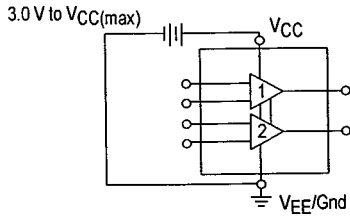
Characteristic	Symbol	LM258			LM358			LM2904			LM2904V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ to 30 V (26 V for LM2904, V), $V_{IC} = 0\text{ V}$ to $V_{CC} - 1.7\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 0\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ (Note 1) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 1)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	-	-	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	I_{IO}	-	3.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	I_{IB}	-	-45	-150	-	-45	-250	-	-45	-250	-	-45	-250	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Common Mode Voltage Range (Note 2), $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}	V_{ICR}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	24.3	0	-	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, For Large V_O Swing, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	A_{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Channel Separation $1.0\text{ kHz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	CMR	70	85	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB
Output Voltage—High Limit ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 1) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{OH}	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	V
Output Voltage—Low Limit $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	V_{OL}	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	20	mV
Output Source Current $V_{ID} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$	I_{O+}	20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	mA
Output Sink Current $V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$	I_{O-}	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	mA
Output Short Circuit to Ground (Note 3)	I_{SC}	-	40	60	-	40	60	-	40	60	-	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 1) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 5\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	I_{CC}	-	1.5	3.0	-	1.5	3.0	-	1.5	3.0	-	1.5	3.0	mA

NOTES: 1. $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$ for LM2904
 $= -40^\circ\text{C}$ for LM2904V
 $= -25^\circ\text{C}$ for LM258
 $= 0^\circ\text{C}$ for LM358
 $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$ for LM2904
 $= +125^\circ\text{C}$ for LM2904V
 $= +85^\circ\text{C}$ for LM258
 $= +70^\circ\text{C}$ for LM358

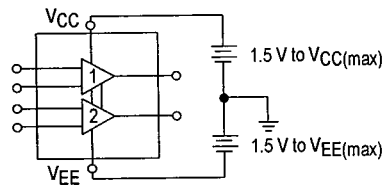
- The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.
- Short circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

LM358, LM258, LM2904, LM2904V

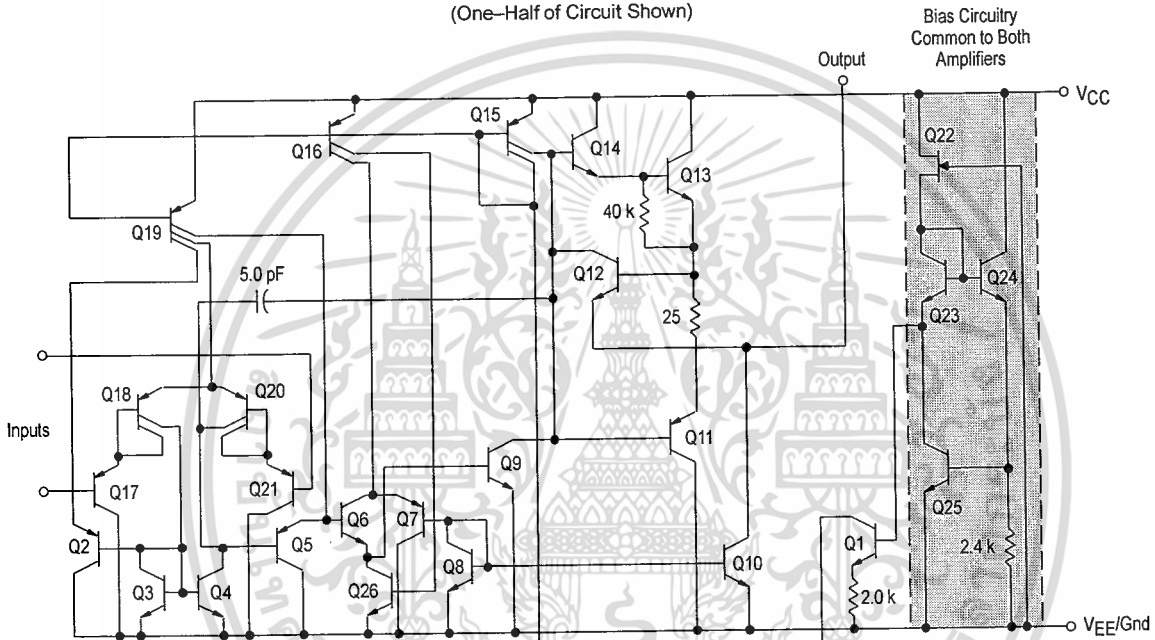
Single Supply



Split Supplies



Representative Schematic Diagram (One-Half of Circuit Shown)

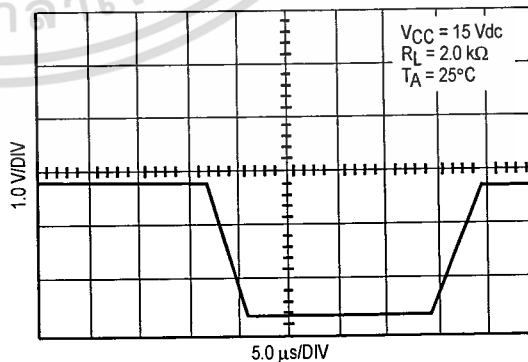


CIRCUIT DESCRIPTION

The LM258 series is made using two internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

Each amplifier is biased from an internal-voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.

Large Signal Voltage Follower Response



LM358, LM258, LM2904, LM2904V

Figure 1. Input Voltage Range

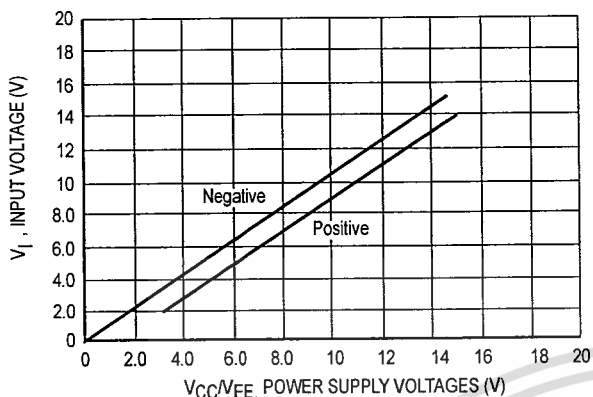


Figure 2. Large-Signal Open Loop Voltage Gain

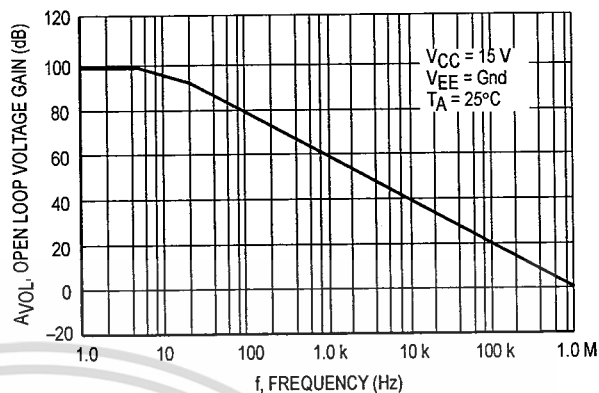


Figure 3. Large-Signal Frequency Response

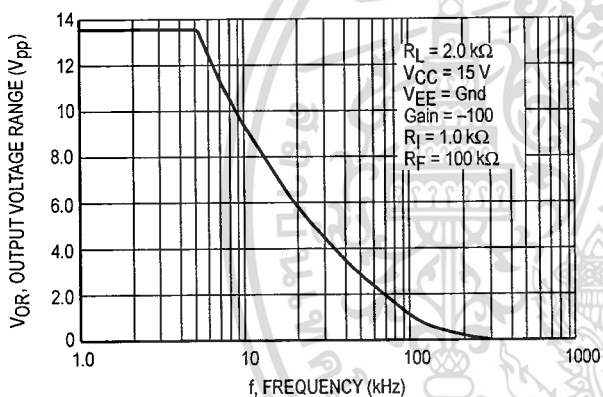


Figure 4. Small Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

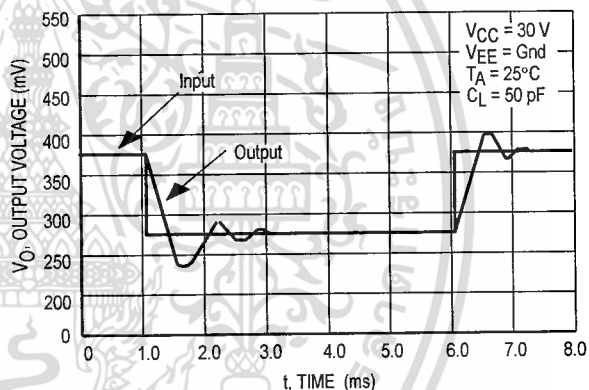


Figure 5. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

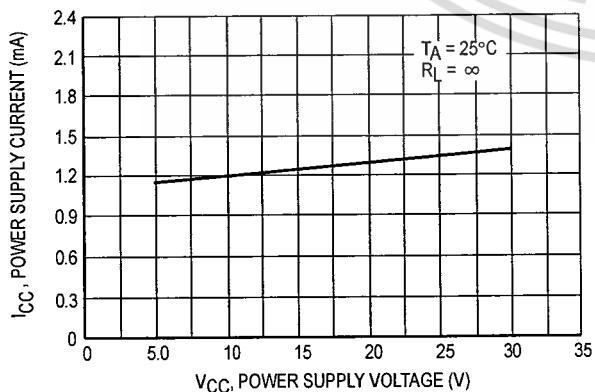
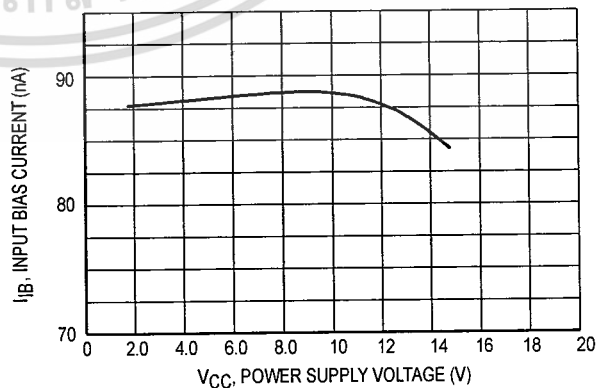


Figure 6. Input Bias Current versus Supply Voltage



LM358, LM258, LM2904, LM2904V

Figure 7. Voltage Reference

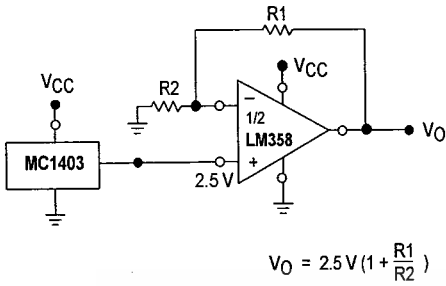


Figure 8. Wien Bridge Oscillator

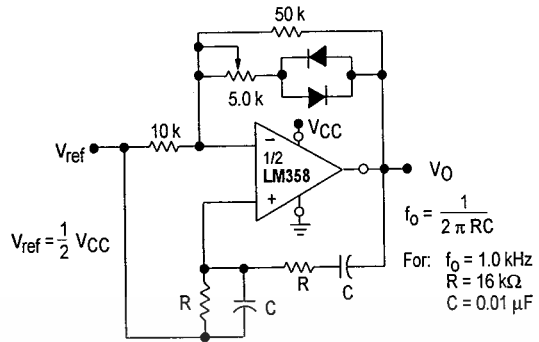


Figure 9. High Impedance Differential Amplifier

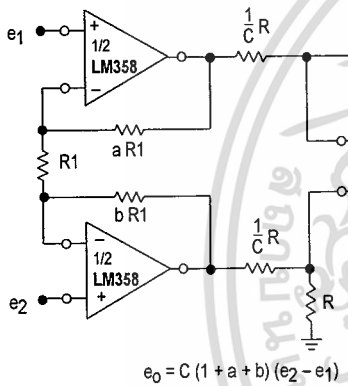


Figure 10. Comparator with Hysteresis

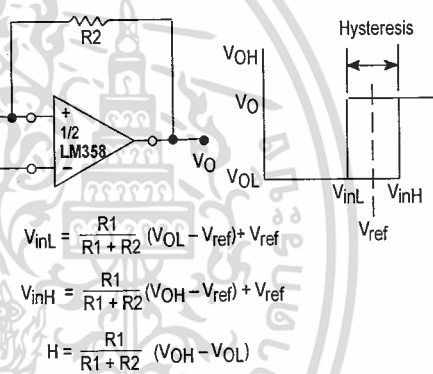
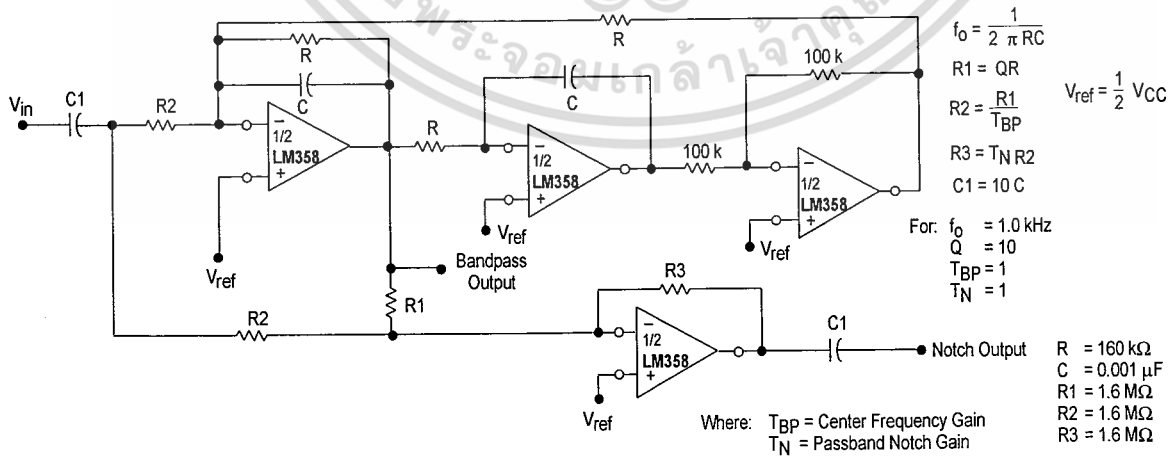


Figure 11. Bi-Quad Filter



LM358, LM258, LM2904, LM2904V

Figure 12. Function Generator

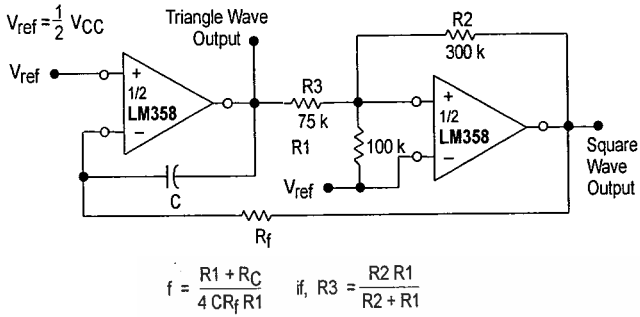
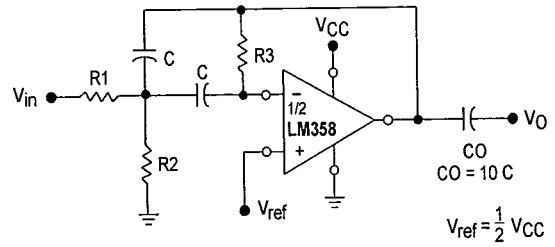


Figure 13. Multiple Feedback Bandpass Filter



Given: f_0 = center frequency
 $A(f_0)$ = gain at center frequency

Choose value f_0, C

Then: $R3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$

$R1 = \frac{R3}{2 A(f_0)}$

$R2 = \frac{R1 R3}{4 Q^2 R1 - R3}$

For less than 10% error from operational amplifier. $\frac{Q_0 f_0}{BW} < 0.1$

Where f_0 and BW are expressed in Hz.

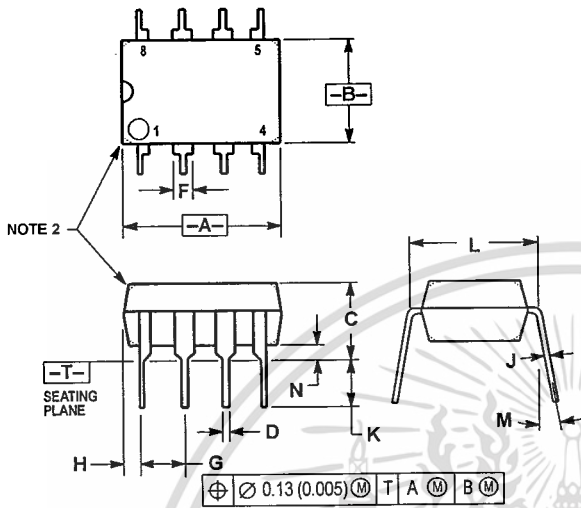
If source impedance varies, filter may be preceded with voltage follower buffer to stabilize filter parameters.



LM358, LM258, LM2904, LM2904V

OUTLINE DIMENSIONS

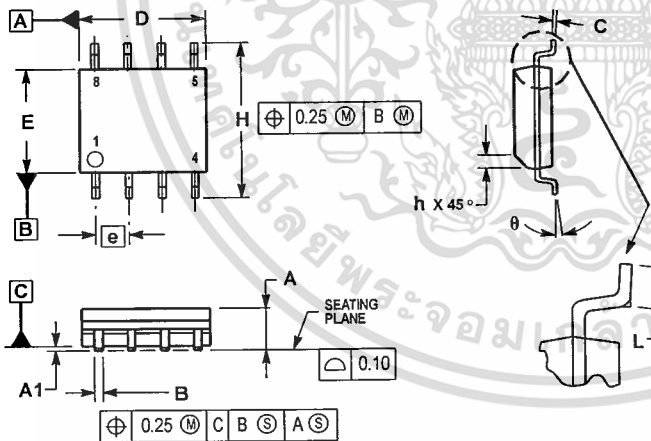
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626-05
ISSUE K



- NOTES:
1. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL
 2. PACKAGE CONTOUR OPTIONAL (ROUND OR SQUARE CORNERS).
 3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M, 1982.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	10.16	0.370	0.400
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.94	4.45	0.155	0.175
D	0.38	0.51	0.015	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.75	1.27	0.030	0.050
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	10°		10°	
N	0.76	1.01	0.030	0.040

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751-05
(SO-8)
ISSUE R




- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M, 1994.
 2. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
 3. DIMENSION D AND E DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
 5. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 TOTAL IN EXCESS OF THE B DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	1.35	1.75
A1	0.10	0.25
B	0.35	0.49
C	0.18	0.25
D	4.80	5.00
E	3.80	4.00
e	1.27 BSC	
H	5.80	6.20
h	0.25	0.50
L	0.40	1.25
θ	0° 7°	

LM358, LM258, LM2904, LM2904V



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 Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

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



MOTOROLA

LM358/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุส  ารค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been downloaded from:

www.DatasheetCatalog.com

Datasheets for electronic components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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.

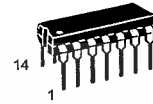
- Single or Split Supply Operation
- Low Input Bias Current: 25 nA (Typ)
- Low Input Offset Current: ± 5.0 nA (Typ)
- Low Input Offset Voltage: ± 1.0 mV (Typ) LM139A Series
- Input Common Mode Voltage Range to Gnd
- Low Output Saturation Voltage: 130 mV (Typ) @ 4.0 mA
- TTL and CMOS Compatible
- ESD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

MAXIMUM RATINGS

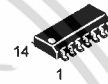
Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage LM239, A/LM339A/LM2901, V MC3302	V _{CC}	+36 or ± 18 +30 or ± 15	Vdc
Input Differential Voltage Range LM239, A/LM339A/LM2901, V MC3302	V _{IDR}	36 30	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V _{ICMR}	-0.3 to V _{CC}	Vdc
Output Short Circuit to Ground (Note 1)	I _{SC}	Continuous	
Power Dissipation @ T _A = 25°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.

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

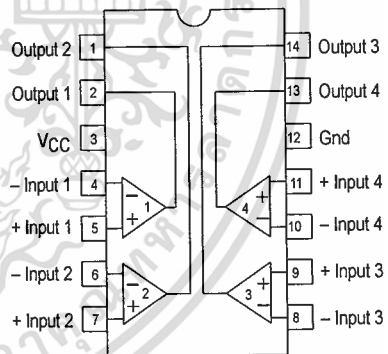


N, P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646



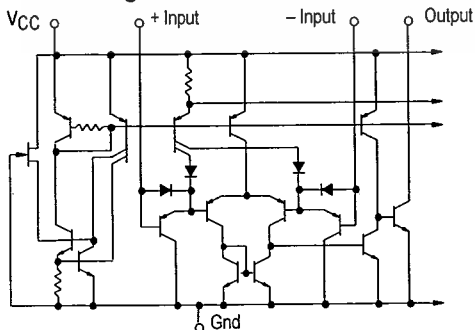
D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(SO-14)

PIN CONNECTIONS



(Top View)

Figure 1. Circuit Schematic



NOTE: Diagram shown is for 1 comparator.

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM239D, AD LM239N, AN	T _A = 25° to +85°C	SO-14 Plastic DIP
LM339D, AD LM339N, AN	T _A = 0° to +70°C	SO-14 Plastic DIP
LM2901D LM2901N	T _A = -40° to +105°C	SO-14 Plastic DIP
LM2901VD LM2901VN	T _A = -40° to +125°C	SO-14 Plastic DIP
MC3302P	T _A = -40° to +85°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	-	μs
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	μA
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

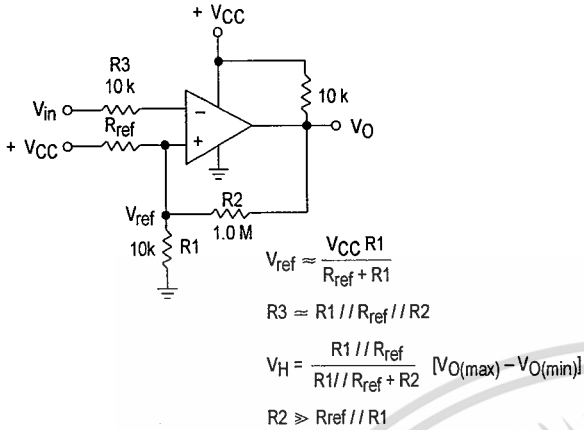
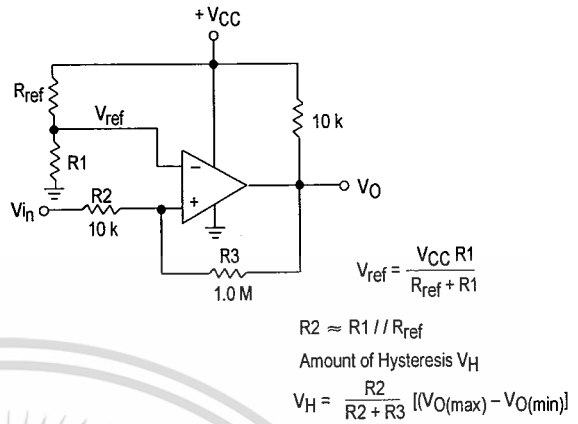


Figure 3. Noninverting Comparator with Hysteresis



Typical Characteristics

($V_{CC} = 15 \text{ Vdc}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$ (each comparator) unless otherwise noted.)

Figure 4. Normalized Input Offset Voltage

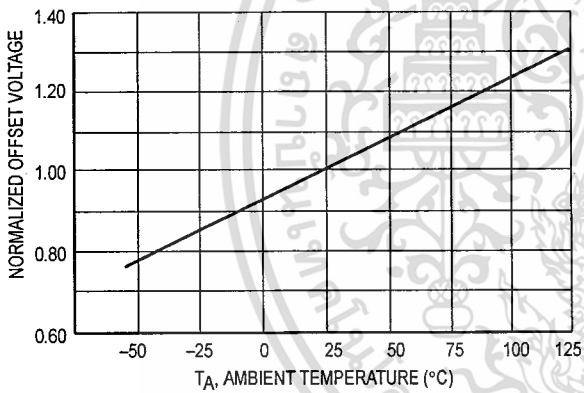


Figure 5. Input Bias Current

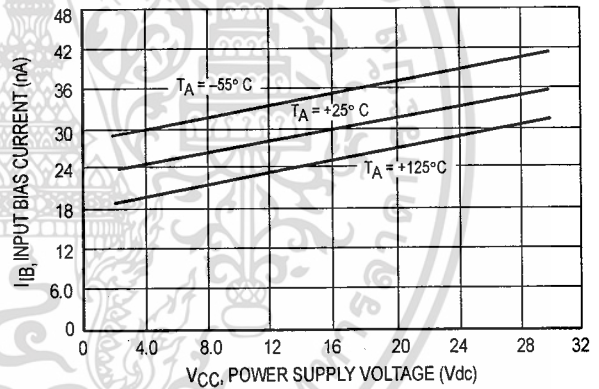
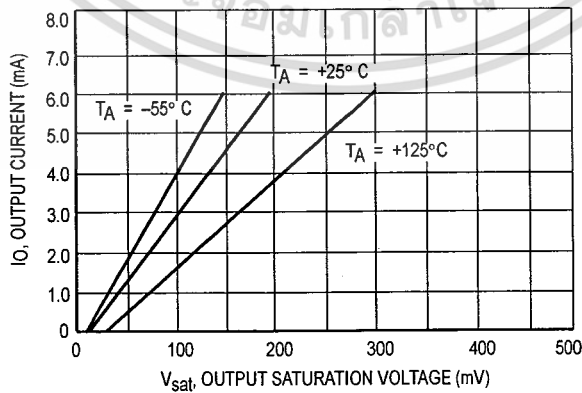
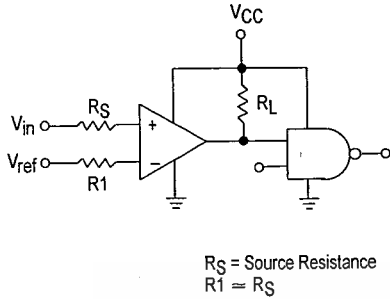


Figure 6. Output Sink Current versus Output Saturation Voltage



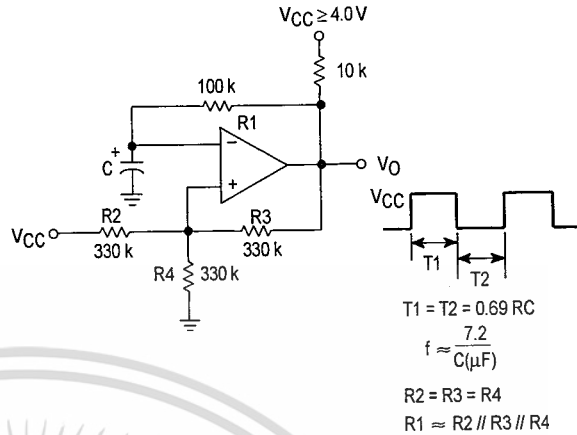
LM339, LM339A, LM239, LM239A, LM2901, M2901V, MC3302

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



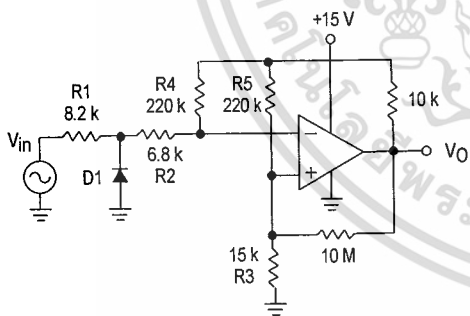
APPLICATIONS INFORMATION

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 $< 10 \text{ k}\Omega$ should be used. The addition

of positive feedback ($< 10 \text{ mV}$) 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)

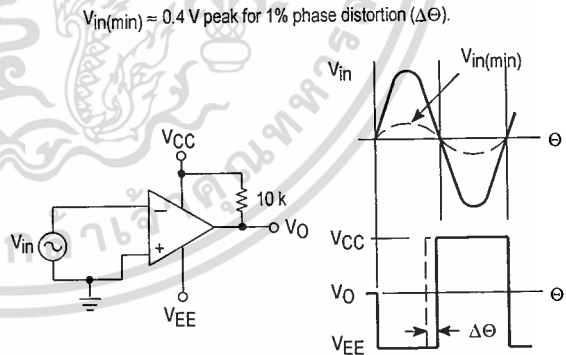


D1 prevents input from going negative by more than 0.6 V.

$$R_1 + R_2 = R_3$$

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

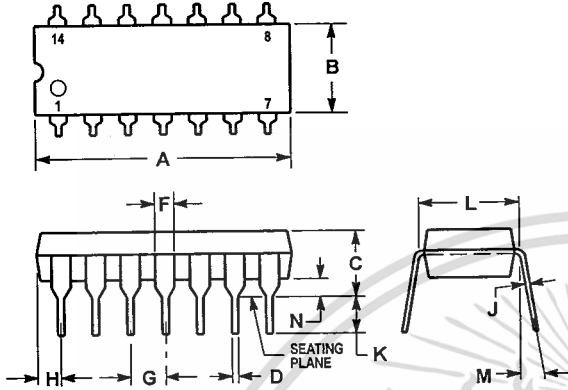
Figure 10. Zero Crossing Detector (Split Supplies)



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

OUTLINE DIMENSIONS

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

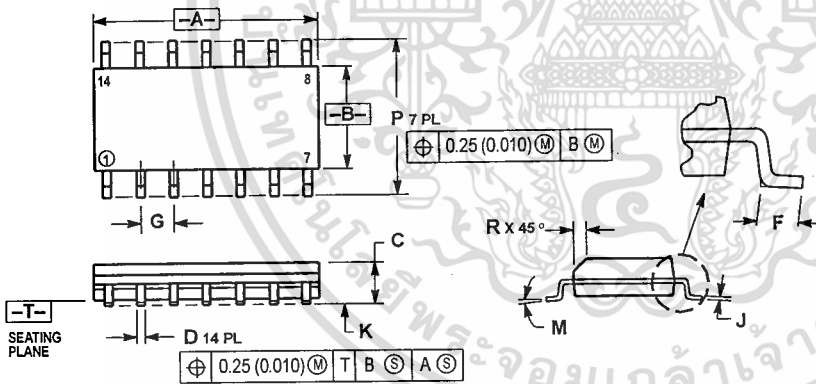


NOTES:

- 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	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	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	6.20	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 Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

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



MOTOROLA

LM339/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุย  การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, (NPN), TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C, (PNP)



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

Complementary Silicon Plastic Power Transistors

Designed for use in general purpose amplifier and switching applications.

- Collector-Emitter Saturation Voltage -
 $V_{CE(sat)} = 1.2 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 3.0 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Sustaining Voltage -
 $V_{CEO(sus)} = 40 \text{ Vdc (Min) - TIP31, TIP32}$
 $= 60 \text{ Vdc (Min) - TIP31A, TIP32A}$
 $= 80 \text{ Vdc (Min) - TIP31B, TIP32B}$
 $= 100 \text{ Vdc (Min) - TIP31C, TIP32C}$
- High Current Gain - Bandwidth Product
 $f_T = 3.0 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
- Compact TO-220 AB Package

**3 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
40-60-80-100 VOLTS
40 WATTS**

MAXIMUM RATINGS

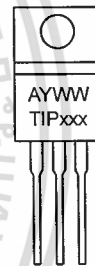
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	V_{CEO}	40 60 80 100	Vdc
Collector-Base Voltage TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	V_{CB}	40 60 80 100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Current Continuous Peak	I_C	3.0 5.0	Adc
Base Current	I_B	1.0	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	40 0.32	Watts $\text{W}/^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	2.0 0.016	Watts $\text{W}/^\circ\text{C}$
Unclamped Inductive Load Energy (Note 1)	E	32	mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

1. $I_C = 1.8 \text{ A}$, $L = 20 \text{ mH}$, P.R.F. = 10 Hz, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_{BE} = 100 \Omega$.

MARKING DIAGRAM



STYLE 1:
PIN 1. BASE
2. COLLECTOR
3. EMITTER
4. COLLECTOR



TO-220AB
CASE 221A-09
STYLE 1

xxx = Specific Device Code:
31, 31A, 31B, 31C, 32, 32A, 32B, 32C
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, (NPN), TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C, (PNP)

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	62.5	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	3.125	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

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

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage (Note 2) (I _C = 30 mAdc, I _B = 0)	TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	V _{CEO(sus)}	40 60 80 100	- - - -	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 Vdc, I _B = 0) (V _{CE} = 60 Vdc, I _B = 0)	TIP31, TIP32, TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP31C, TIP32B, TIP32C	I _{CEO}	- -	0.3 0.3	mAdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 40 Vdc, V _{EB} = 0) (V _{CE} = 60 Vdc, V _{EB} = 0) (V _{CE} = 80 Vdc, V _{EB} = 0) (V _{CE} = 100 Vdc, V _{EB} = 0)	TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	I _{CES}	- - - -	200 200 200 200	μAdc
Emitter Cutoff Current (V _{BE} = 5.0 Vdc, I _C = 0)		I _{EBO}	-	1.0	mAdc

ON CHARACTERISTICS (Note 2)

DC Current Gain (I _C = 1.0 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc) (I _C = 3.0 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc)		h _{FE}	25 10	- 50	-
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 3.0 Adc, I _B = 375 mAdc)		V _{CE(sat)}	-	1.2	Vdc
Base-Emitter On Voltage (I _C = 3.0 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc)		V _{BE(on)}	-	1.8	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain - Bandwidth Product (I _C = 500 mAdc, V _{CE} = 10 Vdc, f _{test} = 1.0 MHz)		f _T	3.0	-	MHz
Small-Signal Current Gain (I _C = 0.5 Adc, V _{CE} = 10 Vdc, f = 1.0 kHz)		h _{fe}	20	-	-

2. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, (NPN), TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C, (PNP)

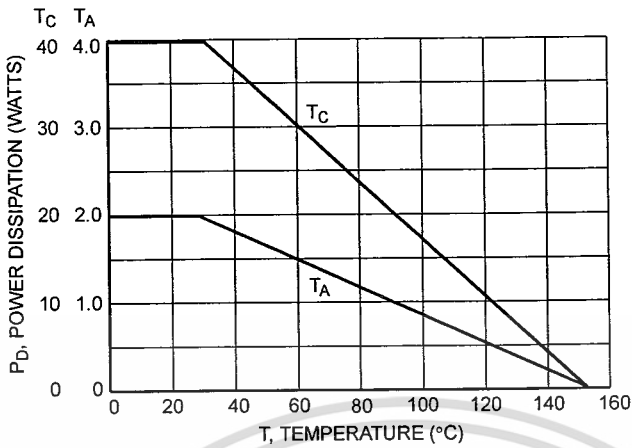


Figure 1. Power Derating

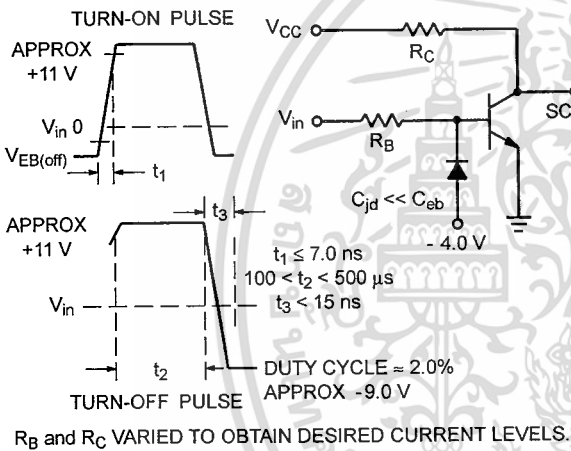


Figure 2. Switching Time Equivalent Circuit

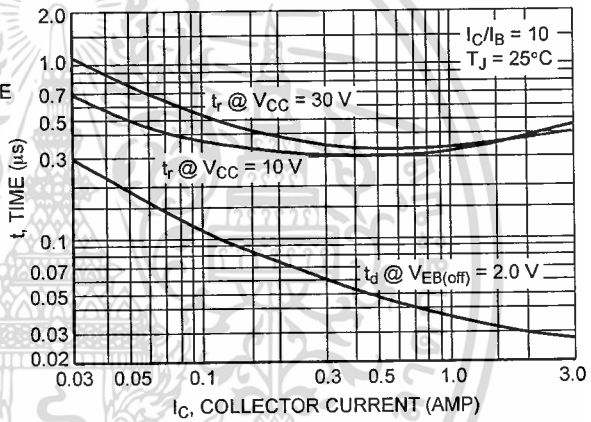


Figure 3. Turn-On Time

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, (NPN), TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C, (PNP)

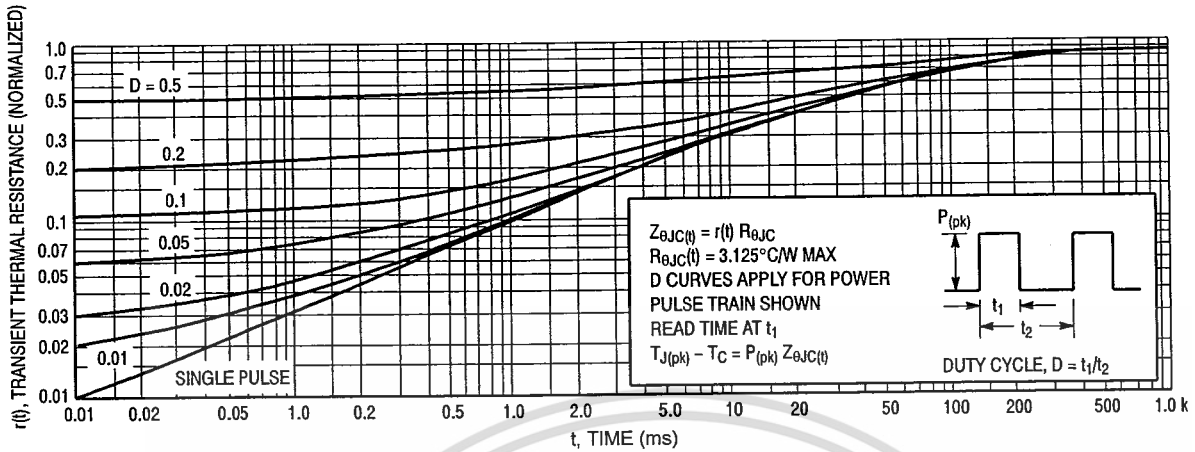


Figure 4. Thermal Response

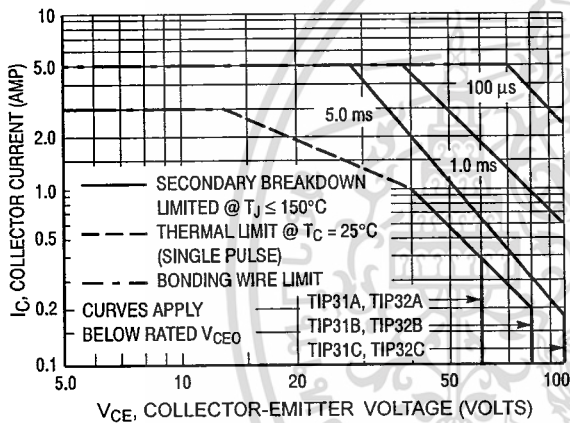


Figure 5. Active Region Safe Operating Area

There are two limitations 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 the curves indicate.

The data of Figure 5 is based on $T_{J(pk)} = 150^\circ\text{C}$; T_C is variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(pk)} \leq 150^\circ\text{C}$. $T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

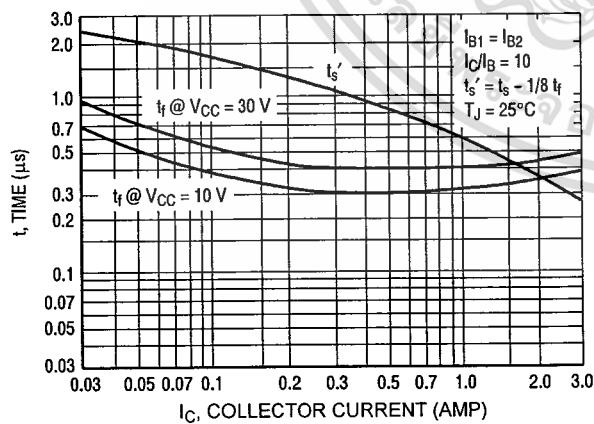


Figure 6. Turn-Off Time

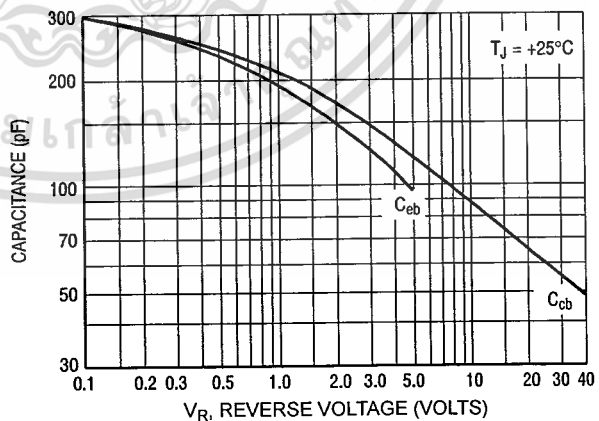


Figure 7. Capacitance

TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, (NPN), TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C, (PNP)

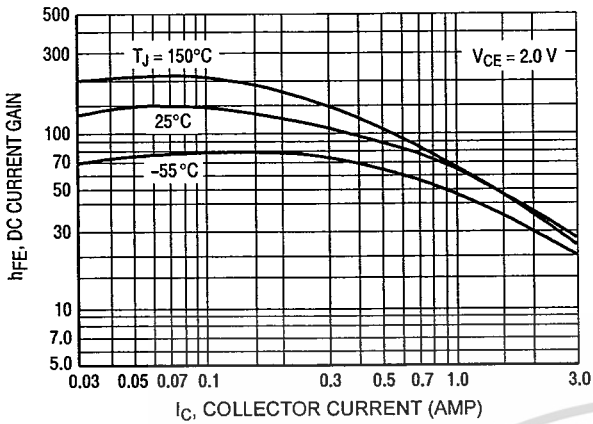


Figure 8. DC Current Gain

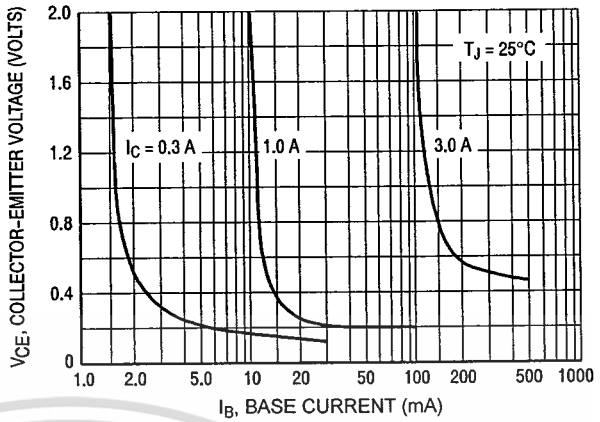


Figure 9. Collector Saturation Region

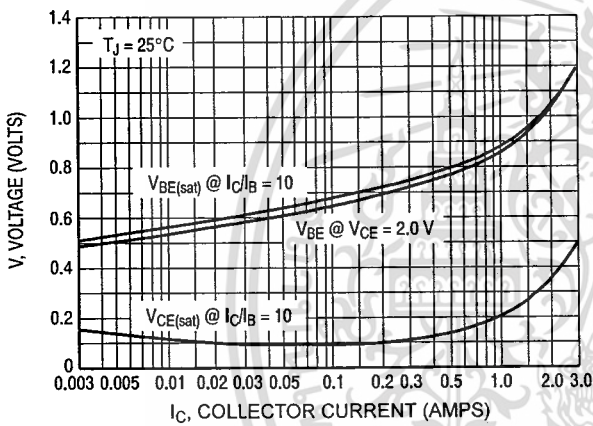


Figure 10. "On" Voltages

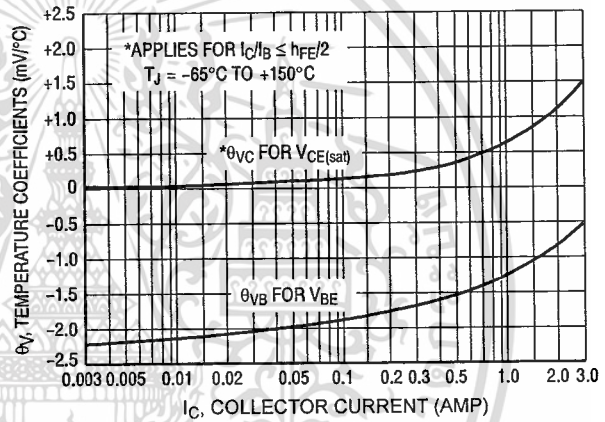


Figure 11. Temperature Coefficients

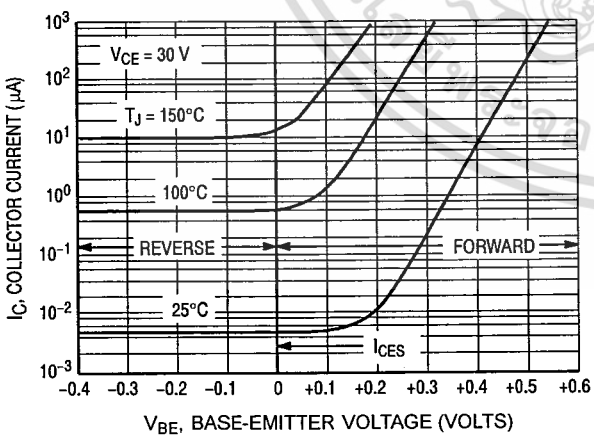


Figure 12. Collector Cut-Off Region

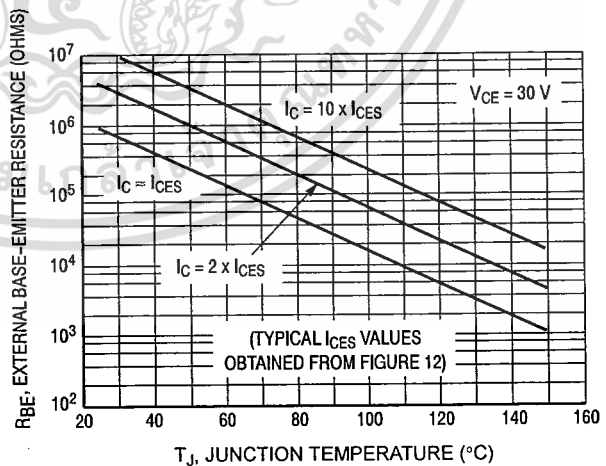


Figure 13. Effects of Base-Emitter Resistance

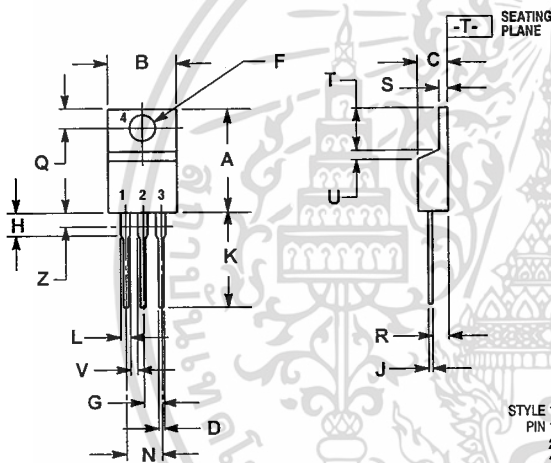
TIP31, TIP31A, TIP31B, TIP31C, (NPN), TIP32, TIP32A, TIP32B, TIP32C, (PNP)

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TIP31	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP31A	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP31B	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP31C	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP32	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP32A	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP32B	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP32C	TO-220AB	50 Units/Rail

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220AB
CASE 221A-09
ISSUE AA




NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	---	1.15	---
Z	---	0.080	---	2.04

STYLE 1:

1. BASE
2. COLLECTOR
3. EMITTER
4. COLLECTOR

ON Semiconductor and  are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC 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 special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC 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. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC 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 SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC 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 SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-5773-3850
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

TIP31A/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Axial Lead Rectifiers

... employing the Schottky Barrier principle in a large area metal-to-silicon power diode. State-of-the-art geometry features chrome barrier metal, epitaxial construction with oxide passivation and metal overlap contact. Ideally suited for use as rectifiers in low-voltage, high-frequency inverters, free wheeling diodes, and polarity protection diodes.

- Extremely Low v_f
- Low Stored Charge, Majority Carrier Conduction
- Low Power Loss/High Efficiency

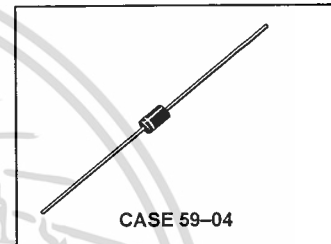
Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag.
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: 1N5817, 1N5818, 1N5819

1N5817
1N5818
1N5819

1N5817 and 1N5819 are
Motorola Preferred Devices

**SCHOTTKY BARRIER
RECTIFIERS
1 AMPERE
20, 30 and 40 VOLTS**



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N5817	1N5818	1N5819	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	VRRM VRWM VR	20	30	40	V
Non-Repetitive Peak Reverse Voltage	VRSM	24	36	48	V
RMS Reverse Voltage	VR(RMS)	14	21	28	V
Average Rectified Forward Current (2) ($V_R(\text{equiv}) \leq 0.2 V_R(\text{dc})$, $T_L = 90^\circ\text{C}$, $R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W}$, P.C. Board Mounting, see Note 2, $T_A = 55^\circ\text{C}$)	I_O	1.0			A
Ambient Temperature (Rated $V_R(\text{dc})$, $P_F(AV) = 0$, $R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W}$)	T_A	85	80	75	$^\circ\text{C}$
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, half-wave, single phase 60 Hz, $T_L = 70^\circ\text{C}$)	I_{FSM}	25 (for one cycle)			A
Operating and Storage Junction Temperature Range (Reverse Voltage applied)	T_J , T_{stg}	-65 to +125			$^\circ\text{C}$
Peak Operating Junction Temperature (Forward Current applied)	$T_{J(pk)}$	150			$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS (2)

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	80	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_L = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (2)

Characteristic	Symbol	1N5817	1N5818	1N5819	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 0.1 \text{ A}$) ($I_F = 1.0 \text{ A}$) ($I_F = 3.0 \text{ A}$)	v_f	0.32 0.45 0.75	0.33 0.55 0.875	0.34 0.6 0.9	V
Maximum Instantaneous Reverse Current @ Rated dc Voltage (1) ($T_L = 25^\circ\text{C}$) ($T_L = 100^\circ\text{C}$)	I_R	1.0 10	1.0 10	1.0 10	mA

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

(2) Lead Temperature reference is cathode lead 1/32" from case.

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

Rev 3



© Motorola, Inc. 1996

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1N5817 1N5818 1N5819

NOTE 1 — DETERMINING MAXIMUM RATINGS

Reverse power dissipation and the possibility of thermal runaway must be considered when operating this rectifier at reverse voltages above $0.1 V_{RWM}$. Proper derating may be accomplished by use of equation (1).

$$T_{A(max)} = T_{J(max)} - R_{\theta JA} P_{F(AV)} - R_{\theta JA} P_{R(AV)} \quad (1)$$

where $T_{A(max)}$ = Maximum allowable ambient temperature
 $T_{J(max)}$ = Maximum allowable junction temperature (125°C or the temperature at which thermal runaway occurs, whichever is lowest)
 $P_{F(AV)}$ = Average forward power dissipation
 $P_{R(AV)}$ = Average reverse power dissipation
 $R_{\theta JA}$ = Junction-to-ambient thermal resistance

Figures 1, 2, and 3 permit easier use of equation (1) by taking reverse power dissipation and thermal runaway into consideration. The figures solve for a reference temperature as determined by equation (2).

$$T_R = T_{J(max)} - R_{\theta JA} P_{R(AV)} \quad (2)$$

Substituting equation (2) into equation (1) yields:

$$T_{A(max)} = T_R - R_{\theta JA} P_{F(AV)} \quad (3)$$

Inspection of equations (2) and (3) reveals that T_R is the ambient temperature at which thermal runaway occurs or where $T_J = 125^\circ\text{C}$, when forward power is zero. The transition from one boundary condition to the other is evident on the curves of Figures 1, 2, and 3 as a difference in the rate of change of the slope in the vicinity of 115°C . The data of Figures 1, 2, and 3 is based upon dc conditions. For use in common rectifier circuits, Table 1 indicates suggested factors for an equivalent dc voltage to use for conservative design, that is:

$$V_{R(equiv)} = V_{in(PK)} \times F \quad (4)$$

The factor F is derived by considering the properties of the various rectifier circuits and the reverse characteristics of Schottky diodes.

EXAMPLE: Find $T_{A(max)}$ for 1N5818 operated in a 12-volt dc supply using a bridge circuit with capacitive filter such that $I_{DC} = 0.4 \text{ A}$ ($I_{F(AV)} = 0.5 \text{ A}$), $I_{(FM)}/I_{(AV)} = 10$, Input Voltage = $10 \text{ V}_{(rms)}$, $R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W}$.

Step 1. Find $V_{R(equiv)}$. Read $F = 0.65$ from Table 1.
 $\therefore V_{R(equiv)} = (1.41)(10)(0.65) = 9.2 \text{ V}$.

Step 2. Find T_R from Figure 2. Read $T_R = 109^\circ\text{C}$
 @ $V_R = 9.2 \text{ V}$ and $R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C/W}$.

Step 3. Find $P_{F(AV)}$ from Figure 4. **Read $P_{F(AV)} = 0.5 \text{ W}$

$$\text{@ } \frac{I_{(FM)}}{I_{(AV)}} = 10 \text{ and } I_{F(AV)} = 0.5 \text{ A.}$$

Step 4. Find $T_{A(max)}$ from equation (3).
 $T_{A(max)} = 109 - (80)(0.5) = 69^\circ\text{C}$.

**Values given are for the 1N5818. Power is slightly lower for the 1N5817 because of its lower forward voltage, and higher for the 1N5819.

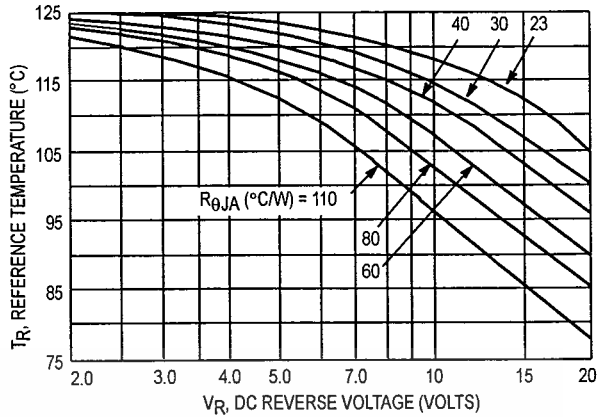


Figure 1. Maximum Reference Temperature 1N5817

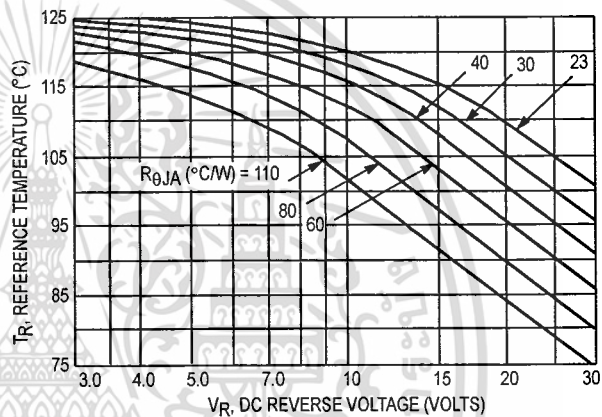


Figure 2. Maximum Reference Temperature 1N5818

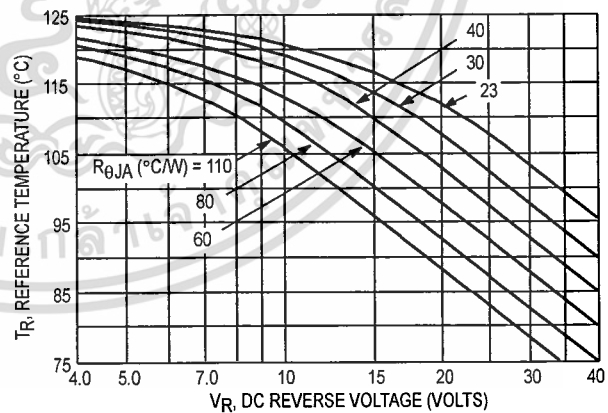


Figure 3. Maximum Reference Temperature 1N5819

Table 1. Values for Factor F

Circuit	Half Wave		Full Wave, Bridge		Full Wave, Center Tapped* †	
	Resistive	Capacitive*	Resistive	Capacitive	Resistive	Capacitive
Sine Wave	0.5	1.3	0.5	0.65	1.0	1.3
Square Wave	0.75	1.5	0.75	0.75	1.5	1.5

*Note that $V_{R(PK)} = 2.0 V_{in(PK)}$.

† Use line to center tap voltage for V_{in} .

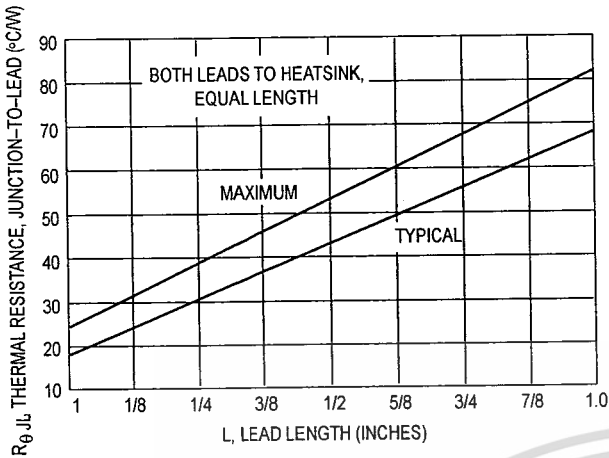


Figure 4. Steady-State Thermal Resistance

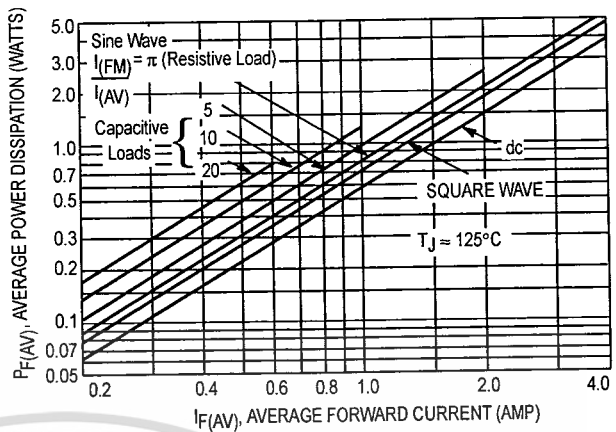


Figure 5. Forward Power Dissipation 1N5817-19

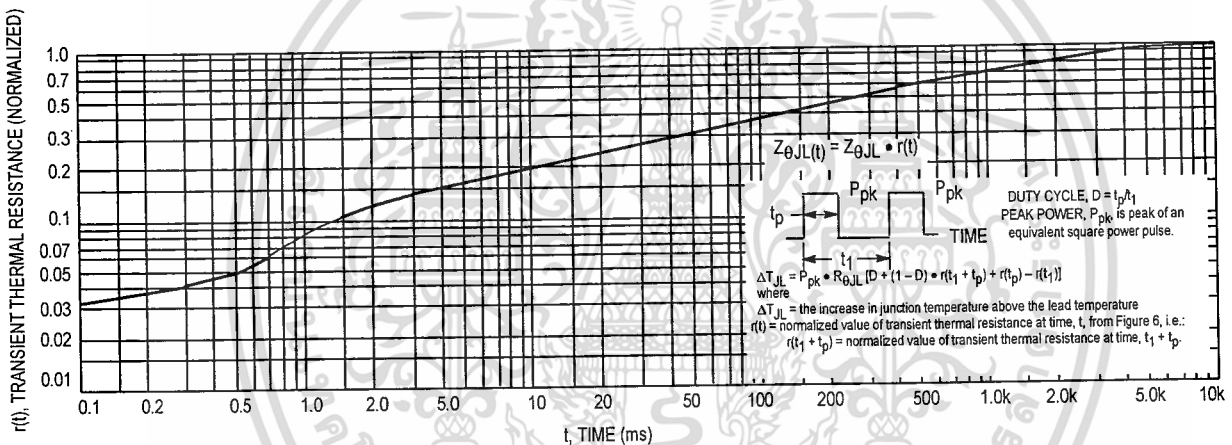


Figure 6. Thermal Response

NOTE 2 — MOUNTING DATA

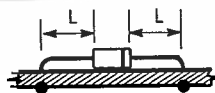
Data shown for thermal resistance junction-to-ambient ($R_{\theta JA}$) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering, or in case the tie point temperature cannot be measured.

TYPICAL VALUES FOR $R_{\theta JA}$ IN STILL AIR

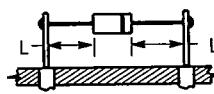
Mounting Method	Lead Length, L (in)				$R_{\theta JA}$
	1/8	1/4	1/2	3/4	
1	52	65	72	85	$^{\circ}C/W$
2	67	80	87	100	$^{\circ}C/W$
3	50				$^{\circ}C/W$

Mounting Method 1

P.C. Board with 1-1/2" x 1-1/2" copper surface.



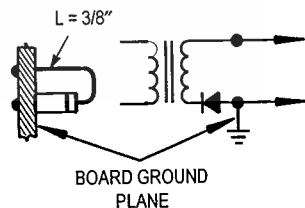
Mounting Method 2



VECTOR PIN MOUNTING

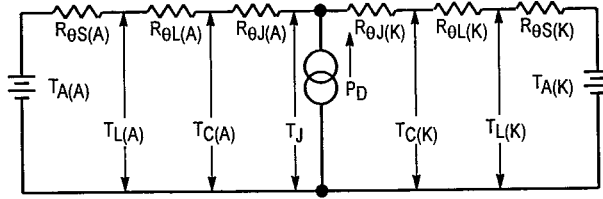
Mounting Method 3

P.C. Board with 1-1/2" x 1-1/2" copper surface.



1N5817 1N5818 1N5819

NOTE 3 — THERMAL CIRCUIT MODEL
(For heat conduction through the leads)



Use of the above model permits junction to lead thermal resistance for any mounting configuration to be found. For a given total lead length, lowest values occur when one side of the rectifier is brought as close as possible to the heatsink. Terms in the model signify:

(Subscripts A and K refer to anode and cathode sides, respectively.)
Values for thermal resistance components are:
 $R_{\theta L} = 100^\circ\text{C/W/in}$ typically and 120°C/W/in maximum
 $R_{\theta J} = 36^\circ\text{C/W}$ typically and 46°C/W maximum.

- T_A = Ambient Temperature
- T_C = Case Temperature
- T_L = Lead Temperature
- T_J = Junction Temperature
- $R_{\theta S}$ = Thermal Resistance, Heatsink to Ambient
- $R_{\theta L}$ = Thermal Resistance, Lead to Heatsink
- $R_{\theta J}$ = Thermal Resistance, Junction to Case
- P_D = Power Dissipation

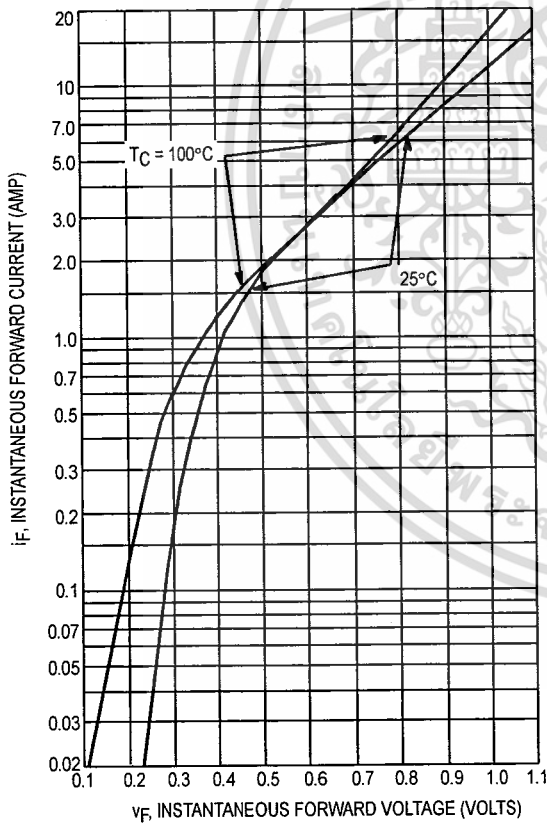


Figure 7. Typical Forward Voltage

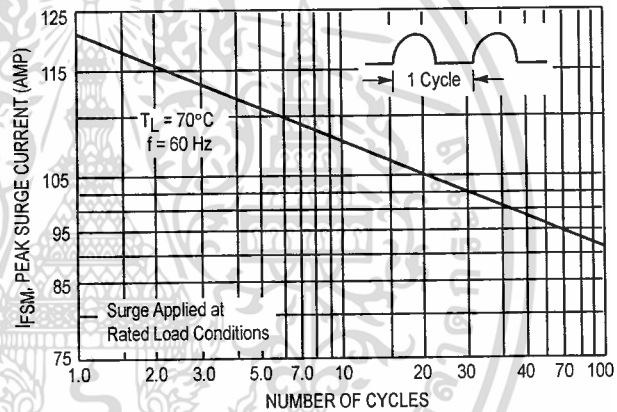


Figure 8. Maximum Non-Repetitive Surge Current

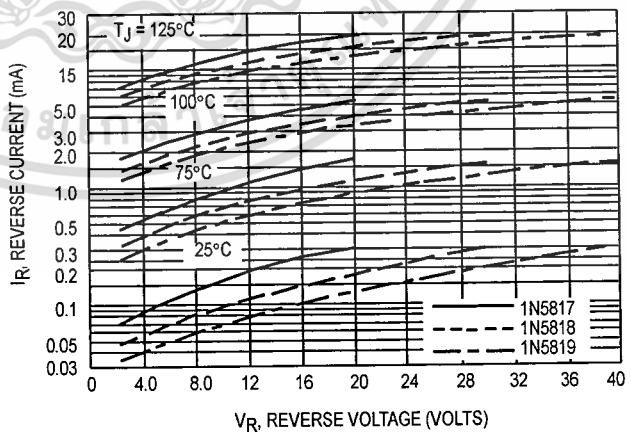


Figure 9. Typical Reverse Current

NOTE 4 — HIGH FREQUENCY OPERATION

Since current flow in a Schottky rectifier is the result of majority carrier conduction, it is not subject to junction diode forward and reverse recovery transients due to minority carrier injection and stored charge. Satisfactory circuit analysis work may be performed by using a model consisting of an ideal diode in parallel with a variable capacitance. (See Figure 10.)

Rectification efficiency measurements show that operation will be satisfactory up to several megahertz. For example, relative waveform rectification efficiency is approximately 70 percent at 2.0 MHz, e.g., the ratio of dc power to RMS power in the load is 0.28 at this frequency, whereas perfect rectification would yield 0.406 for sine wave inputs. However, in contrast to ordinary junction diodes, the loss in waveform efficiency is not indicative of power loss: it is simply a result of reverse current flow through the diode capacitance, which lowers the dc output voltage.

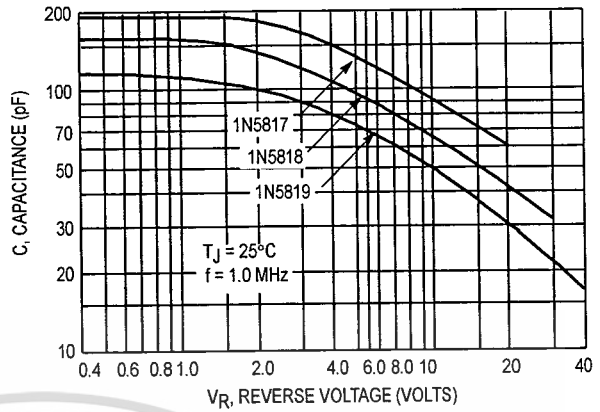
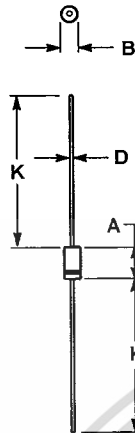


Figure 10. Typical Capacitance



PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
1. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO-41 OUTLINE SHALL APPLY.
 2. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
 3. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN DIMENSION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.97	6.60	0.235	0.260
B	2.79	3.05	0.110	0.120
D	0.76	0.86	0.030	0.034
K	27.94	—	1.100	—

CASE 59-04
ISSUE M

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.

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.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 81-3-3521-8315

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

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



1N5817/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HGTG40N60A4

Data Sheet

December 2001

600V, SMPS Series N-Channel IGBT

The HGTG40N60A4 is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of a MOSFET and a bipolar transistor. This device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. This IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at high frequencies where low conduction losses are essential. This device has been optimized for high frequency switch mode power supplies.

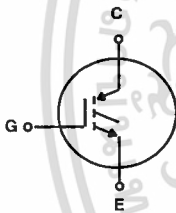
Formerly Developmental Type TA49347.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG40N60A4	TO-247	40N60A4

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol

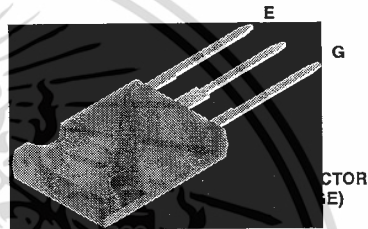


Features

- 100kHz Operation At 390V, 40A
- 200kHz Operation At 390V, 20A
- 600V Switching SOA Capability
- Typical Fall Time.....55ns at $T_J = 125^\circ$
- Low Conduction Loss

Packaging

JEDEC STYLE TO-247



FAIRCHILD CORPORATION IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS

4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,176	4,516,143	4,532,534	4,587,713
4,598,461	4,605,948	4,620,211	4,631,564	4,639,754	4,639,762	4,641,162	4,644,637
4,682,195	4,684,413	4,694,313	4,717,679	4,743,952	4,783,690	4,794,432	4,801,986
4,803,533	4,809,045	4,809,047	4,810,665	4,823,176	4,837,606	4,860,080	4,883,767
4,888,627	4,890,143	4,901,127	4,904,609	4,933,740	4,963,951	4,969,027	

HGTG40N60A4

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	HGTG40N60A4	UNITS
Collector to Emitter Voltage	600	V
Collector Current Continuous		
At $T_C = 25^\circ\text{C}$	75	A
At $T_C = 110^\circ\text{C}$	63	A
Collector Current Pulsed (Note 1)	300	A
Gate to Emitter Voltage Continuous	± 20	V
Gate to Emitter Voltage Pulsed	± 30	V
Switching Safe Operating Area at $T_J = 150^\circ\text{C}$, Figure 2	200A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = 25^\circ\text{C}$	625	W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$	5	W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead Temperature for Soldering	260	$^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. Pulse width limited by maximum junction temperature.

Electrical Specifications $T_J = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Collector to Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V	
Emitter to Collector Breakdown Voltage	BV_{ECS}	$I_C = 10\text{mA}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	20	-	-		
Collector to Emitter Leakage Current	I_{CES}	$V_{CE} = BV_{CES}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
			$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	3.0	mA
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 40\text{A}$, $V_{GE} = 15\text{V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	1.7	2.7	V
			$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	1.5	2.0	V
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$	4.5	5.6	7	V	
Gate to Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 250	nA	
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $R_G = 2.2\Omega$, $V_{GE} = 15\text{V}$ $L = 100\mu\text{H}$, $V_{CE} = 600\text{V}$	200	-	-	A	
Gate to Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_C = 40\text{A}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	-	8.5	-	V	
On-State Gate Charge	$Q_{g(ON)}$	$I_C = 40\text{A}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	$V_{GE} = 15\text{V}$	-	350	405	nC
			$V_{GE} = 20\text{V}$	-	450	520	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)I}$	IGBT and Diode at $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_{CE} = 40\text{A}$ $V_{CE} = 0.65 BV_{CES}$ $V_{GE} = 15\text{V}$ $R_G = 2.2\Omega$ $L = 200\mu\text{H}$ Test Circuit (Figure 20)	-	25	-	ns	
Current Rise Time	t_{rI}		-	18	-	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)I}$		-	145	-	ns	
Current Fall Time	t_{fI}		-	35	-	ns	
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON1}		-	400	-	μJ	
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON2}		-	850	-	μJ	
Turn-Off Energy (Note 2)	E_{OFF}		-	370	-	μJ	

HGTG40N60A4

Electrical Specifications $T_J = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	IGBT and Diode at $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_{CE} = 40\text{A}$ $V_{CE} = 0.65 V_{CES}$ $V_{GE} = 15\text{V}$ $R_G = 2.2\Omega$ $L = 200\mu\text{H}$ Test Circuit (Figure 20)	-	27	-	ns
Current Rise Time	t_{r1}		-	20	-	ns
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	185	225	ns
Current Fall Time	t_{f1}		-	55	95	ns
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON1}		-	400	-	μJ
Turn-On Energy (Note 3)	E_{ON2}		-	1220	1400	μJ
Turn-Off Energy (Note 2)	E_{OFF}		-	700	800	μJ
Thermal Resistance Junction To Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.2	$^\circ\text{C/W}$

- NOTES:
- Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ($I_{CE} = 0\text{A}$). All devices were tested per JEDEC Standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss.
 - Values for two Turn-On loss conditions are shown for the convenience of the circuit designer. E_{ON1} is the turn-on loss of the IGBT only. E_{ON2} is the turn-on loss when a typical diode is used in the test circuit and the diode is at the same T_J as the IGBT. The diode type is specified in Figure 20.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

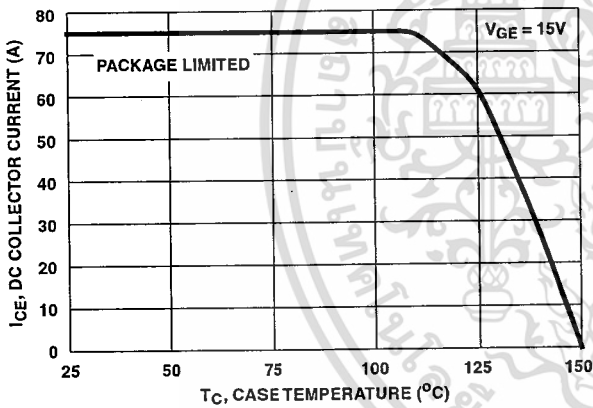


FIGURE 1. DC COLLECTOR CURRENT vs CASE TEMPERATURE

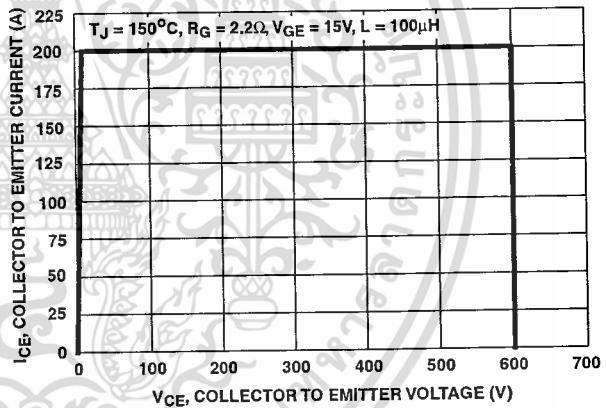


FIGURE 2. MINIMUM SWITCHING SAFE OPERATING AREA

HGTG40N60A4

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

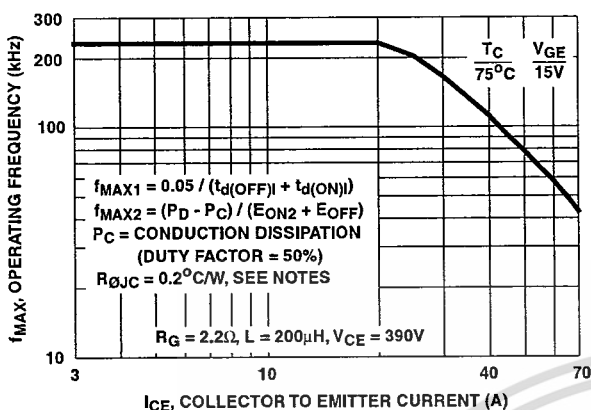


FIGURE 3. OPERATING FREQUENCY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

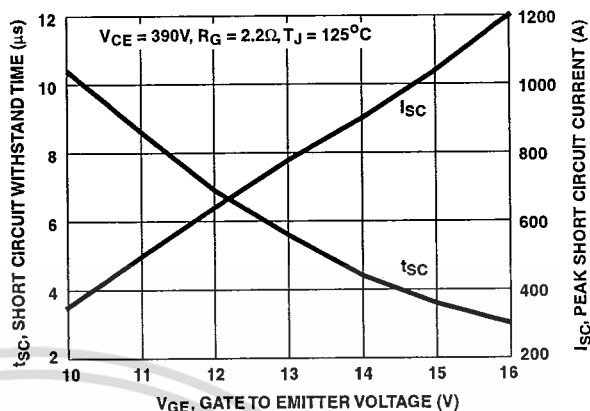


FIGURE 4. SHORT CIRCUIT WITHSTAND TIME

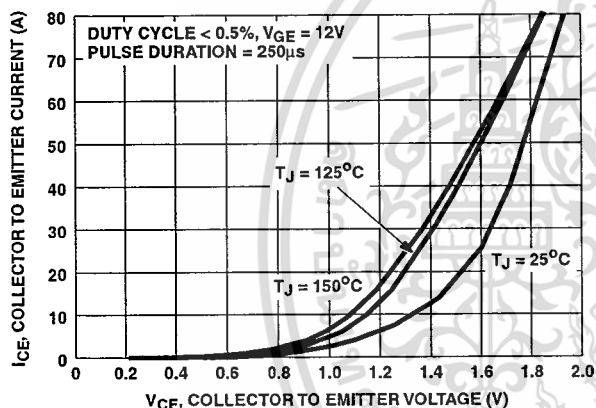


FIGURE 5. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

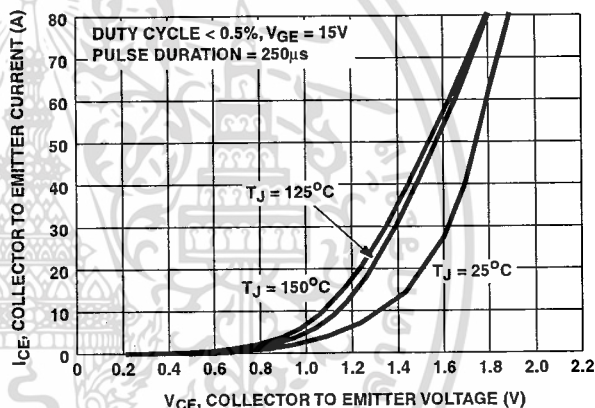


FIGURE 6. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

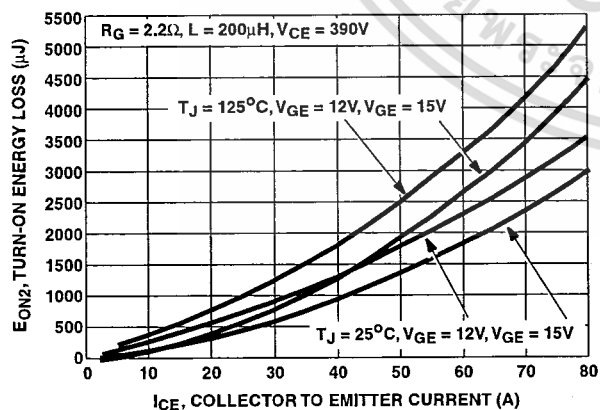


FIGURE 7. TURN-ON ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

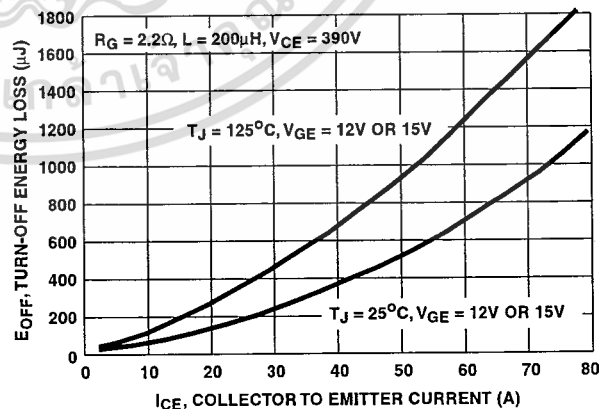


FIGURE 8. TURN-OFF ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

HGTG40N60A4

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

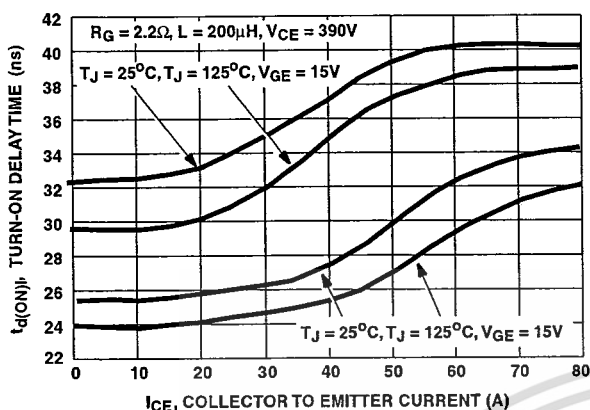


FIGURE 9. TURN-ON DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

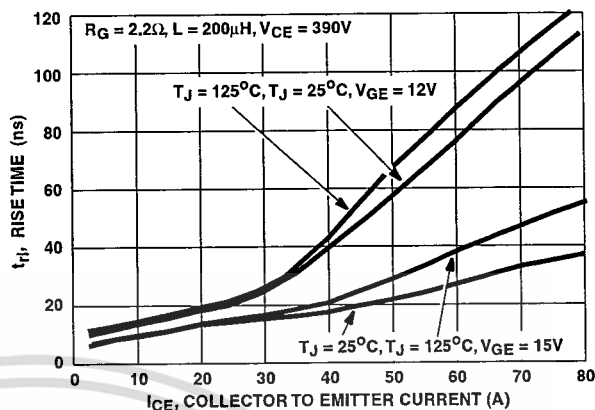


FIGURE 10. TURN-ON RISE TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

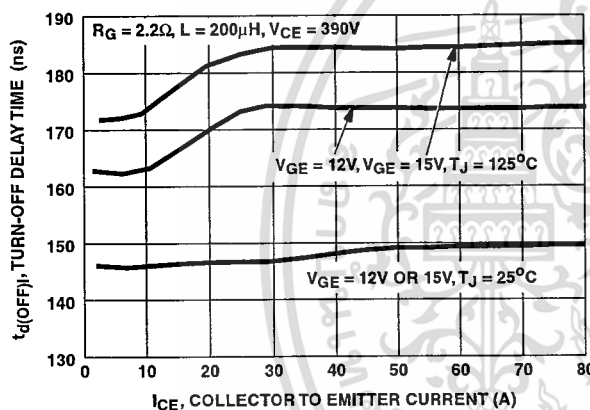


FIGURE 11. TURN-OFF DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

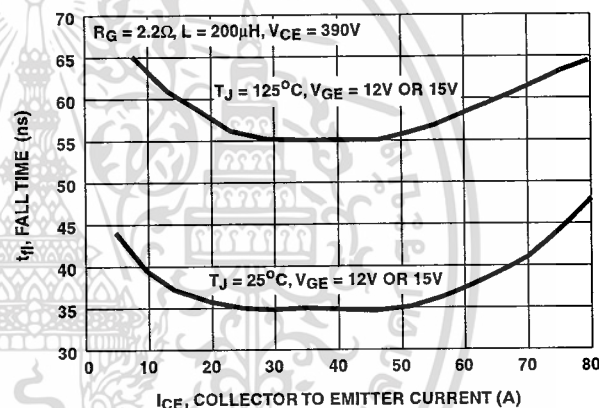


FIGURE 12. FALL TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

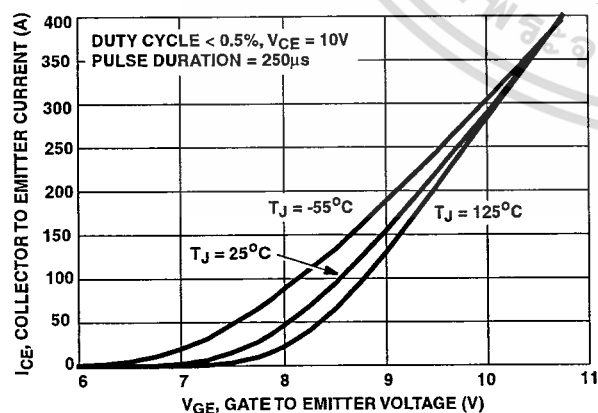


FIGURE 13. TRANSFER CHARACTERISTIC

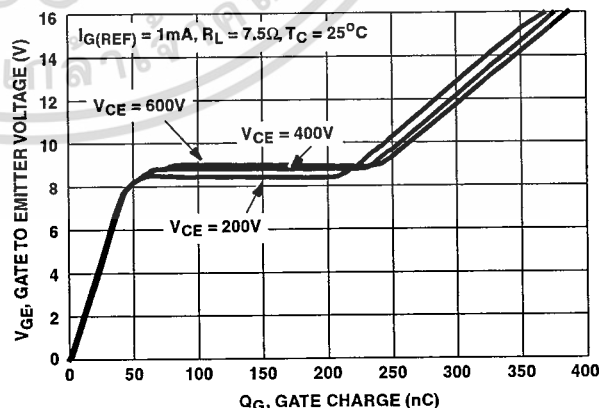


FIGURE 14. GATE CHARGE WAVEFORMS

HGTG40N60A4

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

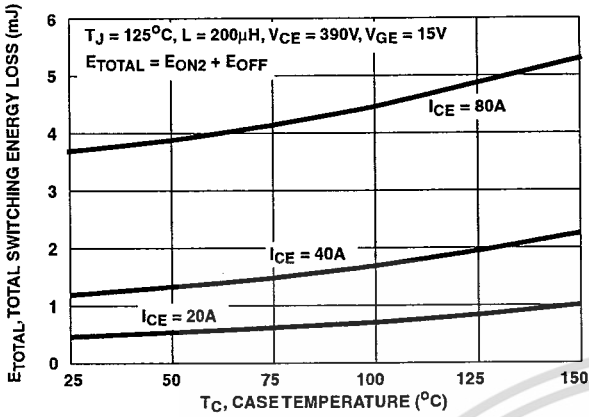


FIGURE 15. TOTAL SWITCHING LOSS vs CASE TEMPERATURE

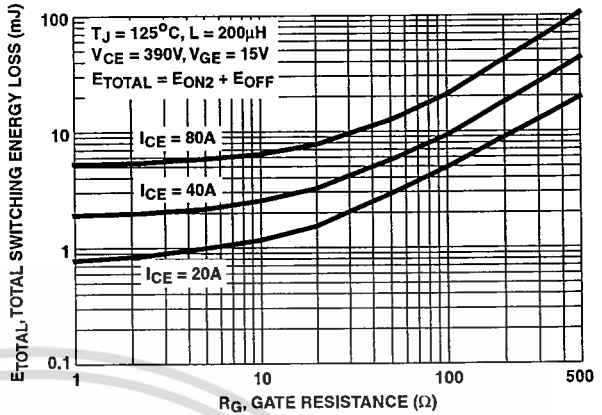


FIGURE 16. TOTAL SWITCHING LOSS vs GATE RESISTANCE

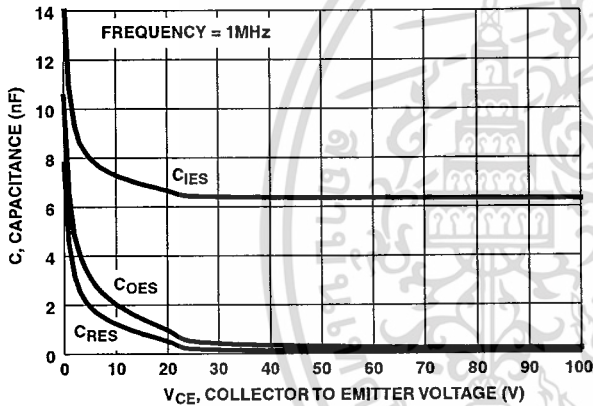


FIGURE 17. CAPACITANCE vs COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE

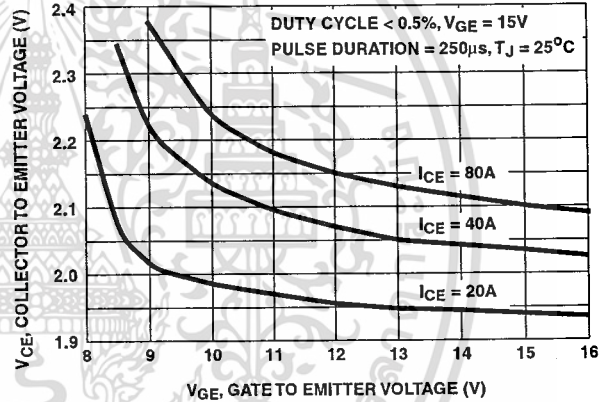


FIGURE 18. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE vs GATE TO EMITTER VOLTAGE

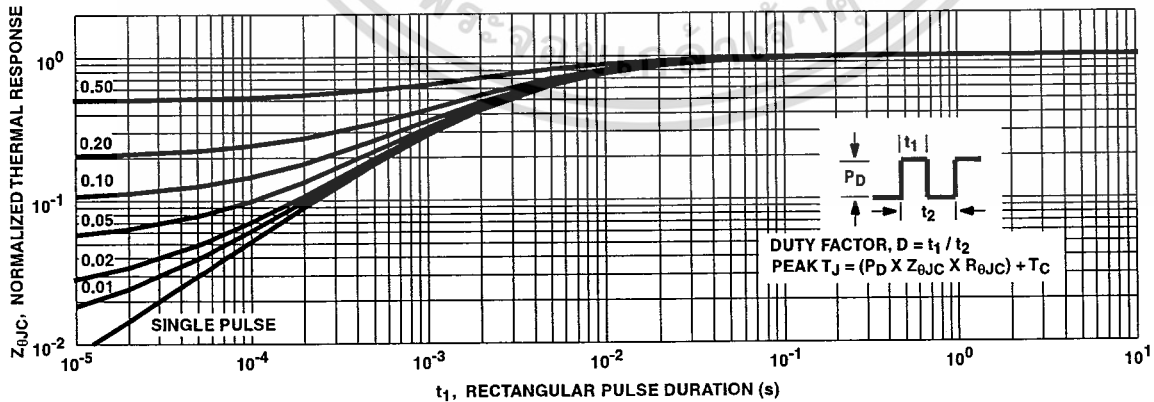


FIGURE 19. NORMALIZED TRANSIENT THERMAL RESPONSE, JUNCTION TO CASE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuit and Waveforms

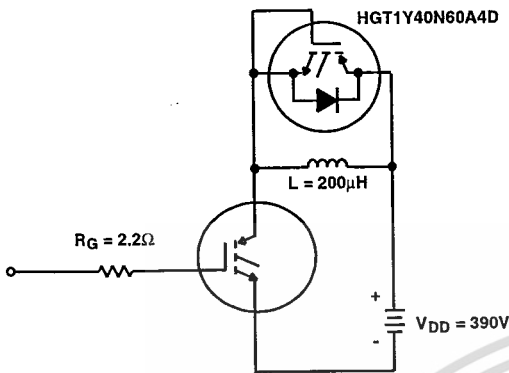


FIGURE 20. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

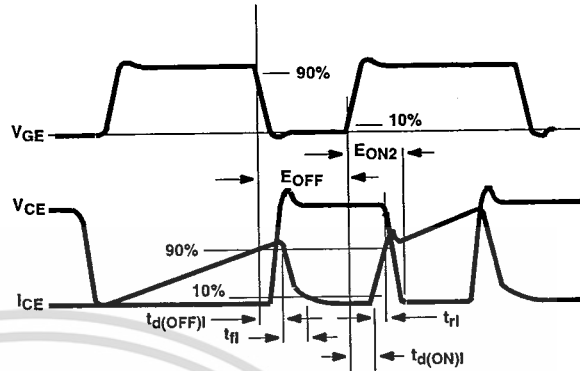


FIGURE 21. SWITCHING TEST WAVEFORMS

Handling Precautions for IGBTs

Insulated Gate Bipolar Transistors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. With proper handling and application procedures, however, IGBTs are currently being extensively used in production by numerous equipment manufacturers in military, industrial and consumer applications, with virtually no damage problems due to electrostatic discharge. IGBTs can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as "ECCOSORB™ LD26" or equivalent.
2. When devices are removed by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.
5. **Gate Voltage Rating** - Never exceed the gate-voltage rating of V_{GEM} . Exceeding the rated V_{GEM} can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
6. **Gate Termination** - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
7. **Gate Protection** - These devices do not have an internal monolithic Zener diode from gate to emitter. If gate protection is required an external Zener is recommended.

Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 3) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical performance vs collector current (I_{CE}) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figures 6, 7, 8, 9 and 11. The operating frequency plot (Figure 3) of a typical device shows f_{MAX1} or f_{MAX2} ; whichever is smaller at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

f_{MAX1} is defined by $f_{MAX1} = 0.05 / (t_{d(OFF)} + t_{d(ON)})$. Deadtime (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible. $t_{d(OFF)}$ and $t_{d(ON)}$ are defined in Figure 21. Device turn-off delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than T_{JM} . $t_{d(OFF)}$ is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

f_{MAX2} is defined by $f_{MAX2} = (P_D - P_C) / (E_{OFF} + E_{ON2})$. The allowable dissipation (P_D) is defined by $P_D = (T_{JM} - T_C) / R_{\theta JC}$. The sum of device switching and conduction losses must not exceed P_D . A 50% duty factor was used (Figure 3) and the conduction losses (P_C) are approximated by $P_C = (V_{CE} \times I_{CE}) / 2$.

E_{ON2} and E_{OFF} are defined in the switching waveforms shown in Figure 21. E_{ON2} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{CE} \times V_{CE}$) during turn-on and E_{OFF} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{CE} \times V_{CE}$) during turn-off. All tail losses are included in the calculation for E_{OFF} ; i.e., the collector current equals zero ($I_{CE} = 0$).

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FASTr™	OPTOPLANAR™	STAR*POWER™	
CoolFET™	FRFET™	PACMAN™	Stealth™	
CROSSVOLT™	GlobalOptoisolator™	POP™	SuperSOT™-3	
DenseTrench™	GTO™	Power247™	SuperSOT™-6	
DOME™	HiSeC™	PowerTrench®	SuperSOT™-8	
EcoSPARK™	ISOPLANAR™	QFET™	SyncFET™	
E ² CMOS™	LittleFET™	QS™	TinyLogic™	
EnSigna™	MicroFET™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™	
FACT™	MicroPak™	Quiet Series™	UHC™	
FACT Quiet Series™	MICROWIRE™	SILENT SWITCHER®	UltraFET®	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD 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, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in 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.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Rev. H4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



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-220 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

Mechanical Characteristics:

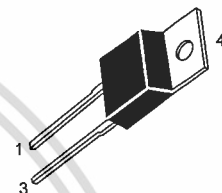
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U1520, U1540, U1560



MUR1520
MUR1540
MUR1560

Motorola Preferred Devices

**ULTRAFAST
RECTIFIERS
15 AMPERES
200-400-600 VOLTS**



CASE 221B-03
TO-220AC
PLASTIC

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR			Unit
		1520	1540	1560	
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 (Rated V_R)	$I_F(AV)$	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		15 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$	Amps
Peak Rectified Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz)	I_{FRM}	30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	200	150		Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	°C/W
--	-----------------	-----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 15$ Amps, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 15$ Amps, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_C = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	i_R	500 10	500 10	1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amps/ μs)	t_{rr}	35	60		ns

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

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

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

Rev 1

© Motorola, Inc. 1996



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1520

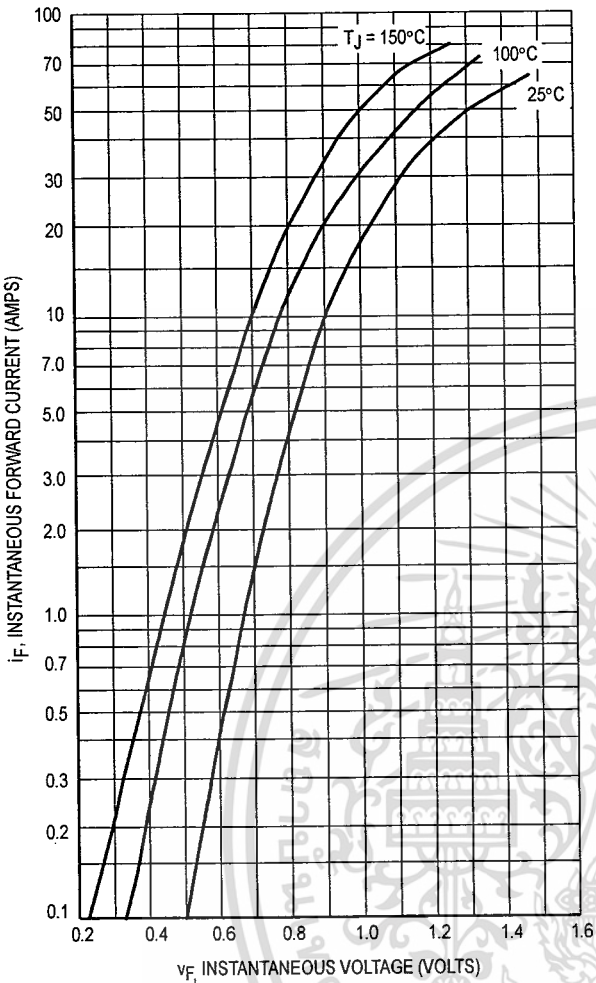


Figure 1. Typical Forward Voltage

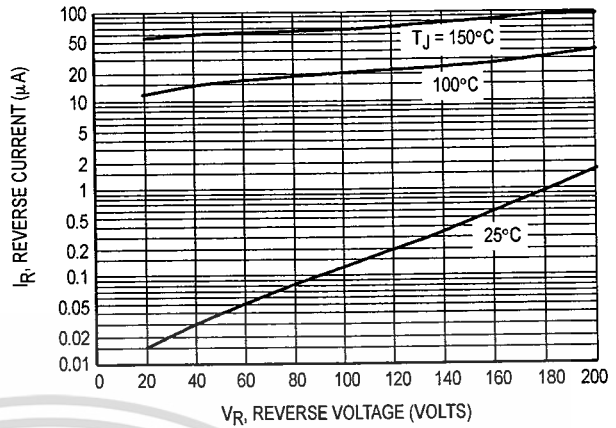


Figure 2. Typical Reverse Current

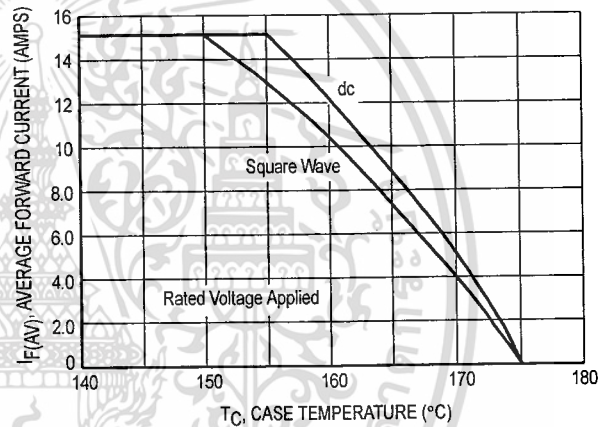


Figure 3. Current Derating, Case

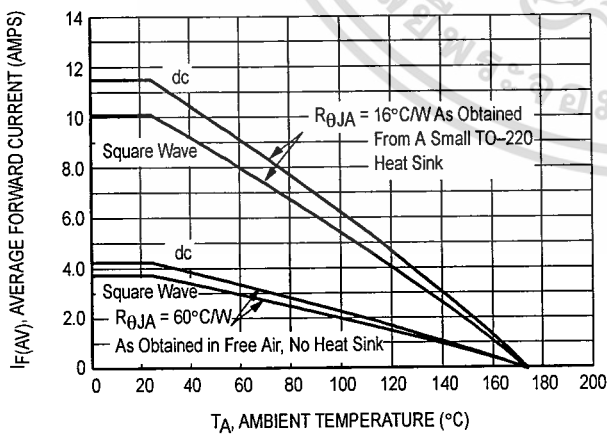


Figure 4. Current Derating, Ambient

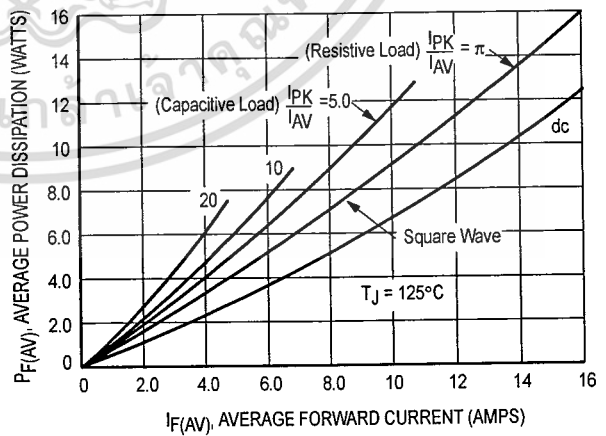


Figure 5. Power Dissipation

MUR1540

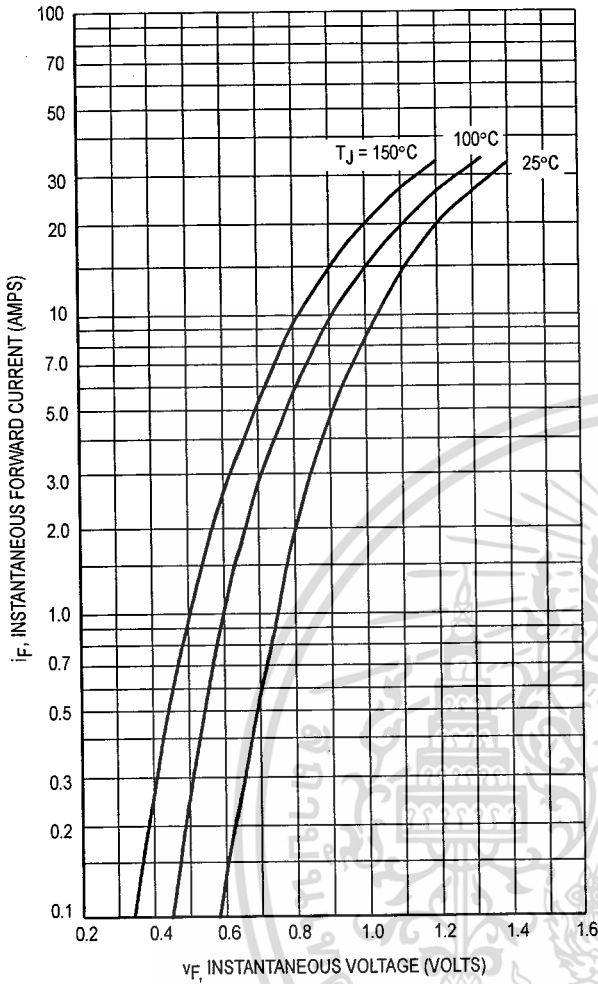


Figure 6. Typical Forward Voltage

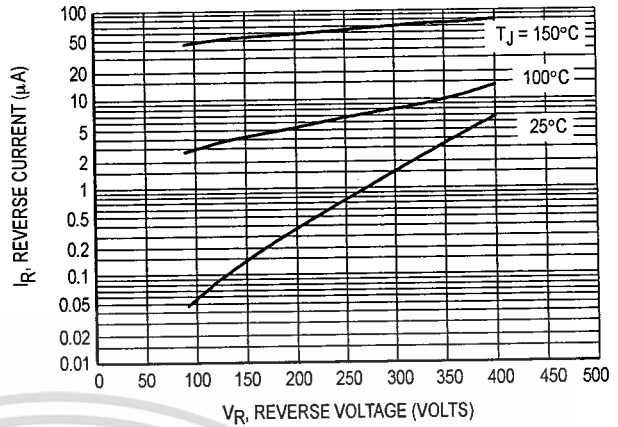


Figure 7. Typical Reverse Current

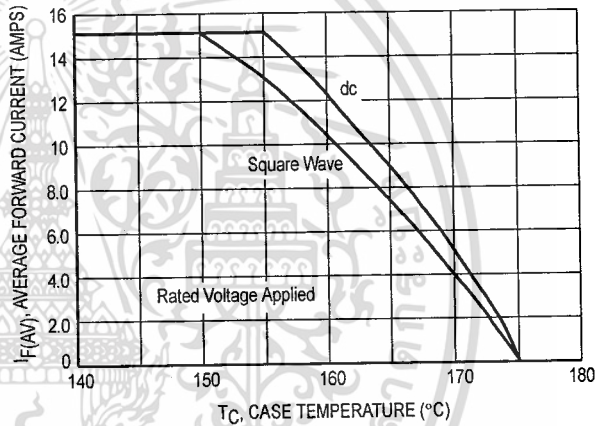


Figure 8. Current Derating, Case

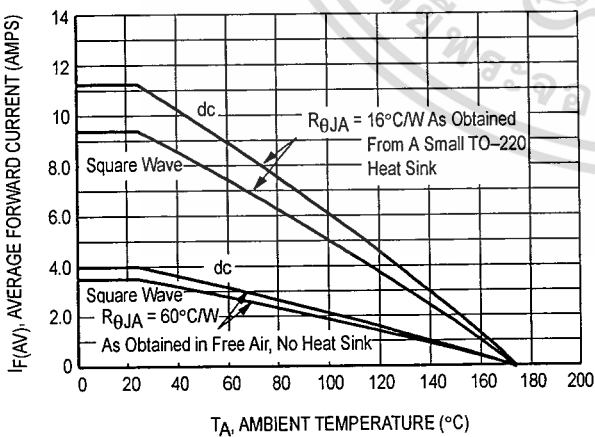


Figure 9. Current Derating, Ambient

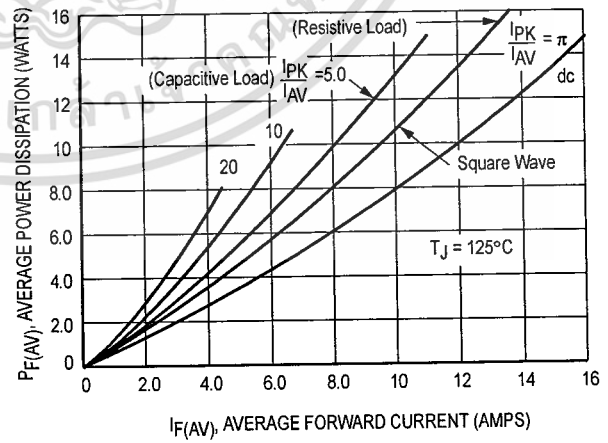


Figure 10. Power Dissipation

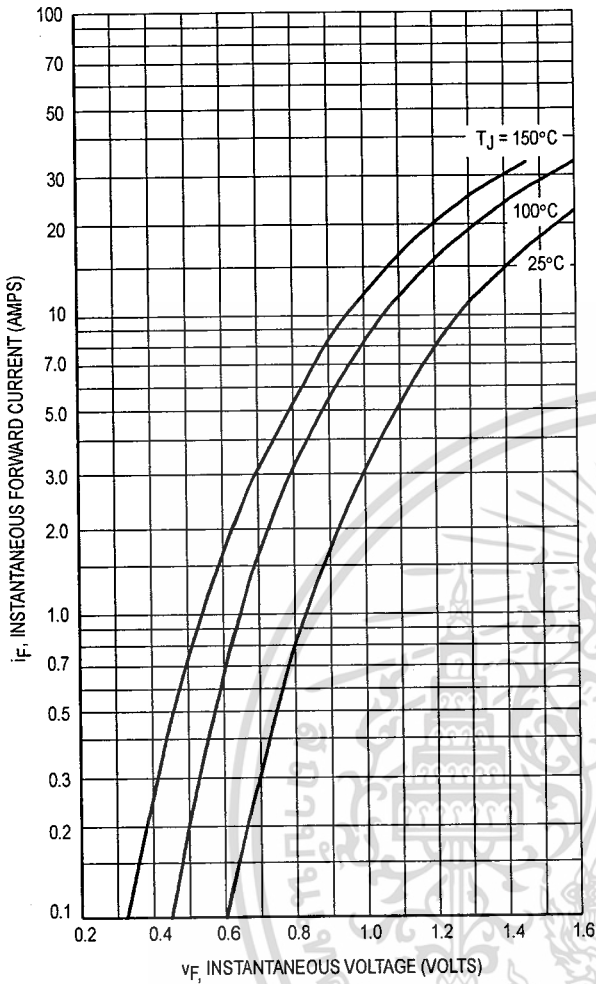


Figure 11. Typical Forward Voltage

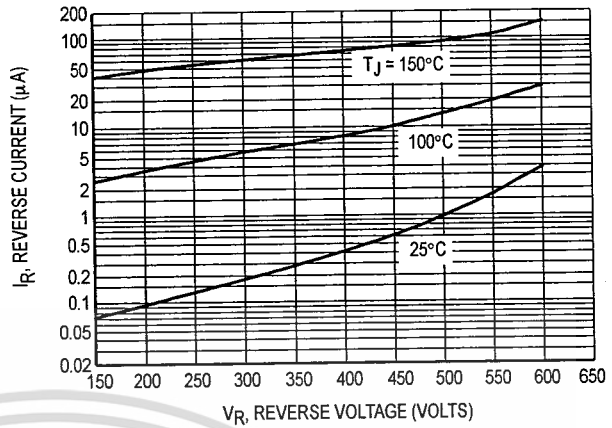


Figure 12. Typical Reverse Current

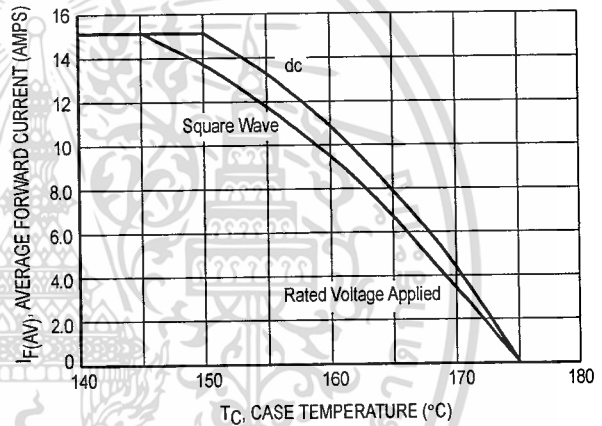


Figure 13. Current Derating, Case

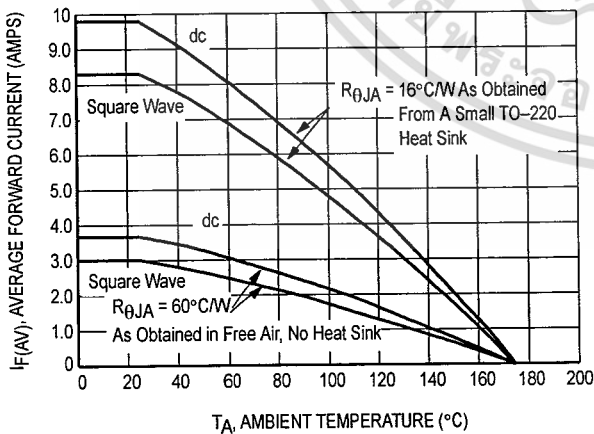


Figure 14. Current Derating, Ambient

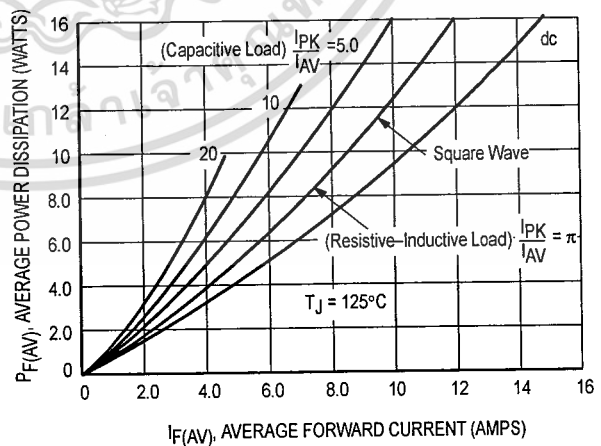


Figure 15. Power Dissipation

MUR1520, MUR1540, MUR1560

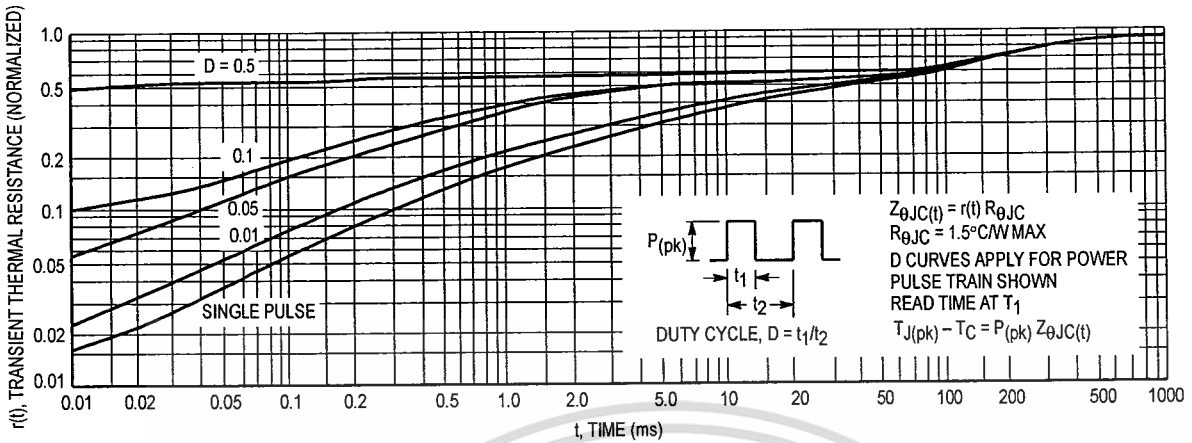


Figure 16. Thermal Response

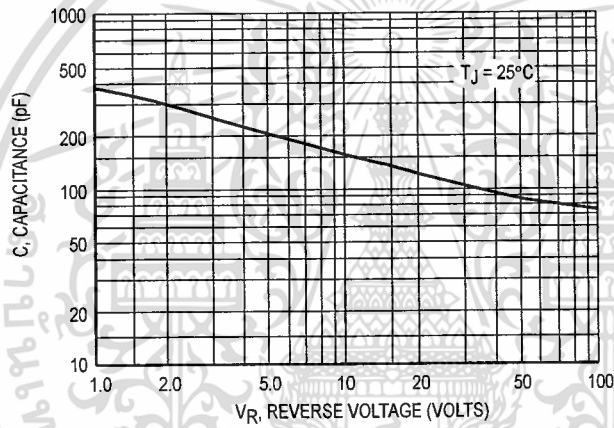
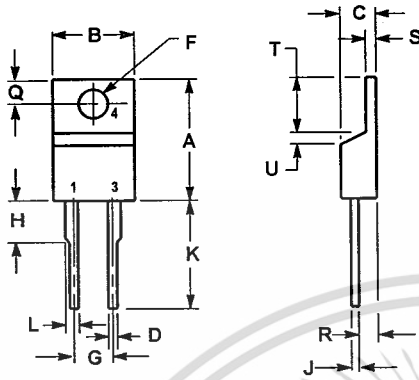


Figure 17. Typical Capacitance

PACKAGE DIMENSIONS



NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.620	15.11	15.75
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27

CASE 221B-03
 (TO-220AC)
 ISSUE B

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.

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. 1-303-675-2140 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

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609
 Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848
 –http://sps.motorola.com/mfax/

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

HOME PAGE: http://motorola.com/sps/



MUR1520/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



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, V_O @ 1/8"
- High Temperature Glass Passivated Junction

Mechanical Characteristics

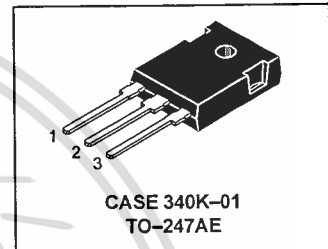
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 4.3 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 30 units per plastic tube
- Marking: U3020, U3040, U3060



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 _{RVWM} 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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR3020WT MUR3040WT MUR3060WT

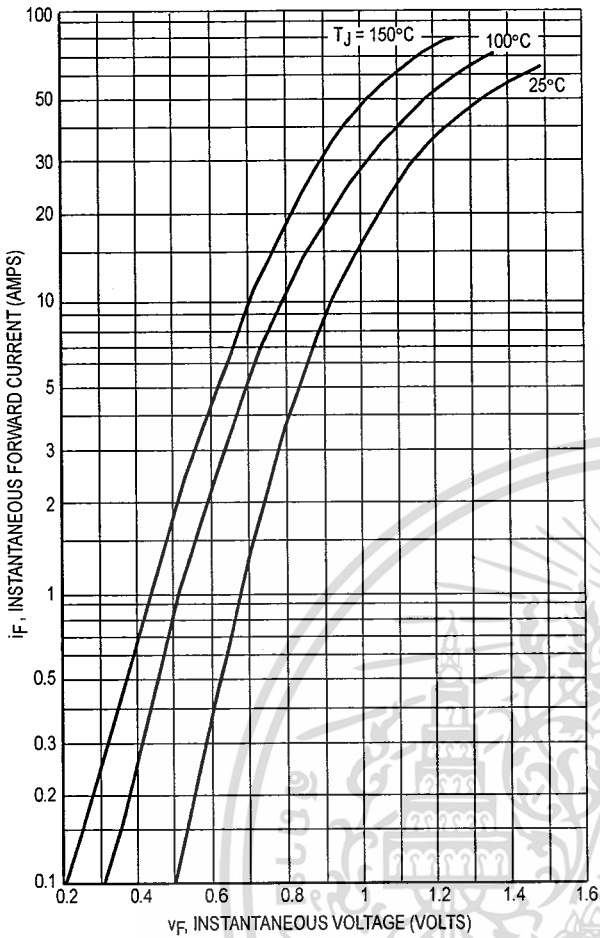
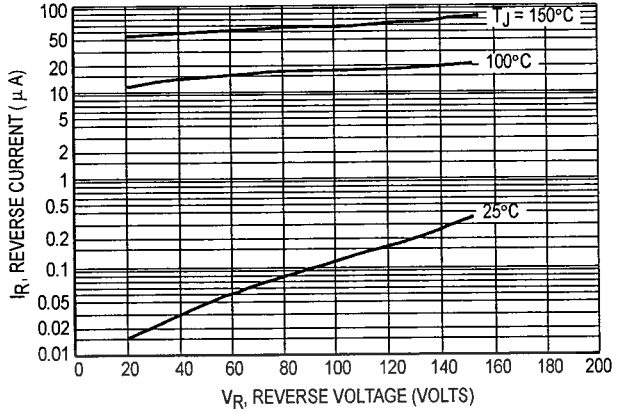


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)



*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)*

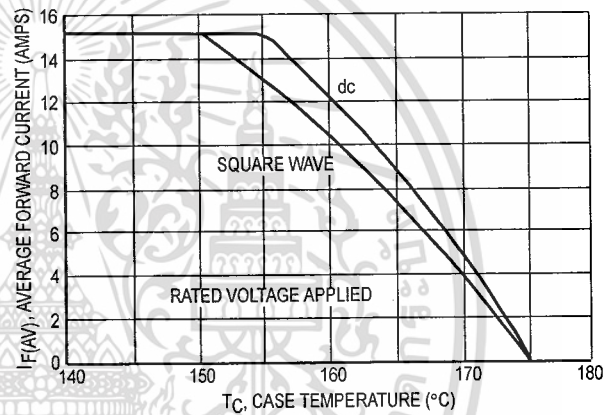


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

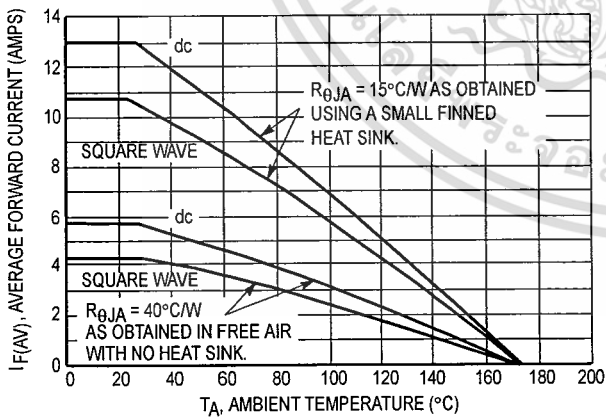


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

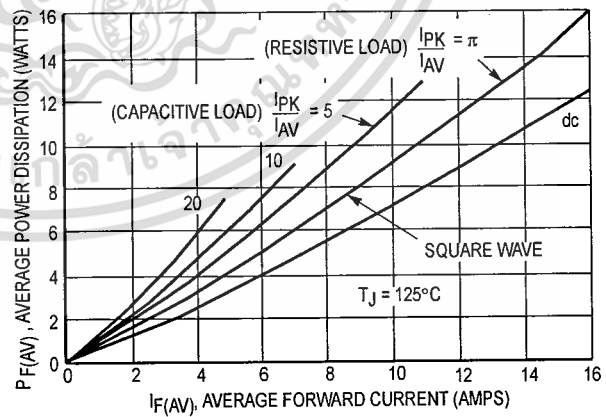


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020WT MUR3040WT MUR3060WT

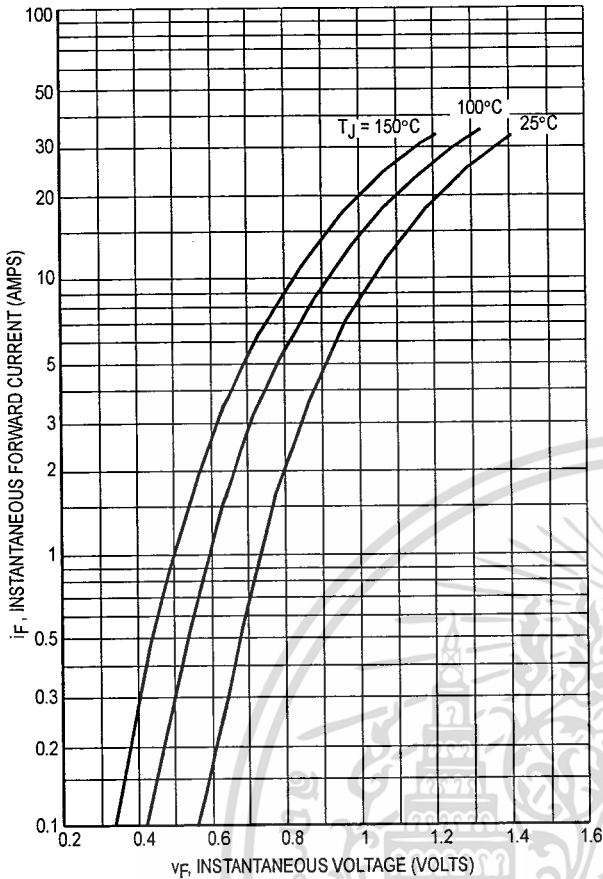
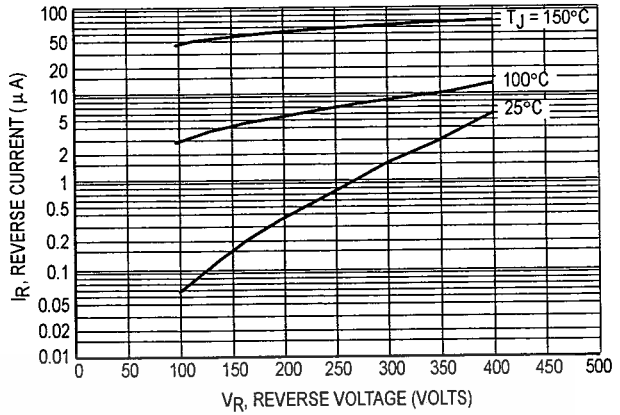


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)



*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)*

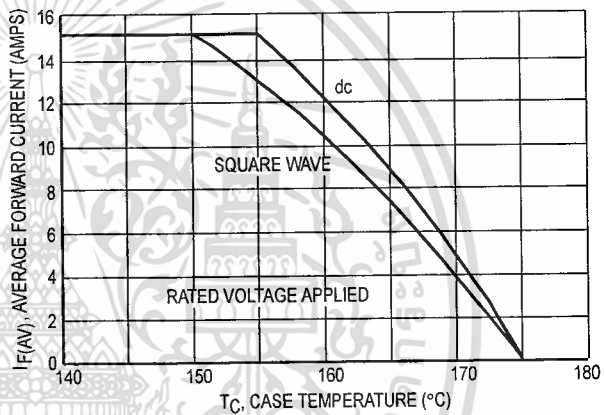


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

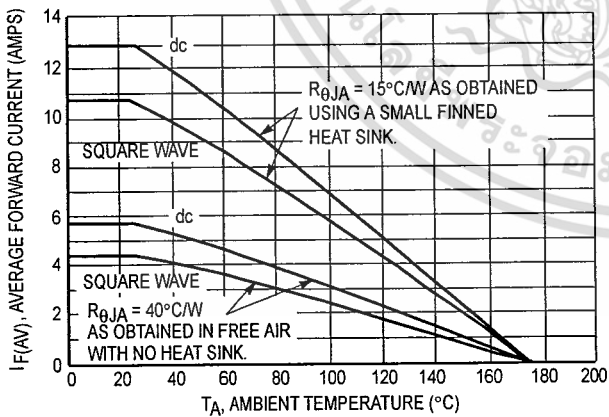


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

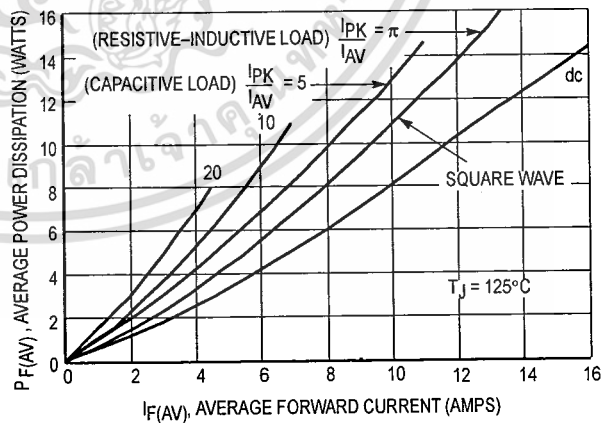


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020WT MUR3040WT MUR3060WT

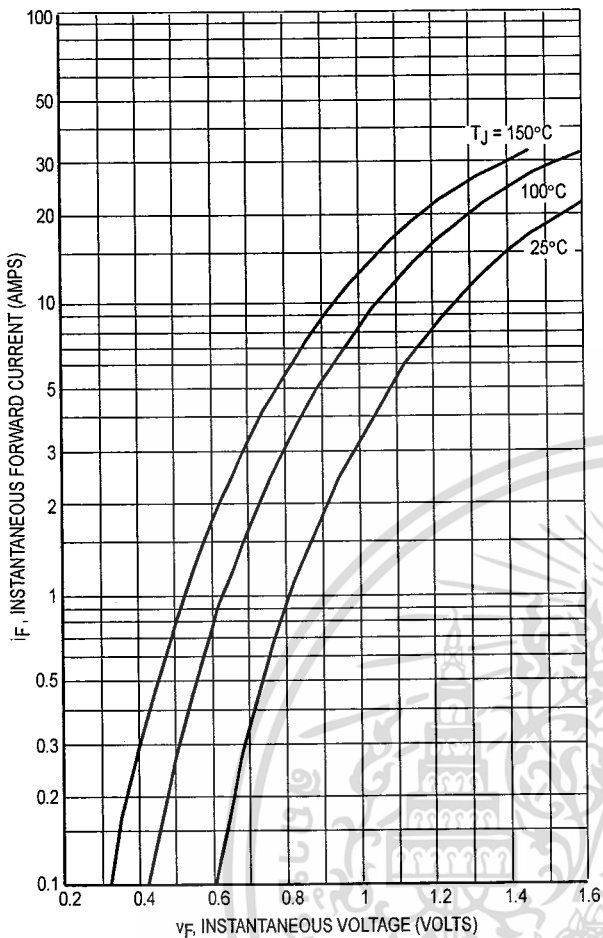
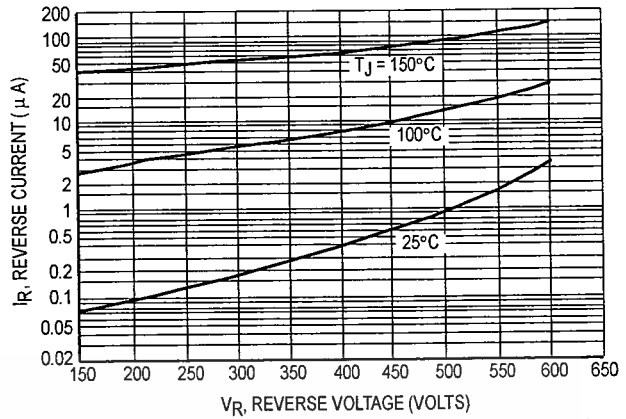


Figure 11. Typical Forward Voltage (Per Leg)



*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)*

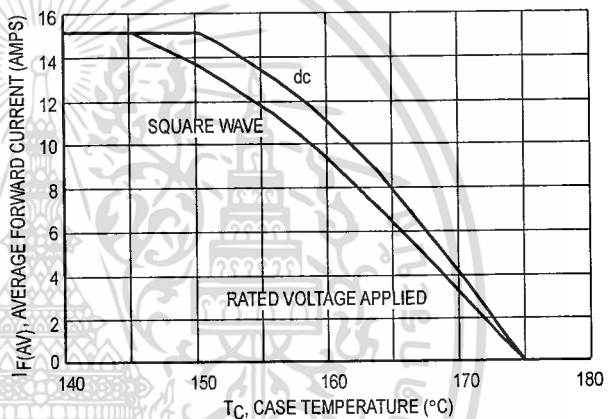


Figure 13. Current Derating, Case (Per Leg)

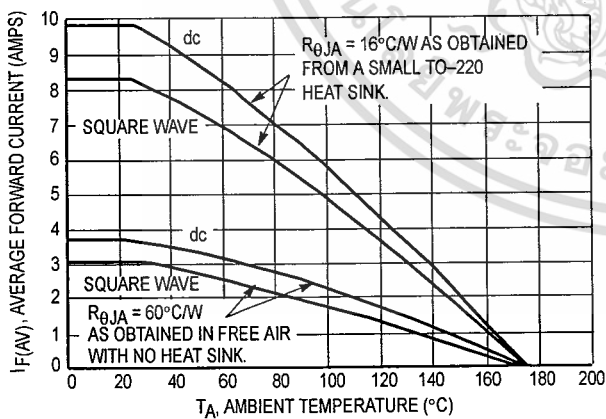


Figure 14. Current Derating, Ambient (Per Leg)

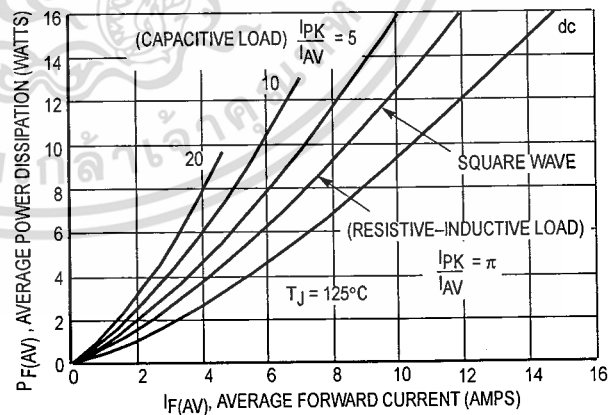


Figure 15. Power Dissipation (Per Leg)

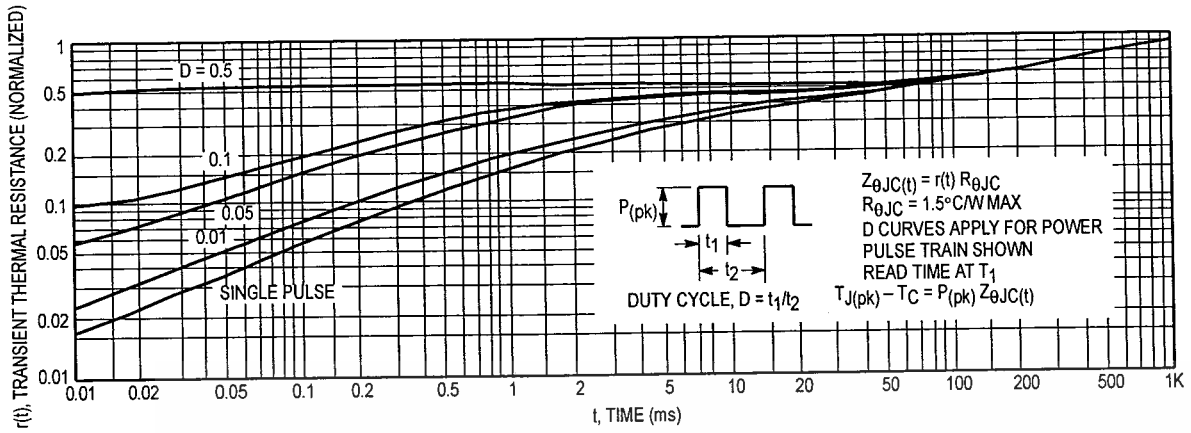


Figure 16. Thermal Response

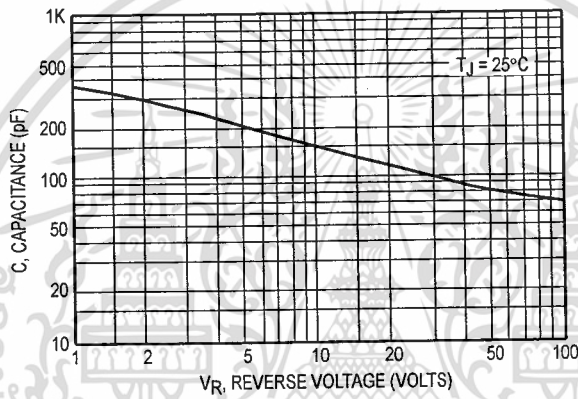
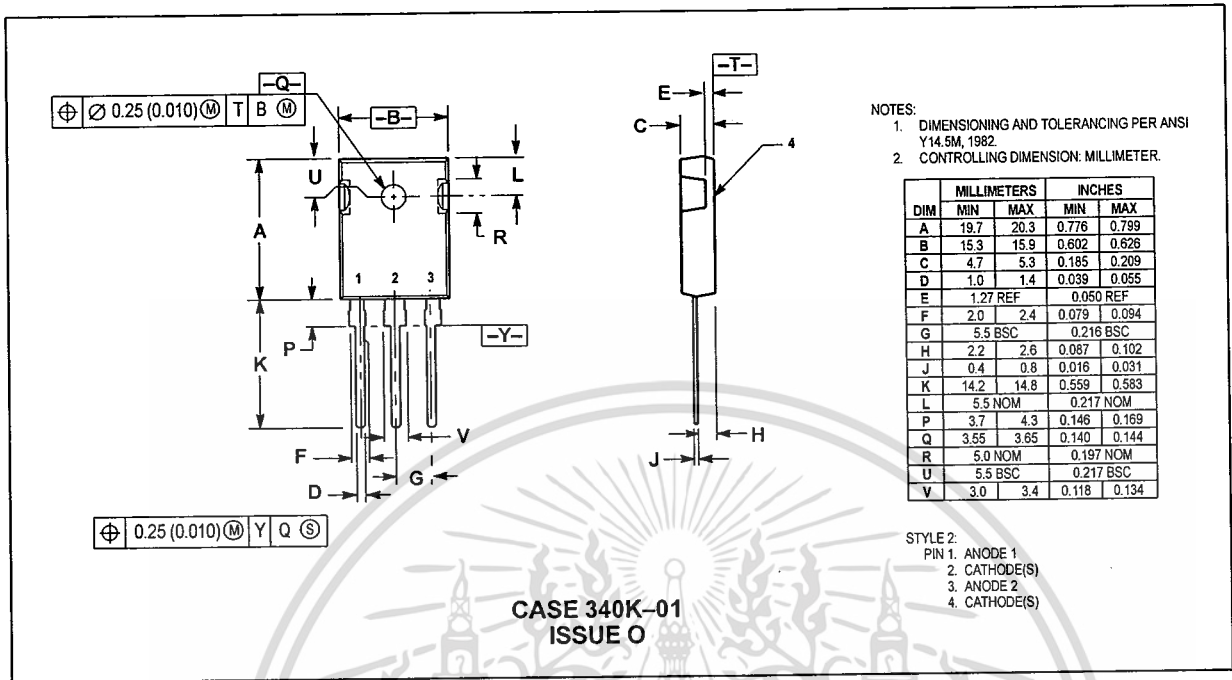


Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)

MUR3020WT MUR3040WT MUR3060WT

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 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
 Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
 – US & Canada ONLY 1-800-774-1848
 INTERNET: <http://motorola.com/sps>

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

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



MUR3020WT/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้