

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสำหรับพลาสมาอาร์ค
SWITCHING POWER SUPPLY FOR PLASMA ARC



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสำหรับพลาสมาอาร์ค
SWITCHING POWER SUPPLY FOR PLASMA ARC

โดย

นาย ณัฐวุฒิ จักรจันทร์ รหัสประจำตัว 46015217

นาย นพดล บัวทอง รหัสประจำตัว 46015226

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เสิร์ศิริกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งสำหรับพลาสมาอาร์ค

ผู้จัดทำ

1. นายณัฐวุฒิ จักรจันทร์
2. นายนพพล บัวทอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงสำหรับพลาสมาอาร์ค

SWITCHING POWER SUPPLY FOR PLASMA ARC

นายณัฐวุฒิ จักรจันทร์

นายนพดล บัวทอง

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์สำหรับพลาสมาอาร์ค

นายณัฐวุฒิ จักรจันทร์
นายพดล บัวทอง
รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2548

บทคัดย่อ

โครงการชิ้นนี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบ การทำงาน และทดสอบการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสำหรับพลาสมาอาร์คขนาด 65 โวลต์ 50 แอมป์ โดยใช้หลักการของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งโดยมีหลักการทำงานของวงจรถือ จะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ โดยวงจรรีเลย์กระแส และวงจรรองกระแส หลังจากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาทำการเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณพัลส์ ความถี่ประมาณ 20-200 กิโลเฮิร์ตโดยใช้วงจรรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ - บริดจ์ และใช้ไอซีเบอร์ SG3526 มาทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตที่อยู่ในวงจรรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ - บริดจ์ สุดท้ายจะได้เอาท์พุทเป็นไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 65 โวลต์ และกระแส 50 แอมป์ และนำแรงดันเอาท์พุทที่ได้มาทำการป้อนกลับซึ่งจะทำให้ได้เอาท์พุทที่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWER SUPPLY FOR PLASMA ARC

Natthawut Chugchun

Noppdon Buathong

Somsak Cheesirikul Advisor

2005

ABSTRACT

This paper presents the design and test report for high current switching power supply. Initial, the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz line to Direct current to direct current 311 Volts. Subsequent, the direct current will change to high Frequency pulses (about 20-200 KHz) by power mosfet transistor which inside are half-bridge Converter circuit and control switching characteristic by SG 3526. It can variable frequency and pulse width. Finally, high current switching power supply has output 65 Volts and 50 Amp High current switching this application for plasma arc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

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

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ และเครื่องมือ ในการใช้ทำโครงการนี้ จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกาย และแรงใจ ที่ให้เสมอมา จนจนถึงปัจจุบันนี้

ขอขอบคุณพี่และเพื่อนๆทุกคนที่คอยกระตุ้น ในการทำโครงการนี้จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



ผู้จัดทำ

นาย นพดล บัวทอง

นาย ณัฐวุฒิ จักรจันทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งกระแสสูงและการเกิด Plasma Arc ในน้ำ	9
2.1 วงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง	9
2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	9
2.3 วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	12
2.3.1 เรกติไฟเออร์	12
2.3.2 ฟิวส์	16
2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์	17
2.4.1 ชีตจำกัดกำลังของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	18
2.5 วงจรควบคุม	19
2.5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	19
2.5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	21
2.6 วงจรขับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	23
2.6.1 วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงเบเกอร์เคลมปี	23
2.6.2 วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์	24
2.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	25
2.7.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL	25
2.7.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS	26
2.7.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	27
2.8 วงจรสแนบเบอร์	27
2.8.1 วงจรสแนบเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (Turn off snubber)	27
2.8.2 วงจรสแนบเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber)	29
2.9 ไดโอดในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	31
2.9.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด	31
2.9.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.10 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	33
2.11 เพาเวอร์มอสเฟต	35
2.11.1 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้มอสเฟต	36
2.11.2 พิกัดความปลอดภัย FBSOA	36
2.12 หลักในการเกิดพลาสมาอาร์คในน้ำ	36
2.12.1 หลักในการอาร์ค	36
2.12.2 คุณสมบัติของแรงดัน	36
2.12.3 องค์ประกอบในการอาร์ค	37
บทที่ 3 หลักการทำงานของวงจร	40
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม	40
3.1.1 วงจรป้อนกลับ	40
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	43
3.1.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	45
3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง	46
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต	48
3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	48
3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	49
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	51
4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ภายในวงจร	51
4.1.1 สัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526	51
4.1.2 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526	52
4.1.3 สัญญาณพัลส์ที่จะนำไปควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟต	53
4.1.4 สัญญาณพัลส์หลังผ่านบัฟเฟอร์	54
4.1.5 สัญญาณพัลส์หลังผ่านหม้อแปลงคัปปลิ่ง	55
4.1.6 สัญญาณพัลส์ควบคุมขณะมีสัญญาณ Feedback ที่โหลดต่างๆ	56
4.2 ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 บทสรุป

61

ภาคผนวก

บรรณานุกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า	
รูปที่ 2.1	องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป	8
รูปที่ 2.2	วงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	17
รูปที่ 2.3	วงจรในโหมดควบคุม	19
รูปที่ 2.4	สัญญาณที่จุดต่างๆในวงจรควบคุม	20
รูปที่ 2.5 (ก)	วงจรควบคุมพื้นฐานในโหมดควบคุมกระแส	21
รูปที่ 2.5 (ข)	ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดกระแส	22
รูปที่ 2.6	วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์แคลมปี	24
รูปที่ 2.7	วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	24
รูปที่ 2.8	การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	25
รูปที่ 2.9	การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	26
รูปที่ 2.10	วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	27
รูปที่ 2.11	ลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	28
รูปที่ 2.12	วงจรสับเบอร์ด์ช่วงหยุดนำกระแส	28
รูปที่ 2.13	วงสับเบอร์ด์ป้องกันแรงดันเกิน	30
รูปที่ 2.14	ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	34
รูปที่ 2.15	ลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกต	35
รูปที่ 2.16	คุณสมบัติแรงดันและกระแสในการอาร์ค	37
รูปที่ 2.17	ลักษณะการเกิดพลาสมาอาร์ค	38
รูปที่ 2.18	ลักษณะการต่อโหลดกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	39
รูปที่ 2.19	ลักษณะผการ์บอนขนาดนาโนไซค์	39
รูปที่ 3.1	ลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต	40
รูปที่ 3.2	วงจรควบคุมการสวิตซ์ของมอสเฟต	41
รูปที่ 3.3	โครงสร้างภายในไอซี SG3526	43
รูปที่ 3.4	วงจรขับขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต	45
รูปที่ 3.5	วงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิง	47
รูปที่ 4.1	สัญญาณพื้นฐานที่ใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526	52
รูปที่ 4.3 สัญญาณพัลส์ที่ขาเอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526	53
รูปที่ 4.4 สัญญาณพัลส์ A และ B หลังผ่านบัฟเฟอร์	54
รูปที่ 4.5 สัญญาณพัลส์หลังผ่านหม้อแปลงคัปปลิง	55
รูปที่ 4.6 สัญญาณพัลส์ที่โหลด 2 กิโลโอห์ม	56
รูปที่ 4.7 สัญญาณพัลส์ที่โหลด 200 โอห์ม	56
รูปที่ 4.8 สัญญาณพัลส์ที่โหลด 20 โอห์ม	57
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต (Io) แรงดันเอาต์พุต(Vo)	60
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านอินพุต (Pin) และกำลังด้านเอาต์พุต (Po)	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเฟาเวอร์ชัพพลาสม	9
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าต่างๆที่วัดได้ที่ความถี่ 25 กิโลเฮิร์ต	58
ตารางที่ 4.2 แสดงค่าต่างๆที่วัดได้ที่ความถี่ 22 กิโลเฮิร์ต	59



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้เข้ามามีบทบาทกับชีวิตเราอย่างมาก เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังสูงแต่มีขนาดเล็ก เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร และ โทรศัพท์ จำเป็นจะต้องใช้สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย แนวโน้มการนำสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการ ทำงานและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้ สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดี จะต้องมียุทธสมบัติ ดังนี้

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

สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจาก ไปสลับ โวลต์สูง ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกันแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น (Linear Power Supply) ถึงแม้เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจะต้องมีการใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำเช่นเดียวกัน แต่ สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็ก และน้ำหนักน้อย เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น อีกทั้งสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังมีประสิทธิภาพสูงกว่าอีกด้วย

สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้การเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับหนึ่ง ไปเป็นอีก ระดับหนึ่ง ด้วยวงจร “คิซึทึคิซึคอนเวอร์เตอร์” ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต และอื่นๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ไม่จำเป็นต้องใช้งานในย่านแอดคิฟ จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตซ์จะเป็นการเพิ่มขนาด ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน และกระแสในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็กกะทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์, โทรทัศน์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งก็ยังมีข้อเสียอีกหลายข้อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นคือ

- อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพงและอุปกรณ์บางชิ้นหายาก โดยเฉพาะภายในประเทศ
- การออกแบบมีความยุ่งยากกว่า

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน ได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น รวมทั้งสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำๆ แหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะประหยัดกว่าและให้ผลดีเท่าเทียมกัน ดังนั้นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไปเท่านั้น

และจากข้อได้เปรียบของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ทางผู้จัดทำจึงได้ทำการศึกษาต่อและได้นำมาประยุกต์ใช้งานกับ เครื่องเชื่อมโลหะด้วยลำพลาสมา ที่สามารถทำการเชื่อมโลหะได้น้ำได้

พลาสมา (Plasma)

การเกิดของพลาสมานั้น เป็นเรื่องเกี่ยวกับการแตกตัวของอะตอมแก๊สที่ไหลผ่านกระบวนการอาร์คไฟฟ้า แต่ถ้าเราทำการทดลองสร้างพลาสมาในสุญญากาศแล้วจะปรากฏผลเกิดพลาสมาที่ไม่มีแก๊สปะปนอยู่ แต่พลาสมาจะเกิดจากอิเล็กตรอนแทนเราเรียกว่า แก๊สอิเล็กตรอน

เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา (Plasma Arc welding : PAW)

เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมานั้น มีคุณสมบัติทางความร้อนและความรุนแรงสูงมากกว่าเครื่องอาร์คที่ใช้แก๊สธรรมดาทั่วไป เช่น เครื่องอาร์คแก๊สทังสเตน (Tungsten Inert -Gas : TIG) เครื่องอาร์คแก๊สโลหะ (Metal Inert -Gas :MIG) ซึ่งโดยปกติแล้วอุณหภูมิของพลาสมานั้นจะอยู่ที่ 21,000 °F (11,650 °c) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นความร้อนที่สูงมากทีเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสมา

ในการต่อใช้งานแบบส่งผ่านอาร์คนั้น จะเกิดเมื่อมีการชนกันของแท่งอิเล็กโทรดกับชิ้นงาน โดยจะมีการกระตุ้นจากวงจรความถี่สูงเป็นตัวจุดพลาสมา จะปรากฏพลาสมาพุ่งออกมาจากนีออนเซิลัน แหล่งจ่ายกำลังได้ถูกออกแบบเพื่อรักษาระดับกระแสทำให้คงที่ การแตกตัวของอะตอมแก๊สจากพลาสมาที่พุ่งผ่านมาจากนีออนเซิลัน

เนื่องจากนีออนเซิลันที่ใช้นั้นเป็นตัวที่ปลดปล่อยอุณหภูมิที่สูงมาก (ประมาณ 18,000-25,000 °F หรือ 9,000-13,870 °C) ทำให้วัสดุที่นำมาใช้ทำนั้นส่วนมากทำจากทองแดงชุบแข็ง นีออนเซิลันที่นำมาใช้ ควรมีสัญลักษณ์ที่บ่งบอกขอบรอยต่อภายในนีออนเซิลันอย่างชัดเจนระหว่างแก๊สและพลาสมา อีกอย่างหนึ่ง คือ อุณหภูมิที่สูงมากนั้นจะส่งผลให้เกิดการหลอมละลายหรือไอความร้อนขึ้นที่นีออนเซิลันแทนที่จะส่งความร้อนทั้งหมดไปให้กับชิ้นงานทำให้อายุการใช้งานของนีออนเซิลันสั้นลง

ความได้เปรียบของเครื่องเชื่อมพลาสมา

ความได้เปรียบกว่าเครื่องเชื่อมธรรมดาที่มีอยู่หลายประการอันจะแบ่งเป็นหัวข้อได้ดังนี้

1. การปรับปรุงถึงเรื่องของการควบคุมความร้อนที่ให้กับชิ้นงานได้โดยตรง โดยที่ปราศจากความสกปรกในบริเวณรอบข้าง
2. การรักษาระยะการตัดได้คงที่และสามารถยืนห่างจากชิ้นงานได้มากกว่า เนื่องจากผู้ตัดส่วนใหญ่ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการรักษาระดับทิศทางตำแหน่ง และระยะของการตัดซึ่งในแบบเก่า นั้นต้องยืนทำงานเป็นระยะไกลมาก
3. พลาสมานั้นจะมีความไวต่ำของการเปลี่ยนแปลงขนาดการเชื่อมต่อ การเปลี่ยนระยะการเชื่อมซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อเราเคลื่อนมือในการเชื่อมหรือตัด จึงอาจกล่าวได้ว่ามีความราบเรียบในการตัดสูงก็ได้
4. จากข้อได้เปรียบของระยะห่างในการทำงานที่มากกว่านั้น ทำให้ลดอันตรายที่เกิดจากการกระเด็นของเศษโลหะที่เราทำการเชื่อมหรือตัด โดยเฉพาะเมื่อเรามีชิ้นงานเป็นสเตนเลส อลูมิเนียม และไททาเนียมหรือในสถานที่ที่มีความร้อนสูงมาก เช่น ในโรงพลังนิวเคลียร์ , ท่อในโรงงานเคมีหรือในอวกาศยาน
5. จากเหตุผลที่ว่าพลาสมามีความร้อนสูงมากทำให้ความเร็วในการตัดหรือเชื่อมนั้นเร็วมาก จึงส่งผลให้การกระจายความร้อนในโลหะมีจำกัดในวงแคบๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. โอกาสในการกระเด็นของอิเล็กทรอนิกส์ที่หลอมละลายนั้นมีค่าต่ำ เพราะแท่งอิเล็กทรอนิกส์ของหัวตัดพลาสติกนั้นจะบรรจุอยู่ภายในเนื้อเซรามิก ซึ่งแตกต่างกับหัวตัดทั้งสแตนที่มีแท่งอิเล็กทรอนิกส์ไหลออกมาจากปากท่อ

7. สามารถบังคับเหล็กที่หลอมละลายหรือการเจาะ โดยวิธีโฮลได้

8. สามารถเชื่อมหรือตัดได้ทั้งแนวตั้งและเหนือศีรษะ

แต่ในความได้เปรียบหลายประการของพลาสติกนั้นก็ยังมีข้อด้อยที่สำคัญประการหนึ่ง คือ เรื่องของราคาต้นทุนที่สูงและปัญหาอายุการใช้งานที่สั้นของเซรามิกเนื้อเซรามิก อันเนื่องมาจาก อุณหภูมิที่สูงของพลาสติกนั่นเอง และแท่งที่ใช้มีราคาสูงซึ่งสิ่งทั้งสองนั้นเป็นสิ่งจำเป็นของกระบวนการอื่นไม่อาจขาดสิ่งใดสิ่งหนึ่งไปได้

แก๊สพลาสติก

เราสามารถใส่แก๊ส 2 ชนิดที่อยู่ในแต่ละถังในการใช้งานได้พร้อมกัน ซึ่งแก๊สอันหนึ่งใช้เป็นเชื้อเพลิงในการกำเนิดพลาสติกและอีกอันหนึ่งใช้ปกคลุมผิวชิ้นงานจากบรรยากาศ

แก๊สเชื้อเพลิงพลาสติก

ในกระบวนการพลาสติกนั้น ประกอบด้วยอิเล็กทรอนิกส์จากแหล่งจ่ายกำลังและไอออนของแก๊ส ซึ่งทั้งสองนั้นจะทำปฏิกิริยาเคมีป้องกันการเกิดออกไซด์อันเป็นสาเหตุของการเกิดสนิม ในที่นี้สมมุติว่าใช้อาร์กอนเป็นเชื้อเพลิง ในการใช้งานจริงนั้นเราจะเลือกอาร์กอนมาใช้งานแทนที่ฮีเลียม เพราะราคาถูกกว่าและฮีเลียมมีปัญหาในการจุดพลาสติกได้ลำบาก

ในการจัดลำดับความเร็วในการตัดจะขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสจากแหล่งจ่ายกำลัง และ อัตราการไหลของแก๊ส กล่าวคือ อัตราการไหลของแก๊สถ้าไหลช้าการเจาะโลหะจะทำได้ยากและต้องใช้เวลาาน เพราะปริมาณการเกิดพลาสติกต่อวินาทีมีน้อยนั้น หมายถึง ความร้อนต่ำด้วย เพราะฉะนั้นเราควรพิจารณาความหนาของชิ้นงานและธาตุที่มีอยู่ในชิ้นงานเป็นหลัก ยกตัวอย่าง เช่น ในกรณีเรามีชิ้นงานที่เป็นโลหะบางๆ เราควรใช้อัตราแก๊สที่ต่ำเพื่อลดความสิ้นเปลืองหรือชิ้นงานเป็นโลหะประเภทอลูมิเนียม หรือทองแดงซึ่งโลหะทั้งสองนี้เป็นชนิดที่มีการนำความร้อนสูง เราควรที่จะใช้แก๊สในอัตราที่สูงเพื่อจะได้ตัดอย่างรวดเร็ว เพื่อความสะดวกอาจตั้งค่าตัวแปรในกระบวนการตามตารางที่ให้ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แก๊สปกคลุมพลาสติก

ในขณะที่ทำการตัดด้วยพลาสติกนั้น ถ้าพลาสติกจะไหลพุ่งออกมาจากอิลีคทรอด ในขณะที่เดียวกันก็จะมีแก๊สปกคลุมไหลออกมารอบๆอิลีคทรอดปกคลุมชิ้นงานเอาไว้ และในระยะเวลาอันสั้นเพียงเสี้ยววินาที แก๊สปกคลุมจะเกิดอ็อกซิเจนด้วยความร้อนจากพลาสติก ส่วนที่เหลือจึงกลายเป็นแก๊สธรรมชาติปกคลุมชิ้นงานป้องกันการเกิดออกไซด์ แก๊สปกคลุมที่ใช้ในกระบวนการเชื่อมธรรมดาที่สามารถที่จะนำมาใช้ในกระบวนการพลาสติกได้ ตัวอย่างเช่น อาร์กอน ฮีเลียม หรือเป็นการผสมผสานของแก๊สทั้งสองได้

เครื่องจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสติก

โดยส่วนมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นลักษณะของไฟฟ้ากระแสตรง สาเหตุนั้นเป็นเพราะการบำรุงรักษาง่ายกว่าการใช้กระแสสลับ และสาเหตุที่สำคัญอีกอย่างนั้นเพราะไฟฟ้ากระแสสลับมีรูปคลื่นเป็นแบบไซน์คลื่นทุกๆ 1 ไซเคิล จะมีจุดที่กระแสนั้นมีค่าเป็นศูนย์ทำให้มีกระแสทางเข้าที่พู่ไม่คงที่ จุดที่แตกต่างกันของแหล่งจ่ายกำลังของพลาสติกและทั้งสแตนคือ ค่าโวลต์ตรงทางเข้าที่พู่ของพลาสติกในขณะที่เปิดวงจรนั้นมีค่าสูงประมาณ 200-400 โวลต์ และแรงดันที่ตกคร่อมชิ้นงานในขณะที่เชื่อมมีค่าประมาณ 80 โวลต์

การต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็ก

ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาถึงการต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กที่มีกำลังงานทางเข้าที่พู่ต่ำให้สามารถทำงานกับกระบวนการของพลาสติกที่ต้องการกำลังงานทางเข้าที่พู่สูง ในกรณีที่เรามีแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กจำนวนที่มากกว่าหนึ่งตัวนั้น เราสามารถที่จะเพิ่มกำลังงานทางเข้าที่พู่โดยนำเอาเข้าที่พู่ของแหล่งจ่ายแต่ละตัวมารวมกันและจะแยกพิจารณาใน 2 กรณี คือ กรณีแรกเป็นการเพิ่มค่าแรงดันจะทำได้โดยการต่อเข้าที่พู่ของแหล่งจ่ายกำลังในแบบอนุกรมกัน ส่วนในกรณีของการเพิ่มกระแสนั้น เราทำได้โดยการต่อเข้าที่พู่ของแหล่งจ่ายกำลังแต่ละตัวในลักษณะขนาดกระแสรวมของเข้าที่พู่(ที่รวมกันแล้ว) จะเท่ากับผลรวมค่ากระแสของแหล่งจ่ายกระแสรวม

การต่อเข้าที่พู่แหล่งจ่ายแบบผสมกันทั้งอนุกรมและขนานกันก็สามารถทำได้ และสิ่งที่ผู้ใช้งานจะลืมไม่ได้ อย่างหนึ่ง คือ เมื่อเราได้ทำการเพิ่มกระแสและแรงดันทางเข้าที่พู่แล้ว จะส่งผลทำให้เกิดปัญหาสายไฟที่เราเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายกับหัวเชื่อมร้อนและละลายได้ซึ่งเป็นอันตรายอย่างยิ่งไม่ควรมองข้ามสิ่งนี้ไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าเข้าที่พู่ทที่ใช้งานของเครื่องเชื่อมพลาสมา

โดยมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมานั้น จะมีค่าเข้าที่พู่ทเป็นกิโวลต์ต์ เช่น 250 แอมแปร์ 200 โวลต์ มีค่ากำลังงานเท่ากับ 50 กิโลวัตต์ เป็นต้น แต่ก็มีเครื่องบางเครื่องที่แสดงค่าเข้าที่พู่ทแยกเป็นจำนวนกระแส และจำนวนแรงดัน แต่เราก็สามารถที่จะหาค่าของกำลังงานทางเข้าที่พู่ทได้ โดยนำค่ากระแสและแรงดันทางเข้าที่พู่ทมาทำการคูณกันจะเป็นค่ากำลังทางเข้าที่พู่ทนั่นเอง

หัวเชื่อมพลาสมา

นีออนเซิลันเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดของหัวเชื่อมพลาสมา เพราะเส้นผ่านศูนย์กลางของปากนีออนเซิลันนั้นเล็กกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของลำพลาสมาอาร์ค ซึ่งอยู่ภายในนีออนเซิลันทำให้เกิดการรวมตัวกันของพลังงานเพื่อปลดปล่อยลำพลาสมาออกมาใช้งาน โดยจะมีลักษณะที่ตีบ อย่างไรก็ตามตามอุณหภูมิที่สูงของพลาสมา ก็จะส่งผลกระทบต่อนีออนเซิลันโดยตรง หัวเชื่อมพลาสมามีการใช้งานทั้งแบบส่งผ่าน (การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กโทรดและชิ้นงาน) และไม่ส่งผ่าน (การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กโทรดและนีออนเซิลัน) ในแบบไม่ส่งผ่านลำพลาสมาจะออกมาในลักษณะกรวยที่พุ่งออกมาและมีความร้อนต่ำ เพราะการเกิดพลาสมาในแบบไม่ส่งผ่านนั้นมีลักษณะเหมือนการฟั่นละอองแก๊สเผาไหม้ออกมาทำให้ความหนาแน่นของพลังงานและความร้อนต่ำ จึงเหมาะที่จะใช้งานกับแผ่นโลหะที่มีความหนาไม่มาก ในแบบส่งผ่านนั้นเป็นการใช้งานที่มีความร้อนออกมามาก เพราะลำพลาสมาพุ่งออกมาเป็นลักษณะทรงกระบอกถ้าเล็ก ๆ และอิเล็กโทรดที่อยู่ภายในชิ้นงานสามารถระเหิดเข้าหาแท่งอิเล็กโทรดของหัวเชื่อมได้สะดวกจึงเกิดพลังงานที่บริเวณชิ้นงานสูง

เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสมา

เทคนิคการเชื่อมนั้นจะ ใช้กับการเชื่อมด้วยมือเท่านั้นและไม่ยุ่งยากเพราะระยะห่างระหว่างชิ้นงานกับผู้เชื่อมนั้นมีมากพอสมควร จึงหลีกเลี่ยงอันตรายที่มีต่อผู้เชื่อมและอิเล็กโทรดของหัวเชื่อมที่บางครั้งอาจไปกระทบกับชิ้นงานที่กำลังละลายอยู่ได้

เทคนิคการหลอมละลาย

วิธีนี้เป็นการเชื่อม โดยที่ ทำให้โลหะที่จะนำมาเชื่อมหลอมละลายและค่อยๆ ทึ่มลวดประสานหรือฟลักลงไป ในเหล็กที่ละลายอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคนิคการเจาะรูถูกูญแจ

เป็นอีกวิธีหนึ่งในการเชื่อมหรือตัดชิ้นงานด้วยเครื่องพลาสมา วิธีนี้เหมาะสมกับชิ้นงานที่มีความหนาไม่มากหรือแผ่นโลหะบางๆ และในวิธีนี้เราจะไม่ใช่ลวดประสานหรือฟลักใดๆ เพราะเราจะต้องแช่หัวเชื่อมหรือหัวตัดไว้จนโลหะละลายและทะลุในที่สุด รุจะมีลักษณะเหมือนกับถูกูญแจจึงเรียกว่าเทคนิคเจาะทะลุแบบถูกูญแจเมื่อเกิดรูขึ้น เราจะนำลวดพลาสมาที่อยู่ภายในรูลากตรงไปตามแนวเชื่อมโลหะที่หลอมละลายจะไหลอยู่รอบๆ ถูกูญแจ และจะเกิดเป็นแนวเชื่อมขึ้นแต่ควรวางในการเคลื่อนหัวเชื่อมอย่าเคลื่อนไหวเร็วเกินไป เพราะจะทำให้เกิดแนวเชื่อมที่เล็กเกินไปและสิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งคือหัวเชื่อมควรวางในแนวตั้งฉากกับชิ้นงานเสมอเพื่อป้องกันน็อนเซิลันแตก ร้าว ส่วนในเรื่องของแก๊สที่ใช้ในการเชื่อมนั้นจะต้องมีอัตราไหลสูงกว่าวิธีหลอมละลาย เพราะการที่จะให้เกิดถูกูญแจนั้นจำเป็นต้องใช้ความร้อนสูงมาก ขนาดของโลหะที่จะนำมาใช้นั้นควรวางประมาณ 6 มม. หรือบางกว่านั้น แต่ถ้ากรณีที่ชิ้นงานมีความหนามากกว่า 6 มม. แล้วเราก็ยังสามารถใช้วิธีนี้ได้ แต่ต้องปรับค่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังให้มีค่ามากขึ้นกว่าเดิมตามความเหมาะสม

ตารางค่าตัวแปรต่างๆของเครื่องเชื่อมพลาสมา

สมาคมการเชื่อมอเมริกัน ได้จัดทำสิ่งตีพิมพ์ขึ้น โดยมีรายละเอียดที่สำคัญ คือ “แนะนำวิธีปฏิบัติเมื่อใช้เครื่องเชื่อมพลาสมา” ในสิ่งตีพิมพ์ดังกล่าวจะพูดถึงสิ่งที่ควรรู้เบื้องต้นในการใช้พลาสมา เช่น ขนาดสายลำเลียงที่จะต้องใช้อำนาจกระแสหรือแก๊ส ค่าของกระแส ขนาดชิ้นงานที่ใช้ อัตราการไหลของแก๊ส เป็นต้น

ก่อนที่เราจะใช้อัตราเพื่อตั้งค่าองค์ประกอบให้เหมาะสมนั้นเราควรที่จะต้องรู้ก่อนว่าระบบเครื่องเชื่อมนั้นเป็นแบบอัตโนมัติหรือแบบใช้มือ ภายในตารางจะมีข้อมูลที่จำเป็นต่อการใช้งานดังต่อไปนี้ ค่ากระแส ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของน็อนเซิลัน (ปากท่อ) อัตราการไหลของแก๊สพลาสมา แก๊สเชื้อเพลิงนั้นเป็นอาร์กอนเสมอ ส่วนแก๊สปกคลุมนั้นอาจจะเป็นอาร์กอน อาร์กอน-ฮีเลียม หรือเป็นอาร์กอนผสมไฮโดรเจน แต่ต้องไม่ใช่ฮีเลียมบริสุทธิ์เพราะการจุดพลาสมาที่ลำบากและรักษาระดับการเชื่อมไม่คงที่ การเลือกชนิดของแก๊สปกคลุมนั้นจะขึ้นอยู่กับกระแสที่ให้กับไหลและความหนาของชิ้นงานและก่อนใช้งานจริงควรทดลองสักเล็กน้อยก่อนทำงานจริงจะป้องกันความผิดพลาดได้

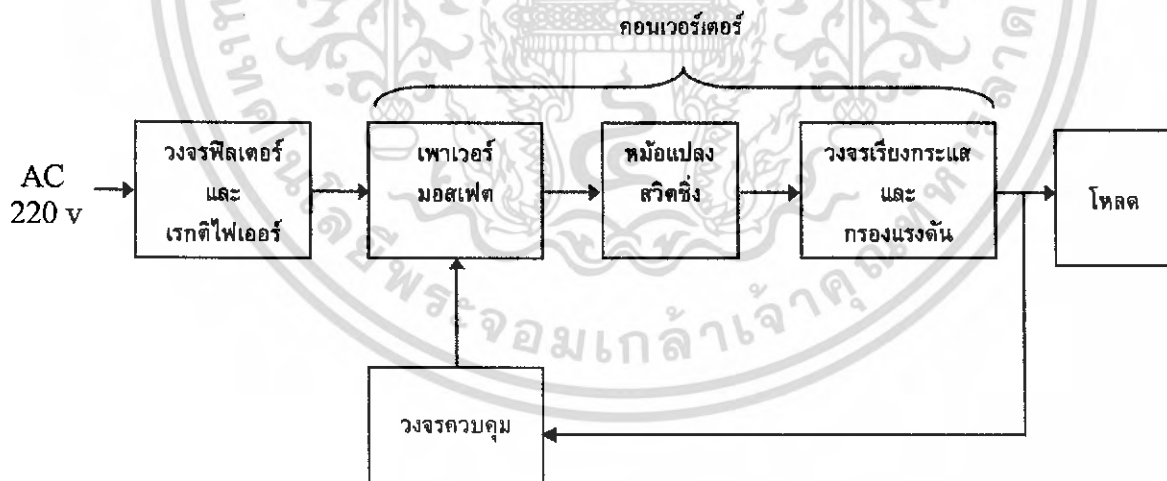
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งกระแสสูง และการเกิด Plasma Arc ในน้ำ

2.1 วงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลวดทองแดงคั่นและคองค่าแรงคั่นที่เอาท์พุทด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับ แรงคั่นไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิวเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงคั่นไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงคั่นออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อลดทอนแรงคั่นให้มีค่าต่ำลง ที่เอาท์พุทของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงคั่นให้มีค่าต่ำลง ที่เอาท์พุทของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงคั่นให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคองค่าแรงคั่นจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงคั่นที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีผลทำให้แรงคั่นที่เอาท์พุทคงที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้น จำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆ ที่จะใช้ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายเป็นได้ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายแบบหนึ่ง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาท์พุทและที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

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

ช่วงของแรงดันอินพุท (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุท ที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุทในช่วงกว้าง เช่นที่ 90 – 132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 – 260 โวลต์ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตซ์เพาเวอร์ โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ ± 5 โวลต์ และ ± 12 โวลต์ เป็นต้น

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุทเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาท์พุทมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจาก การเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

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

ค่าเวลาโฮลด์อัป (Hold up Time)

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

สัญญาณรบกวนจากสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

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

การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด จะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัด โดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตโดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกคาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นหลัก

การกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้ติดก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

2.3 วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วนอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วน ดังนี้คือ

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

2.3.1 เรกติไฟเออร์

เรกติไฟเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนของอินพุตของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิวเตอร์ เรกติไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ C และ ไดโอดเรกติไฟเออร์ D1 – D4 มีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

1. ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs

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

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs จะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตซ์เพาเวอร์ซีพพลายลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว Rs การกำหนดค่าของ Rs จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซีพพลายด้วย

2. ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด $D_1 - D_4$ ให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดำเนินการที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ในวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

- อัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)
- ค่าแรงดันกระแสเฟืองที่เอาท์พุทของเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)
- ช่วงเวลาโฮลอัพที่ต้องการ (Holdup Time)
- อัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุ
- ขนาดและราคา

- อัตราทนกระแสระลอก

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั่นเอง ซึ่งค่ากระแสนี้เป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้ค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของเรกติไฟเออร์

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรเรียงกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท

ค่าของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C เพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด คำนวณได้จาก

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

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส
 Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ
 ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมของเอาต์พุทที่เรกติไฟเออร์

- ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่สวิตซ์ซึ่งยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตซ์นี้มีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของ C เพื่อให้เกิดช่วงเวลาโฮลด์อัฟหาได้จาก

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

เมื่อ P_o คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์
 η คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์
 V_s คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ
 V_f คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ
 t_H คือ ช่วงเวลาโฮลด์อัฟที่ต้องการ (โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที)

- อัตราทนแรงดัน

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรกติไฟเออร์ แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ เช่น สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายที่แรงดันไฟสลับอินพุต 187 – 264 โวลต์ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ควรมีอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 385 โวลต์ หรือ 400 โวลต์ เป็นต้น

- ขนาดและราคา

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ปกติจะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์ ที่ทนอัตราทนแรงดันสูงๆ ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์จะมีขนาดใหญ่และมีราคาแพง การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีอัตราทนแรงดันและค่าความจุสูงเกินไป จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเกินความจำเป็น กินเนื้อที่และขนาดของสวิตซ์ของเพาเวอร์ซัพพลาย ขนาดและราคาจึงเป็นปัจจัยหนึ่งที่ต้องพิจารณาก่อนเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเช่นกัน

3. ไดโอดเรียงเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรียงเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

- ค่ากระแสกระชาก I_{FSM} (Maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = \frac{V_{peak}}{(R_s + ESR)} \quad (2.3)$$

เมื่อ V_{peak} คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก I_{FSM} ประมาณ 20 - 30 เท่า ของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการที่ (2.3) ค่ากระแสกระชาก I_{FSM} อาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง I_{FRM} (Maximum Forward Current)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรอง กระแส นั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลค ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของ ไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

- ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง I_{FM}

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณา ค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรหาค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด (I_{FM}) ของไดโอดไว้ ที่ประมาณ 1.5 - 2 เท่า จากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

- อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด V_{RRM}

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรหาค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.3.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยก ส่วนวงจรถอกจากแหล่งจ่ายไฟในกรณีที่มีการลัดวงจรขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วน ของวงจรเรกติไฟเออร์ในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายนั้น มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้ คือ

1. อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราทนแรงดันได้ตามลำดับดังนี้คือ 32, 60, 125, 250, 300, 500, 600 และ 700 โวลต์ การกำหนดการใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับเป็นสิ่ง สำคัญโดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่จะใช้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อ ลดการอาร์กในตัวฟิวส์ขณะลัดวงจร ถ้าอัตราทนแรงดันของฟิวส์มีค่าต่ำเกินไป การเกิดการอาร์ก ภายในตัวฟิวส์อาจเป็นไปอย่างรุนแรงและตัวฟิวส์จะแตกออกได้ ซึ่งเสี่ยงต่อการลัดลัดไฟภายใน สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

2. ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating)

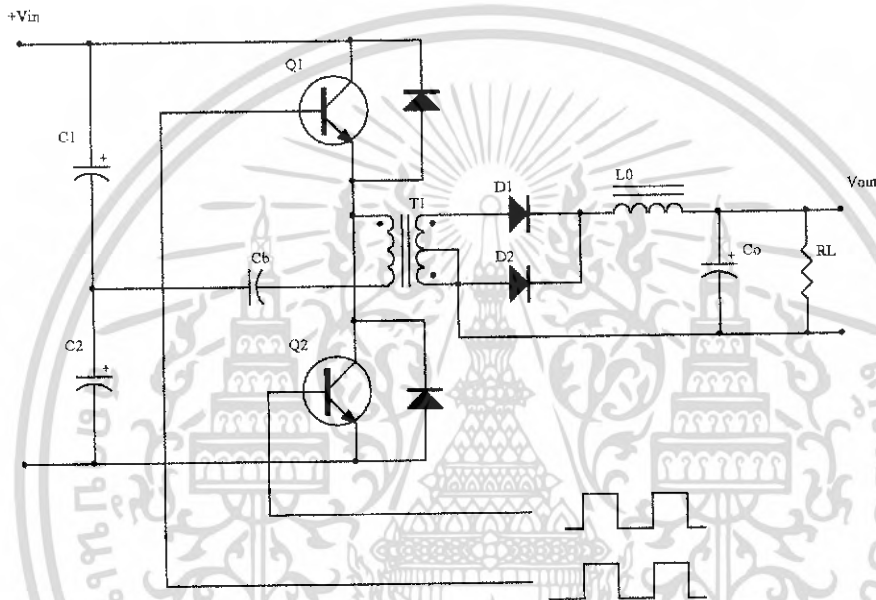
ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแสเอาต์เออร์เอ็มเอสด้านอินพุตของ วงจรเรกติไฟเออร์ โดยให้หาค่าอัตราทนกระแสไว้อีก 50 เปอร์เซ็นต์ด้วย เพื่อเพิ่มอายุการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับ วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป แต่ในโครงงานนี้เราเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันพวซ-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์มอสเฟตในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อย และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพวซ-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.4.1 ขีดจำกัดกำลังของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพียงค่าแรงดันไฟตรงอินพุต ดังนั้นที่แรงดันสูงสุด 20 เปรอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะต้องแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงสุดเพียงแค่ 370 โวลต์ ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่สามารถทนแรงดันได้ถึง 500 โวลต์ และทนกระแสได้จนถึง 20 แอมป์นั้นหาได้ง่าย พิจารณาฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออก 500 วัตต์ กระแสสูงสุดไพรมารีจะมีค่า

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

$$= 5 \text{ แอมป์}$$

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

และเมื่อพิจารณาที่กำลังขาออกเท่ากับ 1,000 วัตต์ ฮาล์ฟบริดจ์จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ต้องทนกระแสสูงสุดถึง 10 แอมป์ ขณะที่ฟูลบริดจ์จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสสูงสุดเพียง 5 แอมป์ จะเห็นว่าฟูลบริดจ์สามารถเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRF 840 เพื่อลดค่าใช้จ่ายได้ แต่ฮาล์ฟบริดจ์ยังคงต้องใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP 460 เนื่องจากค่าสูงสุดของกระแสไพรมารีมีค่ามากกว่า

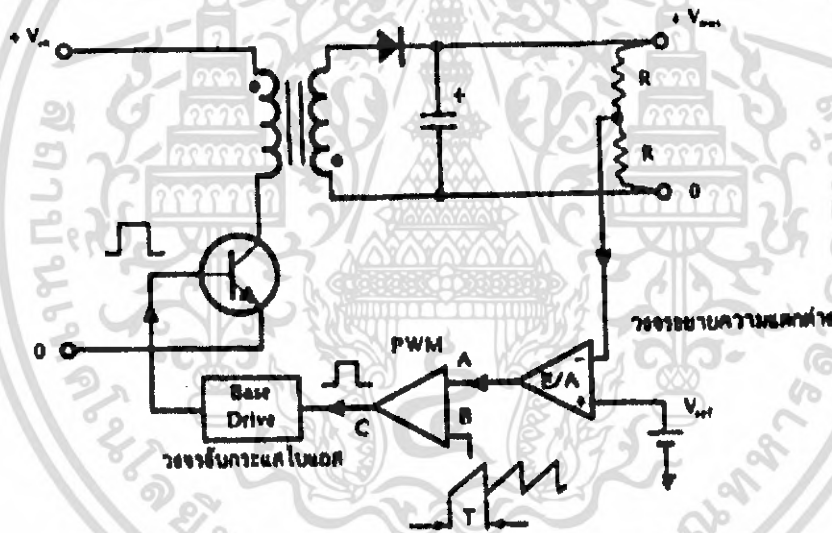
โดยทั่วไปแล้วสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายที่กำลังขาออก 400 วัตต์ ถึง 500 วัตต์ ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ค่อนข้างเหมาะสม ส่วนที่กำลังขาออกมากกว่า 500 วัตต์ขึ้นไป ฟูลบริดจ์จะน่าสนใจกว่า

2.5 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและ โหมดควบคุมจากกระแส

2.5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูปที่ 2.3

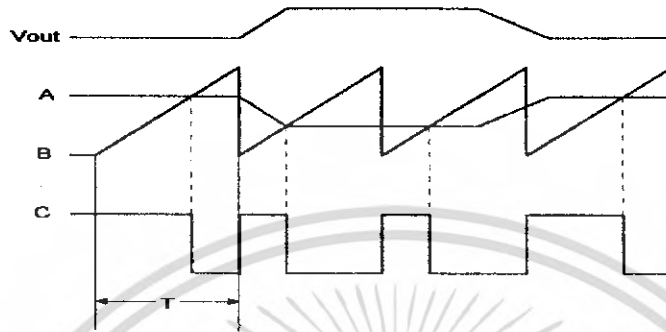


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูปที่ 2.3 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอ-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดูเลขนจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์

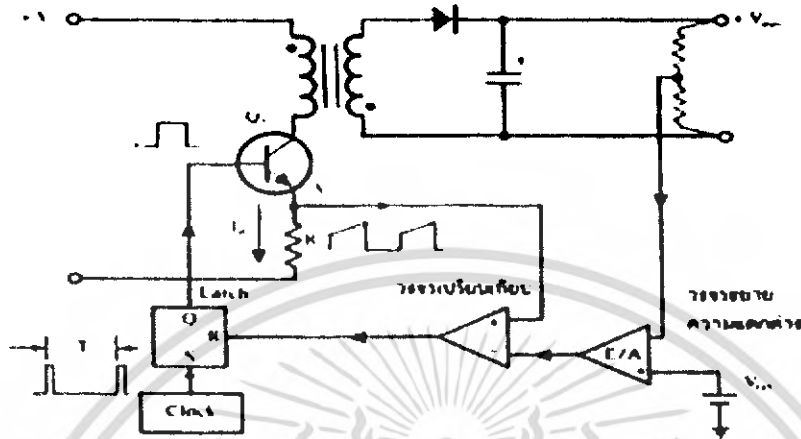


รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะความกว้างเอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย

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

2.5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.5 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

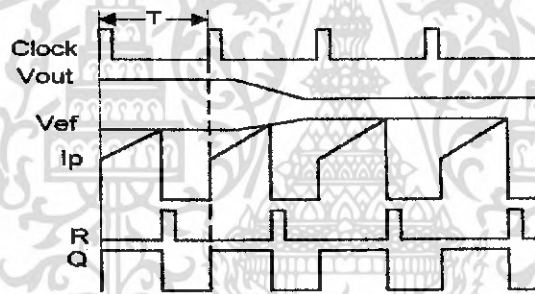
เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 2.5 (ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติ้งของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์มอสเฟต Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

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

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของ

เอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์มอสเฟตจะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ซ้ำ ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต้องจรรยาบรรณความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรรักษาความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์มอสเฟตจะใช้เวลานำกระแสเพิ่มมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรรักษาความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรรักษาความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทไว้ได้แม้มีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.5 (ข)



รูปที่ 2.5 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรรักษาความแตกต่างในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าวงจรรักษาความแตกต่างในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดการรบกวนเชิงเส้นและการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลกลับได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นได้ และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

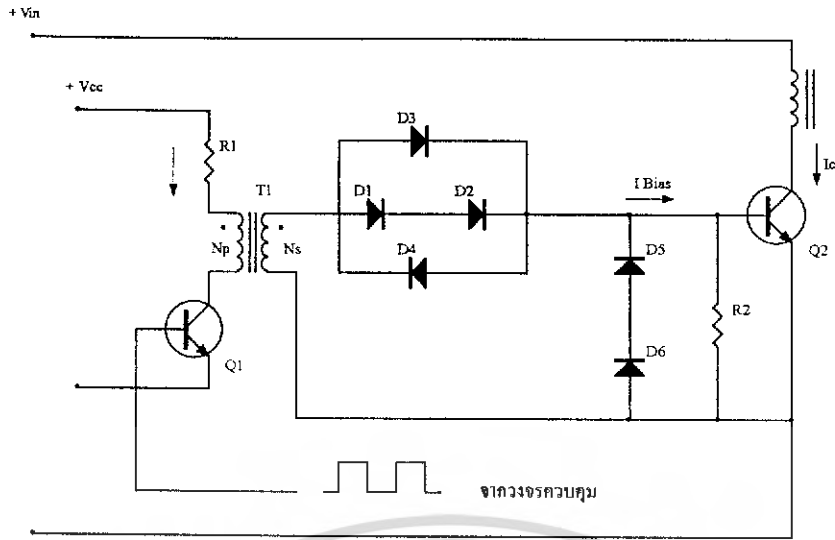
2.6 วงจรขับไบโพลาร์เพาทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยใช้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

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

2.6.1 วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี

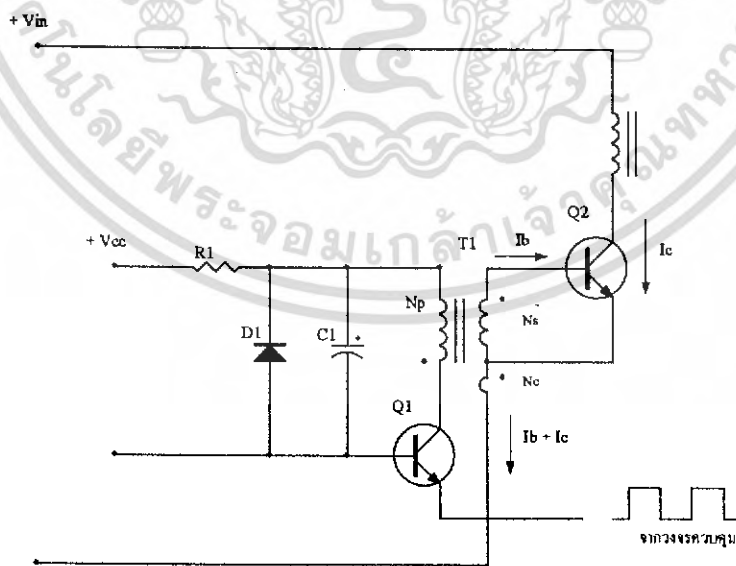
เบเกอร์เคลมปี เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อย เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันคดคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10 : 1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์

2.6.2 วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงในวงจรรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

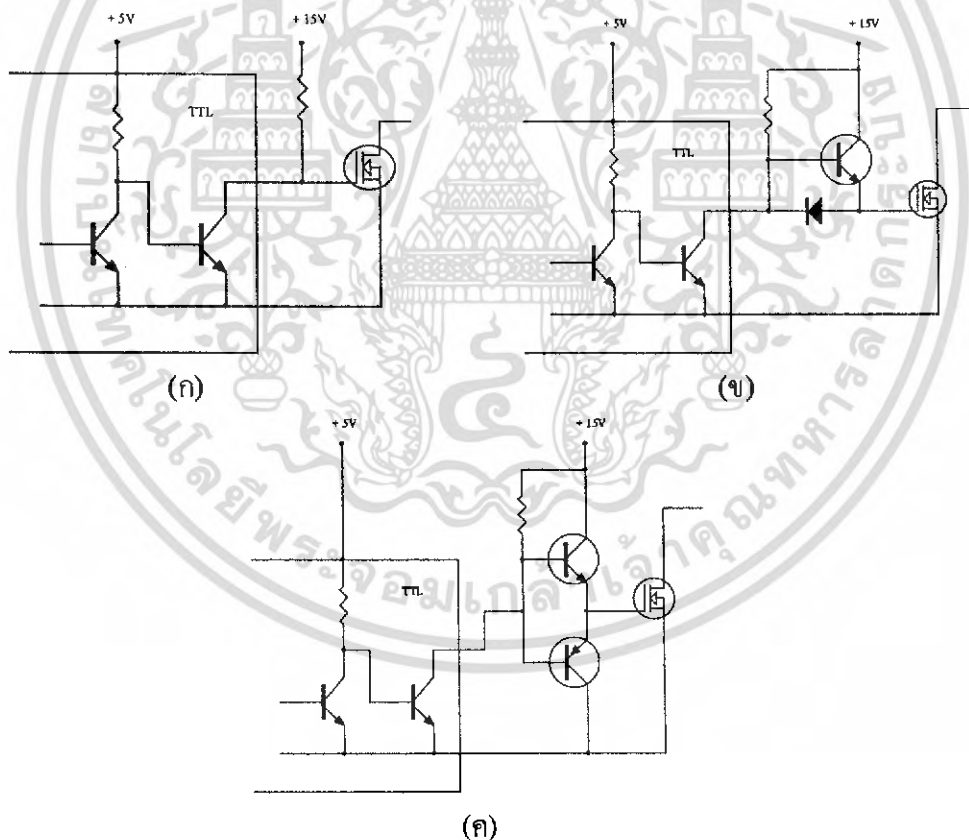
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแส นั้น แตกต่างจากการขับกระแสไปฮัสต์ในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไปฮัสต์ไหลผ่านที่เบสและอีมีตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคอคกรวมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้น้ำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.7.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุทซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

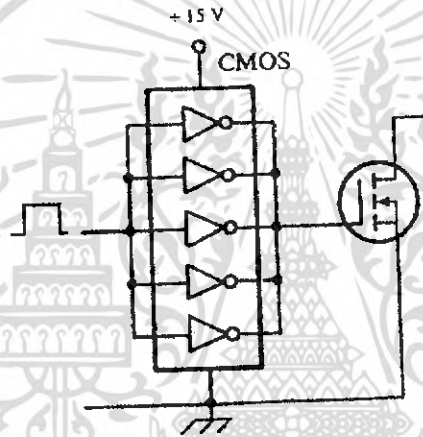


รูปที่ 2.8 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.8 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อ พูล์อัฟฟริชิตเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุด นำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่ เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล์อัฟฟริชิตเตอร์ รูปที่ 2.8 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่าย กระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามา ในวงจรอีก 1 ตัว ดังรูป 2.8 (ค) ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว มากขึ้น

2.7.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



รูปที่ 2.9 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

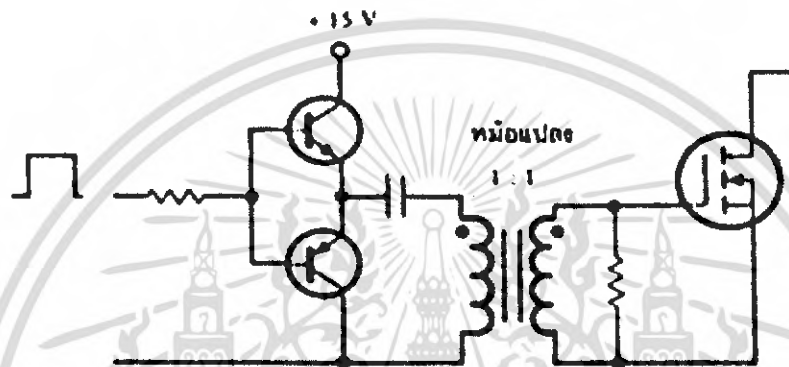
เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นมอสเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยง ตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

2.7.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.10



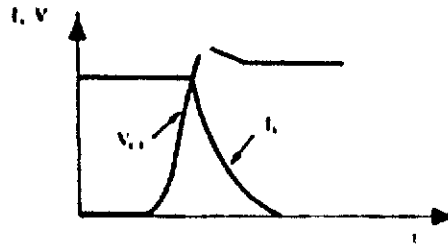
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

2.8 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่าวงจร RCD สแน็บเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

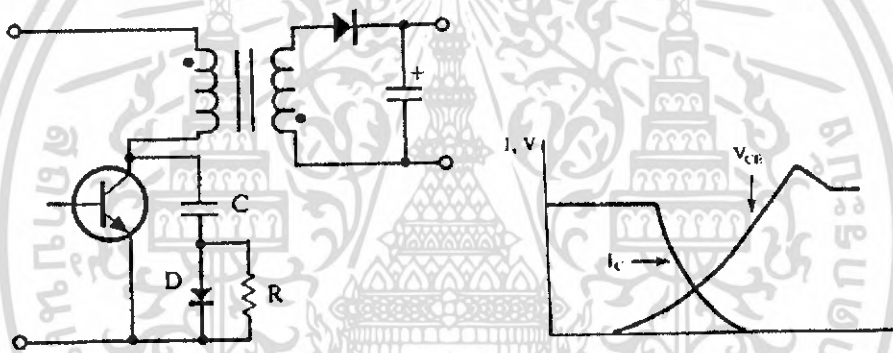
2.8.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (Turn off snubber)

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสที่ กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบออร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำจัดสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ที่ไป แรงดันตกคร่อม C_1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

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

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

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์
 t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

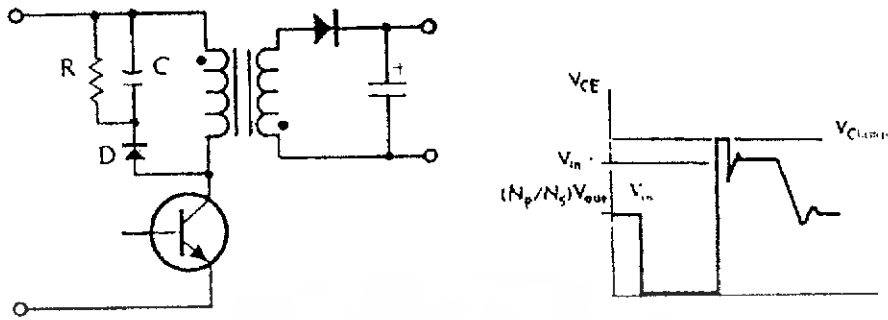
การคายประจุของ C_1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R_1 หาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.8.2 วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber)

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนใหญ่มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสแน็บเบอร์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

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

วงจร snubber นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก อันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

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

เนื่องจาก V_c จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{ce0} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{LI_p^2}{(V_{ce0} - V_{clamp})^2} \quad (2.8)$$

เมื่อ	L_i	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
	$I_{p(pk)}$	คือ	ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{ce0}	คือ	อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{clamp}	คือ	ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้

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

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{\left(\frac{V_2}{2}\right) L I_p^2}{T} \quad (2.10)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 I_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.9 ไดโอดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

2.9.1 กำลังงานในรูปสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด

ไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานการสูญเสียในรูปของความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไดโอดจะเกิดได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งานไดโอดความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อค่าการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนั้นด้วย ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมรอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับกระแสที่ไหลผ่านมัน โดยไดโอดในช่วงนี้จะมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

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

เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอดขณะนำกระแส
 V_F คือ ค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส
 I_F คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอด

ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไดโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้กระแสไหลย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดได้ในขณะที่มีแรงดันไบแอสกลับตกรวมตัวมันอยู่ และไดโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้ เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้เรียกว่า *ช่วงเวลาคืนตัว (reverse recovery time)* หรือ t_{rr} ช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} จะขึ้นกับค่าประจุสะสม ขว้างเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่างๆ กันจะทำให้ค่า t_{rr} ที่แตกต่างกันออกไปด้วยจะเห็นได้ว่าช่วงเวลา t_{rr} นี้ ไดโอดจะมีกระแสไหลขณะที่มีแรงดันตกรวมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งานไดโอดที่ความถี่สูงขึ้น

2.9.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ (1) มีแรงดันตกรวมขณะนำกระแสต่ำ (2) มีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} สั้น และ (3) สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิกอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ต่างๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้

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

1. ฟาสต์-รีคัพเวอรีและอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกรวมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2. ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกรวมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอรีและอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

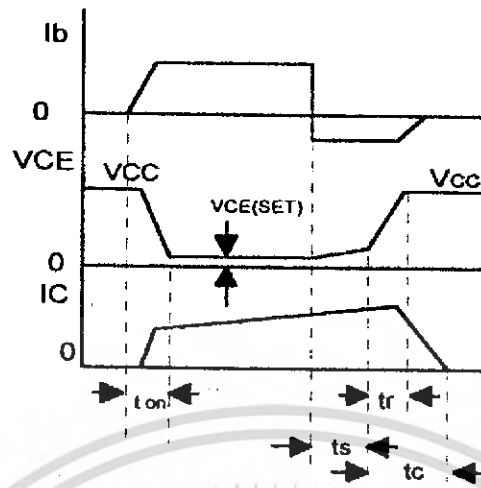
ขอตู้ก็โคโคมมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ขอตู้ก็โคโคมมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสสูง

2.10 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโพลเป็นตัวแทนยว่นา ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโพลที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

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



รูปที่ 2.14 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

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

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

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

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดและลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

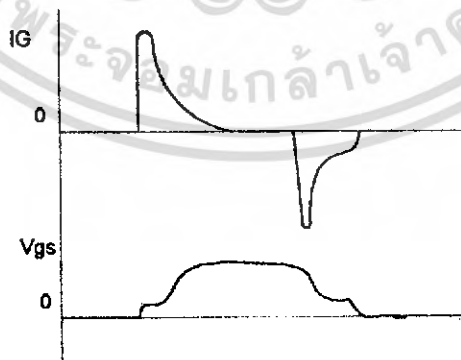
2.11 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดโมดูลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพวงพุด หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มากเพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

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

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



รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11.1 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคชั่นคาร์เรียเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคชั่นคาร์เรียเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.11.2 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้ คือ

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

2.12 หลักการในการเกิด Plasma Arc ในน้ำ

2.12.1 หลักการในการอาร์ค

เมื่อเกิดการคายประจุของไฟฟ้ากระแสตรงมีกระแสประมาณ 1-10 แอมป์ที่ความดันต่ำ ซึ่งบางครั้งเป็นการยากที่จะทำให้เกิดการอาร์คหรือเป็นแค่การปล่อยแสงออกมาเนื่องจากการคายประจุ การอาร์คยังอธิบายในรูปแบบของการเปล่งแสง ความหนาแน่นกระแส และเมื่อเกิดการสูญเสียแรงดัน โดยแสงที่ปลดปล่อยออกมานั้นมีความสว่างมาก โดยเฉพาะที่ความหนาแน่นของอุณหภูมิมีค่ามาก

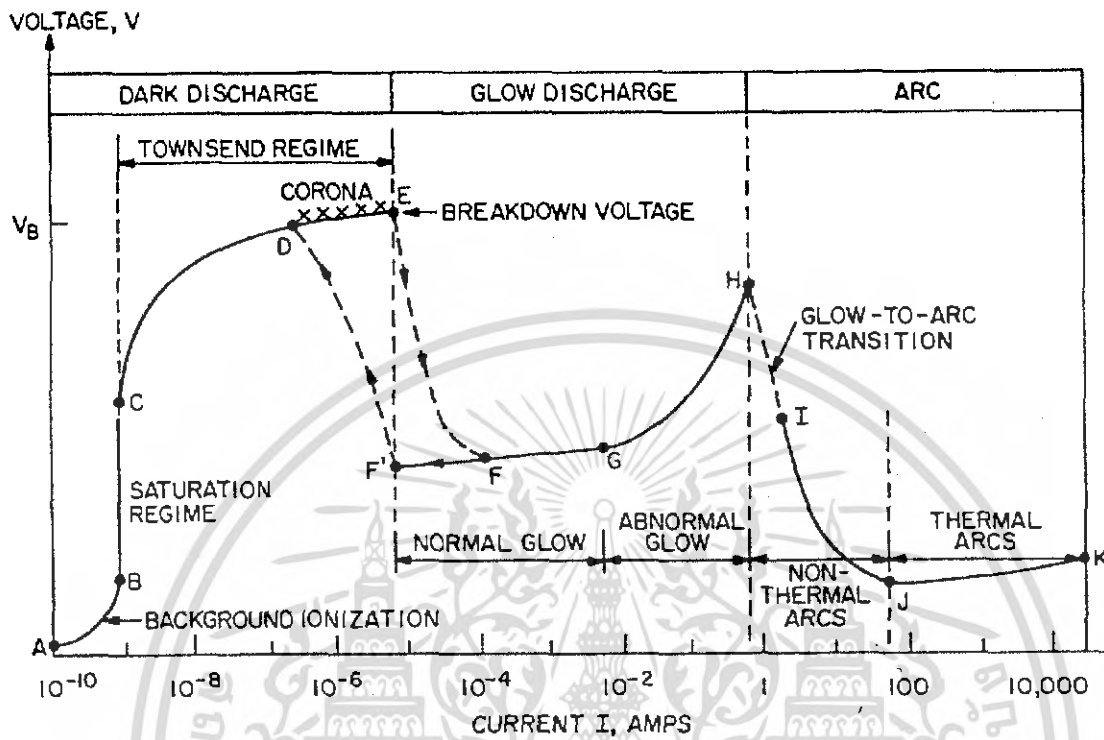
ซึ่งการอาร์คจะมีลักษณะคือกระแสสูง และมีความหนาแน่นกระแสสูง ช่วงความหนาแน่นกระแสของช่วงการอาร์คมีตั้งแต่ 1 A/cm^2 ถึงมากกว่า $1,000 \text{ A/cm}^2$

2.12.2 คุณสมบัติของแรงดันและกระแส

คุณสมบัติของแรงดันและกระแส ของ DC แสดงในรูปที่ 2.16 โดยอธิบายเป็นสามช่วงที่สำคัญ

2.12.2 คุณสมบัติของแรงดันและกระแส

คุณสมบัติของแรงดันและกระแส ของ DC แสดงในรูปที่ 2.16 โดยอธิบายเป็นสามช่วงที่สำคัญ



รูปที่ 2.16 แสดงคุณสมบัติของแรงดันและกระแสในการอาร์ค

การแบ่งระบบการอาร์ค : จะประกอบด้วยแสงที่เปล่งออกมา ปรากฏไฟฟ้าที่ส่งผ่านระหว่างจุด H และ I ซึ่งกระตุ้นโดยอิเล็กตรอนที่เปล่งแสงออกมาจากคาโทด โดยแสงนี้เป็นผลมาจากโพลดที่มีความร้อนสูงบนคาโทด เมื่อเกิดการคายประจุมายังจุด I ดังรูป ทั้งนี้เพราะค่าความต้านทานภายในของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง และวงจรที่เกี่ยวข้องในการทำงาน เรียกว่า Non - Thermal Arcs ซึ่งกระแสประมาณ 1 ถึง 50 แอมป์ จากค่าความต้านทานน้อยมาก (0.1-0.5 โอห์ม) ทำให้คุณสมบัติของ แรงดัน- กระแส มีความชันเป็นลบ จากการเพิ่มกระแสและลดแรงดัน จากจุด J ถึง K เป็นการอาร์คที่เรียกว่าช่วง Thermal Arcs โดยมีกระแสมากกว่า 50 แอมป์เป็นการอาร์คที่เริ่มเข้าสู่ช่วงที่มีความเรียบ โดยที่แรงดันและกระแสเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ หรือเรียกว่า ช่วงที่มีความเข้มของแสงมากขึ้นตามรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.3 องค์ประกอบในการอาร์คในน้ำ

1. คาโทด คือ ขั้วลบ ซึ่งเมื่อไม่มีความร้อนนั้นจะมีความเข้มข้นของการเกิดประกายไฟฟ้า น้อยปกติแล้วขั้วอิเล็กตรอนจะปล่อยอิเล็กตรอนออกมา

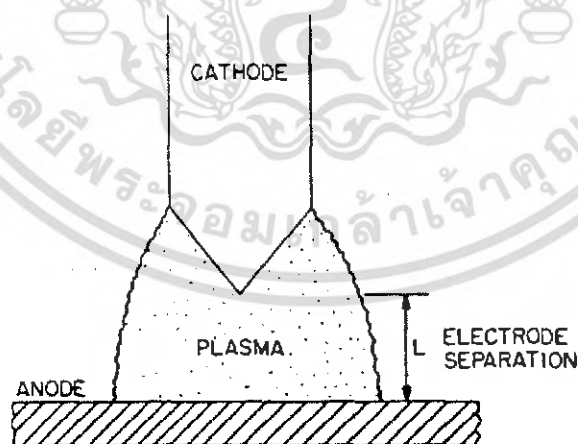
2. จุดที่คาโทดจะเกิดพลาสมา จะมี 1 จุดหรือมากกว่านั้น โดยการที่ความเข้มของกระแสที่ จ่ายไปให้คาโทดประมาณ 500 A/cm^2 ถึง 1000 A/cm^2 อุณหภูมิของคาโทดขึ้นอยู่กับชนิดของ ตัวกลาง, วัสดุที่นำมาใช้ และ ความหนาแน่นของกระแสด้วย ผิวหน้าของคาโทดต้องถูกกระตุ้น กระแสด้วยความเร็วในระหว่างทำการอาร์ค เมื่อคาโทดเริ่มร้อนจนถึงจุดอาร์ค อิเล็กตรอนจะถูก ส่งผ่านด้วยแกนหลักโดยการนำพาความร้อนของน้ำ

3. ระยะห่างจากขั้วคาโทดที่สภาวะปกติต้องน้อยกว่า 1 mm จึงจะเกิดแรงดันตกคร่อม ประมาณ 10 V

4. การพลาสมานั้นจะเกิดความร้อนส่วนมากแล้วการอาร์คในน้ำจะทำงานที่แรงดันของ บรรยากาศที่มากที่สุด

5. ขั้วแอโนดที่ใช้้นั้นจะมีค่าแรงดันตกคร่อมมากซึ่งเกิดจากระยะห่างที่น้อยมาก การ สูญเสียในขั้วแอโนดเมื่อเทียบกับขั้วคาโทดแล้ว ในขั้วแอโนดจะน้อยกว่า

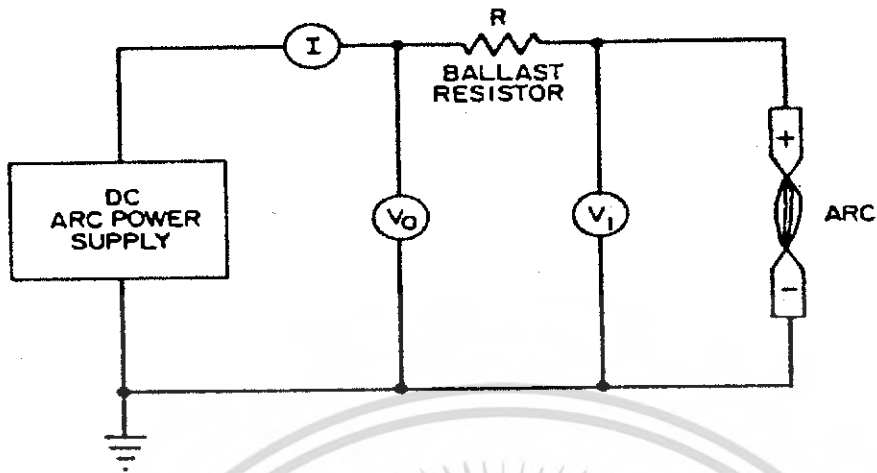
6. ขั้วแอโนด คือ ขั้วไฟฟ้าที่สะสมอิเล็กตรอน และที่คาโทดจะเป็นตัวจุดให้เกิดประกาย ไฟฟ้าขึ้น ในส่วนที่เกี่ยวกับความดันและอุณหภูมิของแอโนดนั้นจะเหมือนกันซึ่งขึ้นกับ วัสดุที่ นำมาทำ, ชนิดของน้ำและปริมาณของกระแส โดยมีค่า 2500K ถึง 4200K โดยการทดลองการอาร์ค ในน้ำนั้น ขั้วคาโทดใช้แท่งคาร์บอน และขั้วแอโนดใช้แท่งทองแดง



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะการเกิดพลาสมาอาร์ค

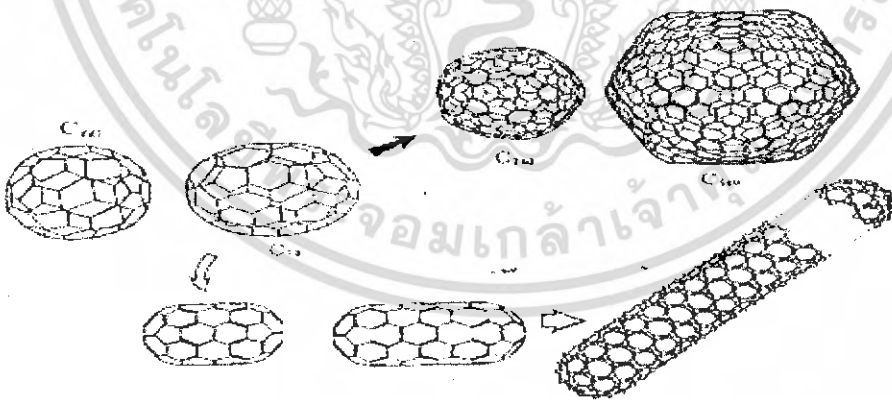
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER SUPPLIES FOR ELECTRICAL ARCS



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะการต่อโหลดกับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

ผงคาร์บอนที่ได้จากการอาร์คในน้ำจะมีขนาดเล็กลงมาโนไซต์ซึ่งลักษณะของผงคาร์บอนขนาดนาโนไซต์แสดงไว้ในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของผงคาร์บอนขนาดนาโนไซต์แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

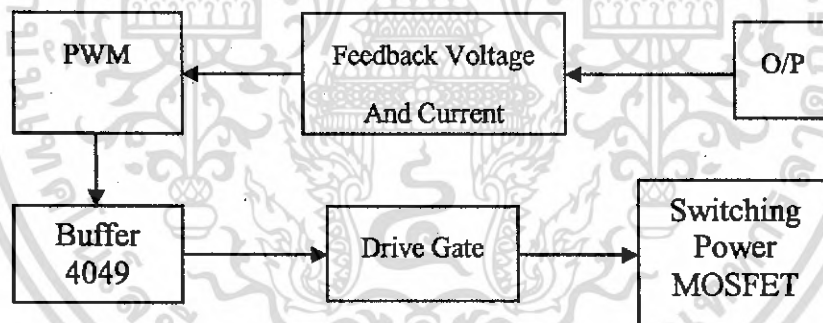
บทที่ 3

หลักการการทำงานของวงจร

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

3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

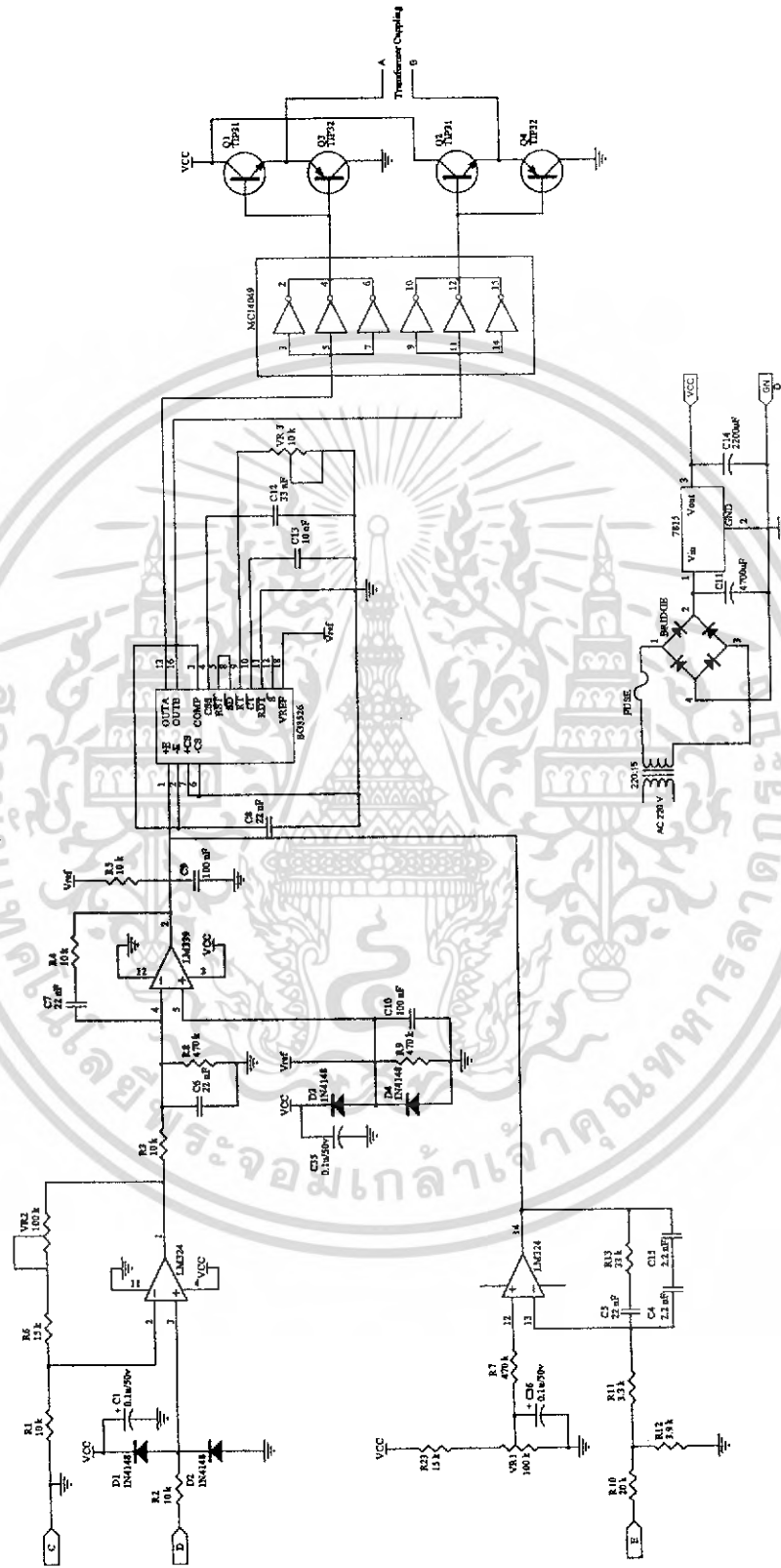
วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิตของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ได้ ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต

3.1.1 วงจรป้อนกลับ (Feedback control)

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่าง ๆ เช่น กระแส แรงดันและอุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกันกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชัน



รูปที่ 3.2 วงจรควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

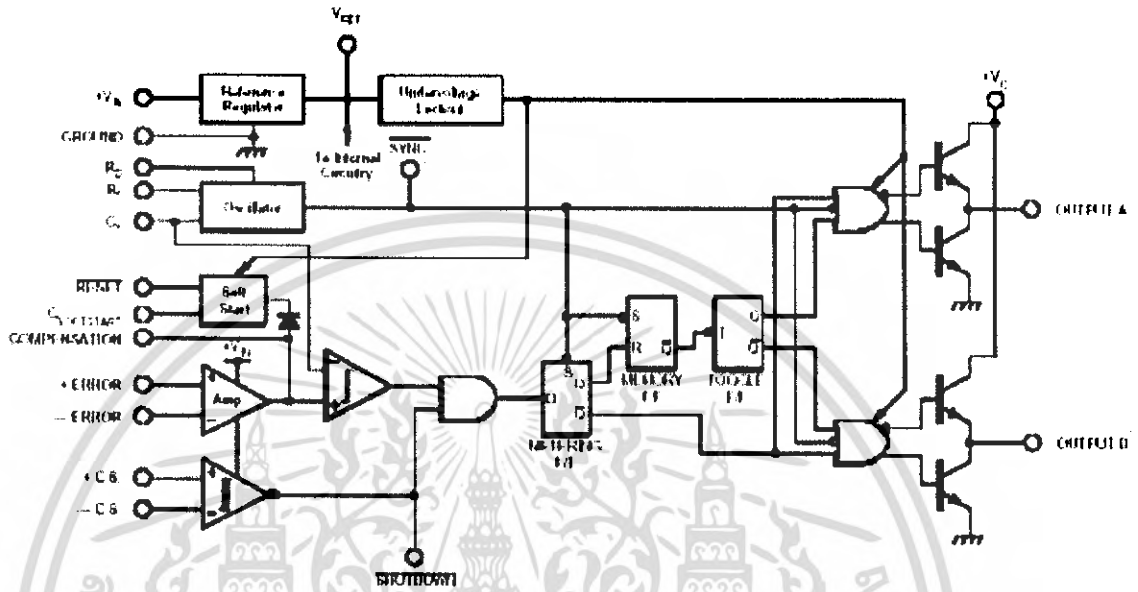
Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับของโวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กลับไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลซ์วิดมอดคูลเลชัน เพื่อที่จะกำหนด ค่าเวลาในการนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต ต่อไป

Voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาท์พุทของวงจร โดยรับค่าแรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ตกคร่อมขั้วเทอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านขั้วเทอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออป-แอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งให้ตัว เพาเวอร์มอสเฟต ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาท์พุท

No - Load voltage regulator วงจรนี้จะทำงานเมื่อมีแรงดันป้อนกลับมาจากทางเอาท์พุท ซึ่งจะแสดงสถานะ 2 ค่าเท่านั้นคือ หากสวิทซ์ทำงานอยู่แรงดันที่ป้อนกลับมามีค่าต่ำ นั่นคือไม่มีข้อมูลส่งกลับมา นั่นเอง แต่ถ้าหากวงจรอยู่ในสถานะที่แรงดันป้อนกลับมามีค่าสูงแสดงว่ามีสัญญาณป้อนกลับมานั่นเอง วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปให้กับตัวไอซี SG3526 ที่ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิดสัญญาณของการสวิทซ์ให้มีพัลซ์วิดซ์กว้างหรือแคบ อันจะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลงทำให้เกิดการสูญเสียลดลงด้วย

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ SG3526

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

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรขยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์ เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจากทำการชัตดาวน์

ขา 6, 7 เป็นขาเคอร์เรนท์เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุทด้วยวงจรเปรียบเทียบซึ่งมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรเปรียบเทียบกับจะส่งเอาต์พุตไปทำการชดเชยความถี่ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสังฆัดความจากร่างกายนอกโดยการป้อนลอจิก "0"

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ Rt เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายในให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ต

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ Ct ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ

ขา 11 เป็นขาที่ใช้สำหรับกำหนดค่าเวลาหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยการต่อตัวต้านทาน Rd ลงกราวด์ โดยสามารถกำหนดค่า Rd ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 22 โอห์ม ซึ่งจะให้ค่าเวลาหยุดนำกระแสอยู่ในช่วง 1.5 ถึง 9.7 ไมโครเซคกัน

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมาข้างนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

ขา 13, 16 เป็นขาเอาต์พุตพัลส์ A และ B ตามลำดับโดยพัลส์ที่ออกจากเอาต์พุตทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรคอนโทรลต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายในที่ใช้ มอสเฟต ต่อกันแบบคอมพลีเมนตารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้

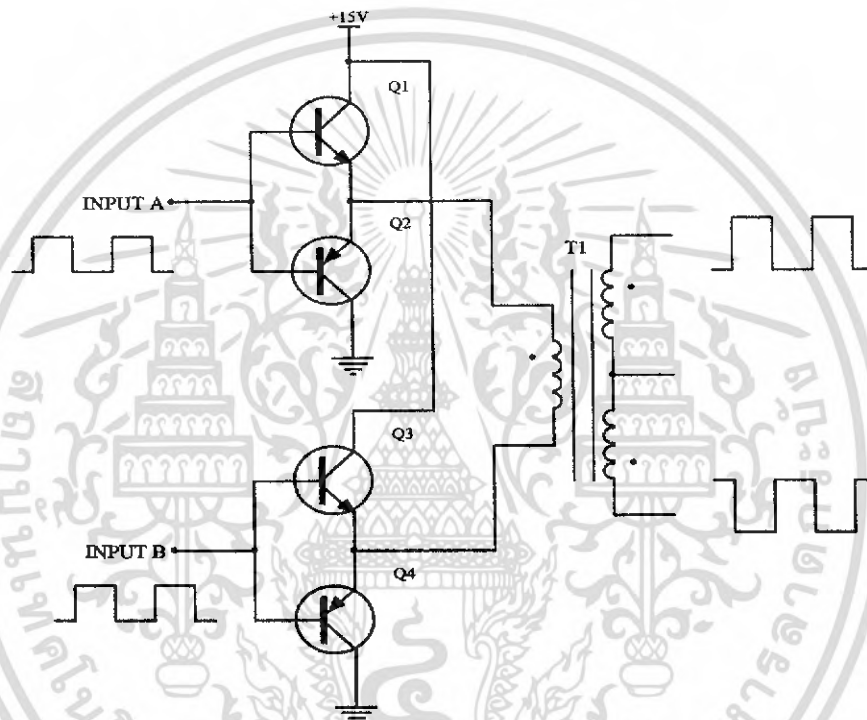
ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจร สร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรถูกกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

3.1.3 วงจรขับขาเกิดของเพาเวอร์มอสเฟต

ในการทำงานในภาคนี้จะใช้ตัวทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น – เซนแนล และ พี – เซนแนล คู่กันแบบคอมพลีเมนต์รีจำนวนสองชุด เพื่อป้อนสัญญาณพัลส์ในช่วงบวกและลบให้กับหม้อแปลงคัปปลิ่ง และส่งผ่านกำลังงานไปยังที่ขาเกิดของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์ และเพื่อแยกกราวด์กับวงจรในส่วนของภาคคอนโทรลด้วย ซึ่งจะทำให้เกิดความปลอดภัยเมื่อเกิดความเสียหายในวงจรภาคเพาเวอร์สวิตชิง



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับขาเกิดของเพาเวอร์มอสเฟต

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

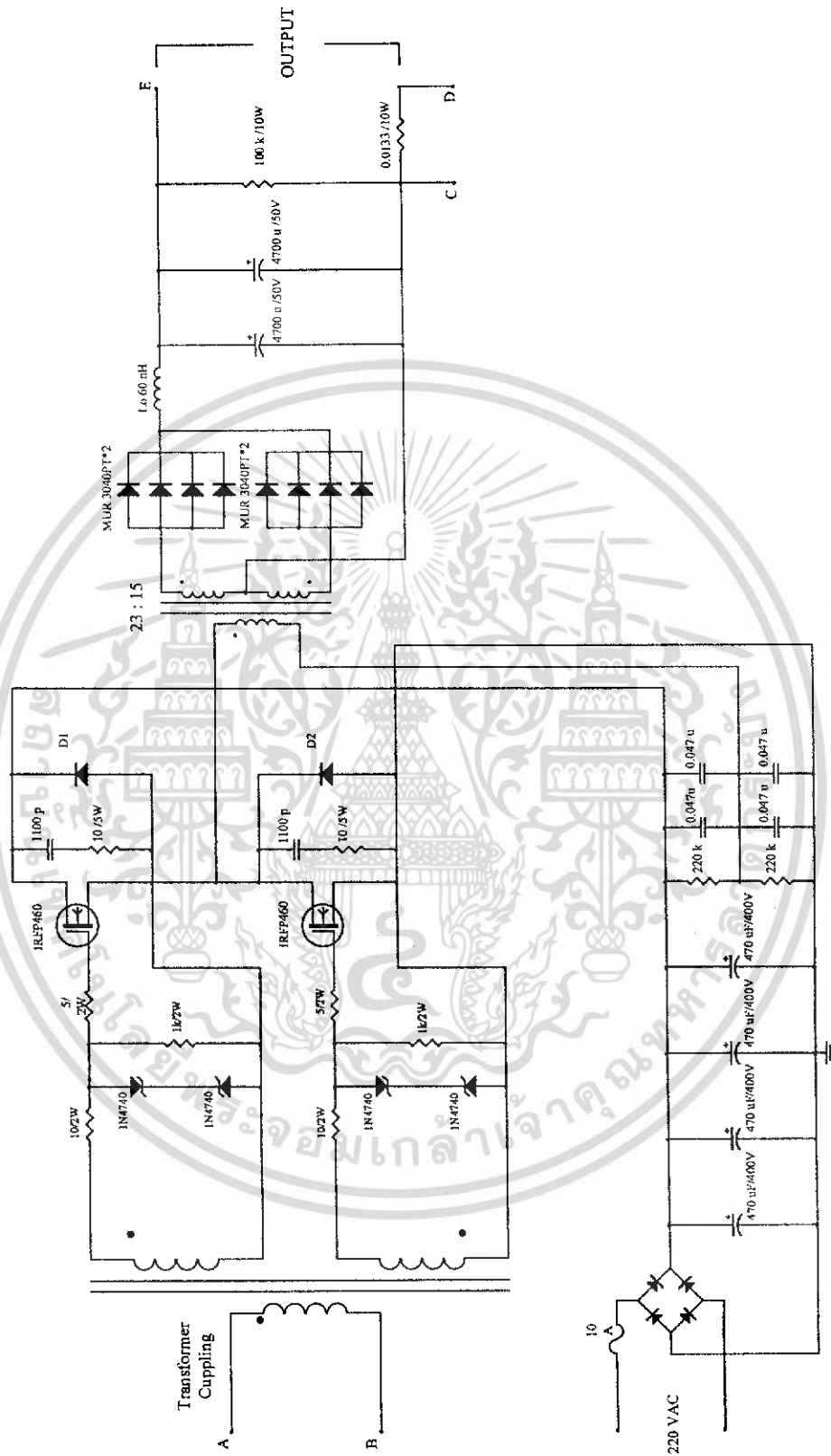
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inverter Buffer นำมาต่อทางอินพุตเพื่อ

1. ต้องการเพิ่มระดับการสวิงของสัญญาณพัลส์กระตุ้นเกตให้สูงขึ้นจนถึงระดับสูงสุดเกือบเท่าไฟเลี้ยงคือ 15V
2. เพื่อต้องการกระตุ้นเกตนี้คงสภาพเป็นสัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมที่แน่นอนทั้งเวลาขอบขาขึ้นและเวลาขอบขาลงของสัญญาณพัลส์ เมื่อเวลาขอบขาลงของสัญญาณพัลส์เมื่อความถี่ค่าสูงขึ้น เพราะพัลส์สี่เหลี่ยมจะมีข้อเสีย เมื่อความถี่ของพัลส์สูงขึ้นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมจะไม่ใช่สี่เหลี่ยมสมบูรณ์แบบจะมีลักษณะโค้งมนซึ่งจะทำให้เกิดการผิดพลาดได้
3. เพื่อต้องการให้ค่ากระแสสัญญาณพัลส์ขับเกตที่เพิ่มสูงขึ้นจนสามารถขับเกตที่มีสภาพเป็นค่าความจุในเกตของเพาเวอร์มอสเฟตได้โดยไม่มีการผิดพลาด

3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิร์ตให้มีค่าสูงขึ้น เพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตสวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์พัลส์ที่ได้จากการสวิตชิงนี้ จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงของขดลวดปฐมภูมิ เมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปยังขดลวดทุติยภูมิและทำการเรียงกระแส กรองกระแสแล้ว ก็จะได้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ



รูปที่ 3.5 วงจรภาคเพาเวอร์สเตจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้ เป็นแบบฟลู – บริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณชาน์เนลที่มีค่าความถี่ชีกบนหรือชีกล่างเป็นสองเท่า เมื่อเทียบกับสัญญาณชีกบนหรือชีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันริปเปิ้ลมีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกันที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ นั้นอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นที่ต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่ง โดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆกันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 3.5 และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริง จึงจำเป็นที่ต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลงได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาที่พุทจะไม่ต่อเนื่อง ในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆหรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายากอีกด้วย การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องมาจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟต โดยเพาเวอร์มอสเฟตชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุม ซึ่งผ่านหม้อแปลงคัปปลิง โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต มีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดการอิมดับ โดยวงจรดังกล่าวประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต คือ ฟาสต์รีคัพเวอริ์ไดโอด โดยค่อเป็นคอมมิวเตดิงไดโอด (Commutating Diode) ทั้งชุดบนและชุดล่าง มีหน้าที่ประการแรก เพื่อป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว เพาเวอร์มอสเฟต สูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอร์รี่ ซึ่งต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง ดังนั้นไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัวเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U - Core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด H45 ในการออกแบบเราควรเลือกค่าฟลักแม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานประมาณครึ่งหนึ่งของฟลักแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัว ($B_{max} = \frac{B_{sat}}{2}$) เพื่อความปลอดภัยของวงจรอันเนื่องมาจากหม้อแปลงอิ่มตัว

คำนวณหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

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

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

จากค่าดัชนีของแกน U - 60 เราจะทราบค่า

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

$$A_e = 0.25 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$A_c = 7.8 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

แรงดันไฟกระแสสลับจะมีค่า 180-260V

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

$$\begin{aligned} N_p &= \left(\frac{234.52 \times 10^8}{4 \times (27 \times 10^3) \times 2400 \times 2.25} \right) \\ &= 40 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

แต่แกน U-60 นี้สามารถพันได้สูงสุด 12 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก กระแสสูงสุดที่ไหลในขดไพรมารี ประมาณ 15A สายทองแดงจะกำหนดความหนาแน่นกระแสประมาณ 400cm/A ขนาดของสายเท่ากับ $15A \cdot 400 \text{ cm/A} = 6000 \text{ cm}$ พบว่าจะใช้สายทองแดงเบอร์ 12 AWG แต่สายทองแดงที่มีอยู่คือ เบอร์ 24 AWG จะต้องใช้สายทองแดงประมาณ 15 เส้นมาตีเกลียวเมื่อพันขดไพรมารีได้ประมาณ 12 รอบ
ถ้าพิจารณาที่

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

พิจารณาค่า B_{max} อีกครั้ง แทนค่าในสูตร พบว่าค่า B_{max} มีเท่ากับ 13,293.55 G ซึ่งมากกว่าค่า B_{sat} จึงต้องมีการเพิ่มแกน เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของหม้อแปลง ใช้แกนทั้งหมด 6 แกน หลังจากนั้น คำนวณหาจำนวนรอบที่ขดเซคคันนารี

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

จะได้จำนวนรอบประมาณ 3 รอบ

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ 12 รอบ และจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ 3 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 4 : 1

จากการทดลองสร้างหม้อแปลงความถี่สูงพบว่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีค่ามาก จึง จำเป็นต้องพันขดลวดเป็น 2 ชั้นทับกันซึ่งการพันในลักษณะนี้พบว่าจะเกิดปัญหาเรื่องของความแน่นหนาและทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเส้นลวดมากมีผลให้เกิดการสูญเสียทางแม่เหล็กไฟฟ้าและอาจทำให้เกิดการอออสซิลเลชันได้

บทที่ 4

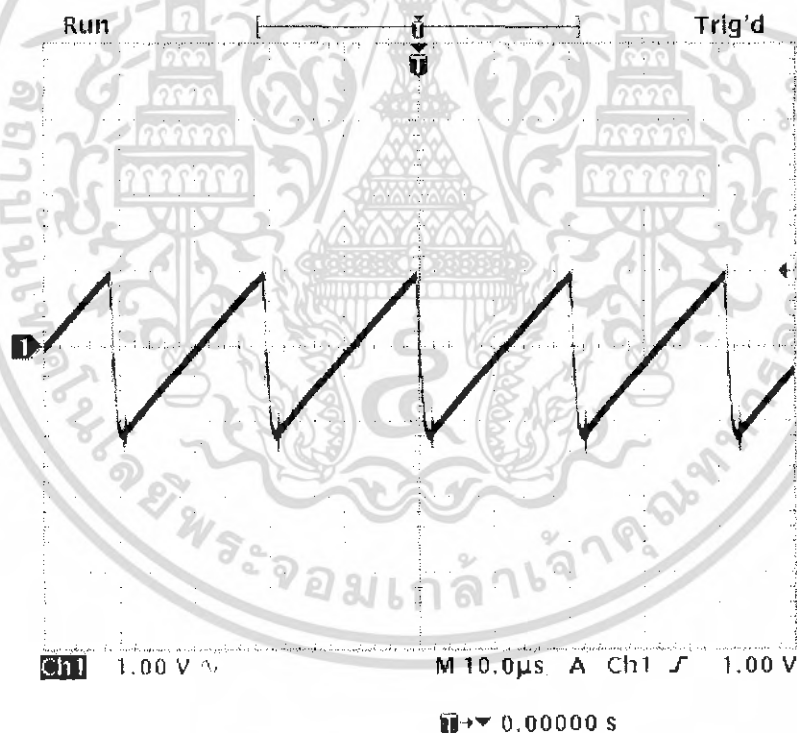
การทดลองและผลการทดลอง

การทดสอบการทำงานของวงจรเพาเวอร์ซัพพลาย ในขณะที่มีการใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร

การทดสอบการทำงานของวงจรเพาเวอร์ซัพพลาย ในขณะที่มีการใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

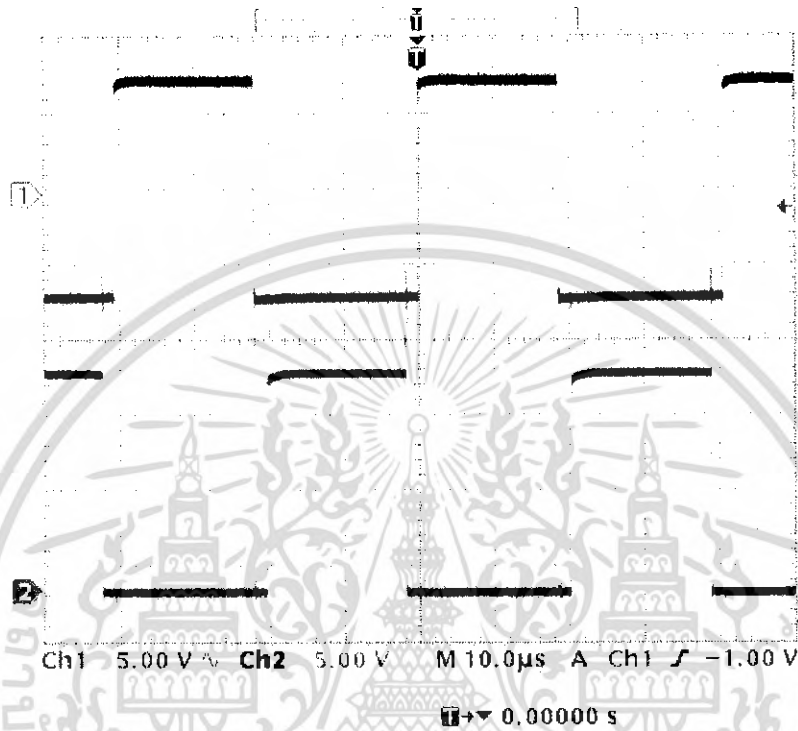
4.1.1 สัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (RampWave) ซึ่งคาบเวลาที่ได้นั้นจะใช้เป็นฐานเวลาในการทำงานของวงจรวัดซึ่ง ส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาของรูปสัญญาณที่วัดได้นั้น จะเป็นตัวบอกค่าของเวลาที่รอให้สวิตช์หยุดนำกระแส (DeadTime)



รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณ พัลส์ A และ B ที่มีค่ามมกลับเฟสกัน 180 องศา



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์เข้าที่พินที่ขา 13 และ 16 ของไอซี SG3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

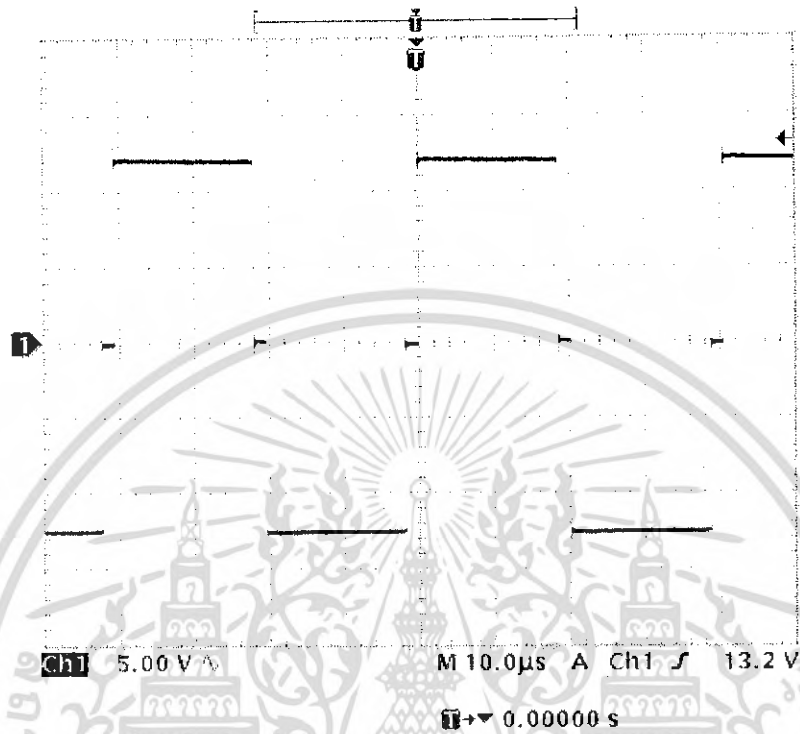
4.1.3 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเข้าที่พู่ทพัลส์ของภาคคอลโทรลที่ส่งไปเปรียบเทียบ เพื่อควบคุมเวลาในการสวิตช์ของมอสเฟต โดยผ่านทางวงจรขับ



รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเข้าที่พู่ทพัลส์ A และ B ของไอซี SG3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

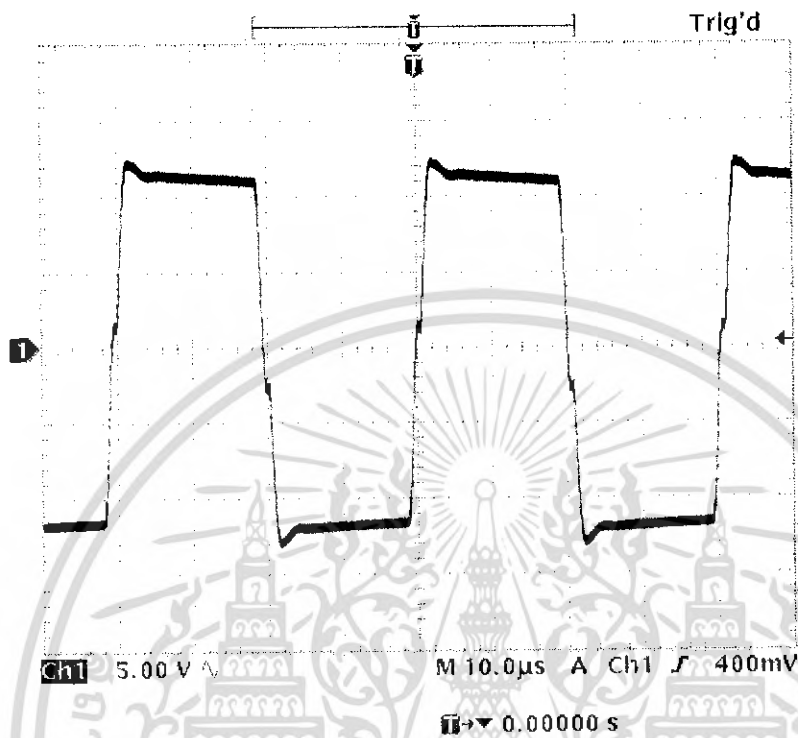
4.1.4 สัญญาณที่วัดได้หลังจากผ่านบัฟเฟอร์



รูปที่ 4.4 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ A และ B หลังผ่านบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

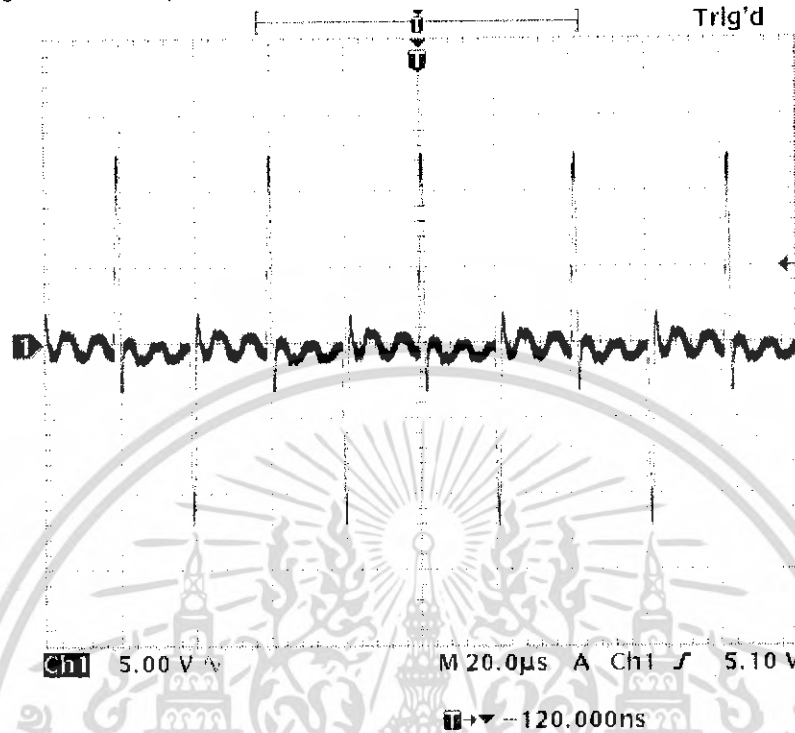
4.1.5 สัญญาณที่วัดได้หลังผ่านหม้อแปลงกลับปolarity เพื่อไปจับเกต



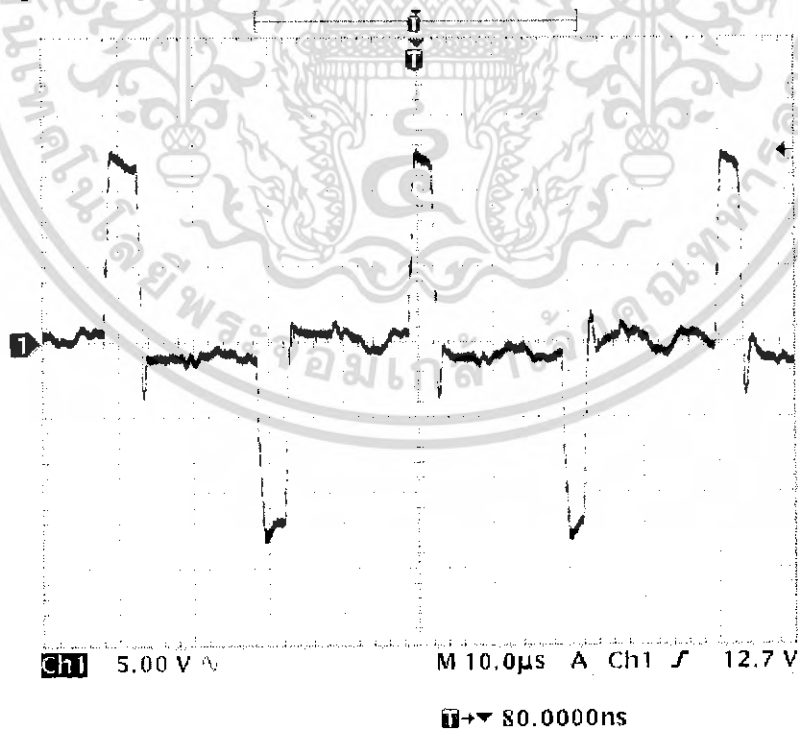
รูปที่ 4.5 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ A และ B หลังผ่านหม้อแปลงกลับปolarity

จากรูปจะสังเกตเห็นว่าสัญญาณพัลส์มีแรงดันสไปล์เกิดขึ้น เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟโรมารี (Leakage inductance)

4.1.6 สัญญาณพัลส์ควบคุมขณะที่มีสัญญาณ Feedback ที่โหลดต่างๆ

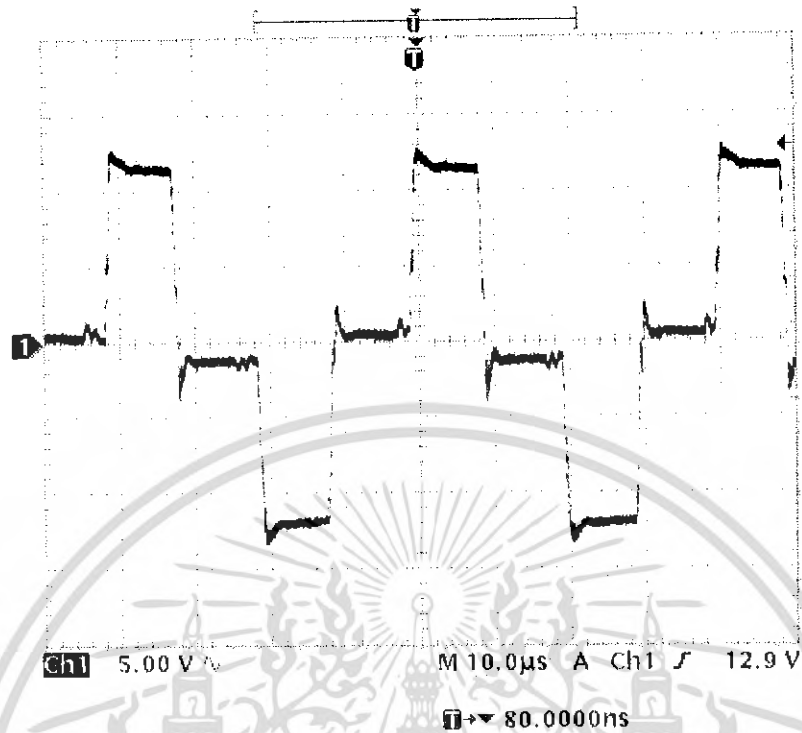


รูปที่ 4.6 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ของไอซี SG3526 ที่โหลด 2 กิโลโอห์ม



รูปที่ 4.7 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ของไอซี SG3526 ที่โหลด 200 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ของไอซี SG3526 ที่โหลด 20 โอห์ม

4.2 ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตซ์เพาเวอร์ซีพพลาย

ผลการทดลองประสิทธิภาพ ความสัมพันธ์ของค่ากระแสทางด้านอินพุต และค่ากระแสทางด้านเอาต์พุตโดยการต่อโหลดภาระค่าต่างๆ เข้าทางด้านเอาต์พุต และทำการวัดแรงดันทางด้านเอาต์พุต แรงดันอินพุตนำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่ากำลังงานทางด้านอินพุตและกำลังงานทางด้านเอาต์พุต แล้วนำค่ากำลังงานที่ได้ทั้งสองค่ามาคำนวณค่าประสิทธิภาพ ซึ่งค่าต่างๆที่คำนวณได้แสดงดังตารางที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าต่างๆที่สามารถวัดได้ ที่ความถี่ 25 KHz

Load (Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Io (A)	Po (W)	η (%)
2 k	310	0.009	2.79	65	0.0325	2.11	75.6
1 k	310	0.018	5.58	65	0.065	4.23	75.8
500	310	0.036	11.16	65	0.13	8.45	75.7
200	310	0.09	24.8	64.8	0.324	21.00	84.7
100	310	0.18	55.8	64.6	0.646	41.73	74.8
70	310	0.257	79.67	64.4	0.92	59.25	74.4
50	310	0.36	111.6	64.2	1.284	82.43	74.0
25	310	0.70	217	63.6	2.544	161.80	74.6
20	310	0.88	272.8	63.6	3.10	197.16	72.3
16	310	1.05	325.5	63.4	3.963	234.14	72.0
14	310	1.34	390.6	63.4	4.53	287.20	73.5
12	310	1.53	474.3	63.4	5.283	334.94	70.6
10	310	1.76	545.6	63.2	6.32	399.42	73.2
5	310	3.05	945.5	56.4	11.28	636.20	67.28
3	310	3.56	1103.6	42.6	14.2	604.92	54.81
2.5	310	4.06	1258.6	37	14.8	547.6	43.5
1	310	6.2	1922	20	20	400	20.81

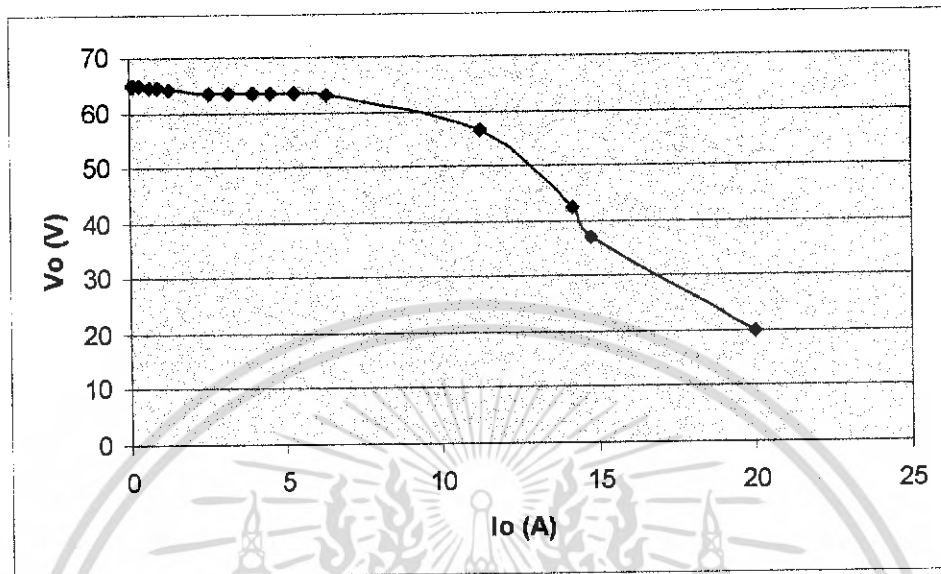
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าต่างๆที่สามารถวัดได้ ที่ความถี่ 22 KHz

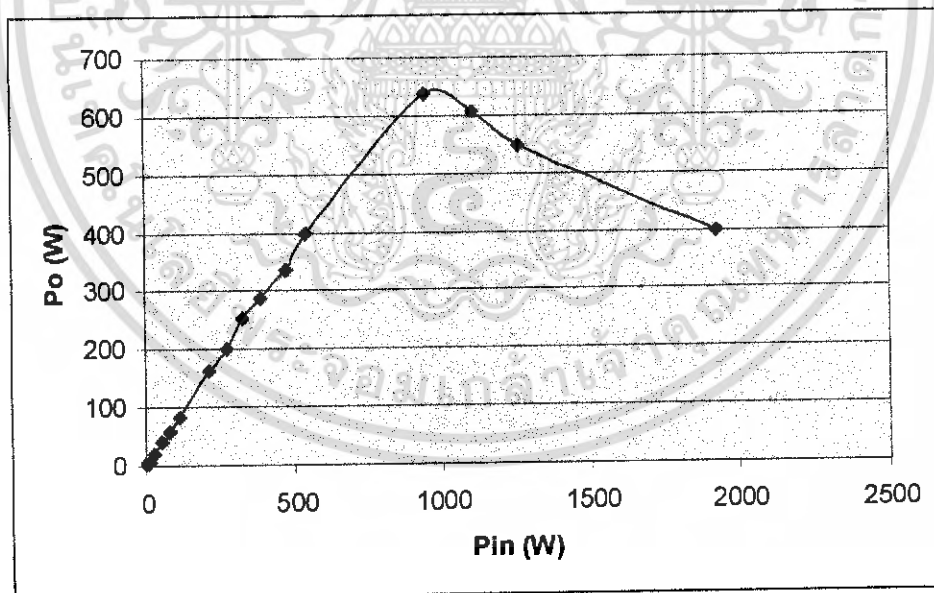
Load (Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Io (A)	Po (W)	η (%)
2 k	310	0.0089	2.76	65	0.0325	2.11	76.4
200	310	0.089	27.66	65	0.325	21.13	76.4
100	310	0.177	55.01	65	0.65	42.25	76.8
70	310	0.247	76.64	64.9	0.927	60.16	78.5
50	310	0.336	104.06	64.8	1.296	83.98	80.7
32	310	0.519	160.91	64.7	2.022	130.82	81.3
25	310	0.722	223.75	64.6	2.584	184.37	82.4
20	310	0.815	252.62	64.6	3.23	208.66	82.6
15	310	1.07	333.07	64.6	4.30	277.78	83.4
10	310	1.58	489.24	64.6	6.46	417.32	85.3
5	310	3.07	947.67	64.5	12.90	832.05	87.8
3	310	4.97	1533.31	64.5	21.30	1373.85	89.6
2.5	310	5.02	1556.05	59.4	23.76	1411.34	90.7
2	310	5.22	1681.2	45.7	22.85	1044.25	62.11
1	310	6.15	1906.5	34.9	34.9	1218.01	63.88
0.5	310	8.14	2523.4	23.8	47.6	1132.88	44.89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุต (I_o) และแรงดันเอาต์พุต (V_o)



กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังด้านอินพุต (P_{in}) และกำลังด้านเอาต์พุต (P_{out})



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลองที่ผ่านมาไม่ว่าจะเป็นการทดลองในส่วนของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งและการทดลองการอาร์คในน้ำ มีปัญหาที่พบมากมายที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบการอาร์คในน้ำ เริ่มจากส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟนี้มีกำลังงาน (W) สูง เป็นวงจรประเภทกระแสสูงเพื่อที่จะสามารถจ่ายกระแสได้อย่างเพียงพอและยังต้องรักษาระดับค่าแรงดันให้คงที่ ทำให้การออกแบบวงจรต้องระมัดระวังอย่างมาก ไม่จะเป็นในส่วนของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่เป็นตัวถ่ายเทกำลังงานจากคอนเวอร์เตอร์ ไปยังวงจรเรียงกระแสทางด้านเอาต์พุต ต้องคำนึงถึงและระมัดระวังไม่ให้หม้อแปลงสวิตชิ่งเกิดการอิ่มตัว ซึ่งจะนำความเสียหายมาสู่วงจร โดยเฉพาะ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการตัดต่อสัญญาณ ซึ่งมีราคาแพงและอีกหลายสิ่งที่ต้องคำนึงถึง ไม่ว่าจะเป็น over shoot ที่ขาเกต และที่ ขาแคเรน-ซอร์ส ซึ่งจะนำมาซึ่งความเสียหายเช่นกัน ในส่วนของหม้อแปลงนั้นเราสามารถแก้ปัญหาได้ โดยการเพิ่มรอบของขดลวดหรือการเพิ่มแกนของหม้อแปลง ขึ้นอยู่กับความเหมาะสม จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการใช้ความถี่ที่เพิ่มขึ้นจะได้ประสิทธิภาพที่ต่ำลง วงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่เราใช้ได้ลิมิตค่าไว้ที่ 65 โวลต์ 50 แอมป์ ดังนั้นเมื่อโหลดที่มีค่าความต้านทานต่ำมากๆจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าต่ำลง เพื่อให้ได้ค่ากระแสไม่เกินค่าที่เราตั้งไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

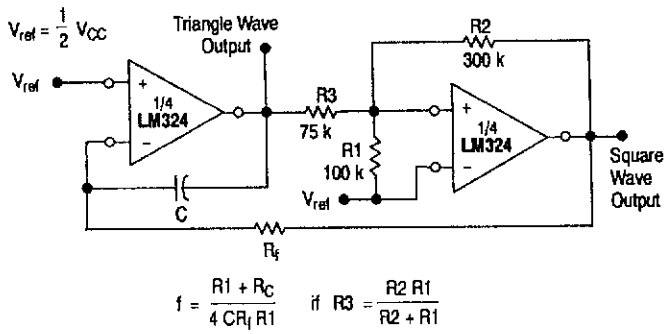


Figure 15. Function Generator

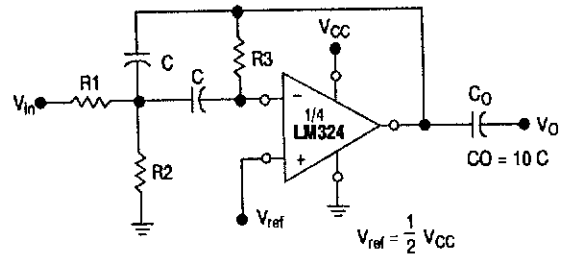


Figure 16. Multiple Feedback Bandpass Filter

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

Choose value f_0, C

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

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

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

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.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package	Shipping†
LM224D	-25°C to +85°C	SOIC-14	55 Units/Rail
LM224DG		SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Rail
LM224DR2		SOIC-14	2500 Tape & Reel
LM224DR2G		SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
LM224DTB		TSSOP-14*	96 Units/Rail
LM224DTBG		TSSOP-14*	96 Units/Rail
LM224DTBR2		TSSOP-14*	2500 Tape & Reel
LM224DTBR2G		TSSOP-14*	2500 Tape & Reel
LM224N		PDIP-14	25 Units/Rail
LM224NG		PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
LM324D		0°C to +70°C	SOIC-14
LM324DG	SOIC-14 (Pb-Free)		55 Units/Rail
LM324DR2	SOIC-14		2500 Tape & Reel
LM324DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)		2500 Tape & Reel
LM324DTB	TSSOP-14*		96 Units/Rail
LM324DTBG	TSSOP-14*		96 Units/Rail
LM324DTBR2	TSSOP-14*		2500 Tape & Reel
LM324DTBR2G	TSSOP-14*		2500 Tape & Reel
LM324N	PDIP-14		25 Units/Rail
LM324NG	PDIP-14 (Pb-Free)		25 Units/Rail
LM324AD	SOIC-14		55 Units/Rail
LM324ADG	SOIC-14 (Pb-Free)		55 Units/Rail
LM324ADR2	SOIC-14		2500 Tape & Reel
LM324ADR2G	SOIC-14 (Pb-Free)		2500 Tape & Reel
LM324ADTB	TSSOP-14*		96 Units/Rail
LM324ADTBG	TSSOP-14*		96 Units/Rail
LM324ADTBR2	TSSOP-14*		2500 Tape & Reel
LM324ADTBR2G	TSSOP-14*		2500 Tape & Reel
LM324AN	PDIP-14		25 Units/Rail
LM324ANG	PDIP-14 (Pb-Free)		25 Units/Rail

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

*This package is inherently Pb-Free.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ORDERING INFORMATION (continued)

Device	Operating Temperature Range	Package	Shipping†
LM2902D	-40°C to +105°C	SOIC-14	55 Units/Rail
LM2902DG		SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Rail
LM2902DR2		SOIC-14	2500 Tape & Reel
LM2902DR2G		SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
LM2902DTB		TSSOP-14*	96 Units/Rail
LM2902DTBG		TSSOP-14*	96 Units/Rail
LM2902DTBR2		TSSOP-14*	2500 Tape & Reel
LM2902DTBR2G		TSSOP-14*	2500 Tape & Reel
LM2902N		PDIP-14	25 Units/Rail
LM2902NG		PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
LM2902VD		SOIC-14	55 Units/Rail
LM2902VDG		SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Rail
LM2902VDR2	40°C to +125°C	SOIC-14	2500 Tape & Reel
LM2902VDR2G		SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel
LM2902VDTB		TSSOP-14*	96 Units/Rail
LM2902VDTBG		TSSOP-14*	96 Units/Rail
LM2902VDTBR2		TSSOP-14*	2500 Tape & Reel
LM2902VDTBR2G		TSSOP-14*	2500 Tape & Reel
LM2902VN		PDIP-14	25 Units/Rail
LM2902VNG		PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
NCV2902DR2		SOIC-14	2500 Tape & Reel
NCV2902DR2G		SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

*This package is inherently Pb-Free.

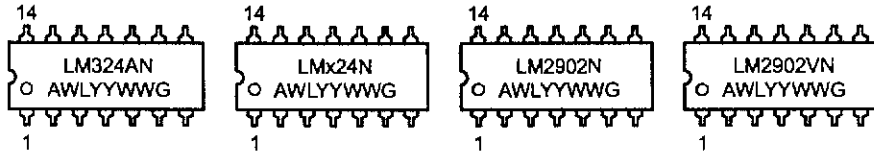
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

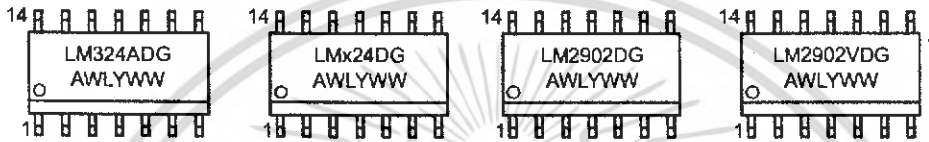
LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

MARKING DIAGRAMS

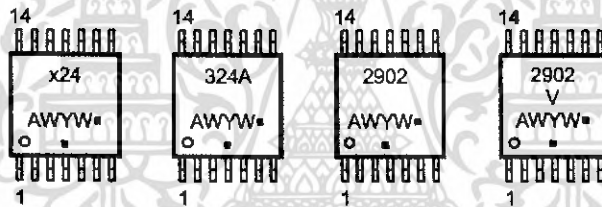
PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646



SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G



- x = 2 or 3
- A = Assembly Location
- WL = Wafer Lot
- YY, Y = Year
- WW, W = Work Week
- G = Pb-Free Package
- = Pb-Free Package - (Note: Microdot may be in either location)

*This marking diagram also applies to NCV2902.

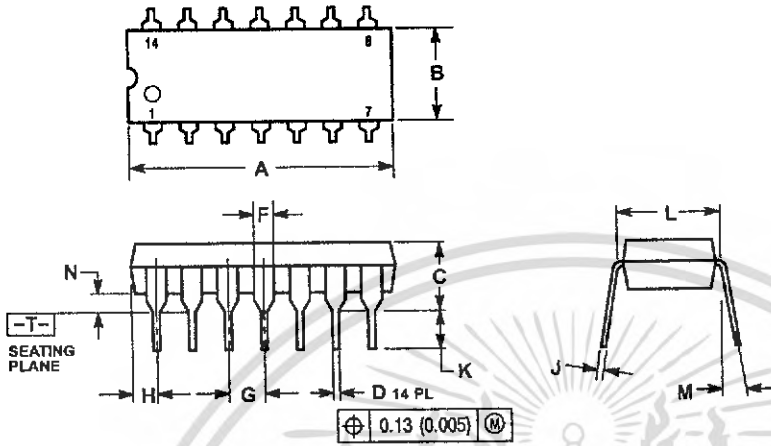
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-14
N SUFFIX
CASE 648-06
ISSUE N

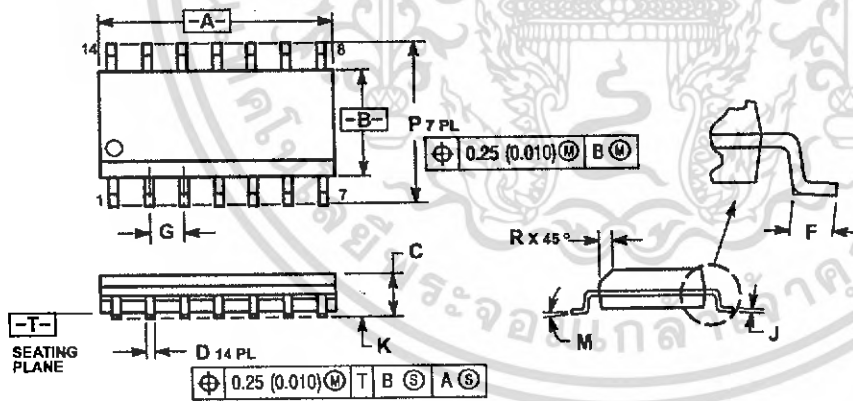


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	18.80
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	0.290	0.310	7.37	7.87
M		10°		10°
N	0.015	0.039	0.38	1.01

SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A-03
ISSUE G



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. 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

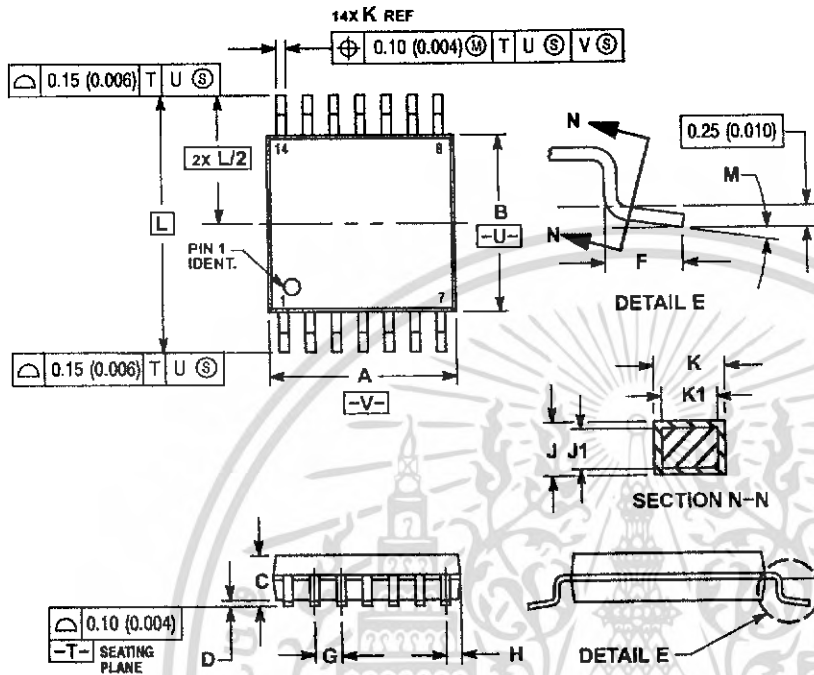
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

PACKAGE DIMENSIONS

TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G-01
ISSUE A



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
5. DIMENSION K DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE K DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
6. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
7. DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W-.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.90	5.10	0.193	0.200
B	4.30	4.50	0.169	0.177
C	---	1.20	---	0.047
D	0.05	0.15	0.002	0.006
F	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.65 BSC		0.026 BSC	
H	0.50	0.60	0.020	0.024
J	0.09	0.20	0.004	0.008
J1	0.09	0.16	0.004	0.006
K	0.19	0.30	0.007	0.012
K1	0.19	0.25	0.007	0.010
L	6.40 BSC		0.252 BSC	
M	0°	8°	0°	8°

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302



Single Supply Quad Comparators

ON Semiconductor[®]

<http://onsemi.com>

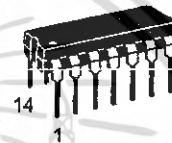
These comparators are designed for use in level detection, low-level sensing and memory applications in consumer, automotive, and industrial electronic applications.

Features

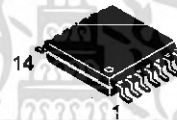
- Pb-Free Packages are Available*
- Single or Split Supply Operation
- Low Input Bias Current: 25 nA (Typ)
- Low Input Offset Current: ± 5.0 nA (Typ)
- Low Input Offset Voltage
- Input Common Mode Voltage Range to GND
- Low Output Saturation Voltage: 130 mV (Typ) @ 4.0 mA
- TTL and CMOS Compatible
-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



SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A

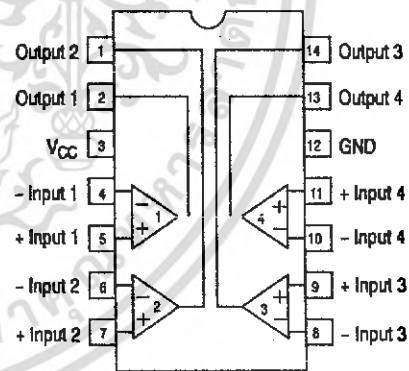


PDIP-14
N, P SUFFIX
CASE 646



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 7 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 8 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

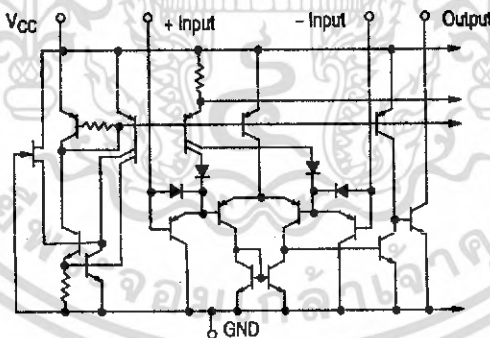
LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage LM239/LM339/LM2901, V MC3302	V_{CC}	+36 or ± 18 +30 or ± 15	Vdc
Input Differential Voltage Range LM239/LM339/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 @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Plastic Package Derate above 25°C	P_D $1/R_{\theta JA}$	1.0 8.0	W mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range LM239 MC3302 LM2901 LM2901V, NCV2901 LM339	T_A	-25 to +85 -40 to +85 -40 to +105 -40 to +125 0 to +70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
ESD Protection at any Pin Human Body Model Machine Model	V_{esd}	2000 200	V

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

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.



NOTE: Diagram shown is for 1 comparator.

Figure 1. Circuit Schematic

<http://onsemi.com>

LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

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

Characteristic	Symbol	LM239/339			LM2901/2901V/ NCV2901			MC3302			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 3)	V_{IO}	-	± 2.0	± 5.0	-	± 2.0	± 7.0	-	± 3.0	± 20	mVdc
Input Bias Current (Notes 3, 4) (Output in Analog Range)	I_{IB}	-	25	250	-	25	250	-	25	500	nA
Input Offset Current (Note 3)	I_{IO}	-	± 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	-	$V_{CC} - 1.5$	V
Supply Current $R_L = \infty$ (For All Comparators) $R_L = \infty, V_{CC} = 30$ Vdc	I_{CC}	-	0.8 1.0	2.0 2.5	-	0.8 1.0	2.0 2.5	-	0.8 1.0	2.0 2.5	mA
Voltage Gain $R_L \geq 15$ k Ω , $V_{CC} = 15$ Vdc	A_{VOL}	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	-	ns
Response Time (Note 5) $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k Ω	-	-	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	-	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	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	-	nA

- (LM239) $T_{low} = -25^\circ\text{C}$, $T_{high} = +85^\circ\text{C}$
(LM339) $T_{low} = 0^\circ\text{C}$, $T_{high} = +70^\circ\text{C}$
(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 & NCV2901) $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$
NCV2901 is qualified for automotive use.
- 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).
- The bias current flows out of the inputs due to the PNP input stage. This current is virtually constant, independent of the output state.
- The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive. For larger signals, 300 ns is typical.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

PERFORMANCE CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = T_{low}$ to T_{high} [Note 6])

Characteristic	Symbol	LM239/339			LM2901/2901V/ NCV2901			MC3302			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 7)	V_{IO}	-	-	± 9.0	-	-	± 15	-	-	± 40	mVdc
Input Bias Current (Notes 7, 8) (Output in Analog Range)	I_{IB}	-	-	400	-	-	500	-	-	1000	nA
Input Offset Current (Note 7)	I_{IO}	-	-	± 150	-	-	± 200	-	-	± 300	nA
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICMR}	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	0	-	$V_{CC} - 2.0$	V
Saturation Voltage $V_{I(-)} \geq +1.0 \text{ Vdc}$, $V_{I(+)} = 0$, $I_{sink} \leq 4.0 \text{ mA}$	V_{sat}	-	-	700	-	-	700	-	-	700	mV
Output Leakage Current $V_{I(+)} \geq +1.0 \text{ Vdc}$, $V_{I(-)} = 0$, $V_O = 30 \text{ Vdc}$	I_{OL}	-	-	1.0	-	-	1.0	-	-	1.0	μA
Differential Input Voltage All $V_{I} \geq 0 \text{ Vdc}$	V_{ID}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	Vdc

6. (LM239) $T_{low} = -25^\circ\text{C}$, $T_{high} = +85^\circ\text{C}$
 (LM339) $T_{low} = 0^\circ\text{C}$, $T_{high} = +70^\circ\text{C}$
 (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 & NCV2901) $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$
NCV2901 is qualified for automotive use.
7. At the output switch point, $V_O = 1.4 \text{ Vdc}$, $R_S < 100 \Omega$, $5.0 \text{ Vdc} < V_{CC} < 30 \text{ Vdc}$, with the inputs over the full common mode range (0 Vdc to $V_{CC} - 1.5 \text{ Vdc}$).
8. The bias current flows out of the inputs due to the PNP input stage. This current is virtually constant, independent of the output state.
9. The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive. For larger signals, 300 ns is typical.

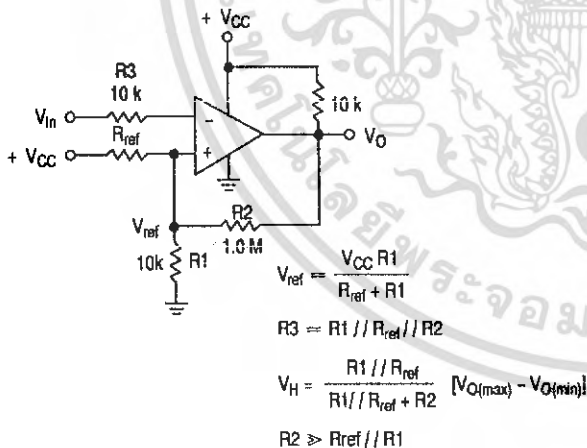


Figure 2. Inverting Comparator with Hysteresis

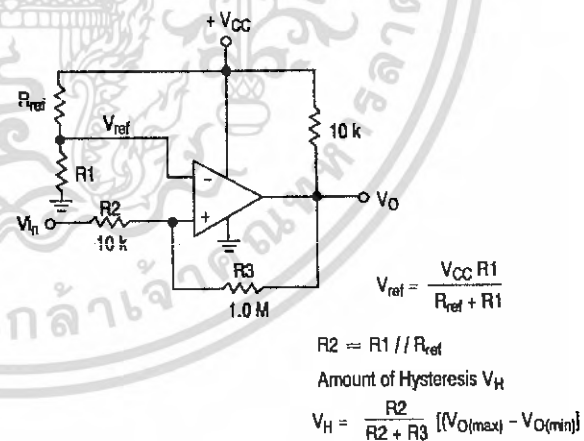


Figure 3. Noninverting Comparator with Hysteresis

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

Typical Characteristics

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

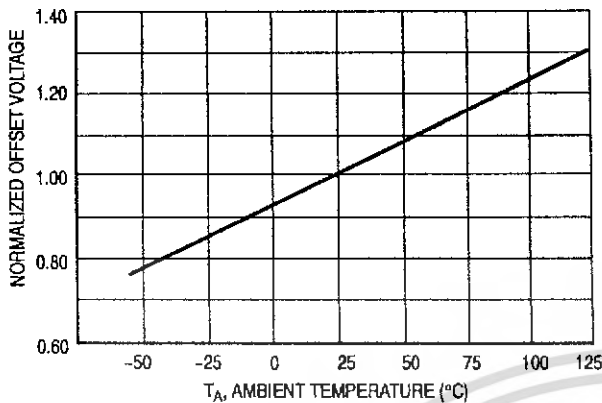


Figure 4. Normalized Input Offset Voltage

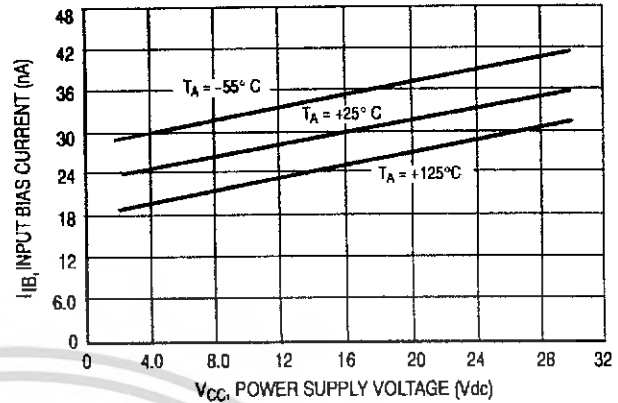


Figure 5. Input Bias Current

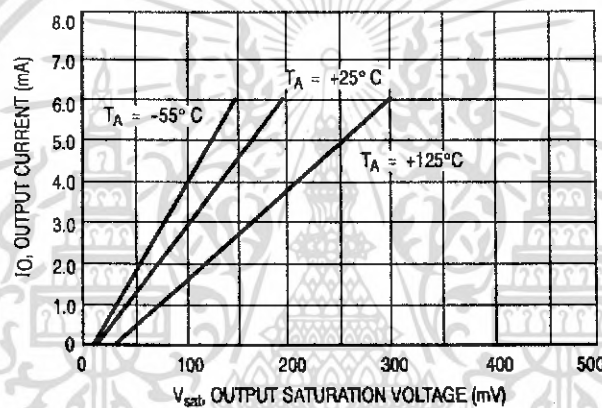
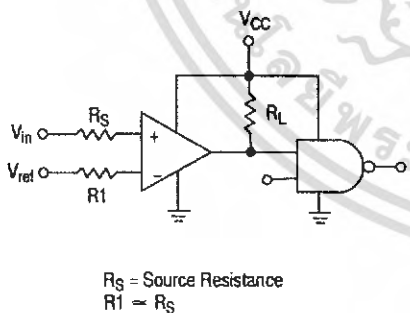


Figure 6. Output Sink Current versus Output Saturation Voltage



Logic	Device	V_{CC} (V)	R_L (k Ω)
CMOS	1/4 MC14001	+15	100
TTL	1/4 MC7400	+5.0	10

Figure 7. Driving Logic

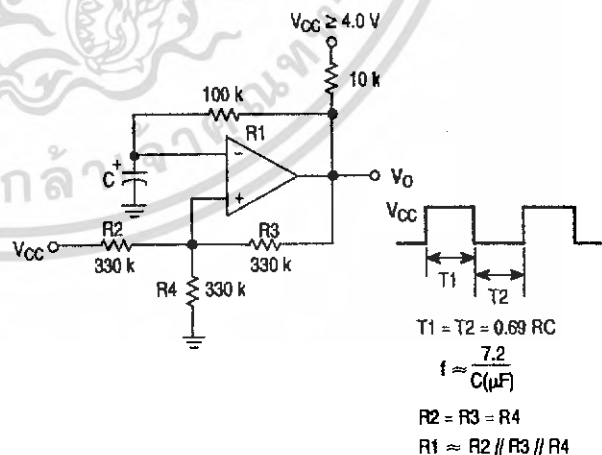


Figure 8. Squarewave Oscillator

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

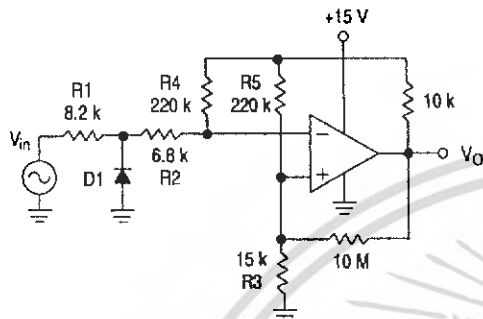
LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

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.



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

$$R1 + R2 = R3$$

$$R3 \leq \frac{R5}{10} \text{ for small error in zero crossing}$$

Figure 9. Zero Crossing Detector (Single Supply)

$V_{in(min)} = 0.4\text{ V}$ peak for 1% phase distortion ($\Delta\theta$).

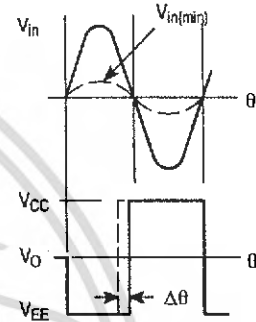
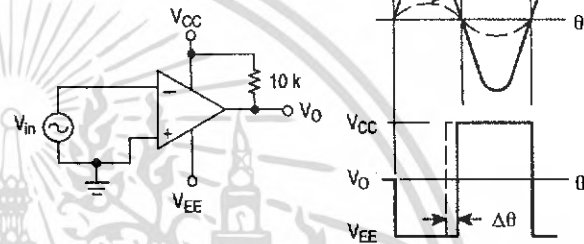


Figure 10. Zero Crossing Detector (Split Supplies)

LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
LM239D	SOIC-14	55 Units/Rail
LM239DG	SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Rail
LM239DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
LM239DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM239DTBR2	TSSOP-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM239N	PDIP-14	25 Units/Rail
LM239NG	PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
LM339D	SOIC-14	55 Units/Rail
LM339DG	SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Rail
LM339DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
LM339DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM339DTBR2	TSSOP-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM339N	PDIP-14	25 Units/Rail
LM339NG	PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
LM2901D	SOIC-14	55 Units/Rail
LM2901DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
LM2901DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM2901DTBR2	TSSOP-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM2901N	PDIP-14	25 Units/Rail
LM2901NG	PDIP-14 (Pb-Free)	25 Units/Rail
LM2901VD	SOIC-14	55 Units/Rail
LM2901VDG	SOIC-14 (Pb-Free)	55 Units/Rail
LM2901VDR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
LM2901VDR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM2901VDTBR2	TSSOP-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
LM2901VN	PDIP-14	25 Units/Rail
NCV2901DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
NCV2901DR2G	SOIC-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
MC3302D	SOIC-14	55 Units/Rail
MC3302DR2	SOIC-14	2500 Units/Tape & Reel
MC3302DTBR2	TSSOP-14 (Pb-Free)	2500 Units/Tape & Reel
MC3302P	PDIP-14	25 Units/Rail

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

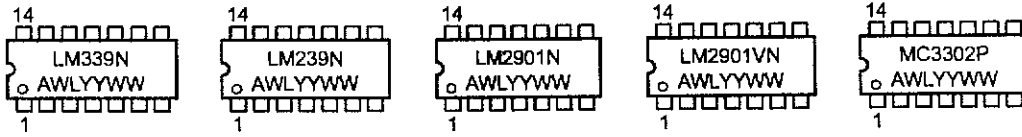
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

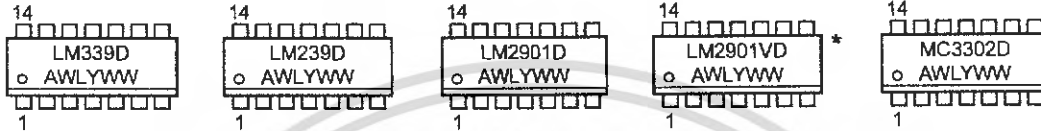
LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

MARKING DIAGRAMS

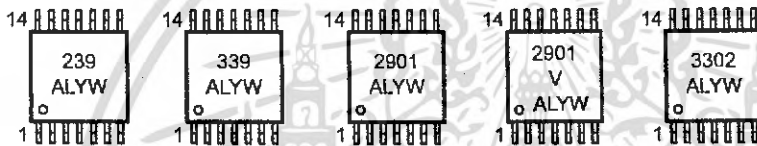
PDIP-14 N, P SUFFIX CASE 646



SOIC-14 D SUFFIX CASE 751A



TSSOP-14 DTB SUFFIX CASE 948G



A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

*This marking diagram also applies to NCV2901.

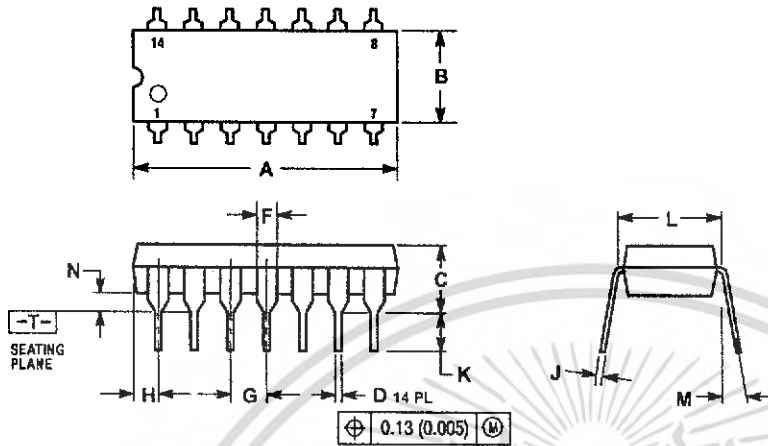
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

PACKAGE DIMENSIONS

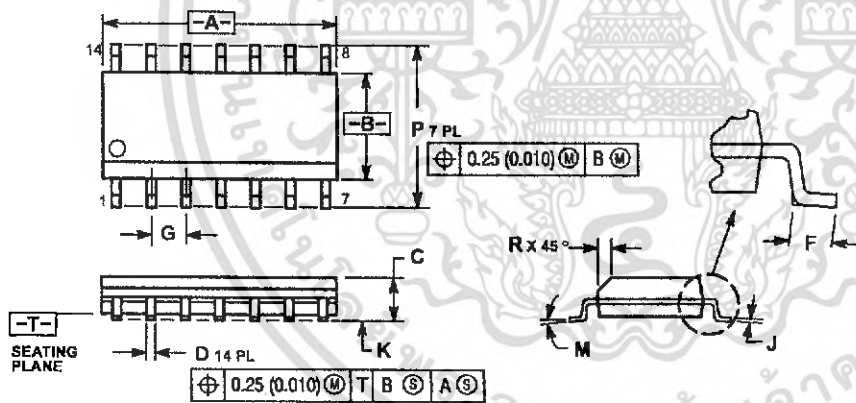
PDIP-14
P SUFFIX
CASE 646-06
ISSUE M



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	18.80
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	0.290	0.310	7.37	7.87
M	10°		10°	
N	0.015	0.039	0.38	1.01

SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A-03
ISSUE G



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. 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

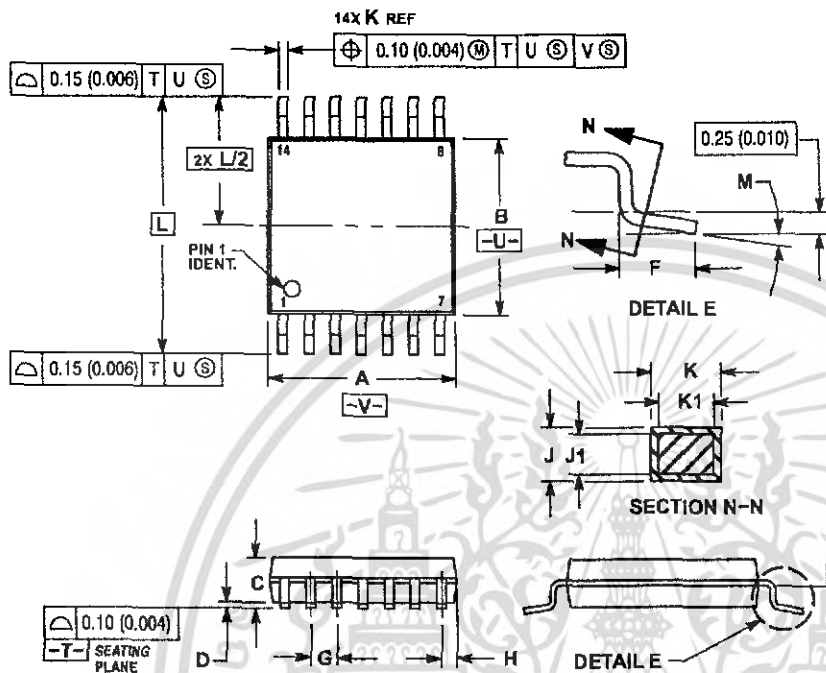
<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM339, LM239, LM2901, LM2901V, NCV2901, MC3302

PACKAGE DIMENSIONS

TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G-01
ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
 5. DIMENSION K DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE K DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 6. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
 7. DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W-.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.90	5.10	0.193	0.200
B	4.30	4.50	0.169	0.177
C	---	1.20	---	0.047
D	0.05	0.15	0.002	0.006
F	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.65 BSC		0.026 BSC	
H	0.50	0.60	0.020	0.024
J	0.08	0.20	0.004	0.008
J1	0.09	0.16	0.004	0.006
K	0.19	0.30	0.007	0.012
K1	0.19	0.25	0.007	0.010
L	6.40 BSC		0.252 BSC	
M	0°	8°	0°	8°

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. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 81312, Phoenix, Arizona 85082-1312 USA
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

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

Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-8-1, Kanimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-5773-3850

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

Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

LM339/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

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

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

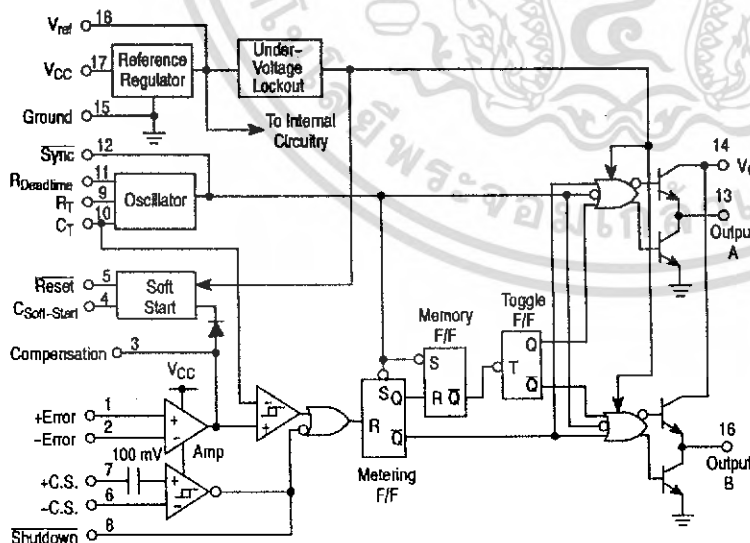


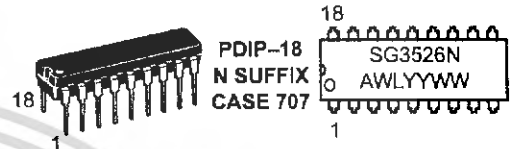
Figure 1. Representative Block Diagram



ON Semiconductor™

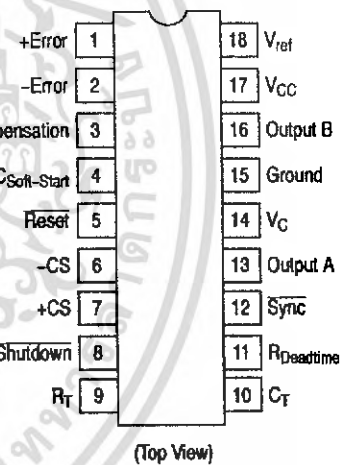
<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAM



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

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SG3526N	PDIP-18	20 Units/Rail

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

UNDervoltage LOCKOUT

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

OSCILLATOR SECTION (Note 8.)

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

ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 9.)

Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–350	–2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	–	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	72	–	dB
High Output Voltage ($V_{Pin 1} - V_{Pin 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	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

5. Maximum junction temperature must be observed.
6. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ $T_{high} = +125^\circ\text{C}$
7. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.
8. $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)
9. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

10. $f_{\text{osc}} = 40 \text{ kHz}$ ($R_{\text{T}} = 4.12 \text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_{\text{T}} = 0.01 \mu\text{F} \pm 1\%$, $R_{\text{D}} = 0 \Omega$)11. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +5.2 \text{ V}$ 12. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +12 \text{ V}$

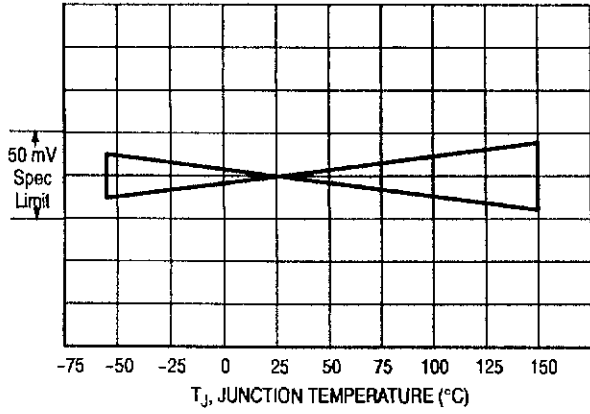


Figure 2. Reference Stability over Temperature

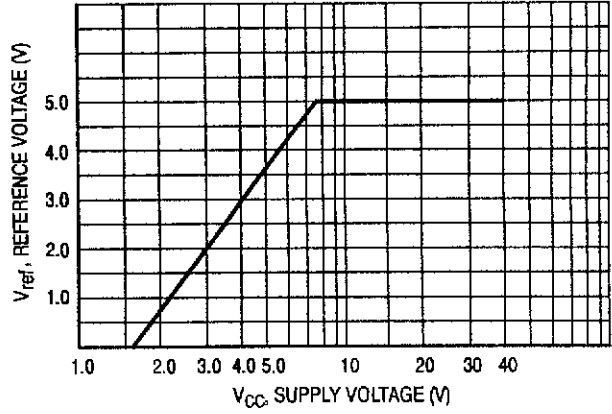


Figure 3. Reference Voltage as a Function of Supply Voltage

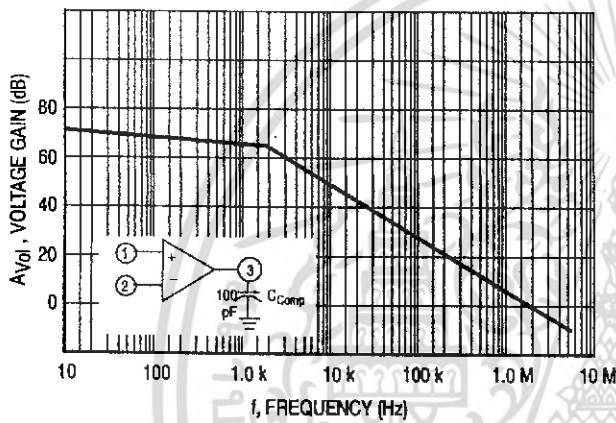


Figure 4. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

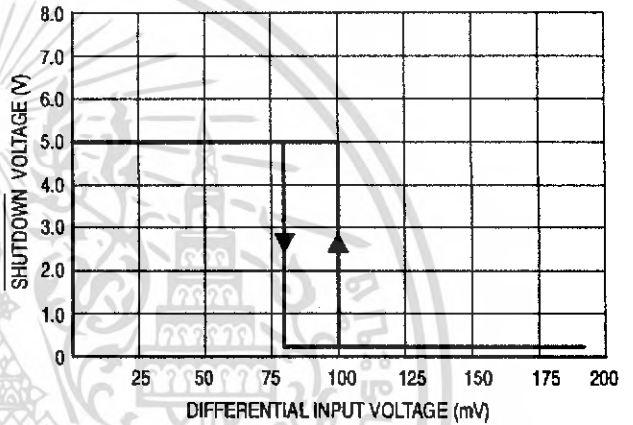


Figure 5. Current Limit Comparator Threshold

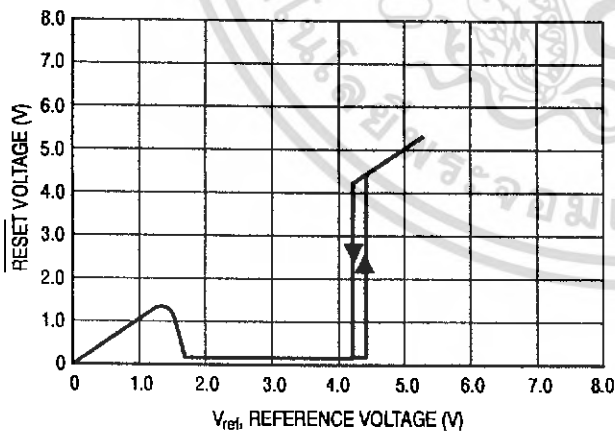


Figure 6. Undervoltage Lockout Characteristic

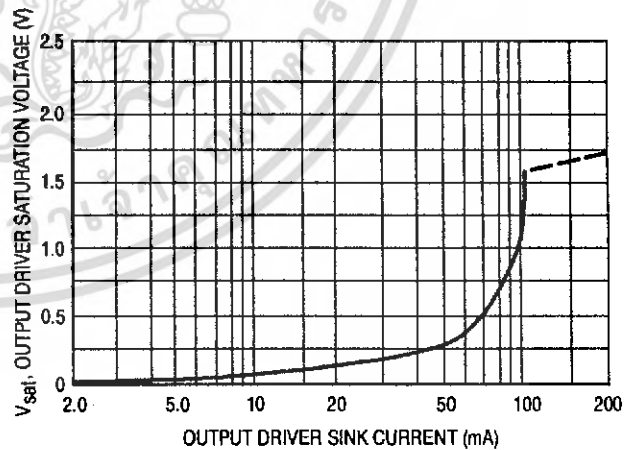


Figure 7. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

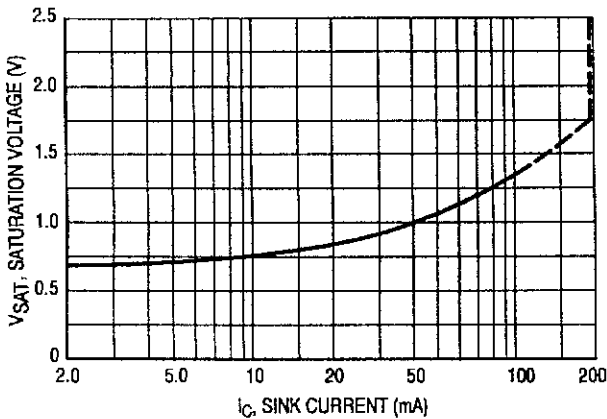


Figure 8. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

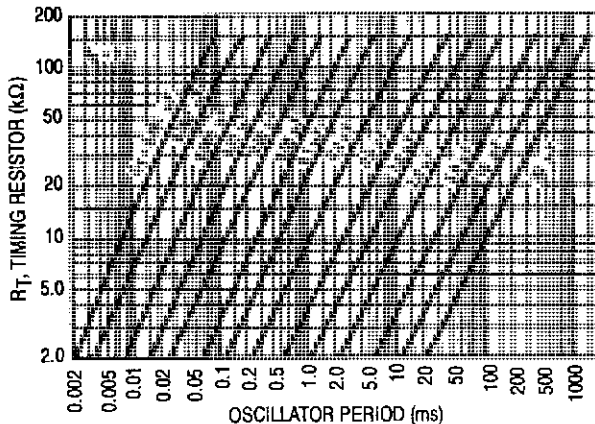


Figure 9. Oscillator Period

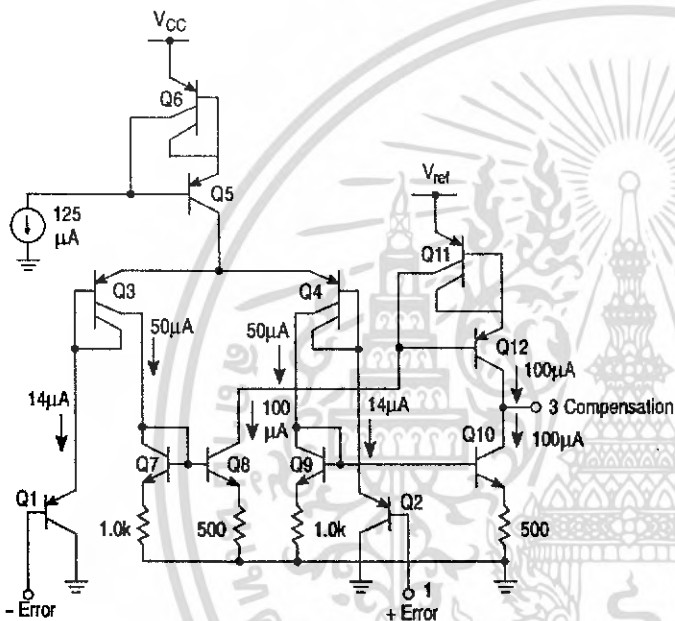


Figure 10. Error Amplifier

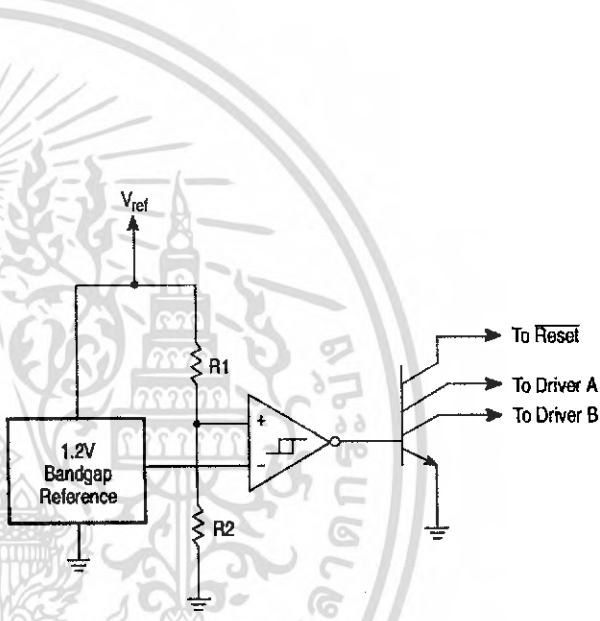
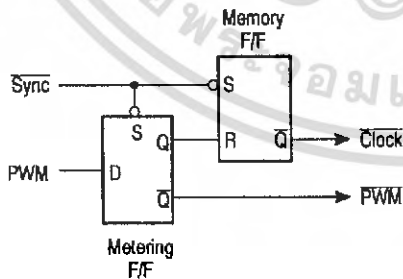


Figure 11. Undervoltage Lockout

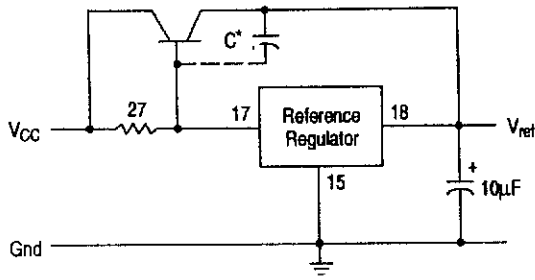


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

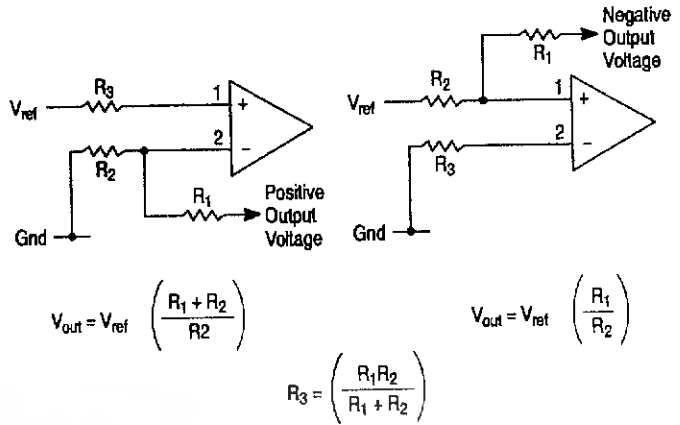
Figure 12. Pulse Processing Logic

APPLICATIONS INFORMATION



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Extending Reference Output Current Capability



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

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

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

Figure 14. Error Amplifier Connections

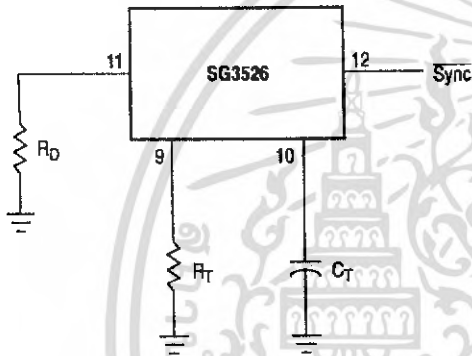
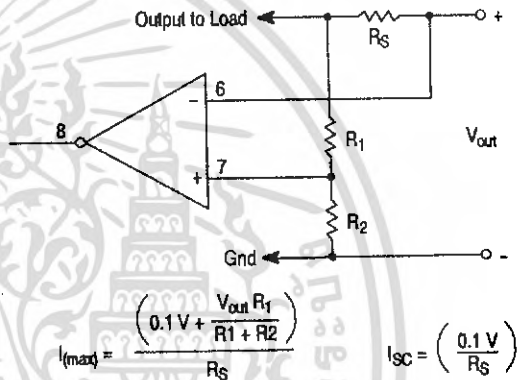


Figure 15. Oscillator Connections



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

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

Figure 16. Foldback Current Limiting

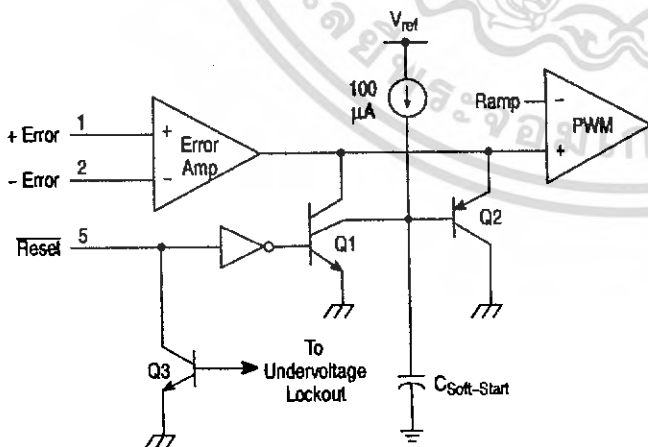
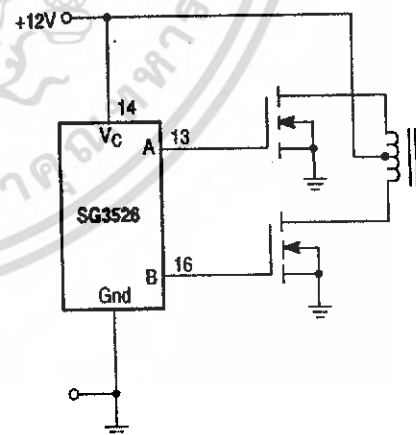


Figure 17. Soft-Start Circuitry



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

Figure 18. Driving VMOS Power FETs

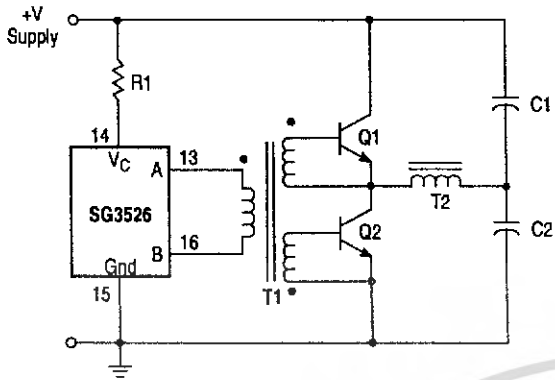
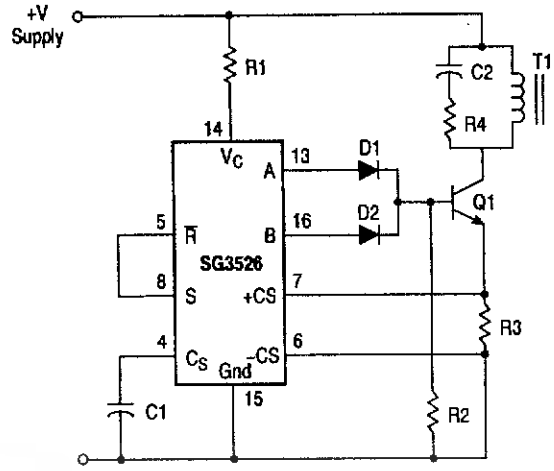


Figure 19. Half-Bridge Configuration



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

Figure 20. Flyback Converter with Current Limiting

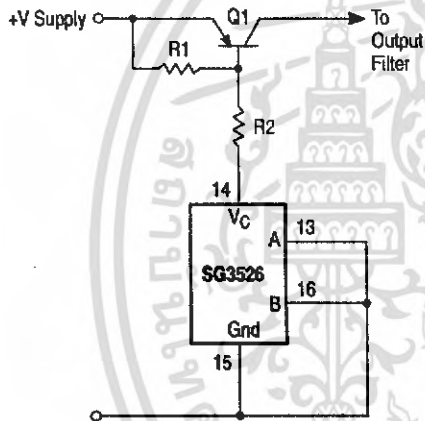


Figure 21. Single-Ended Configuration

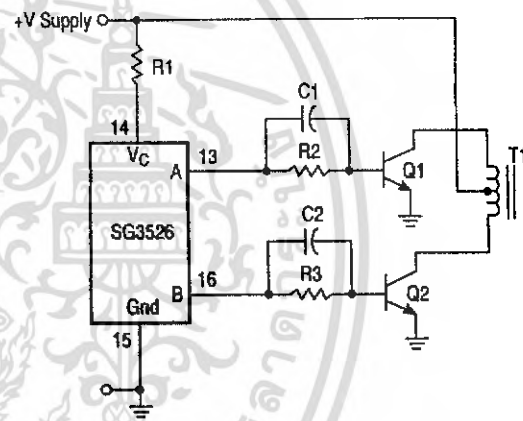
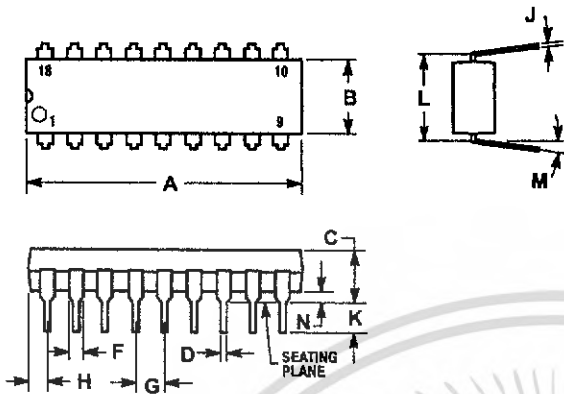


Figure 22. Push-Pull Configuration

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-18
N SUFFIX
CASE 707-02
ISSUE D



NOTES:

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

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B, MC14050B



Hex Buffer

The MC14049B Hex Inverter/Buffer and MC14050B Noninverting Hex Buffer are constructed with MOS P-Channel and N-Channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic level conversion using only one supply voltage, V_{DD} .

The input-signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{DD} supply voltage for logic level conversions. Two TTL/DTL loads can be driven when the devices are used as a CMOS-to-TTL/DTL converter ($V_{DD} = 5.0\text{ V}$, $V_{OL} \leq 0.4\text{ V}$, $I_{OL} \geq 3.2\text{ mA}$).

Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- V_{IN} can exceed V_{DD}
- Meets JEDEC B Specifications
- Improved ESD Protection On All Inputs

MAXIMUM RATINGS (Voltages Referenced to V_{SS}) (Note 2.)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	DC Supply Voltage Range	-0.5 to +18.0	V
V_{in}	Input Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to +18.0	V
V_{out}	Output Voltage Range (DC or Transient)	-0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_{in}	Input Current (DC or Transient) per Pin	± 10	mA
I_{out}	Output Current (DC or Transient) per Pin	± 45	mA
P_D	Power Dissipation, per Package (Note 3.) (Plastic) (SOIC)	825 740	mW
T_A	Ambient Temperature Range	-55 to +125	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	$^{\circ}\text{C}$
T_L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	$^{\circ}\text{C}$

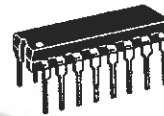
2. Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
3. Temperature Derating: See Figure 3.

This device contains protection circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields referenced to the V_{SS} pin only. Extra precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, the ranges $V_{SS} \leq V_{in} \leq 18\text{ V}$ and $V_{SS} \leq V_{out} \leq V_{DD}$ are recommended.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

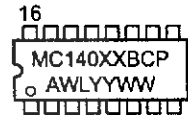
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

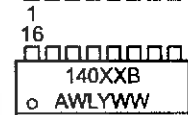


PDIP-16
P SUFFIX
CASE 648

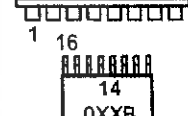
MARKING DIAGRAMS



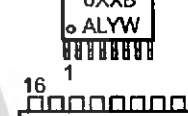
SOIC-16
D SUFFIX
CASE 751B



TSSOP-16
DT SUFFIX
CASE 948F



SOEIAJ-16
F SUFFIX
CASE 966



XX = Specific Device Code
A = Assembly Location
WL or L = Wafer Lot
YY or Y = Year
WW or W = Work Week

ORDERING INFORMATION

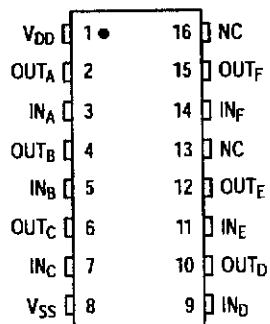
Device	Package	Shipping
MC14049BCP	PDIP-16	2000/Box
MC14049BD	SOIC-16	2400/Box
MC14049BDR2	SOIC-16	2500/Tape & Reel
MC14049BF	SOEIAJ-16	See Note 1.
MC14050BCP	PDIP-16	2000/Box
MC14050BD	SOIC-16	2400/Box
MC14050BDR2	SOIC-16	2500/Tape & Reel
MC14050BDEL	TSSOP-16	2000/Tape & Reel
MC14050BF	SOEIAJ-16	See Note 1.
MC14050BFEL	SOEIAJ-16	See Note 1.

1. For ordering information on the EIAJ version of the SOIC packages, please contact your local ON Semiconductor representative.

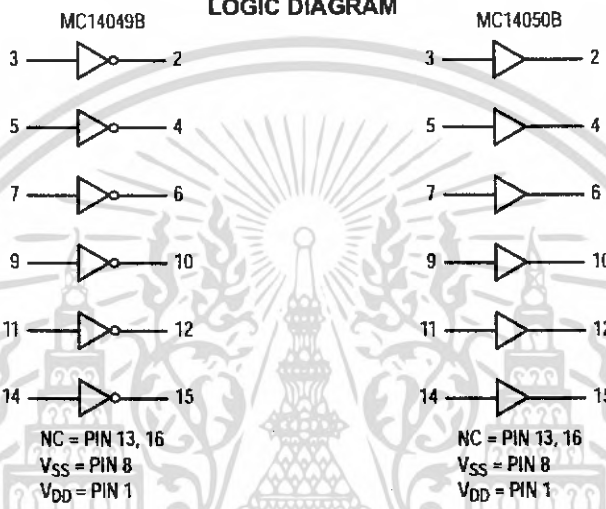
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B, MC14050B

PIN ASSIGNMENT



LOGIC DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B, MC14050B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} Vdc	- 55°C		+ 25°C			+ 125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ (4.)	Max	Min	Max	
Output Voltage V _{in} = V _{DD} V _{in} = 0	"0" Level V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 Vdc) (V _O = 9.0 Vdc) (V _O = 13.5 Vdc) (V _O = 0.5 Vdc) (V _O = 1.0 Vdc) (V _O = 1.5 Vdc)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc) (V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	Source I _{OH}	5.0	-1.6	—	-1.25	-2.5	—	-1.0	—	mAdc
		10	-1.6	—	-1.30	-2.6	—	-1.0	—	
		15	-4.7	—	-3.75	-10	—	-3.0	—	
	Sink I _{OL}	5.0	3.75	—	3.2	6.0	—	2.6	—	mAdc
		10	10	—	8.0	16	—	6.6	—	
		15	30	—	24	40	—	19	—	
Input Current	I _{in}	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	µAdc
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	10	20	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	1.0	—	0.002	1.0	—	30	µAdc
		10	—	2.0	—	0.004	2.0	—	60	
		15	—	4.0	—	0.006	4.0	—	120	
Total Supply Current (5.) (6.) (Dynamic plus Quiescent, per package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0	I _T = (1.8 µA/kHz) f + I _{DD}							µAdc
		10	I _T = (3.5 µA/kHz) f + I _{DD}							
		15	I _T = (5.3 µA/kHz) f + I _{DD}							

4. Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

5. The formulas given are for the typical characteristics only at + 25°C

6. To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) Vfk$$

Where: I_T is in µA (per Package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency and k = 0.002.

MC14049B, MC14050B

AC SWITCHING CHARACTERISTICS (7.) ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ (8.)	Max	Unit
Output Rise Time $t_{TLH} = (0.7 \text{ ns/pF}) C_L + 65 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.25 \text{ ns/pF}) C_L + 37.5 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$	t_{TLH}	5.0 10 15	— — —	100 50 40	160 80 60	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 17 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.04 \text{ ns/pF}) C_L + 13 \text{ ns}$	t_{THL}	5.0 10 15	— — —	40 20 15	60 40 30	ns
Propagation Delay Time $t_{PLH} = (0.33 \text{ ns/pF}) C_L + 63.5 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.19 \text{ ns/pF}) C_L + 30.5 \text{ ns}$ $t_{PLH} = (0.06 \text{ ns/pF}) C_L + 27 \text{ ns}$	t_{PLH}	5.0 10 15	— — —	80 40 30	140 80 60	ns
Propagation Delay Time $t_{PHL} = (0.2 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.1 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{PHL} = (0.05 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$	t_{PHL}	5.0 10 15	— — —	40 20 15	80 40 30	ns

7. The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C .

8. Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

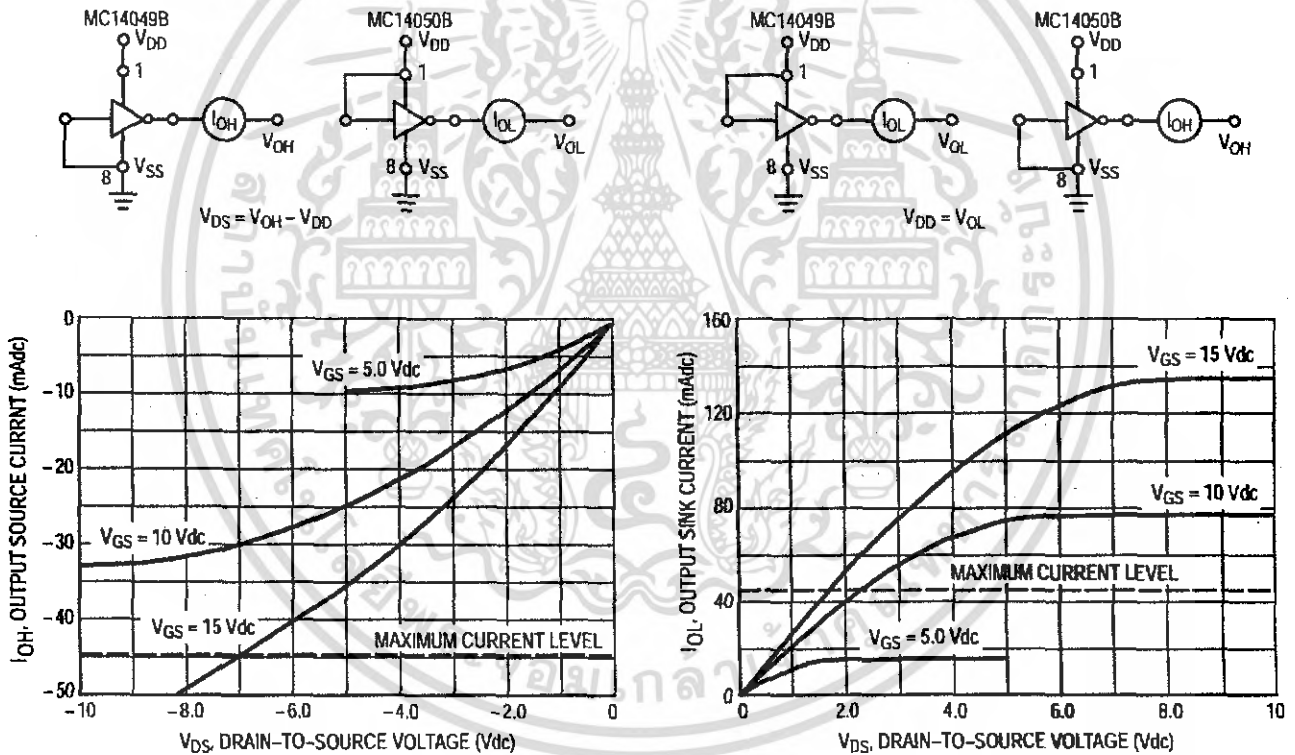


Figure 1. Typical Output Source Characteristics

Figure 2. Typical Output Sink Characteristics

MC14049B, MC14050B

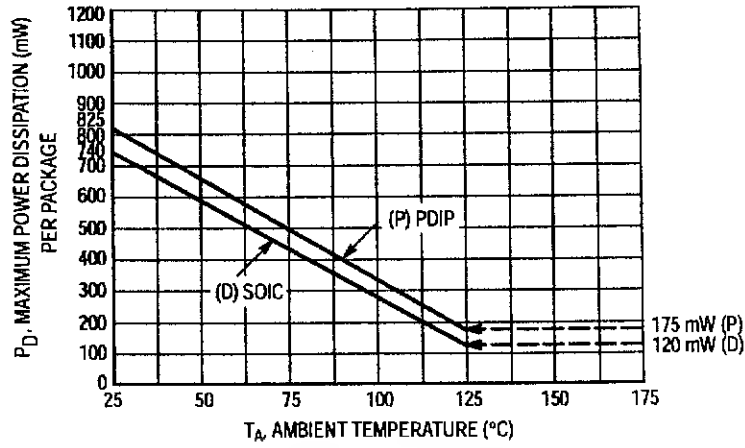


Figure 3. Ambient Temperature Power Derating

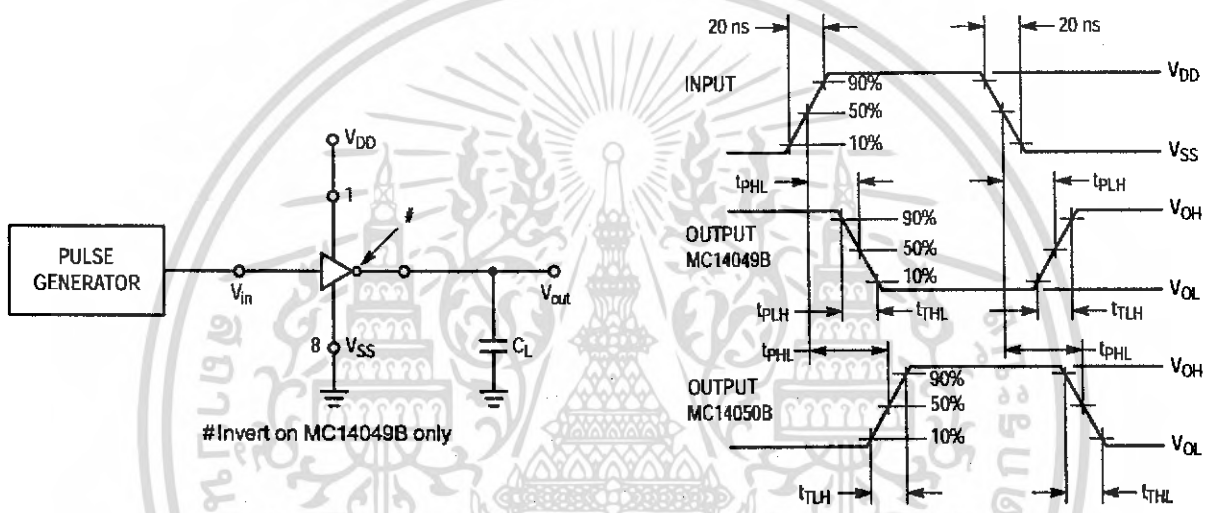
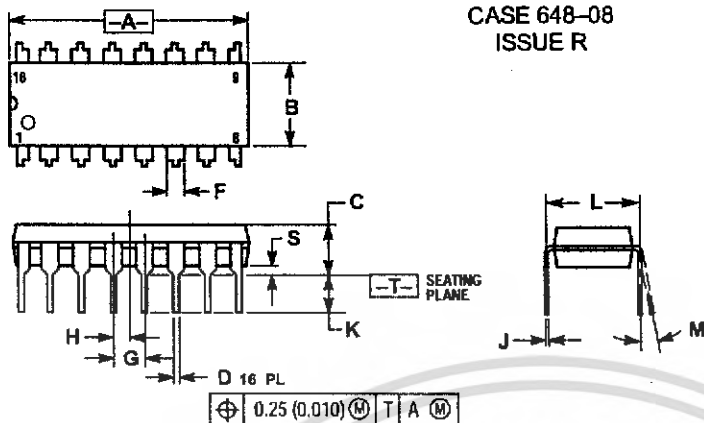


Figure 4. Switching Time Test Circuit and Waveforms

MC14049B, MC14050B

PACKAGE DIMENSIONS

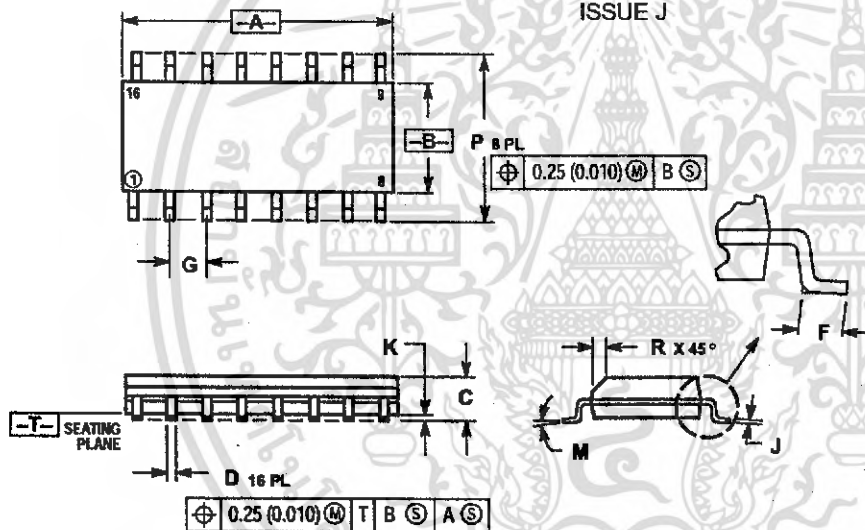
PDIP-16 P SUFFIX PLASTIC DIP PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

SOIC-16 D SUFFIX PLASTIC SOIC PACKAGE CASE 751B-05 ISSUE J



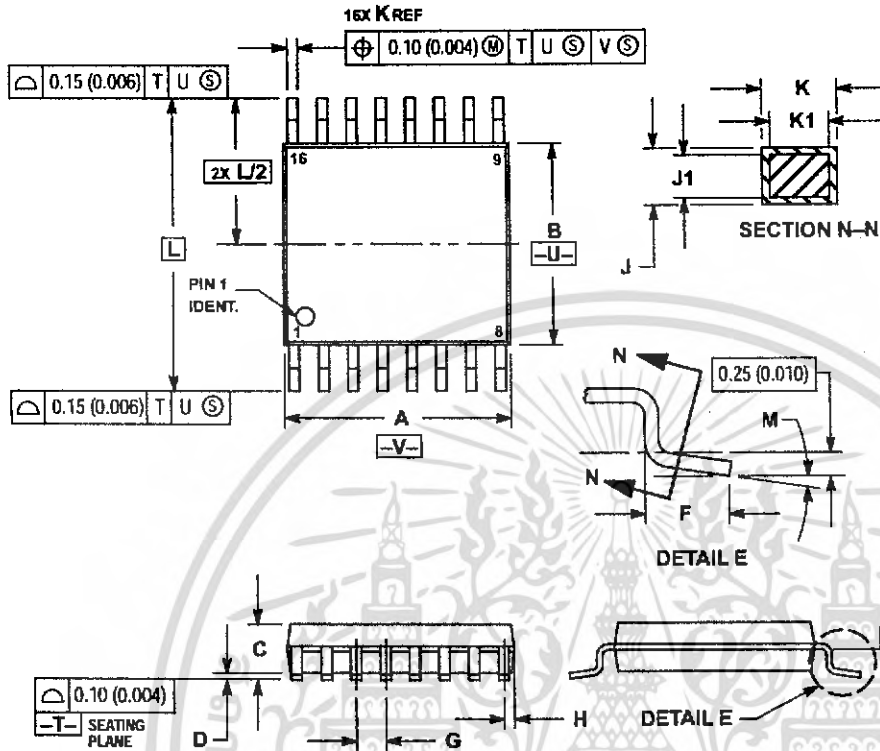
- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127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

DIMENSIONS IN MILLIMETERS		DIMENSIONS IN INCHES	
MIN	MAX	MIN	MAX
0.25	0.27	0.010	0.011
0.15	0.17	0.006	0.007
0.015	0.021	0.001	0.001
0.040	0.70	0.002	0.028
0.100		0.004	
0.050		0.002	
0.008	0.015	0.000	0.001
0.110	0.130	0.004	0.005
0.295	0.305	0.012	0.012
0°	10°	0°	10°
0.020	0.040	0.001	0.002

MC14049B, MC14050B

PACKAGE DIMENSIONS

TSSOP-16
DT SUFFIX
PLASTIC TSSOP PACKAGE
CASE 948F-01
ISSUE O



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSION A DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 0.25 (0.010) PER SIDE.
5. DIMENSION K DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE K DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
6. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
7. DIMENSION A AND B ARE TO BE DETERMINED AT DATUM PLANE -W-.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.90	5.10	0.193	0.200
B	4.30	4.50	0.169	0.177
C	—	1.20	—	0.047
D	0.05	0.15	0.002	0.006
E	0.50	0.75	0.020	0.030
G	0.65 BSC		0.026 BSC	
H	0.15	0.20	0.007	0.011
J	0.09	0.20	0.004	0.008
J1	0.09	0.16	0.004	0.006
K	0.19	0.30	0.007	0.012
K1	0.19	0.25	0.007	0.010
L	6.40 BSC		0.252 BSC	
M	0°	8°	0°	8°

<http://onsemi.com>

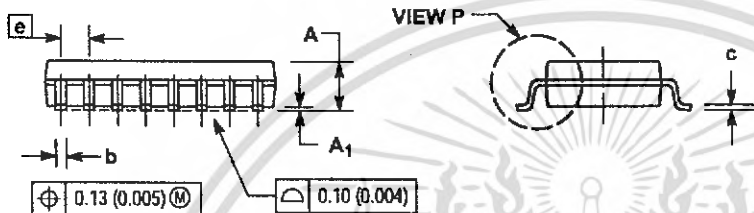
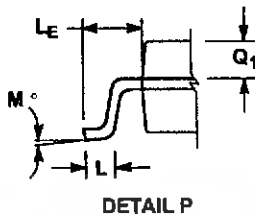
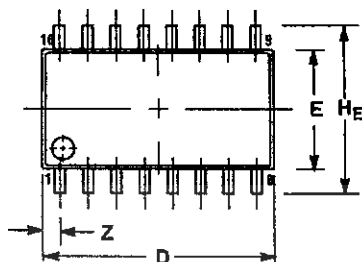
7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14049B, MC14050B

PACKAGE DIMENSIONS

SOEIAJ-16 F SUFFIX PLASTIC EIAJ SOIC PACKAGE CASE 966-01 ISSUE O



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS D AND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS AND ARE MEASURED AT THE PARTING LINE. MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.15 (0.006) PER SIDE.
 4. TERMINAL NUMBERS ARE SHOWN FOR REFERENCE ONLY.
 5. THE LEAD WIDTH DIMENSION (b) DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.08 (0.003) TOTAL IN EXCESS OF THE LEAD WIDTH DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION. DAMBAR CANNOT BE LOCATED ON THE LOWER RADIUS OR THE FOOT. MINIMUM SPACE BETWEEN PROTRUSIONS AND ADJACENT LEAD TO BE 0.46 (0.018).

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	2.05	—	0.081
A ₁	0.05	0.20	0.002	0.008
b	0.35	0.50	0.014	0.020
e	0.18	0.27	0.007	0.011
D	9.90	10.50	0.390	0.413
E	5.10	5.45	0.201	0.215
e	1.27 BSC		0.050 BSC	
H _c	7.40	8.20	0.291	0.323
L	0.50	0.85	0.020	0.033
L _F	1.10	1.50	0.043	0.059
M	0°	10°	0°	10°
Q ₁	0.70	0.90	0.028	0.035
Z	—	0.78	—	0.031

ON Semiconductor and are 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

NORTH AMERICA 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
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

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

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support

German Phone: (+1) 303-308-7140 (M-F 1:00pm to 5:00pm Munich Time)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (M-F 1:00pm to 5:00pm Toulouse Time)
Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (M-F 12:00pm to 5:00pm UK Time)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781

*Available from Germany, France, Italy, England, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:

Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit-epanish@hibbertco.com

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support

Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001-800-4422-3781
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center

4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-8549
Phone: 81-3-5740-2745
Email: r14525@onsemi.com

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

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MC14049B/D

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.

Features

- 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
 $f_T = 3.0 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mA}$
- Compact TO-220 AB Package
- Pb-Free Packages are Available*

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

MAXIMUM RATINGS

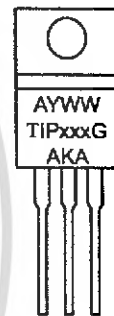
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	V_{CEO}	40 60 80 100	Vdc
Collector-Base Voltage TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	V_{CB}	40 60 80 100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Current Continuous 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	W W/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	2.0 0.016	W 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	$^\circ\text{C}$



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

TO-220AB
CASE 221A-09
STYLE 1

MARKING DIAGRAM



xxx = Specific Device Code:
31, 31A, 31B, 31C, 32, 32A, 32B, 32C
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
G = Pb-Free Package

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 3 of this data sheet.

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

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

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	3.125	$^{\circ}C/W$

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

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

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage (Note 2) ($I_C = 30 \text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	$V_{CE(sus)}$	40 60 80 100	- - - -	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30 \text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 60 \text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	TIP31, TIP32, TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP31C, TIP32B, TIP32C	I_{CEO}	- -	0.3 0.3	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 40 \text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 60 \text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 80 \text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 100 \text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$)	TIP31, TIP32 TIP31A, TIP32A TIP31B, TIP32B TIP31C, TIP32C	I_{CES}	- - - -	200 200 200 200	μAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	-	1.0	mAdc

ON CHARACTERISTICS (Note 2)

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

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain - Bandwidth Product ($I_C = 500 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f_{test} = 1.0 \text{ MHz}$)		f_T	3.0	-	MHz
Small-Signal Current Gain ($I_C = 0.5 \text{ Adc}$, $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)		h_{fe}	20	-	-

2. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

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

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
TIP31	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP31G	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units/Rail
TIP31A	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP31AG	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units/Rail
TIP31B	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP31BG	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units/Rail
TIP31C	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP31CG	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units/Rail
TIP32	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP32G	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units/Rail
TIP32A	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP32AG	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units/Rail
TIP32B	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP32BG	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units/Rail
TIP32C	TO-220AB	50 Units/Rail
TIP32CG	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units/Rail

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

<http://onsemi.com>

3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

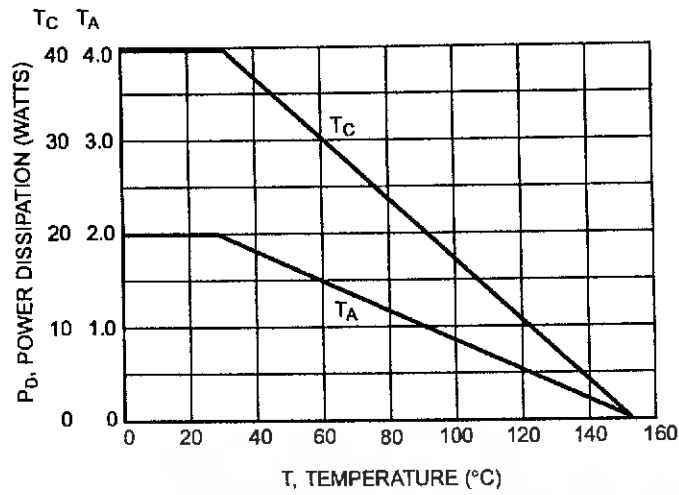
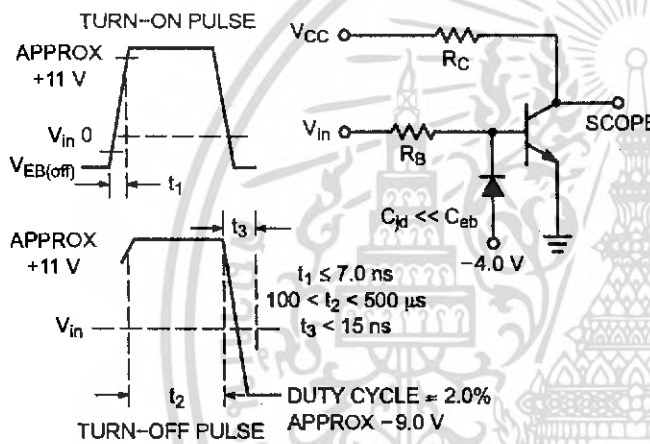
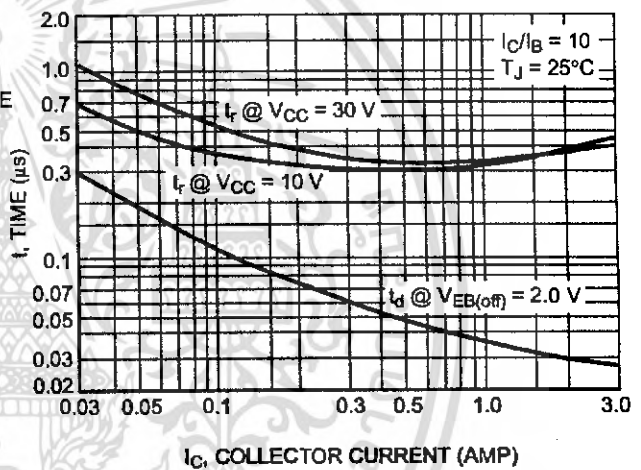


Figure 1. Power Derating



R_B and R_C VARIED TO OBTAIN DESIRED CURRENT LEVELS.

Figure 2. Switching Time Equivalent Circuit



I_C , COLLECTOR CURRENT (AMP)

Figure 3. Turn-On Time

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

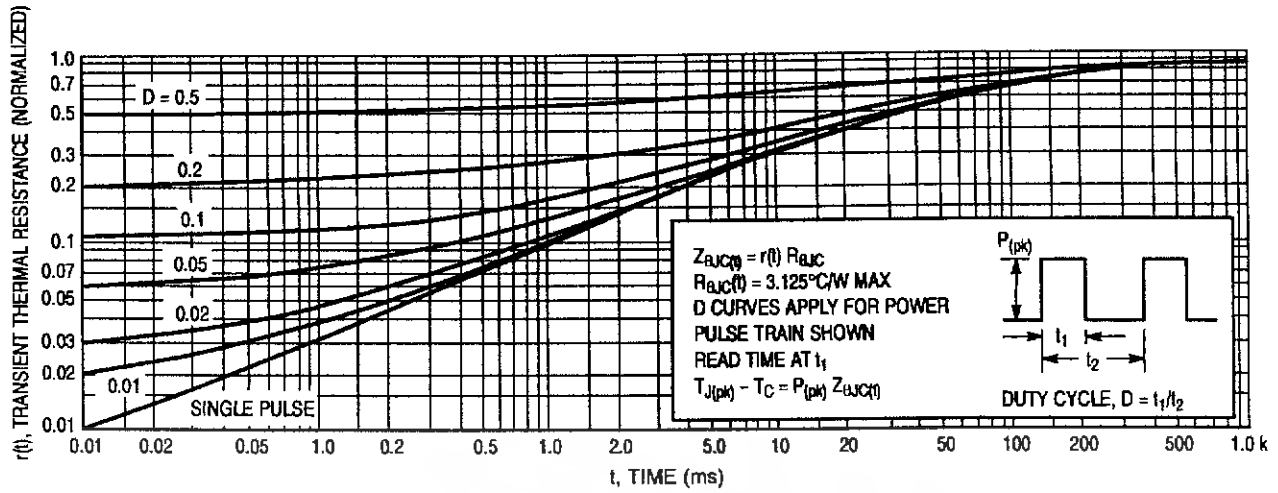


Figure 4. Thermal Response

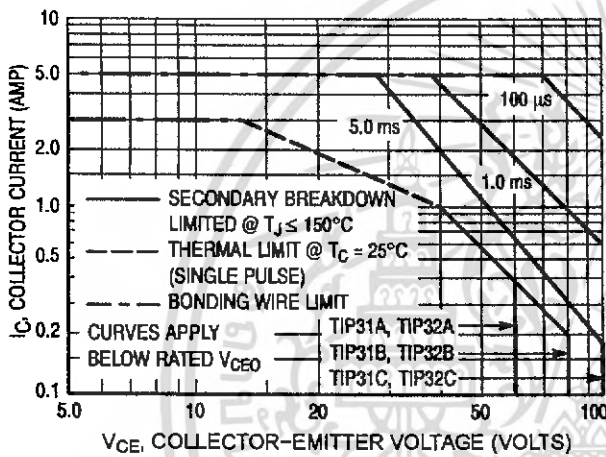


Figure 5. Active Region Safe Operating Area

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.

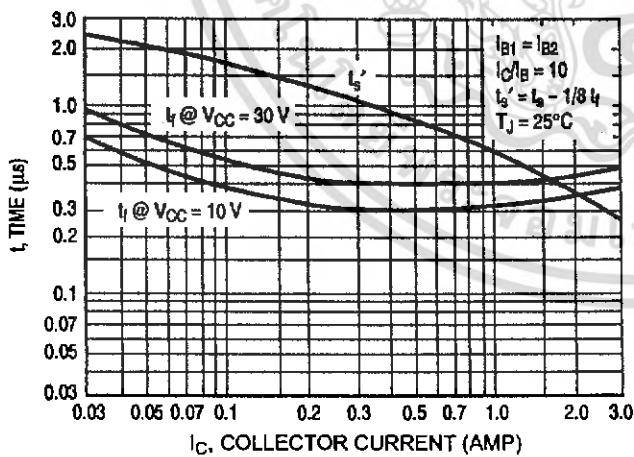


Figure 6. Turn-Off Time

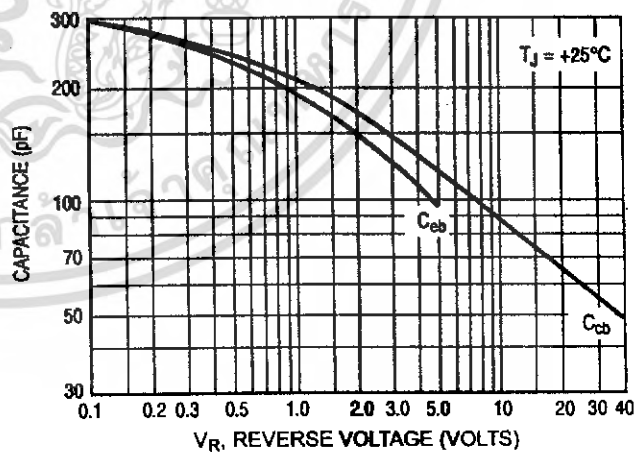


Figure 7. Capacitance

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

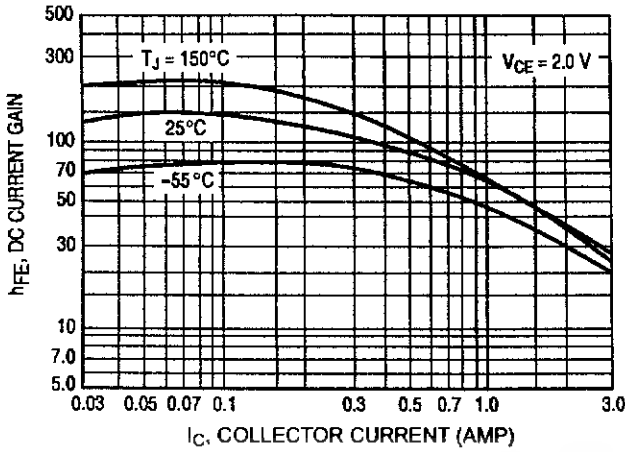


Figure 8. DC Current Gain

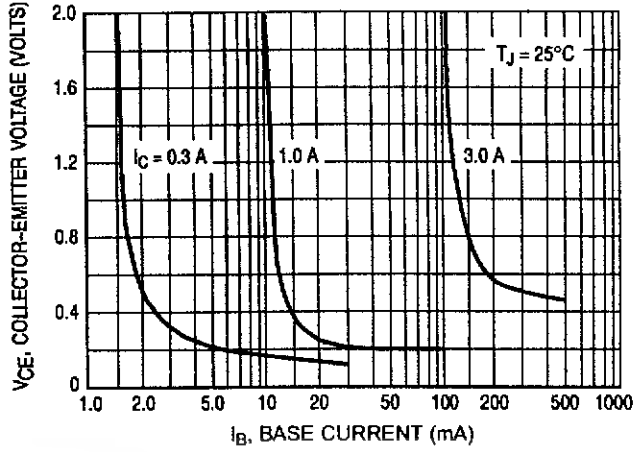


Figure 9. Collector Saturation Region

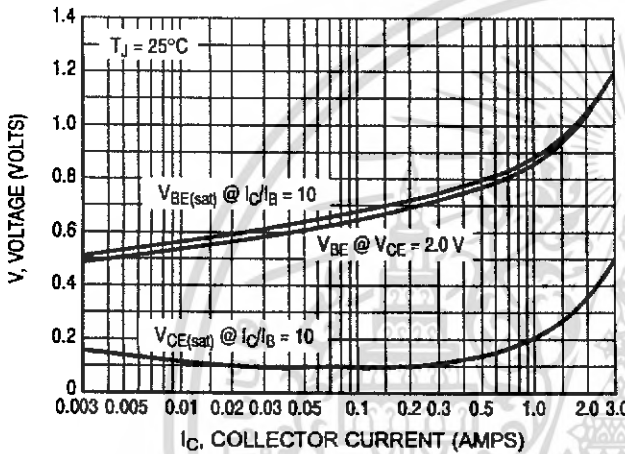


Figure 10. "On" Voltages

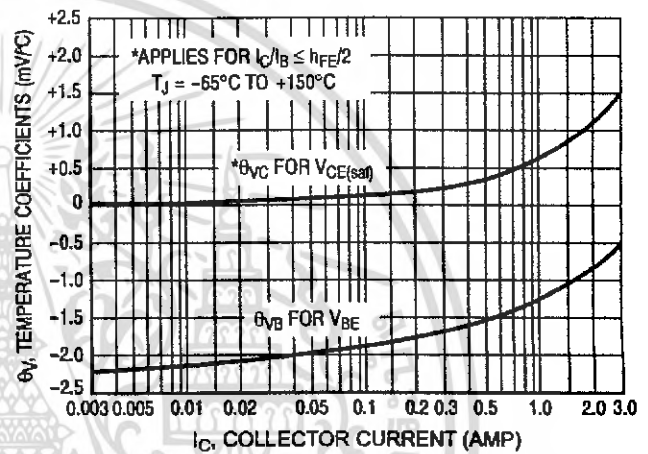


Figure 11. Temperature Coefficients

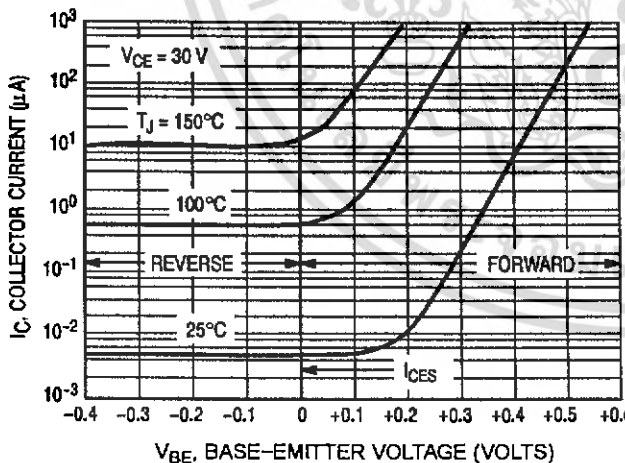


Figure 12. Collector Cut-Off Region

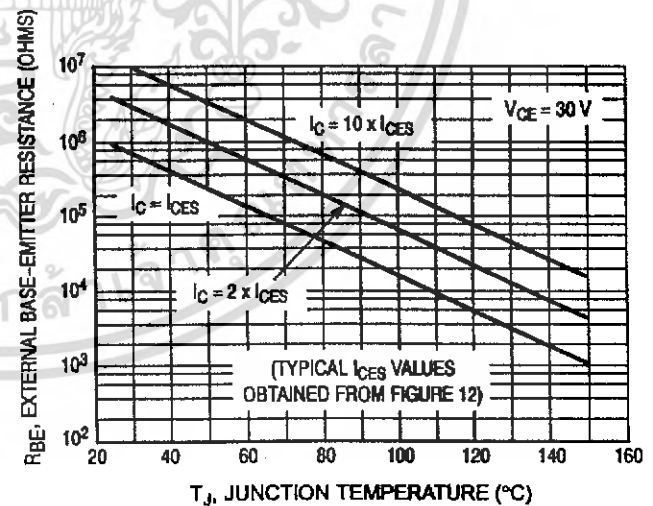
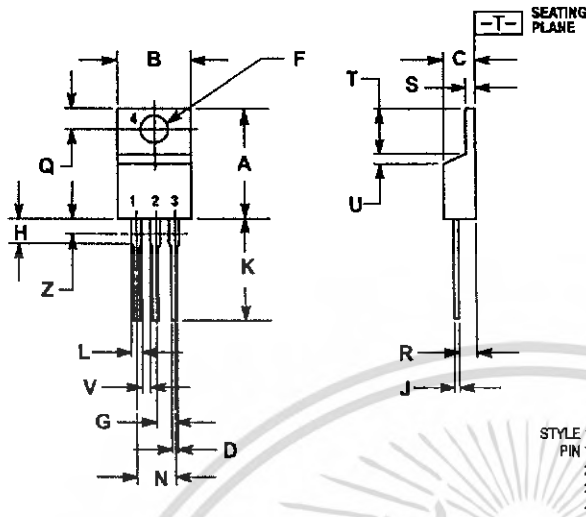


Figure 13. Effects of Base-Emitter Resistance

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

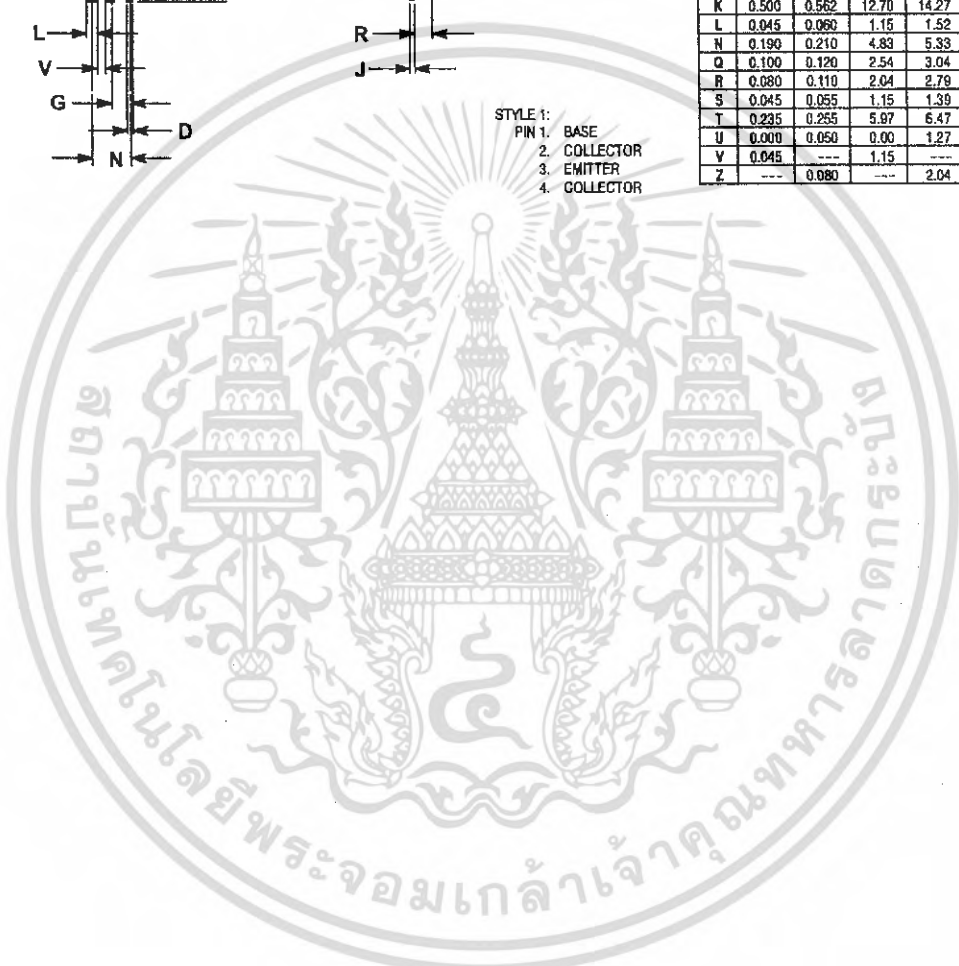
PACKAGE DIMENSIONS

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85082-1312 USA
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.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

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

Order Literature: <http://www.onsemi.com/order>

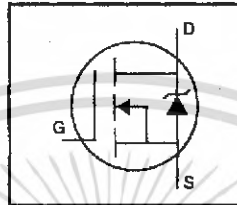
For additional information, please contact your
local Sales Representative.

TIP31A/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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

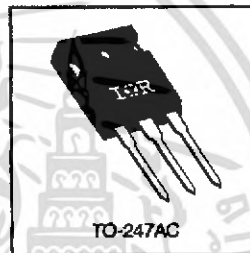


$V_{DSS} = 500V$
 $R_{DS(on)} = 0.27\Omega$
 $I_D = 20A$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	20	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	13	
I_{DM}	80	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	280	W
	2.2	W/°C
V_{GS}	± 20	V
E_{AS}	960	mJ
I_{AR}	20	A
E_{AR}	28	mJ
dv/dt	3.5	V/ns
T_J	-55 to +160	°C
T_{STG}	300 (1.6mm from case)	
	10 lbf-in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	—	—	0.45	°C/W
R_{CS}	—	0.24	—	
R_{JA}	—	—	40	

IRFP460



Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS/ΔT_J}	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V _{GS} =10V, I _D =12A ④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =12A ④
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{DS} =500V, V _{GS} =0V
		—	—	250	μA	V _{DS} =400V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
I _{DSSA}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I _D =20A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	V _{DS} =400V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V _{DD} =250V
t _r	Rise Time	—	59	—	ns	I _D =20A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	110	—	ns	R _G =4.3Ω
t _f	Fall Time	—	58	—	ns	R _D =13Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
C _{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	870	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

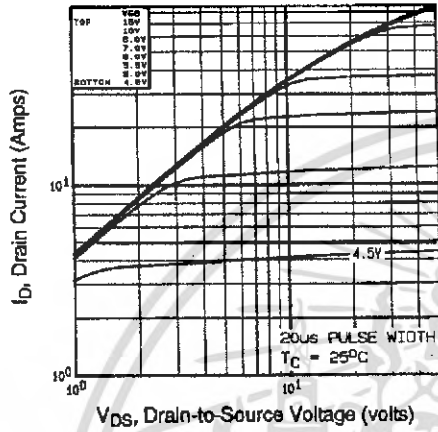
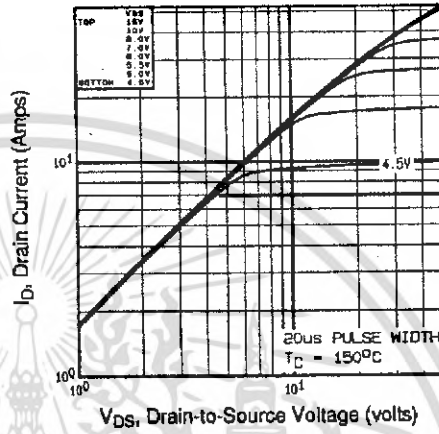
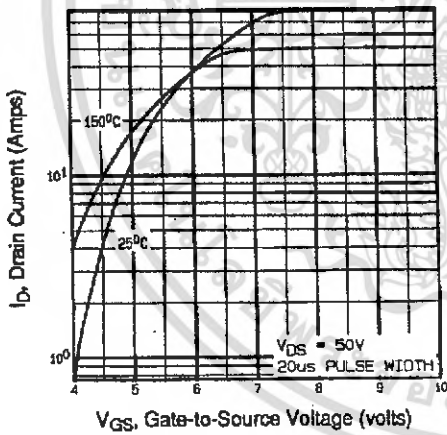
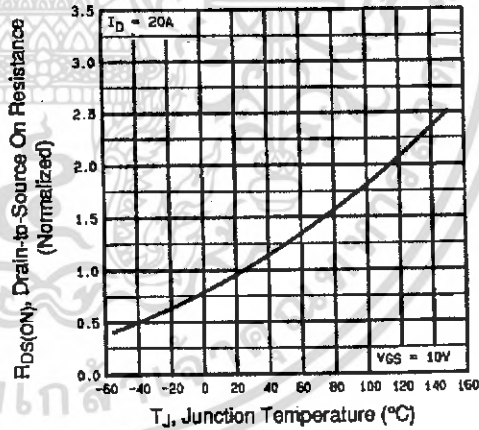
Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ④	—	—	80	A	
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T _J =25°C, I _S =20A, V _{GS} =0V ④
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	T _J =25°C, I _F =20A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.8	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=4.3mH, R_G=25Ω, I_{AS}=20A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤20A, di/dt≤160A/μs, V_{DD}≤V_{(BR)DSS}, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


Fig 1. Typical Output Characteristics, Tc=25°C

Fig 2. Typical Output Characteristics, Tc=150°C

Fig 3. Typical Transfer Characteristics

Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

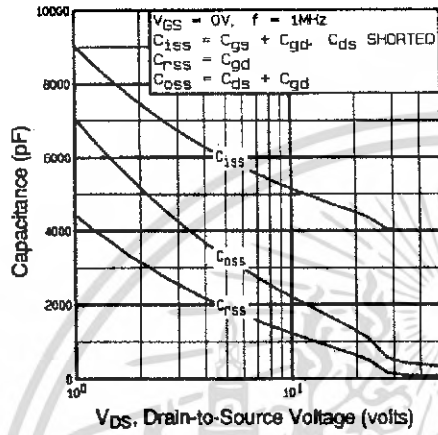


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

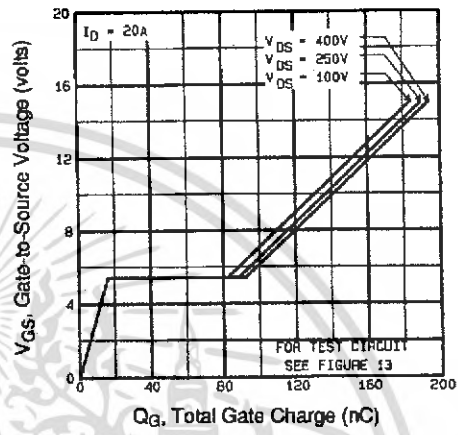


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

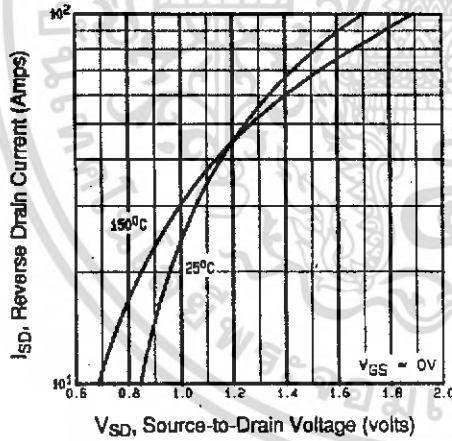


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

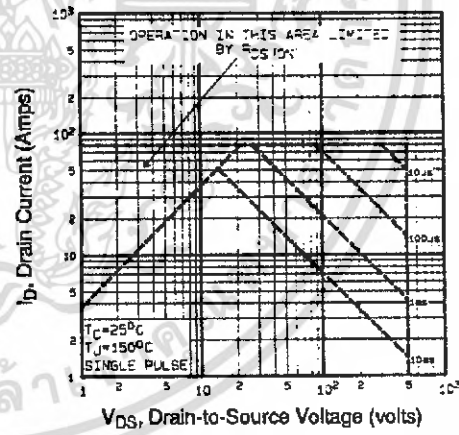


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

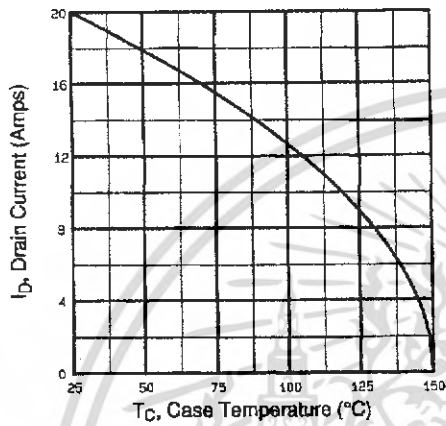


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

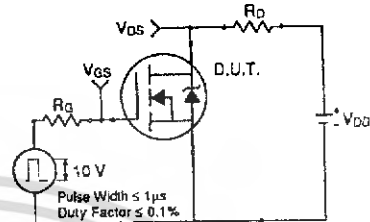


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

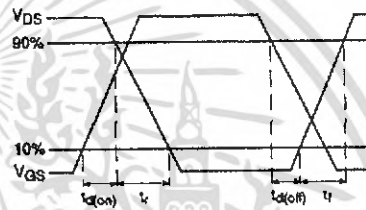


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

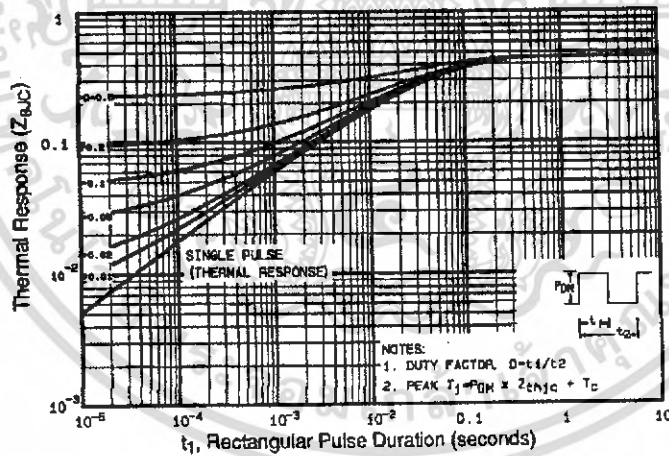


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

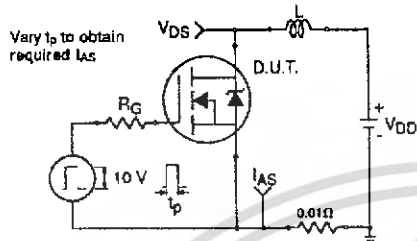


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

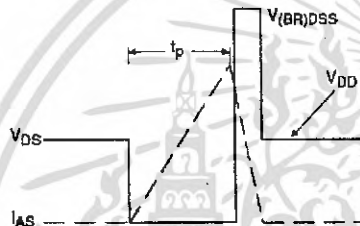


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

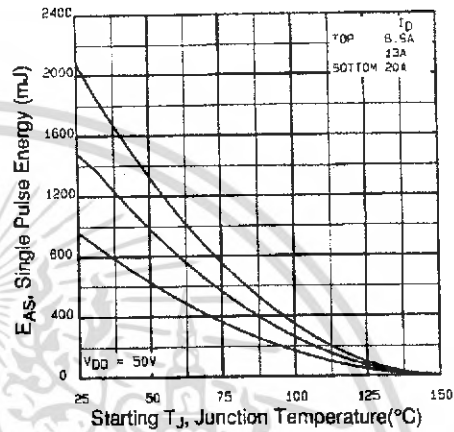


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

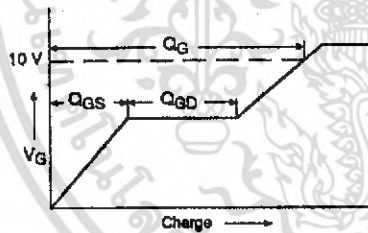


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

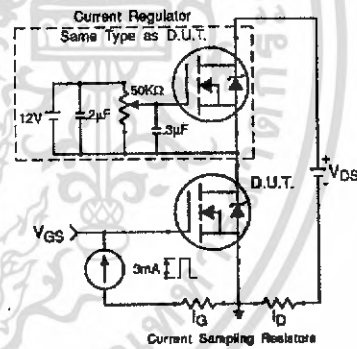


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT



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
- 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
- Pb-Free Packages are Available

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

MAXIMUM RATINGS

Please See the Table on the Following Page

ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

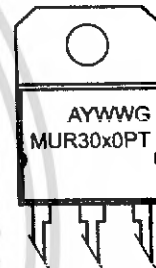
**ULTRAFAST
RECTIFIERS
30 AMPERES
200-600 VOLTS**



MARKING DIAGRAM



TO-218AC
CASE 340D
STYLE 2



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
G = Pb-Free Device
MUR30x0PT = Device Code
x = 2, 4 or 6

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR3020PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3020PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail
MUR3040PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3040PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail
MUR3060PT	SOT-93	30 Units/Rail
MUR3060PTG	SOT-93 (Pb-Free)	30 Units/Rail

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

MAXIMUM RATINGS (Per Leg)

Rating	Symbol	MUR3020PT	MUR3040PT	MUR3060PT	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V_R) Per Leg Per Device	$I_{F(AV)}$	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$ 30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		15 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$ 30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$	Amps
Peak Rectified Forward Current, Per Leg (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	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) Per Leg	I_{FSM}	200	150		Amps
Operating Junction and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	- 65 to +175			$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS (Per Diode Leg)

Maximum Thermal Resistance — Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	$^\circ\text{C/W}$
— Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	40	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Per Diode Leg)

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1.) ($I_F = 15$ Amp, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 15$ Amp, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.2 1.5	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1.) (Rated DC Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated DC Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	500 10		1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amps/ μs)	t_{rr}	35	60		ns

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

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

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

MUR3020PT

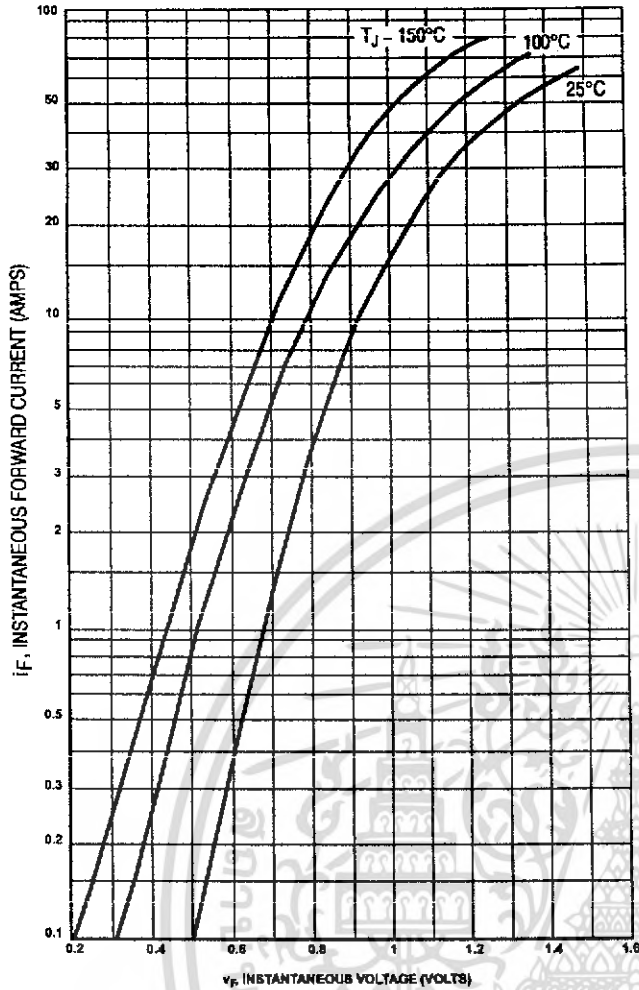


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)

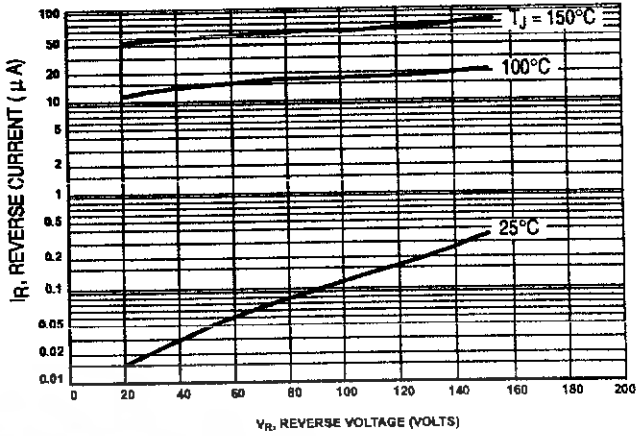


Figure 2. Typical Reverse Current (Per Leg)

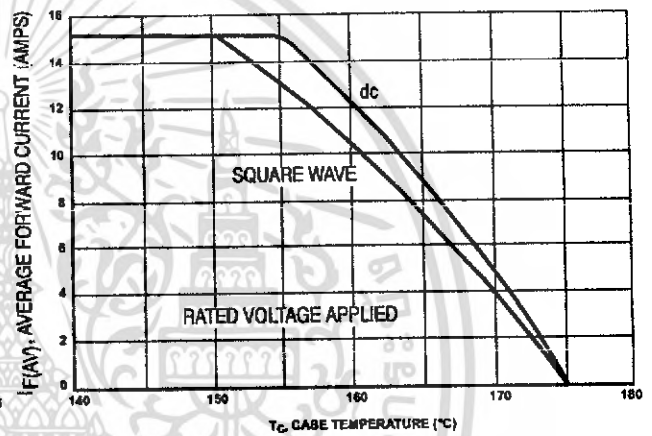


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

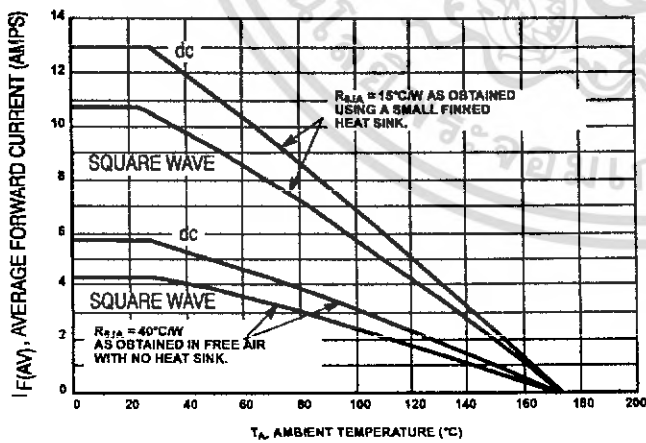


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

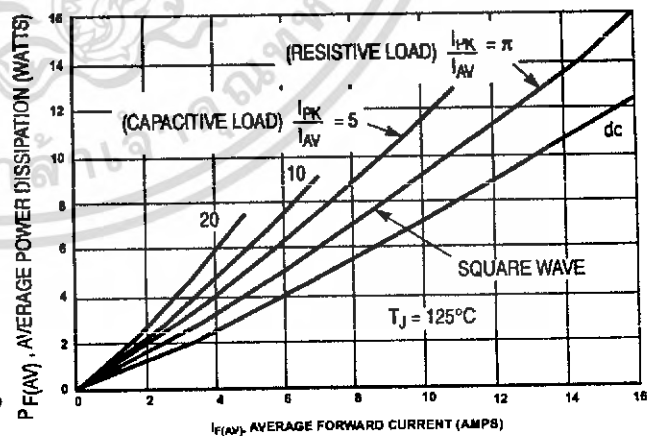


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

MUR3040PT

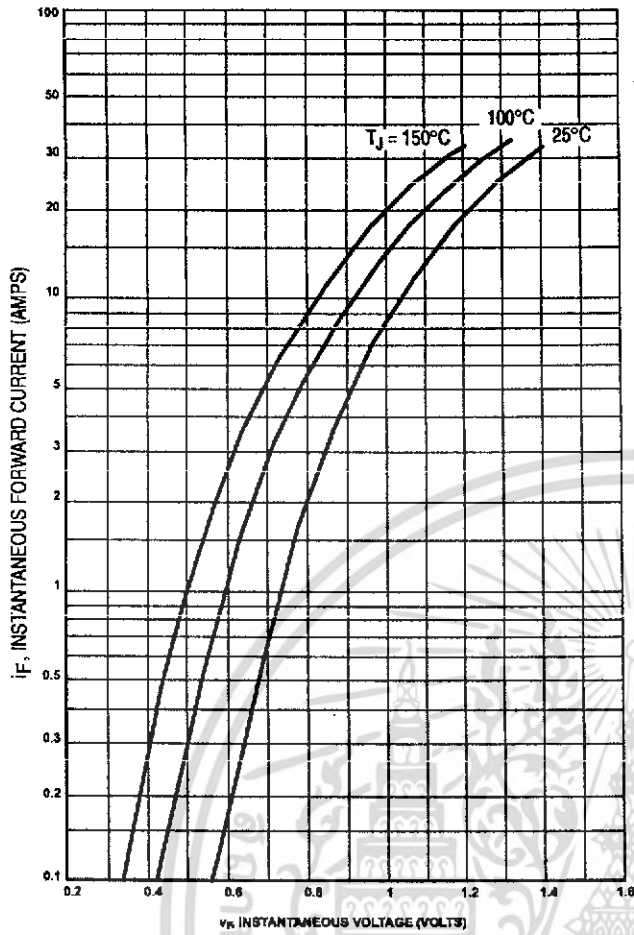


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)

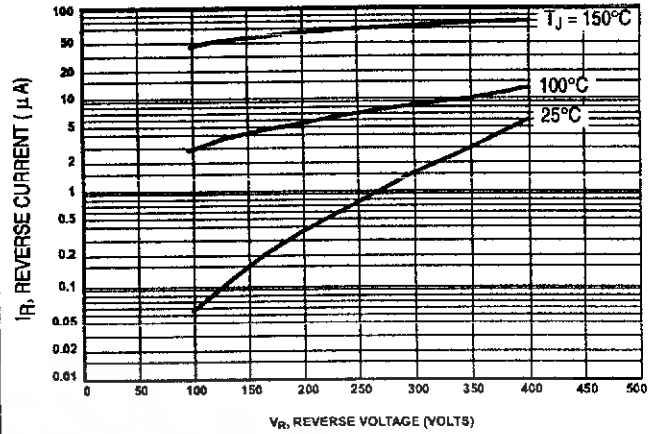


Figure 7. Typical Reverse Current (Per Leg)

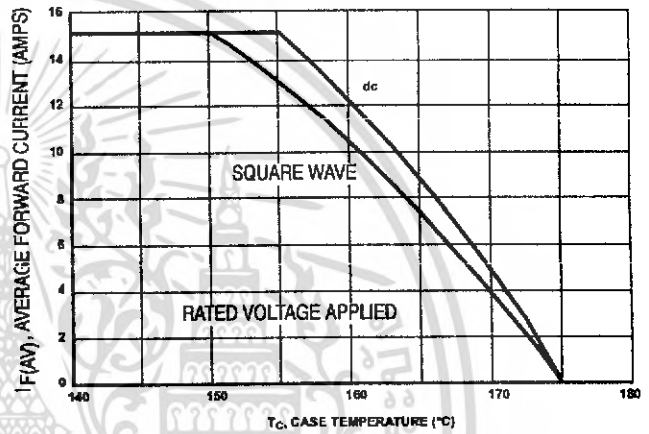


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

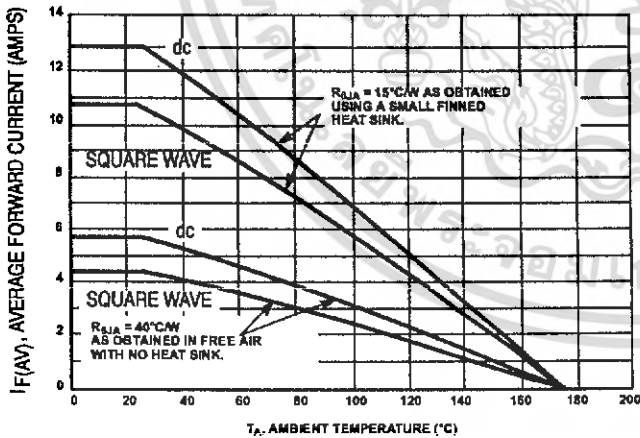


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

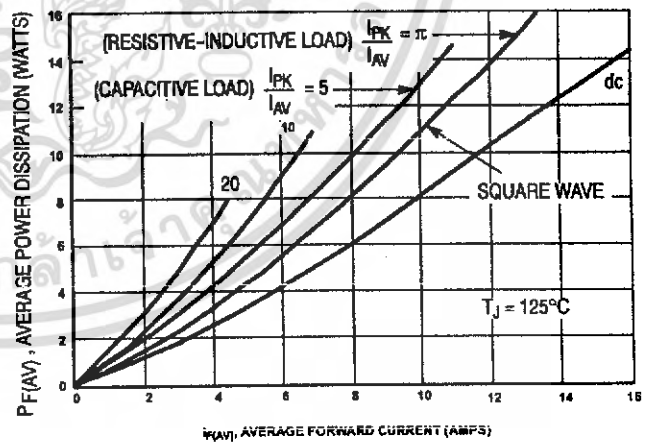


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

MUR3060PT

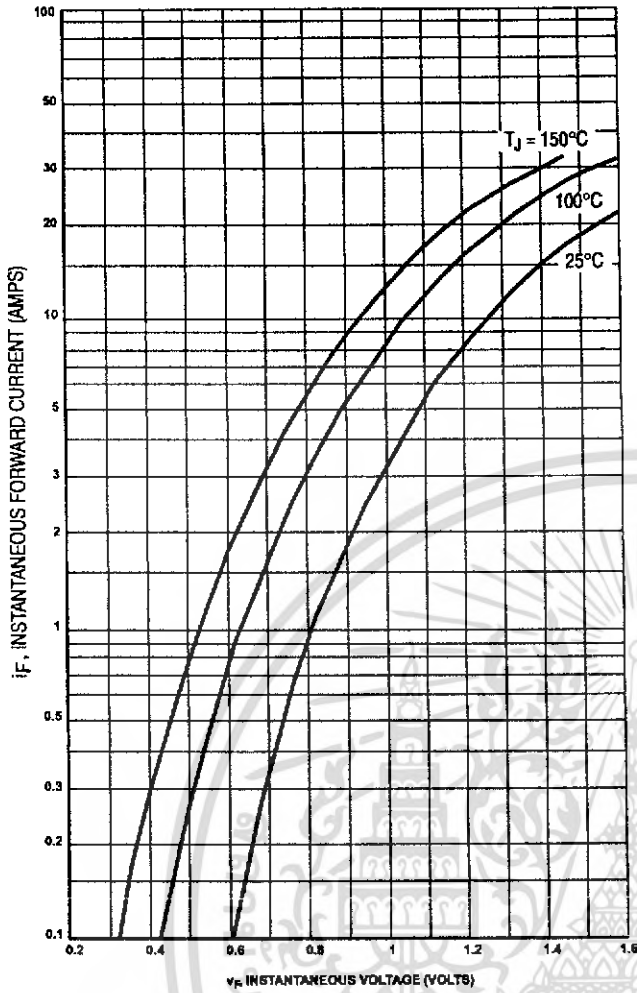


Figure 11. Typical Forward Voltage (Per Leg)

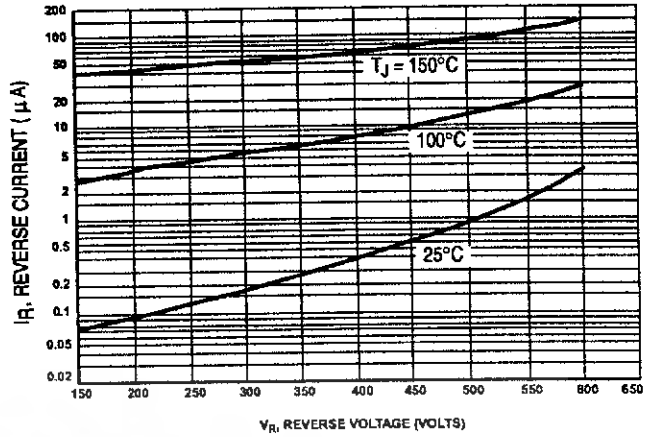


Figure 12. Typical Reverse Current (Per Leg)

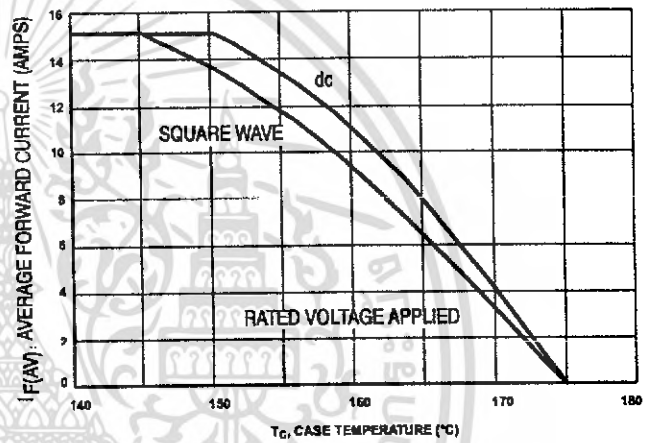


Figure 13. Current Derating, Case (Per Leg)

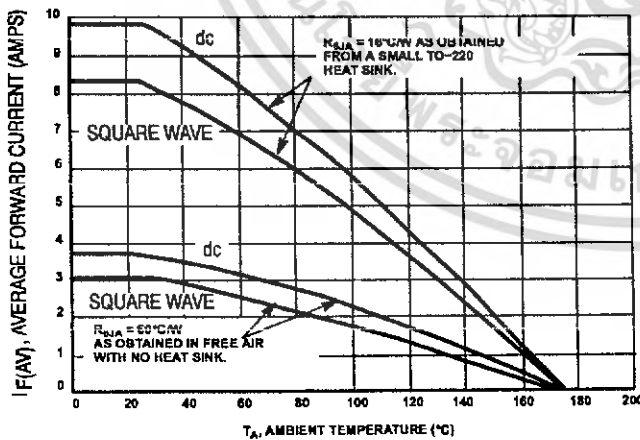


Figure 14. Current Derating, Ambient (Per Leg)

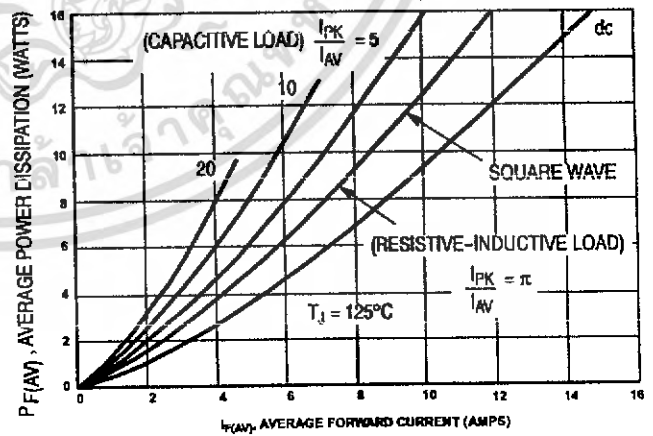


Figure 15. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

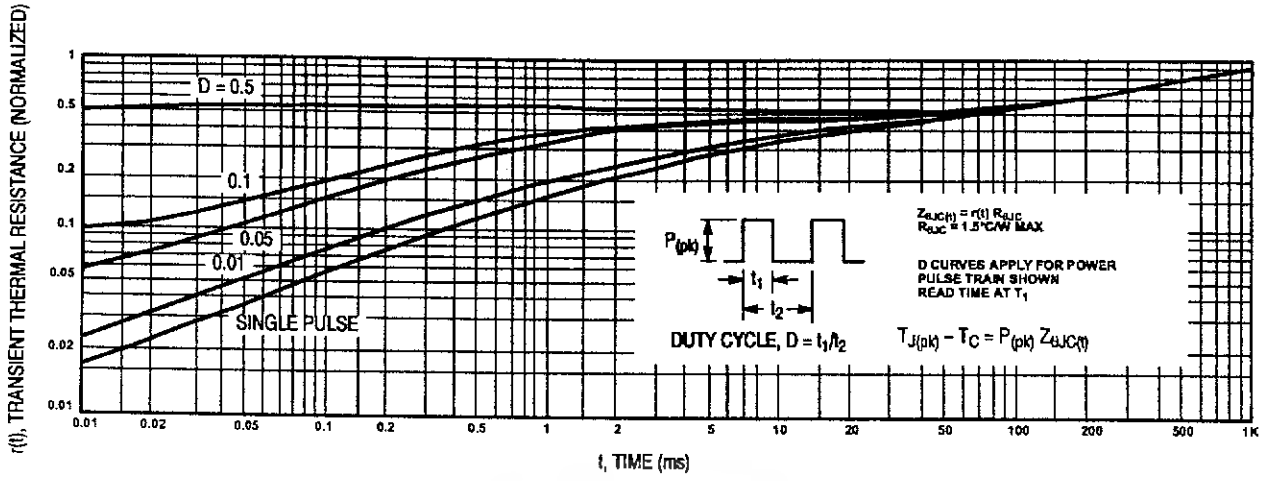


Figure 16. Thermal Response

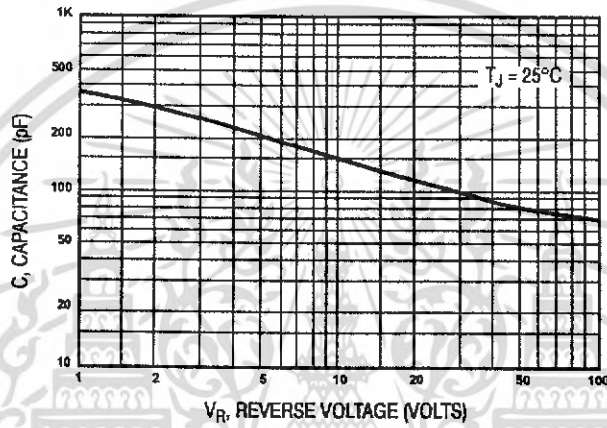


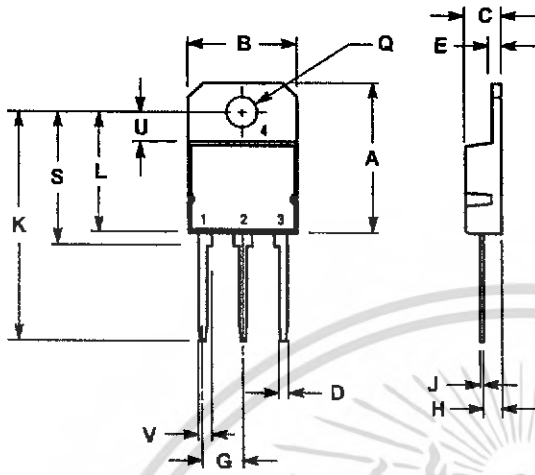
Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR3020PT, MUR3040PT, MUR3060PT

PACKAGE DIMENSIONS

TO-218 THREE LEAD
TO-218
CASE 340D-02
ISSUE E



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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	20.35	—	0.801
B	14.70	15.20	0.579	0.598
C	4.70	4.90	0.185	0.193
D	1.10	1.30	0.043	0.051
E	1.17	1.37	0.046	0.054
G	5.40	5.55	0.213	0.219
H	2.00	3.00	0.079	0.118
J	0.50	0.78	0.020	0.031
K	31.00 REF	—	1.220 REF	—
L	—	16.20	—	0.638
Q	4.00	4.10	0.158	0.161
S	17.80	18.20	0.701	0.717
U	4.00 REF	—	0.157 REF	—
V	1.75 REF	—	0.069	—

STYLE 2:
PIN 1. ANODE 1
2. CATHODE(S)
3. ANODE 2
4. CATHODE(S)

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902



Single Supply Quad Operational Amplifiers

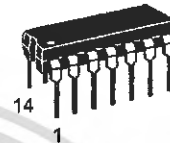
The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent 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.

ON Semiconductor®

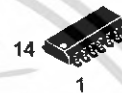
<http://onsemi.com>

Features

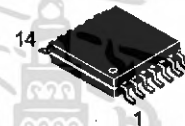
- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation
- Pb-Free Packages are Available*
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Site and Control Changes



PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646

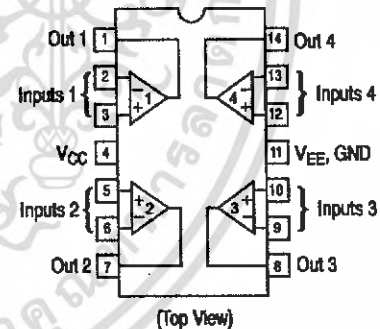


SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 9 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 11 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	V_{CC} V_{CC}, V_{EE}	32 ± 16	Vdc
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to 32	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous	
Junction Temperature (Note 2)	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction-to-Air (Note 3)	$R_{\theta JA}$	Case 646 118 Case 751A 156 Case 948G 190	$^\circ\text{C/W}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
ESD Protection at any Pin Human Body Model Machine Model	V_{ESD}	2000 200	V
Operating Ambient Temperature Range	T_A	LM224 -25 to +85 LM324, 324A 0 to +70 LM2902 -40 to +105 LM2902V, NCV2902 (Note 4) -40 to +125	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

1. Split Power Supplies.
2. For supply voltages less than 32 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. All $R_{\theta JA}$ measurements made on evaluation board with 1 oz. copper traces of minimum pad size. All device outputs were active.
4. *NCV2902 is qualified for automotive use.*

<http://onsemi.com>

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

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

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ to 30 V $V_{ICR} = 0\text{ V}$ 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 5) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 5)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 5 and 7)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	I_{IO}	-	3.0	30	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 5 and 7)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	I_{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 6) $V_{CC} = 30\text{ V}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 5)	V_{ICR}	0	-	28.3	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_{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 5)	A_{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Channel Separation $10\text{ kHz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	CMR	70	85	-	65	70	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB

5. LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
 LM324/LM324A: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
 LM2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
 LM2902V & NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902 is qualified for automotive use.

6. 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 $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.
7. Guaranteed by design.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

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

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage - High Limit ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 8) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{OH}	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	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 8)	V_{OL}	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	100	-	5.0	100	mV
Output Source Current ($V_{ID} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 8)	I_{O+}	20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	mA
Output Sink Current ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 8)	I_{O-}	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	mA
Output Sink Current ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{O-}	12	50	-	12	50	-	12	50	-	-	-	-	-	-	-	μA
Output Short Circuit to Ground (Note 9)	I_{sc}	-	40	60	-	40	60	-	40	60	-	40	60	-	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 8) $V_{CC} = 30\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	I_{CC}	-	-	3.0	-	1.4	3.0	-	-	3.0	-	-	3.0	-	-	3.0	mA
		-	-	1.2	-	0.7	1.2	-	-	1.2	-	-	1.2	-	-	1.2	mA

8. LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
 LM324/LM324A: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
 LM2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
 LM2902V & NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902 is qualified for automotive use.

9. 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 $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

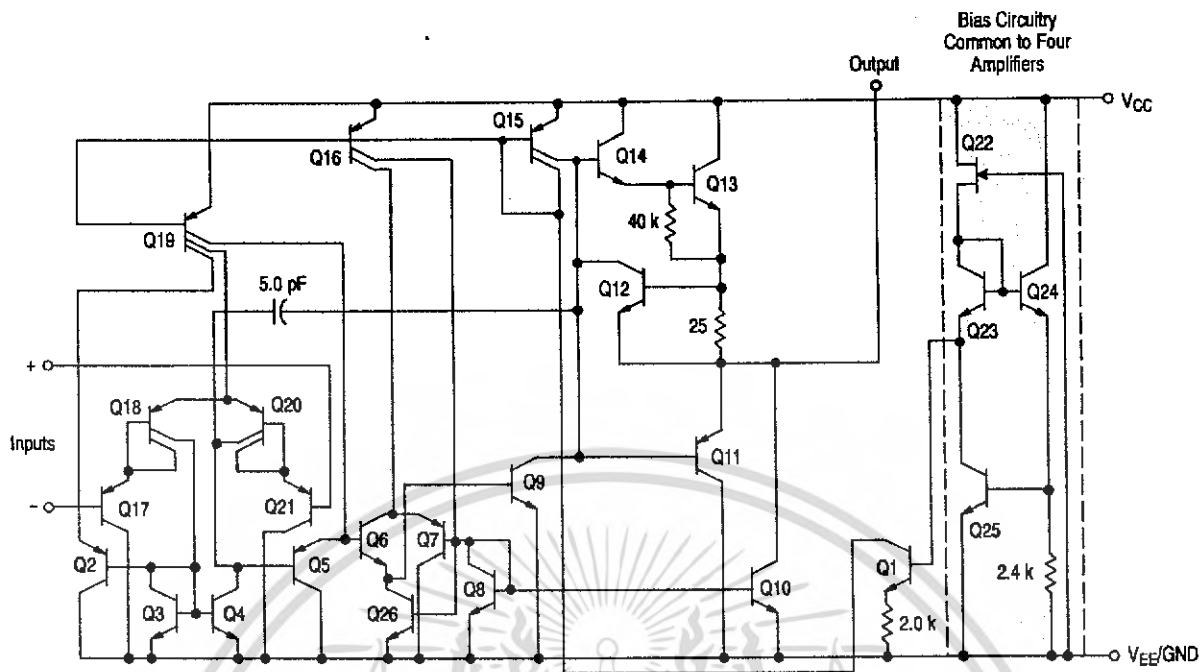


Figure 1. Representative Circuit Diagram (One-Fourth of Circuit Shown)

CIRCUIT DESCRIPTION

The LM324 series is made using four 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.

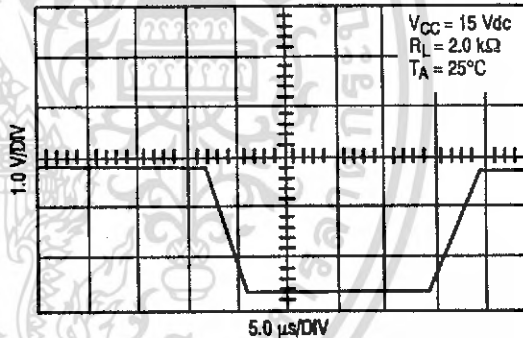


Figure 2. Large Signal Voltage Follower Response

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.

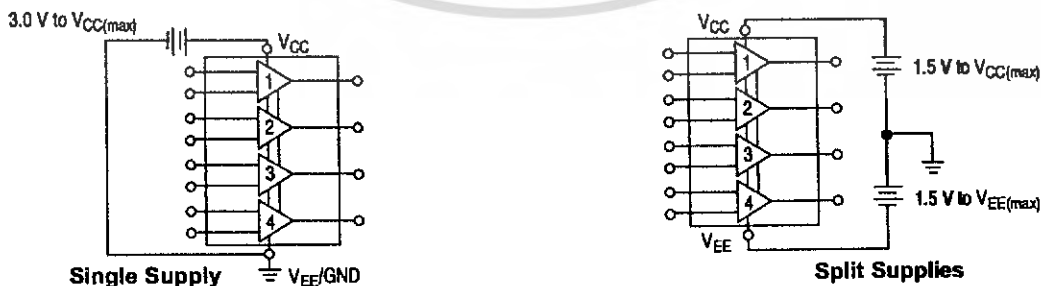
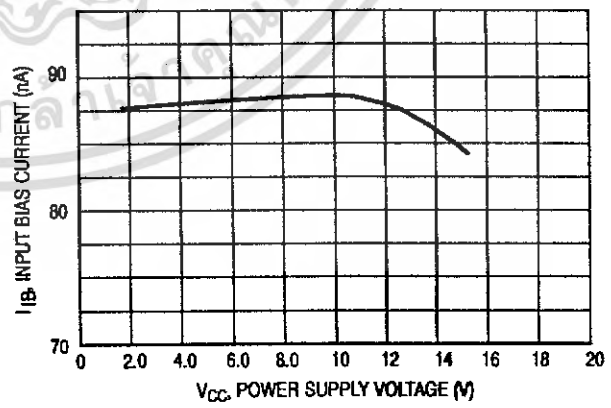
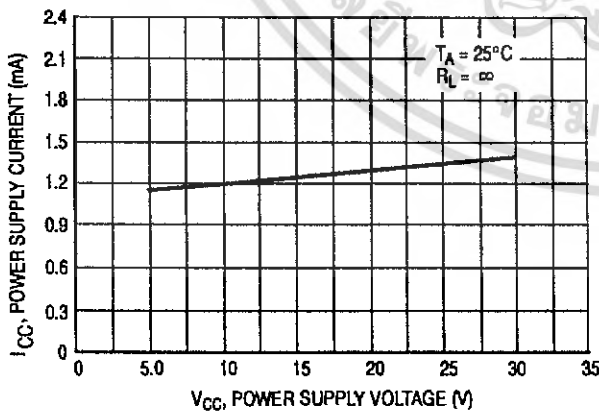
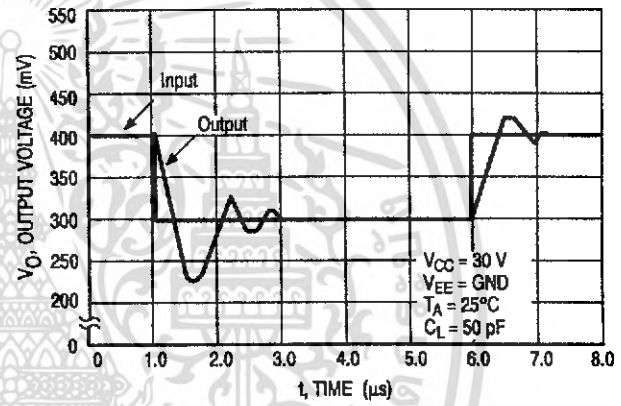
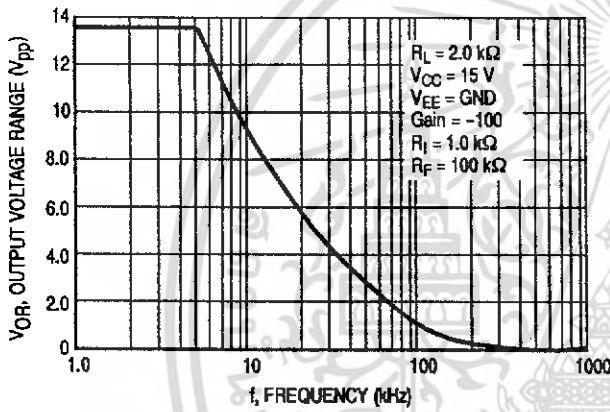
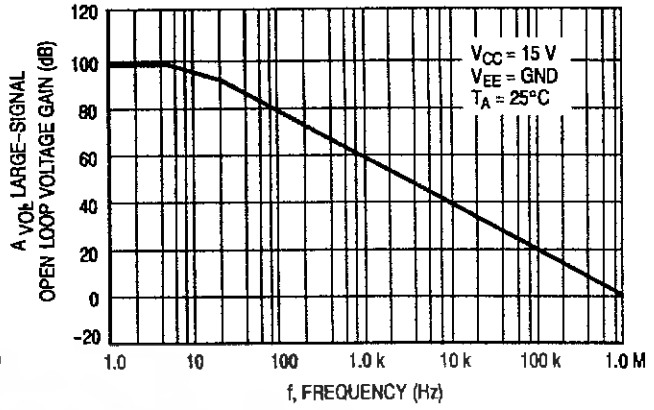
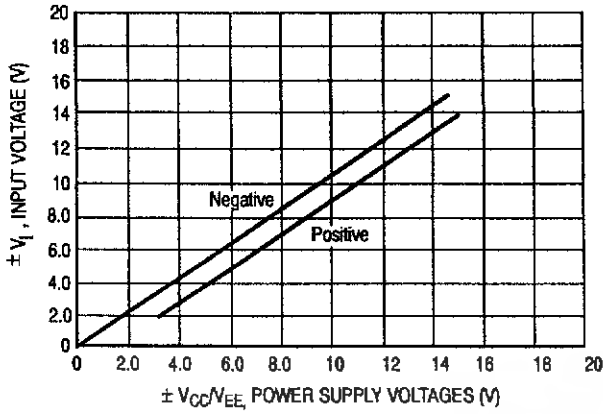


Figure 3.

<http://onsemi.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902



<http://onsemi.com>

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

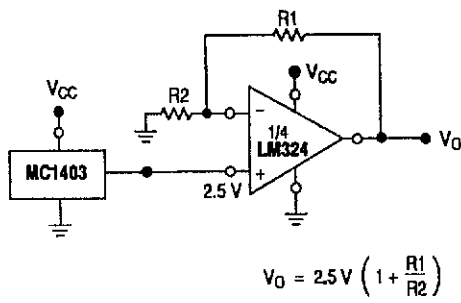


Figure 10. Voltage Reference

$$V_0 = 2.5V \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

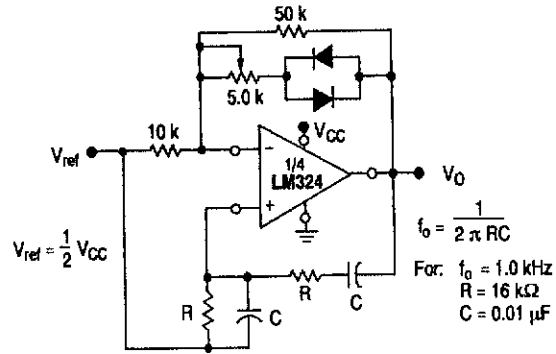


Figure 11. Wien Bridge Oscillator

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

For: $f_0 = 1.0 \text{ kHz}$
 $R = 16 \text{ k}\Omega$
 $C = 0.01 \mu\text{F}$

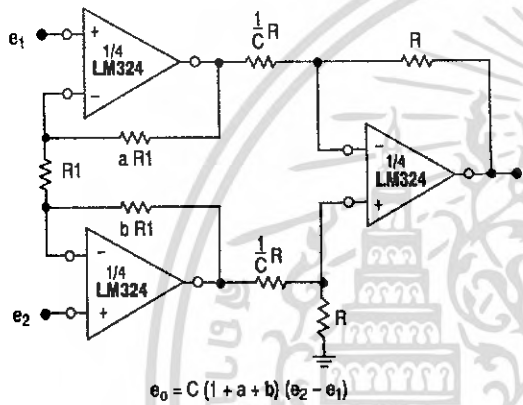


Figure 12. High Impedance Differential Amplifier

$$e_0 = C(1 + a + b)(e_2 - e_1)$$

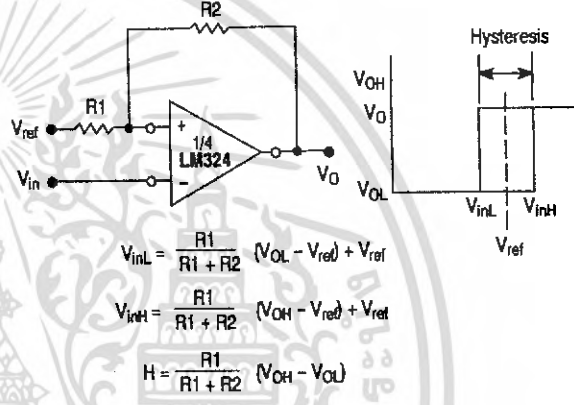


Figure 13. Comparator with Hysteresis

$$V_{inL} = \frac{R1}{R1 + R2} (V_{OL} - V_{ref}) + V_{ref}$$

$$V_{inH} = \frac{R1}{R1 + R2} (V_{OH} - V_{ref}) + V_{ref}$$

$$H = \frac{R1}{R1 + R2} (V_{OH} - V_{OL})$$

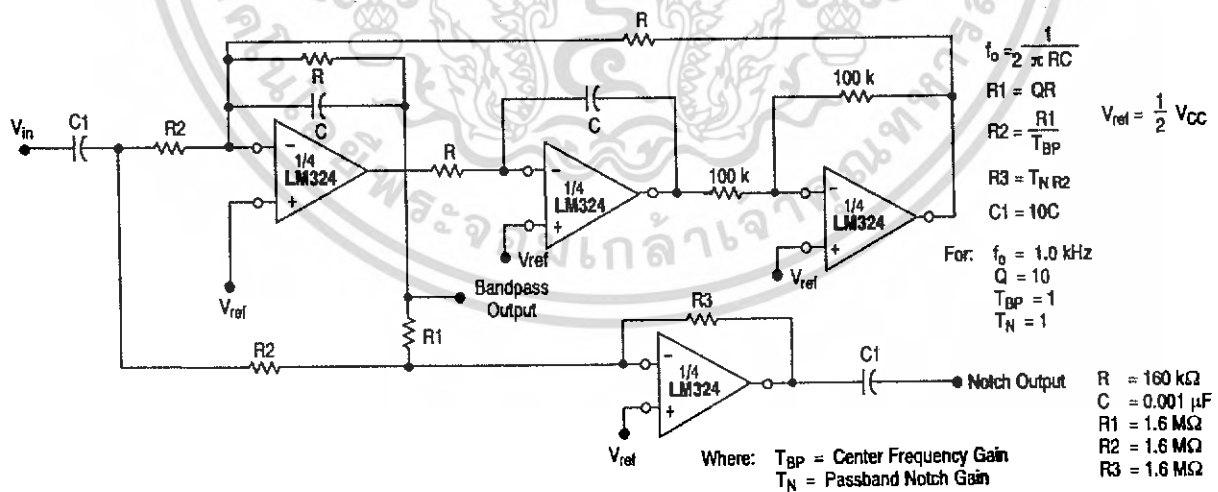


Figure 14. Bi-Quad Filter

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$R1 = QR$$

$$R2 = \frac{R1}{T_{BP}}$$

$$R3 = T_N R2$$

$$C1 = 10C$$

For: $f_0 = 1.0 \text{ kHz}$
 $Q = 10$
 $T_{BP} = 1$
 $T_N = 1$

Where: T_{BP} = Center Frequency Gain
 T_N = Passband Notch Gain

$R = 160 \text{ k}\Omega$
 $C = 0.001 \mu\text{F}$
 $R1 = 1.6 \text{ M}\Omega$
 $R2 = 1.6 \text{ M}\Omega$
 $R3 = 1.6 \text{ M}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้