

เครื่องเชื่อมแบบ MMA

MANUAL METAL ARC WELDING MACHINE



โดย

นายพงษ์พันธุ์ พงศ์สุภะมงคล

นายวิเชียร ธรรมปัญญา

นายสพล นุ่มนวล

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 50316

วัน,เดือน,ปี 29 เม.ย. 2547

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

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ของเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปีการศึกษา 2545

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

611910556

เครื่องเชื่อมแบบ MMA

MANUAL METAL ARC WELDING MACHINE



ปริญญาานิพนธ์นี้สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ปีการศึกษา 2545

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2545

ภาควิชา อีเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องเชื่อมแบบ MMA

ผู้จัดทำ

- | | | |
|------------------|--------------|----------------|
| 1. นายพงษ์พันธุ์ | พงศ์ศุภะมงคล | รหัสน 42515735 |
| 2. นายวิเชียร | ธรรมบัญชา | รหัสน 43015277 |
| 3. นายสพล | นุมนวล | รหัสน 43015282 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมแบบ MMA

MANUAL METAL ARC WELDING MACHINE

นายพงษ์พันธ์ พงศ์สุภะมงคล รหัส 42515735

นายวิเชียร ธรรมบัญชา รหัส 43015277

นายสพล นุ่มนวล รหัส 43015282

ปริญญานิพนธ์นี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบ MMA

พงษ์พันธ์ พงศ์สุกะมงคล

วิเชียร ธรรมบัญญัติ

สพล นุ่มนวล

รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นกรนำเสนอ การออกแบบ การทำงานและ การทดสอบการทำงานของ เครื่องเชื่อม โดยมีการทำงานคือ ชั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลท์โดยวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองกระแส หลังจากนั้นจะได้ ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาทำการเปลี่ยนให้เป็นพัลส์ความถี่ประมาณ 27 กิโลเฮิร์ตโดย IGBT และตัว ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้คือในลักษณะฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และใช้ไอซี SG3526 มาทำ การควบคุมความถี่ และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ตามข้อมูลที่ส่งผ่านย้อน กลับจากทางเอาต์พุทของเครื่องเชื่อมในสภาวะที่ไม่มีโหลดจะมีค่าอยู่ที่ 76 โวลท์และค่ากระแสใน ขณะทำการเชื่อมมีค่าสูงสุด 50 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MMA WELDING MACHINE

Phongpun Phongsupamongkol

Whichean Thambancha

Sapol Numnual

Somsak Cheersirikul Advisor

2002

ABSTRACT

This paper presents a design and test report for electronic welding . Initially, the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz line to direct current 311 Volts. Subsequently, the direct current will change to high frequency pulses (about 27 KHz) by IGBT device which inside are half-bridge converter circuit and control switching characteristic by SG3526. It can variable frequency and pulse width which it receive data from output section to continue the process. Finally, welding electronic has output voltage 76 volts (no load) and maximum welding current is about 50 amps.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อม MMA	10
2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	10
2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	11
2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	12
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	13
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	13
2.2.2 พอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	14
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	15
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	16
2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	16
2.3 วงจรควบคุม	17
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	17
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	19
2.4 วงจรขับ	21
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	21
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	22
2.5 วงจรสับเบอร์	25
2.5.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	25
2.5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	27
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	29
2.6.1 ฟอสต์-รีคัพเวอร์ และอูลตราฟอสต์รีคัพเวอร์ไดโอด	29
2.6.2 ซอตตี้ไดโอด	29
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	29
2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	31
2.6.5 ไอจีบีที	34
บทที่ 3 หลักการทำงานของวงจร	38
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.1.1 วงจรป้อนกลับ	40
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	40
3.1.3 วงจรขับ	43
3.2 ส่วนของวงจรวอร์สวิตชิง	43
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต	45
3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	45
3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	46
บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	49
4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร	49
4.2 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อม MMA	52
บทที่ 5 สรุป	57
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

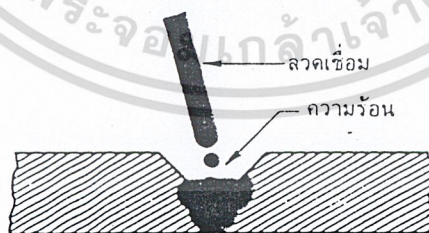
งานเชื่อมในปัจจุบันนั้นเป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลาย โดยจะใช้วิธีการเชื่อมในการประกอบชิ้นงานขึ้นสำเร็จรูป งานเชื่อมจึงมีทั้งลักษณะที่หายจนถึงลักษณะงานที่ละเอียดมาก เริ่มตั้งแต่ใช้เทคโนโลยีขั้นพื้นฐานไปจนถึงการใช้เทคโนโลยีขั้นสูงเพื่อให้ได้ลักษณะงานตามที่ต้องการ การควบคุมการทำงานจึงเป็นส่วนที่สำคัญสามารถแบ่งย่อยๆได้เป็นการควบคุมการทำงานด้วยตัวเองและการควบคุมการทำงานด้วยระบบอัตโนมัติ ซึ่งในปัจจุบันได้มีการนำคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการทำงานได้อีกด้วย เนื่องจากคอมพิวเตอร์ช่วยให้สามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง และรวดเร็ว

1.1 การจำแนกประเภทของงานเชื่อม

การเชื่อมโลหะ (Welding of Metal) สามารถจำแนกออกได้เป็น 2 ประเภท คือ

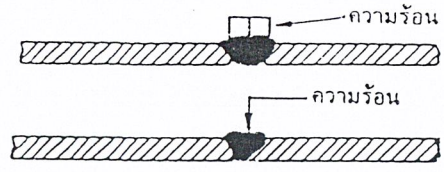
1.1.1 การเชื่อมหลอมเหลว (Fusion Welding)

การเชื่อมหลอมเหลว เป็นการเชื่อมโดยการใช้ความร้อนทำให้ชิ้นงานหลอมเหลวบริเวณที่จำกัด ณ อุณหภูมิค่าหนึ่ง และใช้วัสดุอย่างเดียวกันกับชิ้นงานเป็นตัวเติมรอยประสาน หรือไม่เติมก็ได้ดังแสดงในรูปที่ 1.1 และ 1.2



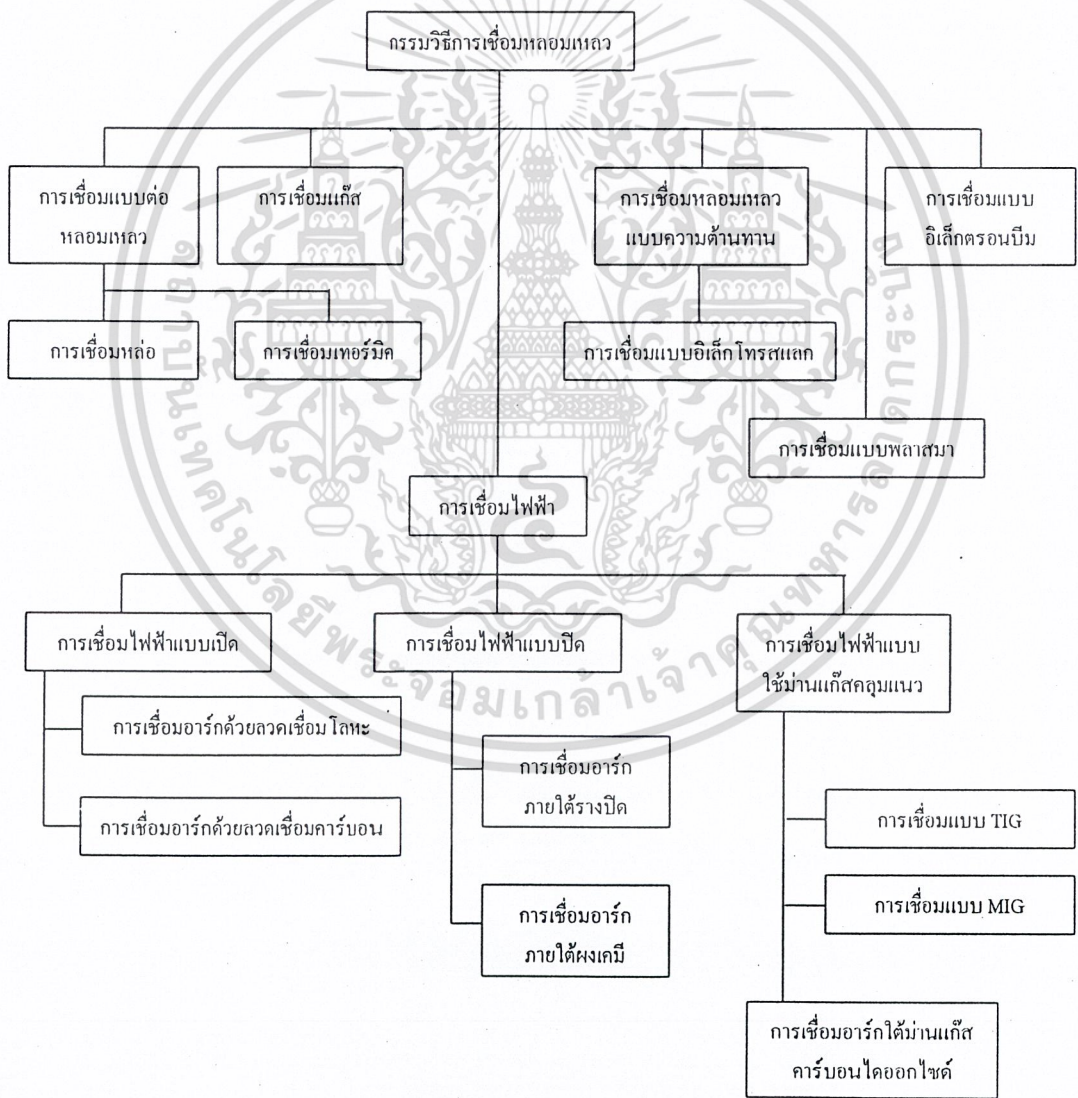
รูปที่ 1.1 การเชื่อมหลอมเหลวใช้ลวดเชื่อมเติมเนื้อประสาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



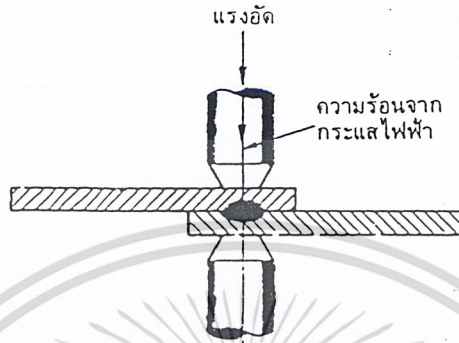
รูปที่ 1.2 การเชื่อมหลวมเหลวไม่ใช้ลวดเชื่อมเติมเนื้อประสาน

การเชื่อมหลวมเหลวในลักษณะนี้ทำได้หลายวิธีดังแสดงในแผนผังรูปที่ 1.3

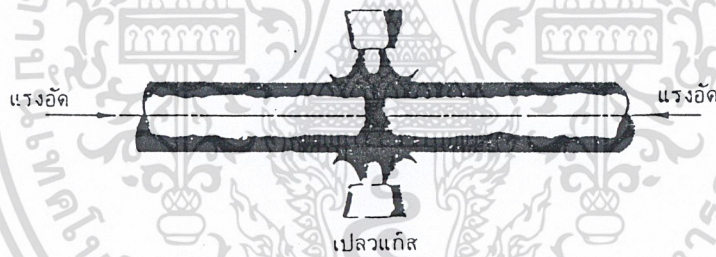


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแบบลงเนื้อหาและต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

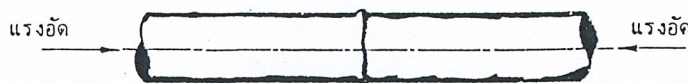
1.1.2 การเชื่อมอัด เป็นการเชื่อมโดยให้ความร้อนบริเวณที่ต้องการเชื่อมจุดใดจุดหนึ่งเป็นการเฉพาะโดยให้ความร้อนจนถึงจุดหลอมตัวหรือเกือบถึงจุดหลอมตัว จากนั้นจึงใช้แรงอัดอัดส่วนที่หลอมตัวหรือเกือบจะหลอมตัวจนผิวงานติดกันเป็นจุด หรือรอยเชื่อมตลอดแนวดังรูปที่ 1.4 - 1.6



รูปที่ 1.4 การเชื่อมอัดแบบเชื่อมจุด



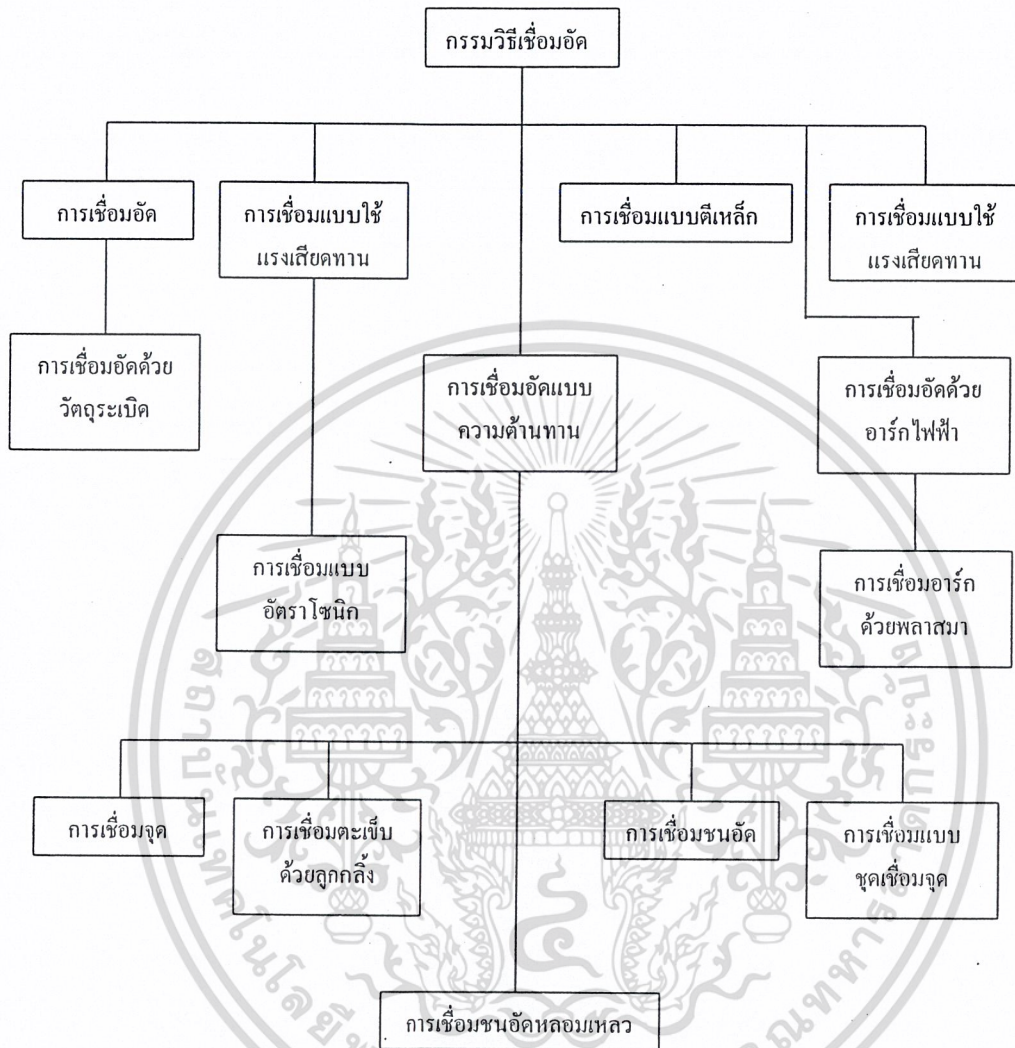
รูปที่ 1.5 การเชื่อมอัดด้วยเปลวแก๊ส



รูปที่ 1.6 การเชื่อมอัดเย็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเชื่อมอัดนี้สามารถทำได้หลายวิธีเช่นกันดังแผนผังรูปที่ 1.7



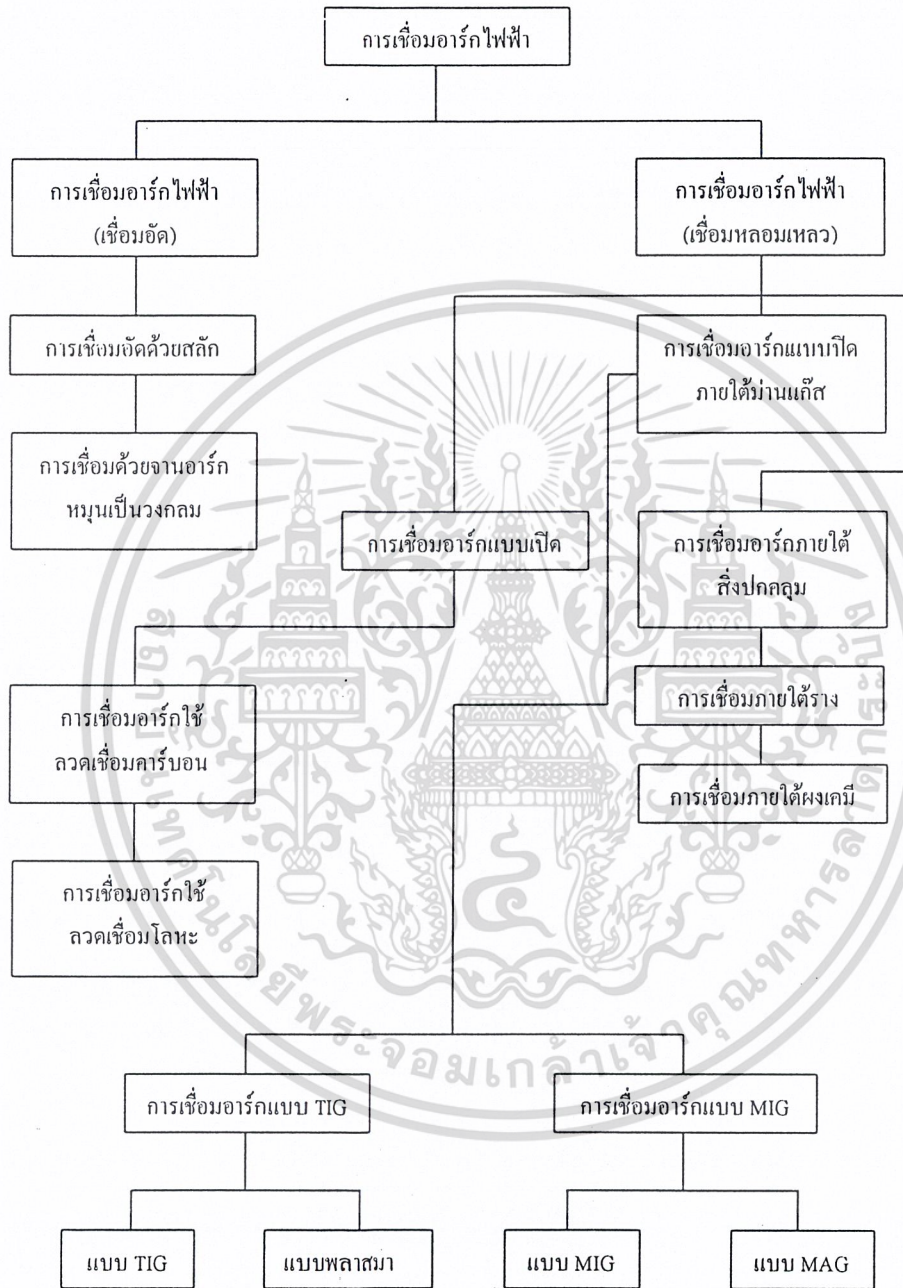
รูปที่ 1.7 แผนผังกรรมวิธีเชื่อมอัดแบบต่างๆ

งานเชื่อมมีหลายแบบมากมายแต่เราจะมาสนใจการเชื่อมแบบหลอมเหลวซึ่งจะแบ่งได้ตามชนิด และหลักการดังต่อไปนี้

1.2 การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบหลอมเหลว

การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบหลอมเหลวนั้นสามารถทำได้หลายวิธีซึ่งแตกต่างกันตามชนิดของงาน, วัสดุที่เป็นชิ้นงาน, ความหนาของชิ้นงาน, วัสดุประสานและชนิดของวัสดุที่ใช้ทำให้เกิด

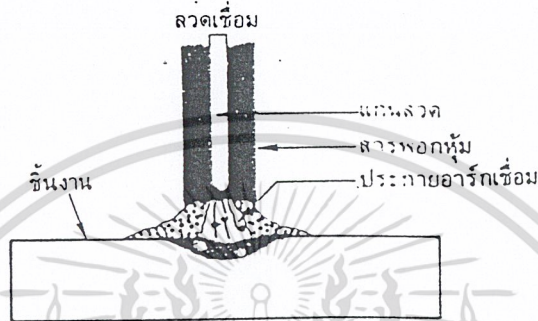
การอาร์ก ส่วนด้านการออกแบบเครื่องเชื่อม จะต้องมีการออกแบบกลไกสำหรับควบคุมการเชื่อมแตกต่างกันออกไปตามลักษณะการใช้งานดังแสดงในแผนผังรูปที่ 1.8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 1.8 การเชื่อมโลหะวิธีต่างๆ ด้วยอาร์กไฟฟ้าแบบหลอมเหลว
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

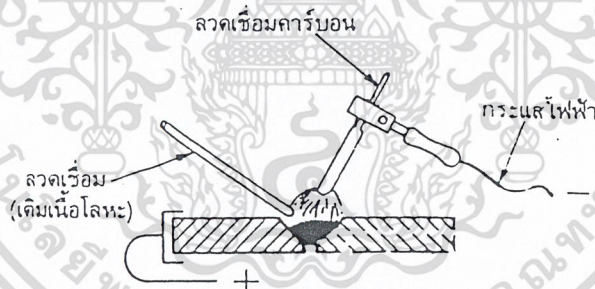
การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบหลอมเหลวสามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธีใหญ่ๆด้วยกันคือ

1.2.1 การเชื่อมแบบเปิด เป็นการเชื่อมแบบที่สามารถมองเห็นประกายการอาร์กได้ในขณะที่มีการเชื่อมสิ่งที่ปกคลุมจุดที่ทำการเชื่อมในที่เปิด และมีอากาศไหลผ่านคือควันไฟ และแก๊สที่ลุกไหม้เกิดตะกรันเชื่อมซึ่งตะกรันเชื่อมคือสารพอกหุ้ม ซึ่งพอกหุ้มลวดเชื่อมเมื่อหลอมละลายจากการอาร์กรวมตัวกับวัสดุชิ้นงานและตั้งสทปรก สารพอกหุ้มจะหลอมละลายปิดแนวเชื่อมไว้ดังรูปที่ 1.9

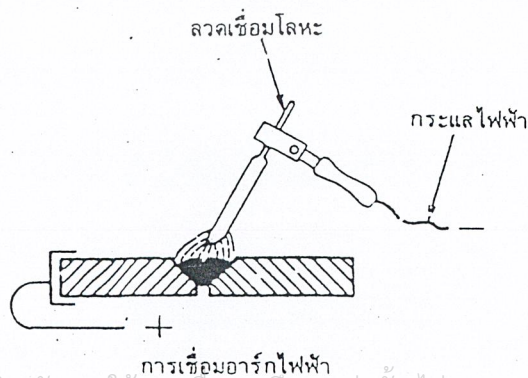


รูปที่ 1.9 การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิด

การเชื่อมอาร์กแบบเปิดนั้นสามารถทำได้ 2 วิธีคือการเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิดโดยใช้ลวดคาร์บอน และการเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิดโดยใช้ลวดเชื่อมโลหะดังแสดงในรูปที่ 1.10 และ 1.11 ตามลำดับ

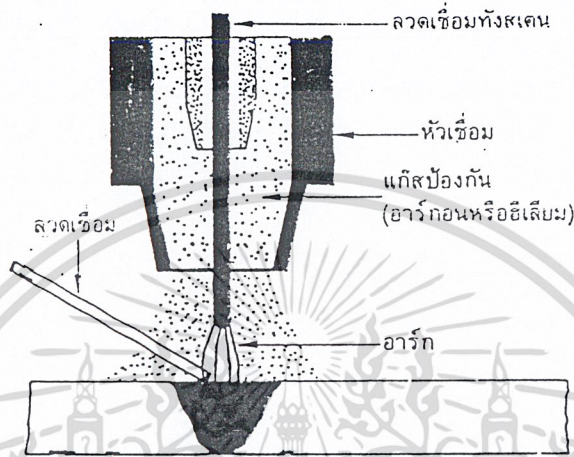


รูปที่ 1.10 การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิด (หลอมเหลว) โดยใช้ลวดเชื่อมคาร์บอน

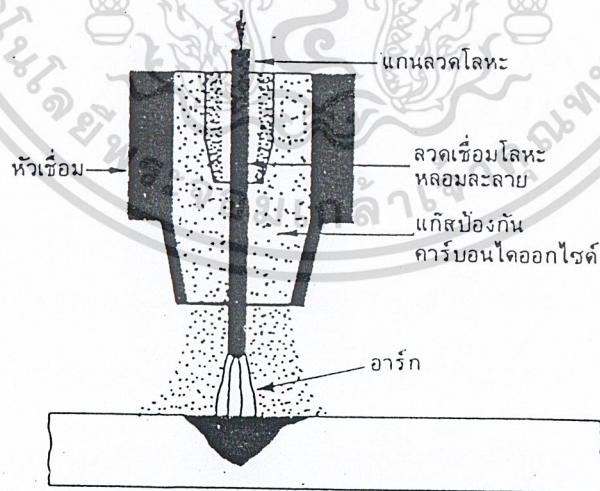


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดรูปที่ 1.11 การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิด (หลอมเหลว) โดยใช้ลวดเชื่อมโลหะที่มีการนำไปใช้

1.2.2 การเชื่อมแบบปิด การเชื่อมแบบนี้สามารถมองเห็นประกายของการอาร์กได้แก่สที่ปล่อยออกมาจากหัวเชื่อมจะทำหน้าที่เป็นม่านแก๊สปกคลุมโลหะในบ่อหลอมของการเชื่อมไม่ให้ไปทำปฏิกิริยากับอากาศ แก๊สที่ใช้เป็นแก๊สเฉื่อยคุณภาพสูงดังรูปที่ 1.12 และ 1.13



รูปที่ 1.12 การเชื่อมภายใต้ม่านแก๊สเฉื่อยโดยใช้ลวดเชื่อมทั้งสแตน



รูปที่ 1.13 การเชื่อมภายใต้ม่านแก๊สเฉื่อยโดยใช้ลวดเชื่อมโลหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 ชนิดของเครื่องเชื่อม

เครื่องเชื่อมสามารถแบ่งลักษณะโครงสร้างได้ดังนี้

1.3.1 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบเจนเนอร์เรเตอร์ เป็นเครื่องเชื่อมที่ผลิตไฟฟ้ากระแสตรงให้กับ การเชื่อมซึ่งปริมาณของกระแสจะขึ้นอยู่กับขนาดของเครื่องแต่ละเครื่องและเนื่องจากส่วนใหญ่จะมี ขนาดใหญ่จึงนิยมให้ โรเตอร์เป็นชุดสนามแม่เหล็กหมุนรอบและสเตเตอร์เป็นชุดอยู่กับที่ โดยอาศัย มอเตอร์หรือเครื่องยนต์เป็นตัวขับเคลื่อนโรเตอร์ ทำให้เกิดการตัดกันของสนามแม่เหล็กและทำให้เกิด กระแสไฟฟ้าไหลได้

1.3.2 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบทรานส์ฟอร์มเมอร์ ซึ่งอาศัยหลักการส่งผ่านพลังงานในลักษณะ ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิมีแรงดันสูงและมีกระแสต่ำ ส่วนขดทุติยภูมิ นั้นให้มีกระแสสูงแต่แรงดันต่ำ โดยอาศัยหลักการทางหม้อแปลง พบว่าขดทางทุติยภูมิจะมีขนาด ใหญ่และมีรอบน้อยเพื่อนำกระแสได้สูง

1.3.3 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบเรกติไฟเออร์ โดยใช้คุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำซึ่งสามารถที่จะ นำกระแสได้ทิศทางเดียว ทำให้เอาท์พุทที่ได้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยมีหม้อแปลงเป็นตัวส่ง ผ่านพลังงานไฟฟ้าและมีสารกึ่งตัวนำเป็นตัวกรองกระแสอีกทีหนึ่ง

เราสามารถเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของการเลือกใช้เครื่องเชื่อมไฟฟ้าทั้ง 3 แบบได้ดังตาราง ที่ 1

เครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำและค้นคว้านี้เป็นเครื่องเชื่อมอาร์กไฟฟ้าหลอมเหลวแบบเปิด ซึ่งมี โครงสร้างแบบเรกติไฟเออร์ซึ่งเครื่องเชื่อมนี้สามารถนำไปพัฒนาใช้ได้อีกหลายประเภทชนิดของ การเชื่อม

เราสามารถเปรียบเทียบลักษณะการทำงานได้ดังตาราง ต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

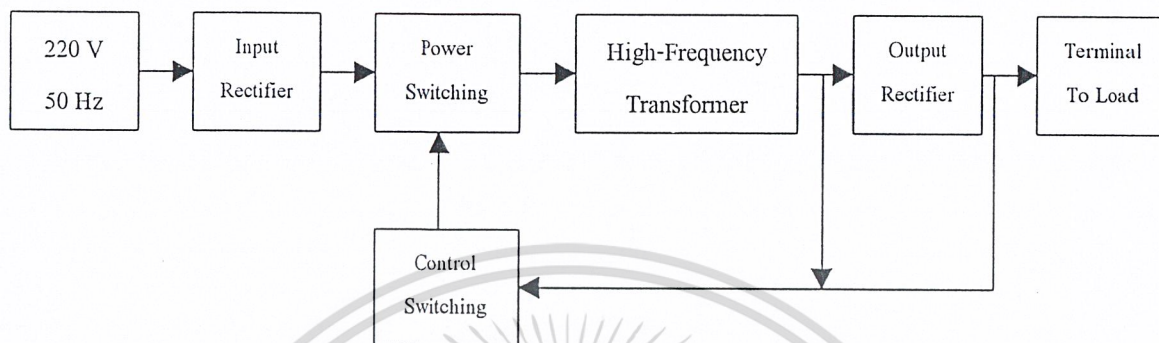
ตารางที่ 1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติของเครื่องเชื่อมแต่ละชนิด

คุณสมบัติทั่วไป	เครื่องเชื่อมแบบ เยเนอเรเตอร์	เครื่องเชื่อมแบบ เรกติฟาย	เครื่องเชื่อมแบบ หม้อแปลง
ชนิดของกระแสไฟเชื่อม	กระแสไฟตรง	กระแสไฟตรง	กระแสไฟสลับ
การเลือกใช้ขั้วเชื่อม	ได้	ได้	ไม่ได้
การเกิดประกายอาร์กเชื่อม	ง่าย	ง่าย	ง่าย-ยาก
ความแรงของประกายอาร์ก	สูง	สูง	ไม่ดีพอ
ลักษณะของภาวะ	คงที่	คงที่	ไม่คงที่
$\text{Cos } \varphi$ ไม่ปรับแก้	~ 1	~ 0.3	~ 0.3
$\text{Cos } \varphi$ ปรับแก้แล้ว	ทำไม่ได้	0.7-0.8	0.7-0.8
ความสูญเสียกำลังขณะเปล่งงาน	สูง	ปานกลาง	ต่ำ
ประสิทธิภาพ (η)	0.6	0.7-0.8	0.8-0.9
การบำรุงรักษา	สูง	ปานกลาง	ต่ำ
ราคาต้นทุน	สูง	ปานกลาง	ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

การทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไปกระแสตรงที่ได้มาสวิตซ์ที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิตซ์ สำหรับแหล่งจ่ายที่จัดทำขึ้นจะใช้วงจรเพาเวอร์สวิตซ์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์พัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดแรงดันให้ต่ำลง สามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วยจากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการคัปปลิงนี้มาผ่านหม้อแปลงเพื่อทำการเรียงกระแสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เมื่อแหล่งจ่ายทำงานจะมีการป้อนกลับที่ค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิมายังวงจรควบคุมการสวิตซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตที่วงจรเพาเวอร์สวิตซ์ ให้ได้กระแสตามความต้องการของโหลด

จากพื้นฐานของวงจรสวิตซ์ ซึ่ง โครงสร้างของวงจรสวิตซ์นี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อใช้ในงานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่าง ๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส นับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุต และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์ และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้า

ที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

2.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก ; $I(fsm)$

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิวดเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

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

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก $I(fsm)$ ประมาณ 20 ถึง 30 เท่า ของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

2.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง; $I(fim)$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสนั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

2.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง; $I(fim)$

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด $I(fim)$ ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

2.1.1.4 อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด; $V(\pi m)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรค่า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อค่าแรงดันไปแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

2.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสจะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีความอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

2.1.2.2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

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

เมื่อ I_c คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

2.1.2.3. ช่วงเวลาโฮลด์อัป(Holdup Time)

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท สยาม อิเล็กทรอนิกส์ จำกัด เป็นช่วงเวลาโฮลด์อัป เป็นช่วงเวลาที่สวิตซ์ยังยังสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทได้ตามปกติที่การคำนวณไว้ได้สูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ หรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้ไปใช้

วงจรสวิตชิ่งนี้มีค่าเวลาโฮลด์ออฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

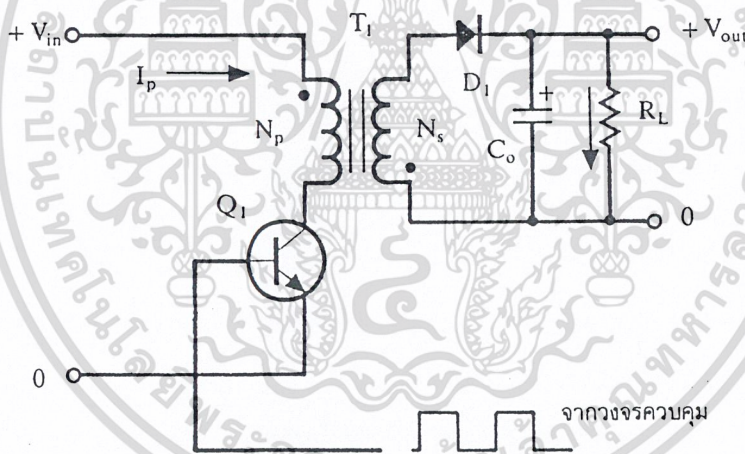
2.1.2.4. อัตราทนแรงดัน(Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเลือกว่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นค่าแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้คอนเวอร์เตอร์นั้นมีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์จะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดคลวลปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และไม่นำกระแสทำให้มีการสะสมพลังงานของขดลวดที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 แทนเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมอยู่ในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และจะมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บ

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

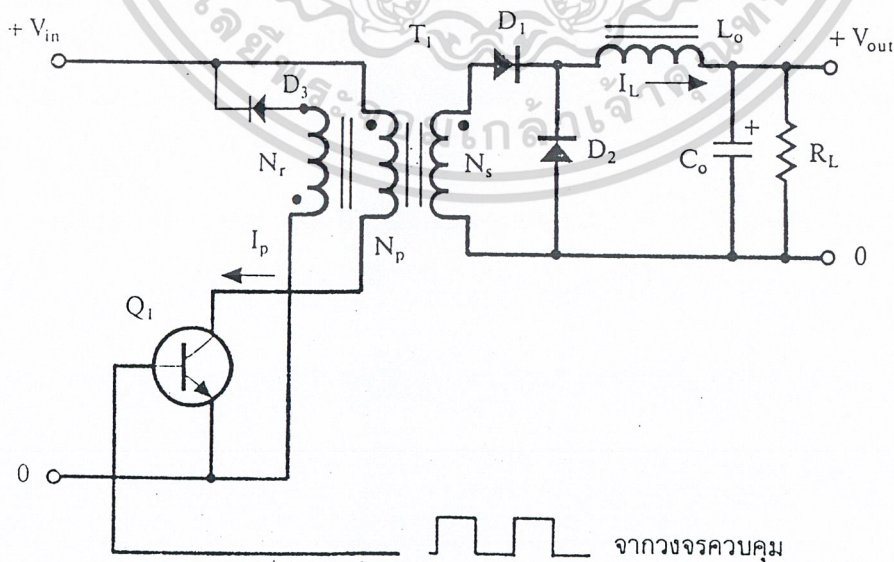
ประจุเอาท์พุท Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และค่าของแรงดันที่อินพุท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนักโดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงแต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะที่ถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท C และไหลกลับได้ขณะที่มีค่ากระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวของมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบลงตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ไดโอด D_2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุทต่ำกว่าค่าของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตามที่ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

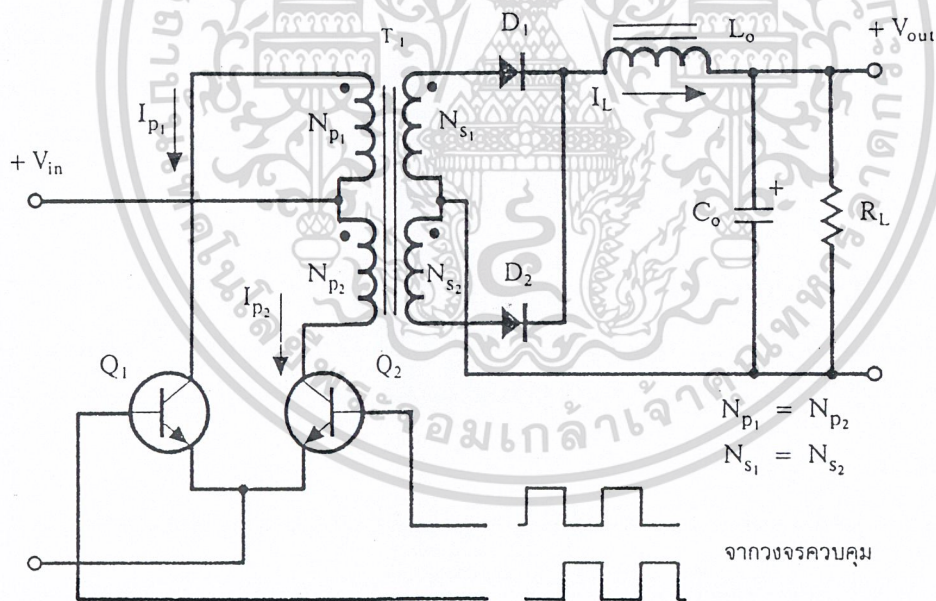


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งรูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตช์ที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

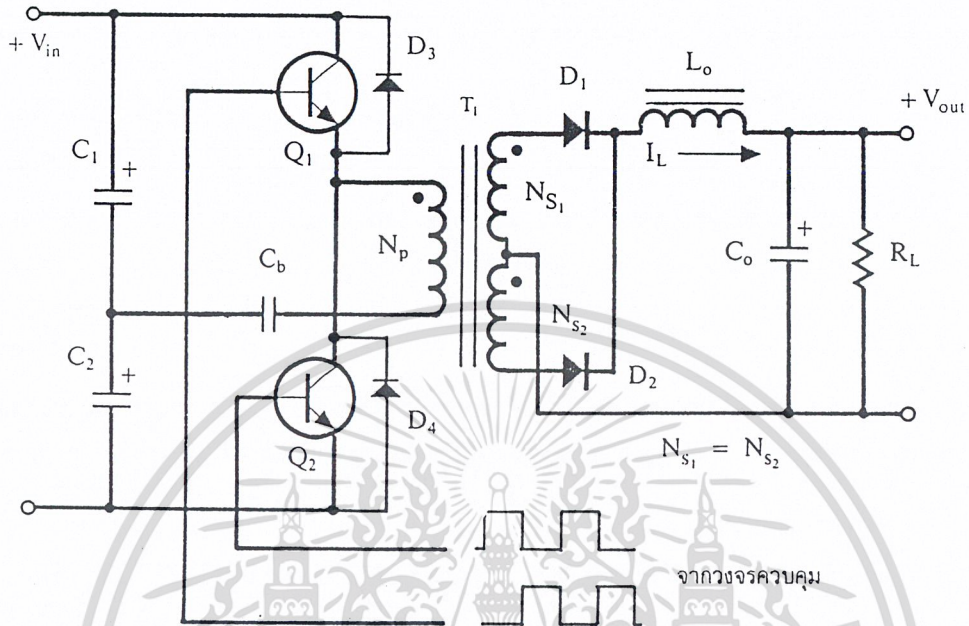
จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับแต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจร พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ เช่นกัน



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

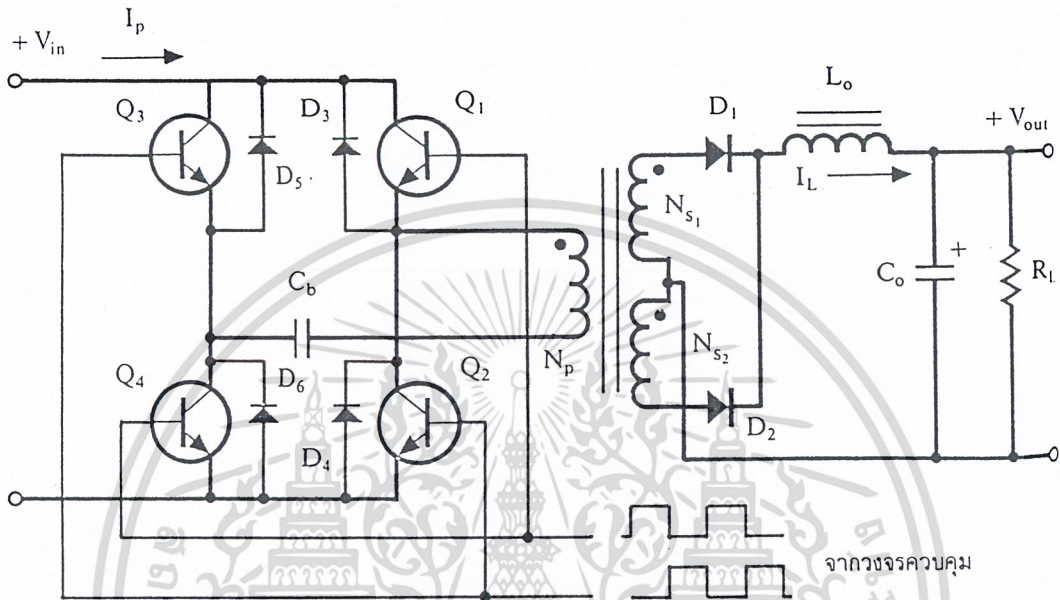
ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้ค่ากำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสได้น้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 นำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบ

ของฟลู-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ ค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่าวงจรฟลู-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการมีกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟลู-บริดจ์เป็นหลัก



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟลู-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

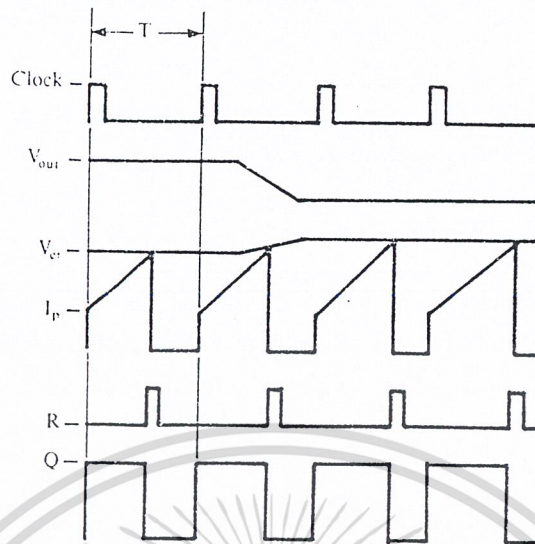
2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุทได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ จะสามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ โหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุทมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุทเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุทนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน โดยค่าไม่ว่ากรณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้ แรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุทที่ได้จาก



รูปที่ 2.10 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

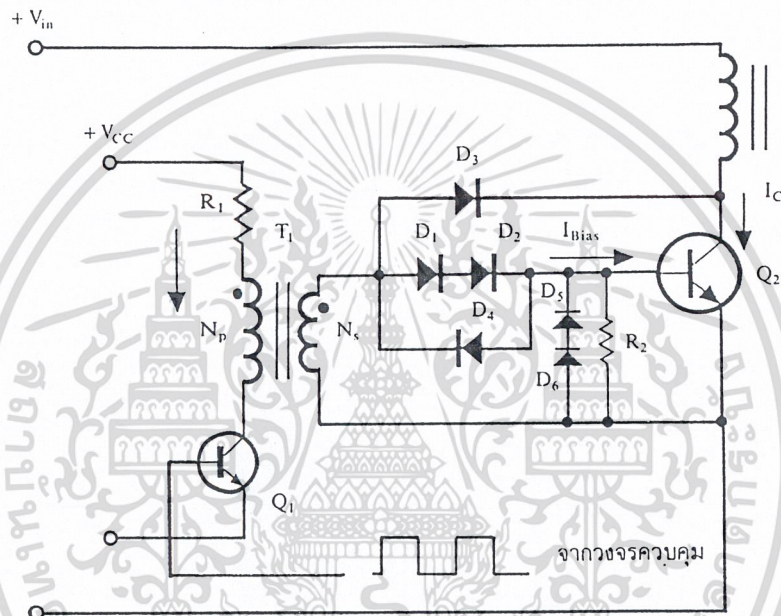
แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้น จากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วยทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหนดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง EVA เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง EVA จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง EVA ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง EVA จะลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสได้น้อยลงด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาไปใช้

การเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์เคลมบี

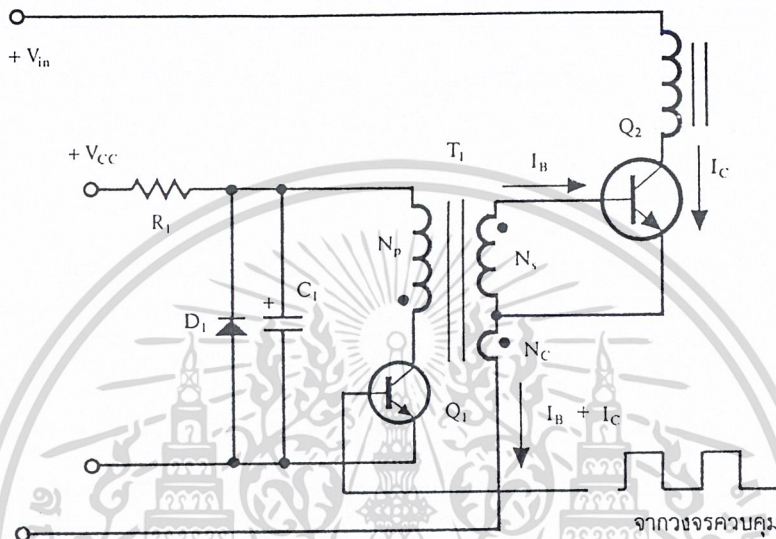
2.4.1.2. วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุด ขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมบีที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดง วงจรในรูปที่ 2.12

2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสเน้นแตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ผ่านตัวทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์

ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมิเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม แต่ต้องใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

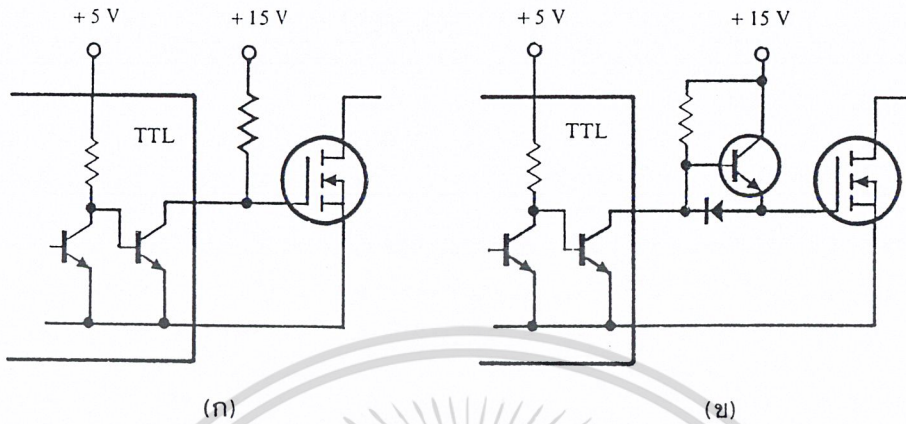
2.4.2.1. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูล์อัพริชิตเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน และการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสมักยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล์อัพริชิตเตอร์

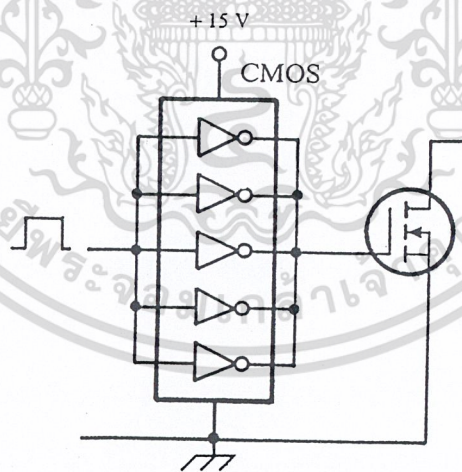
รูปที่ 2.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยให้การจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วยและวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

2.4.2.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

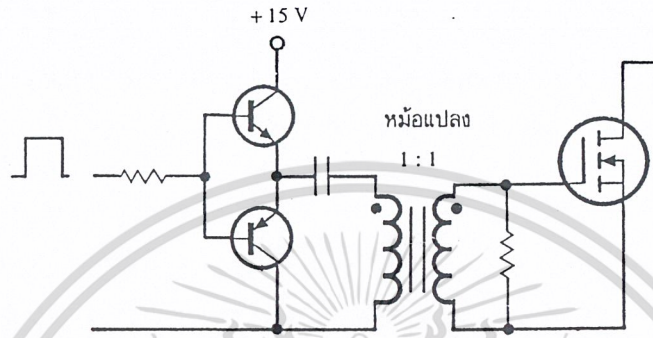


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะทำให้สามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นไปได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับ เพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

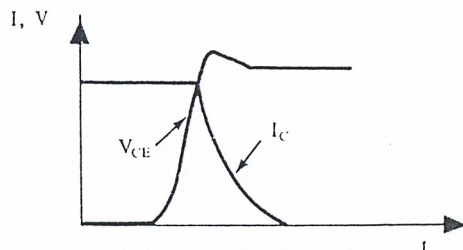
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับ ของค่าแรงดันเอาท์พุทที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

2.5 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อที่ลดการเกิดกำลังสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรขณะที่ทำงานปกติวงจร สแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอร์ ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่า วงจร RCD สแน็บเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.5.1. วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

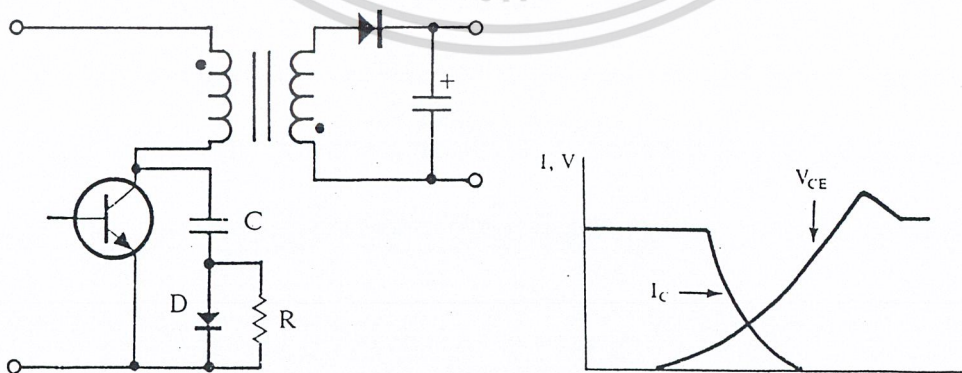
ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานโดย เอกสเฉพะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสสิ้นนั้น กระแสจะไหลกลับ ไม่ลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูป 2.16 (กรณีที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอส์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจร สับเบอส์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17

การทำงานของวงจรสับเบอส์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และ ไดโอด D1 ของวงจรสับเบอส์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอให้คัดลอกเนื้อหามาและตั้งรางวัลเงินขวัญถุงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอส์ช่วยหยุดนำกระแส

ขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง $C1$ จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน $R1$ ที่ไปแรงดันตกคร่อม $C1$ ก็จะลดต่ำลงอีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไปค่าของ $C1$ และที่ $R1$ เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(I_p \times t_{on} \pi)}{2 \times V_{in}} \quad (2.3)$$

$$R1 = \frac{t_{on} (\min)}{2 \times 3 \times C1} \quad (2.4)$$

เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ $C1$ ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว $R1$ สูง ดังนั้นตัวต้านทาน $R1$ จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน $R1$ หาได้จาก

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

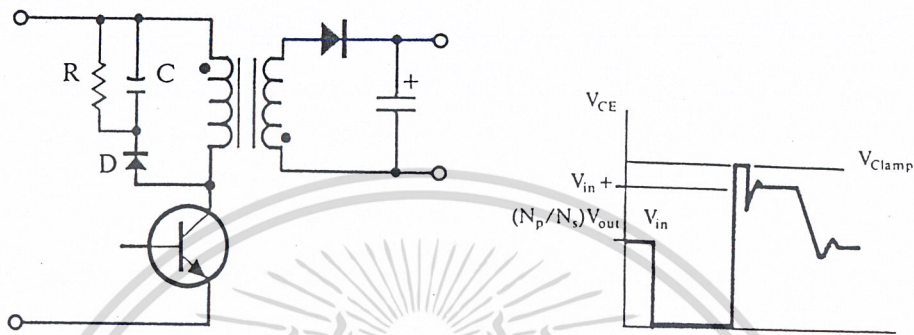
เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดตลอดทั้ง RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอร์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.18

การทำงานของวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ $R1$ จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมี

การเกิดแรงดันสไปค์ ที่ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ



รูปที่ 2.18 แสดงวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน
วงจร snubber นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแปลงอินเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C V_e^2 = \frac{1}{2} L_i L_p^2 \quad (2.6)$$

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

$$C = \frac{L_i L_p^2}{(V_{ce0} - V_{clamp})^2} \quad (2.7)$$

- เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
 I_e คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{ce0} คือ อัตราแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรท์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไป คือมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 คือ 750 นาโนวินาทีซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไปแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลท์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไปแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลท์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลท์

2.6.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลท์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์แรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์ และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไปแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

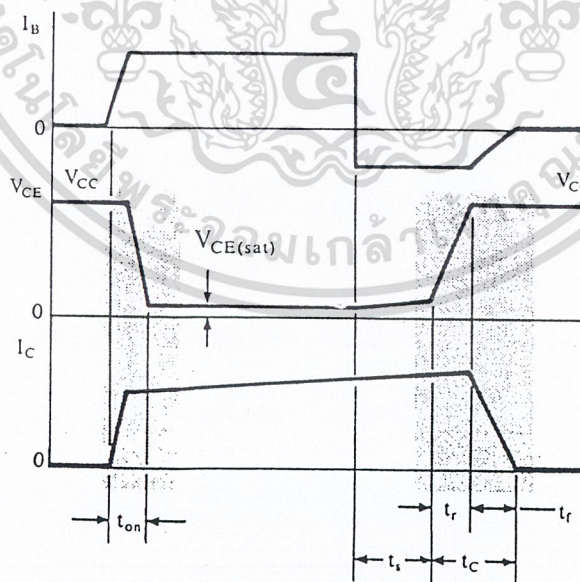
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโพลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโพลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อนขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือมีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะและในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมิตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไปอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูปข้างล่างกำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตามตามช่วงเวลา t_{on} นี้ก่อนข้างสิ้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ และกำลังงานสูญเสียในขณะที่เริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไปอัสและป้อนกระแสไปอัสค่าลบให้กับตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้น และเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่า เมื่อนำกระแสขณะที่มีกระแสไปอัสอยู่



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเลกเตอร์จะเริ่มลดลงใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสจะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Current)

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงค่าประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการที่จะลดขนาดของตัวคอลเลกเตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จาก ไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในวงจรมีทั้งแบบที่เป็น N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟสขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

จากที่เราทราบว่าช่วงเวลาหยุดนำกระแส และนำกระแสใช้ช่วงเวลานั้นๆ แต่เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไปจะถูกใช้ที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงทำให้จำเป็นต้องเอาค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องด้วยช่วงหยุดนำกระแสกับหยุดนำกระแสมีช่วงเวลาใกล้เคียงกันมาก เป็นผลให้ต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลา ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานจะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + P_C \quad (2.8)$$

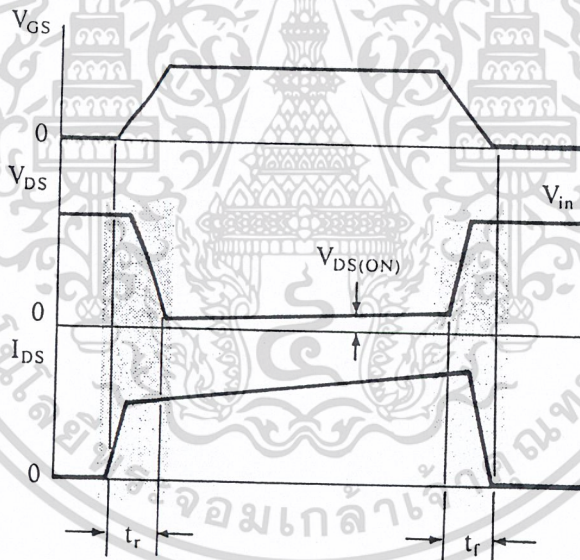
$$P_{SW(ON)} = \frac{0.51 P_{K(ON)} \times V_{in} t_r}{T} \quad (2.9)$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.51 P_{K(OFF)} \times V_{in} t_f}{T} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหามะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_c = I_{D_{rms}}^2 \times R_{DSON} (T_j) \quad (2.11)$$

เมื่อ P_c	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$P_{sw(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
$P_{sw(on)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$I_{pk(on)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
I_{drms}	คือ ค่ากระแส rms $R_{ds(on)} (T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
t_r	คือ ช่วงเวลาขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
t_f	คือ ช่วงเวลาขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส

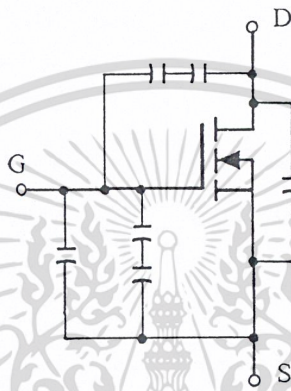
2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรถับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส นั้น แตกต่างจากการขับกระแสไปอัสในไปโพลลาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขในการไปอัสที่แตกต่างกัน สำหรับไปโพลลาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเลคเตอร์ และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไปอัสผ่านที่ตัวเบส และอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อมีแรงดันไปใช้

ตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม(Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในของเพาเวอร์มอสเฟตจะเสมือนมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ภายในซึ่งมักเกิดในสภาวะที่ใช้กับงานความถี่สูงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องหารัจประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเหล่านี้เสียก่อนเพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงระดับแรงดันที่ขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟต จึงจะเริ่มนำกระแส ดังนั้นเมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนกระทั่งแรงดันที่ตกคร่อมขา V_{gs} ลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงจะหยุดทำงาน ซึ่งลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูป 2.22

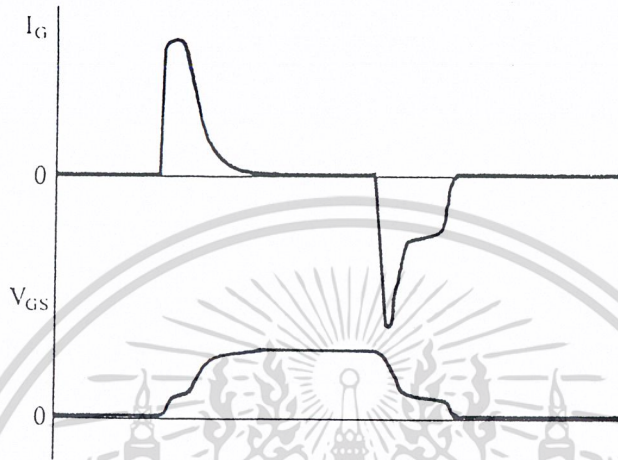
พบว่าค่าความจุของตัวเก็บประจุ จะเป็นตัวบ่งบอกความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของตัวเพาเวอร์มอสเฟต

รูปคลื่นและลักษณะของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมตัวทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส แสดงดังรูปที่ 2.22

2.6.4.4 ข้อควรพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับในกรณีของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น การเกิดเซกกันดารีเบรคดาวน์ซึ่งเกิดในไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เนื่องจากค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำ กระแสที่นั่นจะมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านระหว่างรอยต่อ ทำให้ มันมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้กระแสลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยที่อยู่ในกราฟ

SOA ที่กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิด เซกกันดารีเบรกคาวน้อัดรตาทนกำลังสูงที่สุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่ รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้กระแส

2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

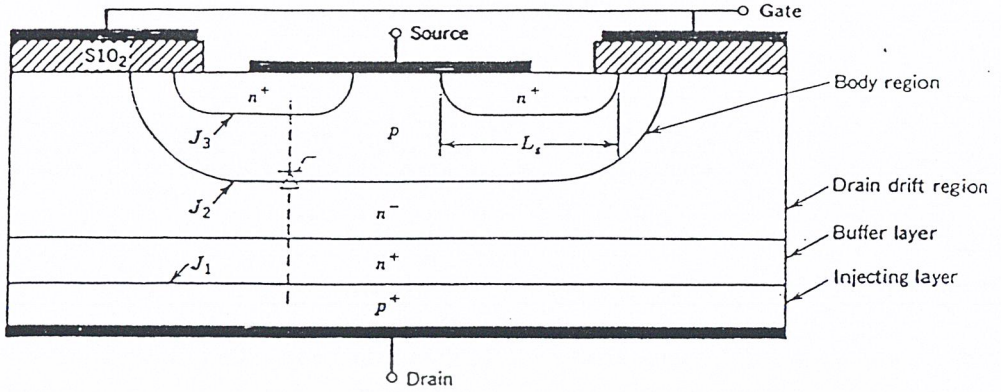
ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์และซอส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแสทรานซิสเตอร์ I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานนำกระแส ($R_{ds(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

2.6.5 Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT)

IGBT เป็นอุปกรณ์ที่สร้างจากแนวความคิดที่ว่า จากการที่ทราบว่าทรานซิสเตอร์กำลังมี ค่าการสูญเสียในขณะนำกระแสที่ต่ำ มีศักดาพังทลายที่สูง แต่มีความเร็วของการสวิตช์ที่ช้า เนื่องมาจากผลของการสะสมของประจุที่บริเวณปลอดภัย ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตมีการสูญเสียตอนนำ กระแสที่สูงเนื่องจากผลของความต้านทาน R_{ds} และมีค่าแรงดันพังทลายที่ต่ำแต่มีความเร็วในการ สวิตช์ที่สูง ด้วยเหตุนี้จึงมีการคิดสร้างมันขึ้นมา โดยการรวมเอาข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองเข้าด้วยกัน

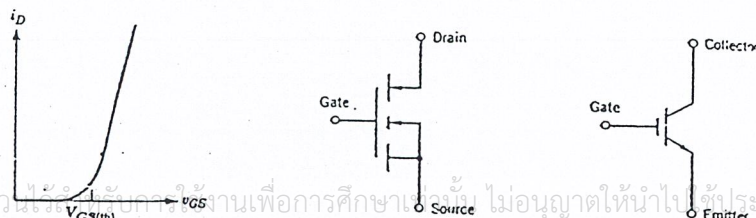
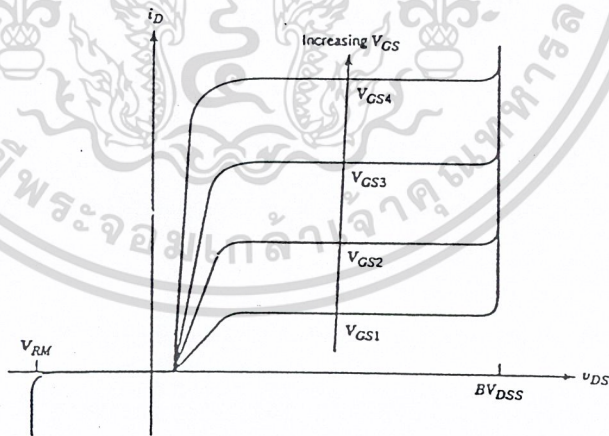
เมื่อเรามาศึกษาโครงสร้างของมันพบว่าโครงสร้างของมันเหมือนกับโครงสร้างของมอสเฟต เพียง แต่มีชั้น P⁺ ที่เป็นชั้นฐานร่องเพิ่มเข้ามาจะช่วยให้ในการฉีดพาหะส่วนมากเข้าไปในชั้น N



รูปที่ 2.23 แสดงหน้าตัดขวางของตัว IGBT

พบว่าตัว IGBT มีหลักการทำงานพื้นฐานคล้ายกับมอสเฟต คือ หาก V_{GS} น้อยกว่า $V_{GS(th)}$ แล้ว มันจะอยู่ในสถานะไม่ทำงาน เนื่องจากชั้นกั้นไม่สามารถถูกสร้างขึ้นได้ ซึ่งเราพบว่าแรงดันที่ตกคร่อมบริเวณ drain drift region และ body region นั้นจะมีกระแสที่ไหลผ่านน้อยมาก เรียกกระแสรั่วไหล ซึ่งที่สภาวะนี้จะสามารถนำมาพิจารณาได้ดังจะได้กล่าวต่อไป

สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้าจะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่ใช้ศักดาไบแอสเป็น V_{GS} แทน นั่นคือ แรงดันที่เริ่มนำกระแสนั้นมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม V_t โดยพิจารณาได้จากคุณสมบัติและสัญลักษณ์ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.24 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส - แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT

หลักการทํางานของ IGBT

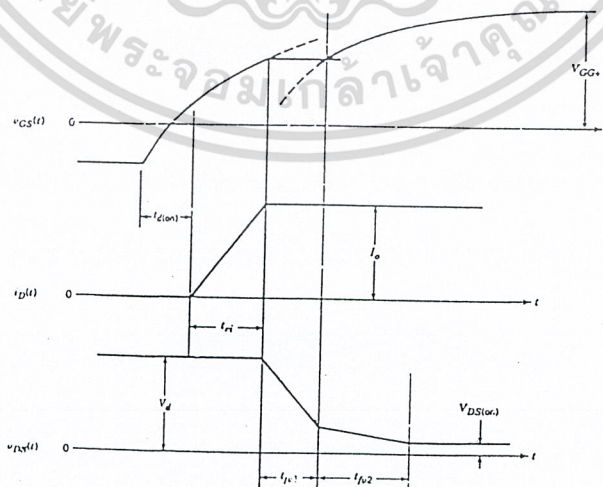
จากลักษณะของชั้นสารที่แสดงดังรูปที่ 2.23 พบว่าตัวของ IGBT นั้นมีลักษณะของการเรียงชั้นสารเหมือนกับมอสเฟต ดังที่ได้กล่าวไปแล้วนั้น ทำให้ลักษณะการไบอัสวงจรมีเหมือนกันกับมอสเฟต กล่าวคือ เมื่อป้อนแรงดันที่ขากท คือ V_{gs} มากกว่าแรงดันขีดเริ่มตัวมันจะเริ่มนำกระแสแต่หาก V_{gs} ต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มมันจะไม่ทํางานซึ่งที่สภาวะนี้จะมีกระแสรั่วไหลน้อยมาก

เมื่อมาพิจารณาเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นที่ชั้นสารหลังจากต่อวงจรเรียบร้อยแล้ว เราพิจารณาที่สภาวะทํางานแรงดันไบอัสที่ขากทมากกว่าแรงดันขีดเริ่มจะเกิดบริเวณชั้นกับชั้นที่บริเวณ N' ไปจนถึง N' ทำให้เกิดการเดินของกระแสขึ้นเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากซอร์สไหลผ่านเขตปลอดพาหะที่ชั้น N' และ P' ที่ต่อกับเดรน ซึ่งมีโฮลจาก P' ที่ถูกฉีดข้ามไปยัง N' เป็นผลให้เกิดกระแสไหลผ่าน

เมื่อมาสังเกตดู พบว่าจะเกิดวงจรมีเหมือนของตัวมอสเฟตและตัวทรานซิสเตอร์ขึ้นที่ชั้นสารรวมทั้งตัวความต้านทานที่เกิดขึ้นทำให้สามารถเขียนวงจรเสมือนได้ดังรูปที่ จากรูปของวงจรเสมือนทำให้เราสามารถหาแรงดันขณะ $V_{ds(on)}$ ได้จากสมการ

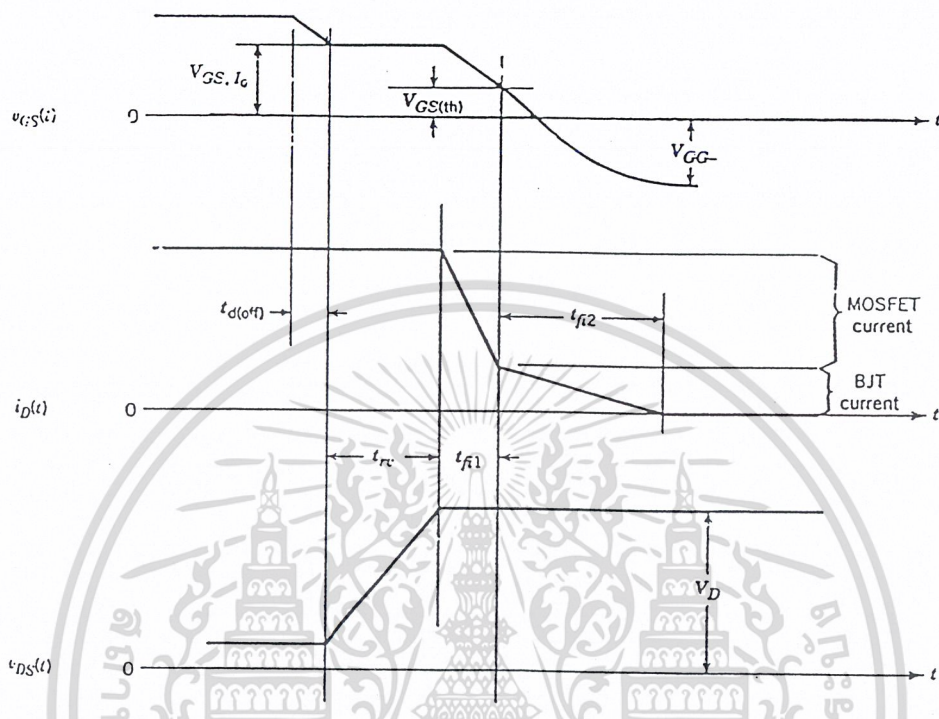
$$V_{DS(ON)} = V_{J1} + V_{drift} + I_D R_{channel} \tag{2.15}$$

จากการที่มันมีลักษณะคล้ายมอสเฟต ทำให้คุณสมบัติทางการสวิทช์ของมันคล้ายกับมอสเฟตด้วย ทั้งในสภาวะ on state และ off state ดังรูป



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.25 รูปคลื่นของ IGBT ขณะ Turn-on ในวงจร step-down converter

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 รูปคลื่นของ IGBT ขณะ Turn - off ในวงจร step - down converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

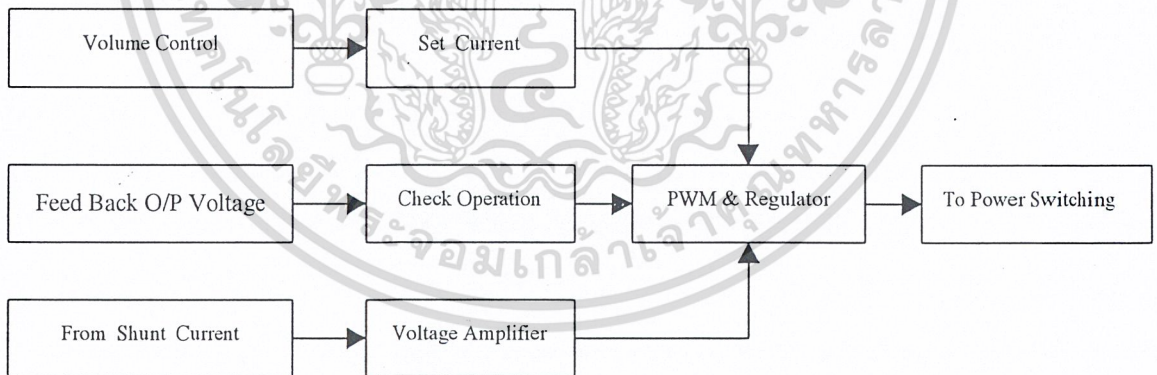
บทที่ 3

หลักการดำเนินงานของวงจร

การทำงานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้สามารถใช้ได้กับการเชื่อมแบบอาร์คทุกแบบสามารถใช้เชื่อมแบบที่ก๊าซเฉื่อยไหลผ่านจุดเชื่อม และแบบที่ไม่มีก๊าซไหลผ่านจุดเชื่อมโดยเครื่องเชื่อมนี้มีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของเพาเวอร์สวิทชิงซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางด้านเอาท์พุทมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

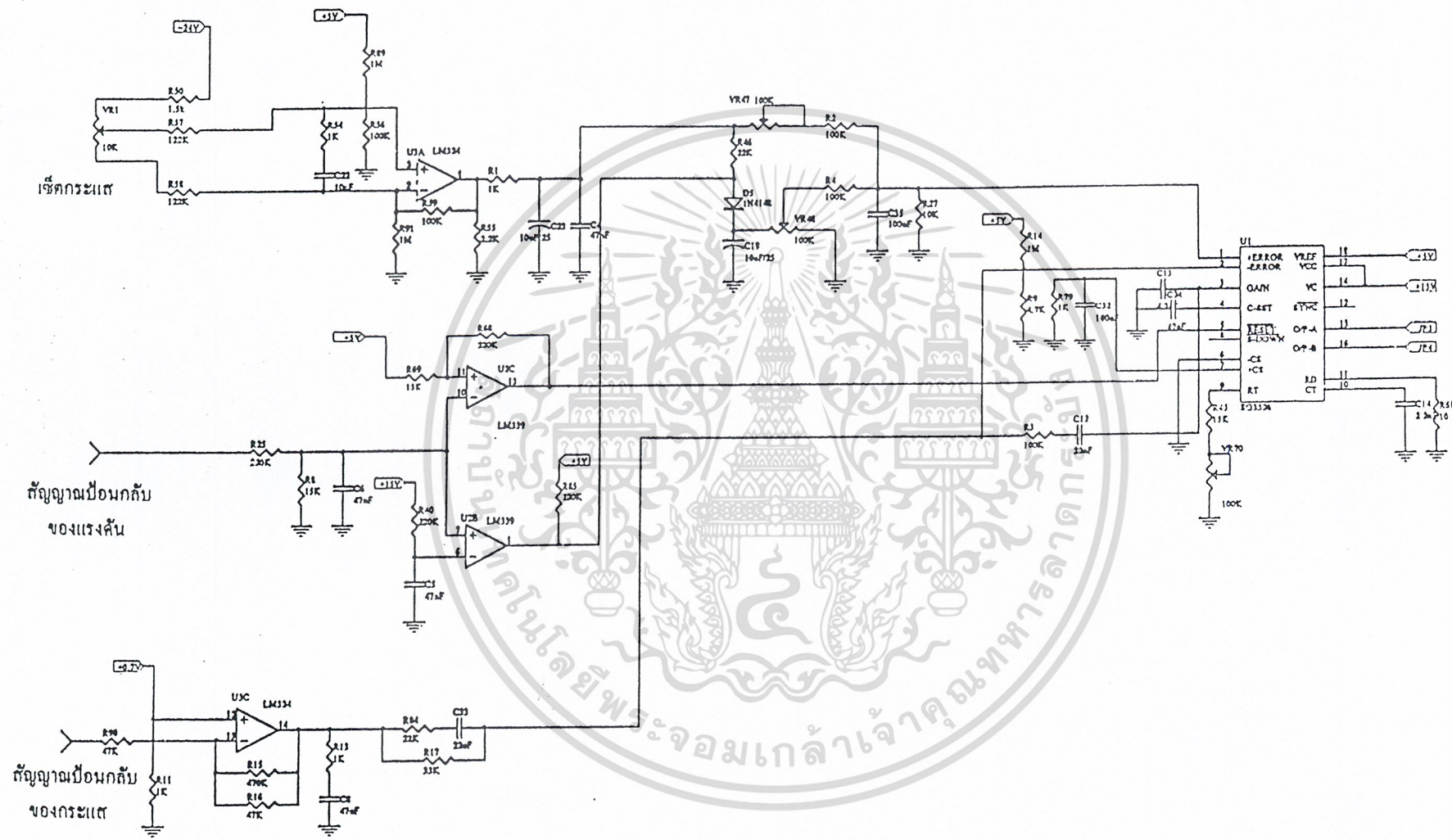
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิทซ์ของ IGBT ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ได้ 3 ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิทซ์ของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงรายละเอียดของวงจรควบคุมการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์

3.1.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่าง ๆ เช่น กระแส แรงดัน และ อุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของตัว IGBT ซึ่งเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับวงจรส่วนของการป้อนกลับมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.1 และจะมีรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานดังนี้

Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับของโวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กลับไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น เพื่อที่จะกำหนด ค่าเวลาในการนำกระแสของ IGBT ต่อไป

Voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรโดยรับค่าแรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ตกคร่อมเซ็นเซอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านเซ็นเซอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออปแอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งให้ตัว IGBT ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุต

No-Load voltage regulator การที่เราจะทราบได้ว่าเครื่องเชื่อมกำลังทำงานอยู่หรือไม่ เราสามารถตรวจสอบได้จากแรงดันเอาต์พุต ซึ่งวงจรนี้ก็จะทำหน้าที่ดังกล่าว โดยแรงดันที่จะป้อนกลับมาจากเอาต์พุตจะมีค่าแสดงสภาวะ 2 ค่าเท่านั้นคือ หากเครื่องเชื่อมทำงานอยู่แรงดันที่ป้อนกลับมามีค่าต่ำมากเนื่องจากเอาต์พุตเกือบลัดวงจร (ตอนที่เชื่อมอยู่) นั่นคือไม่มีข้อมูลส่งกลับมานั่นเอง แต่ถ้าหากวงจรเชื่อมอยู่ในสภาวะที่ไม่ได้เชื่อมแรงดันที่ป้อนกลับมามีค่าสูงนั้นแสดงว่ามีสัญญาณป้อนกลับมานั่นเอง วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปให้กับตัวไอซี SG3526 ที่ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิดสัญญาณของการสวิทซ์ให้พัลส์วิดส์กว้างหรือแคบอันจะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลงทำให้เกิดการสูญเสียลดลงด้วย

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถจะทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์เอกสา SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการทำงานได้ดังนี้ ใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขา อินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรถยายความผิดพลาดภายใน ไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรมัลติเพล็กซ์มอดูล์เพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดัน อินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถยายในกรณีเปิดดูปล โดยการตัวเก็บประจุลงกับ กราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตรากาขยายให้กับวงจรถยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของ IGBT เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขา รีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขา รีเซ็ตจะต่ออยู่กับขา ชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจาก ทำการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนท์เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Tranformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุทด้วยวงจรถยายเปรียบเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรถยายเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุท ไปทำการชัตดาวน์ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจรถยาย

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับส่งชัตดาวน์จากวงจรถยายนอก โดยการป้อนลอจิก “0”

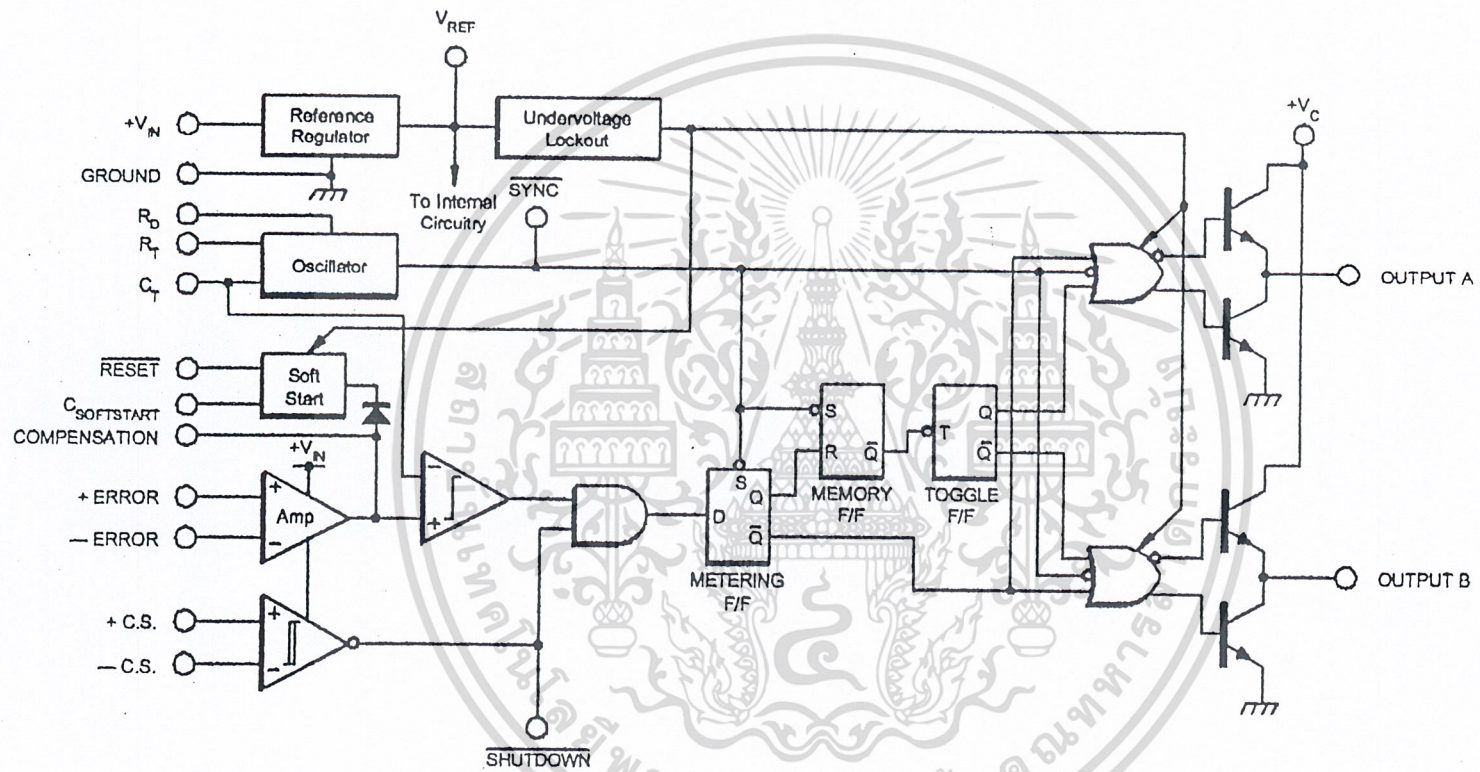
ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ R_t เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายใน ให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให่วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิรท์

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_t ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรถยายกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรถยายกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังวงจรถยายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรถยายอื่นที่ต่อรวมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างภายในของ IC SG3526

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

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายในที่ใช้ มอสเฟต ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซี ขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรถักแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรถักภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

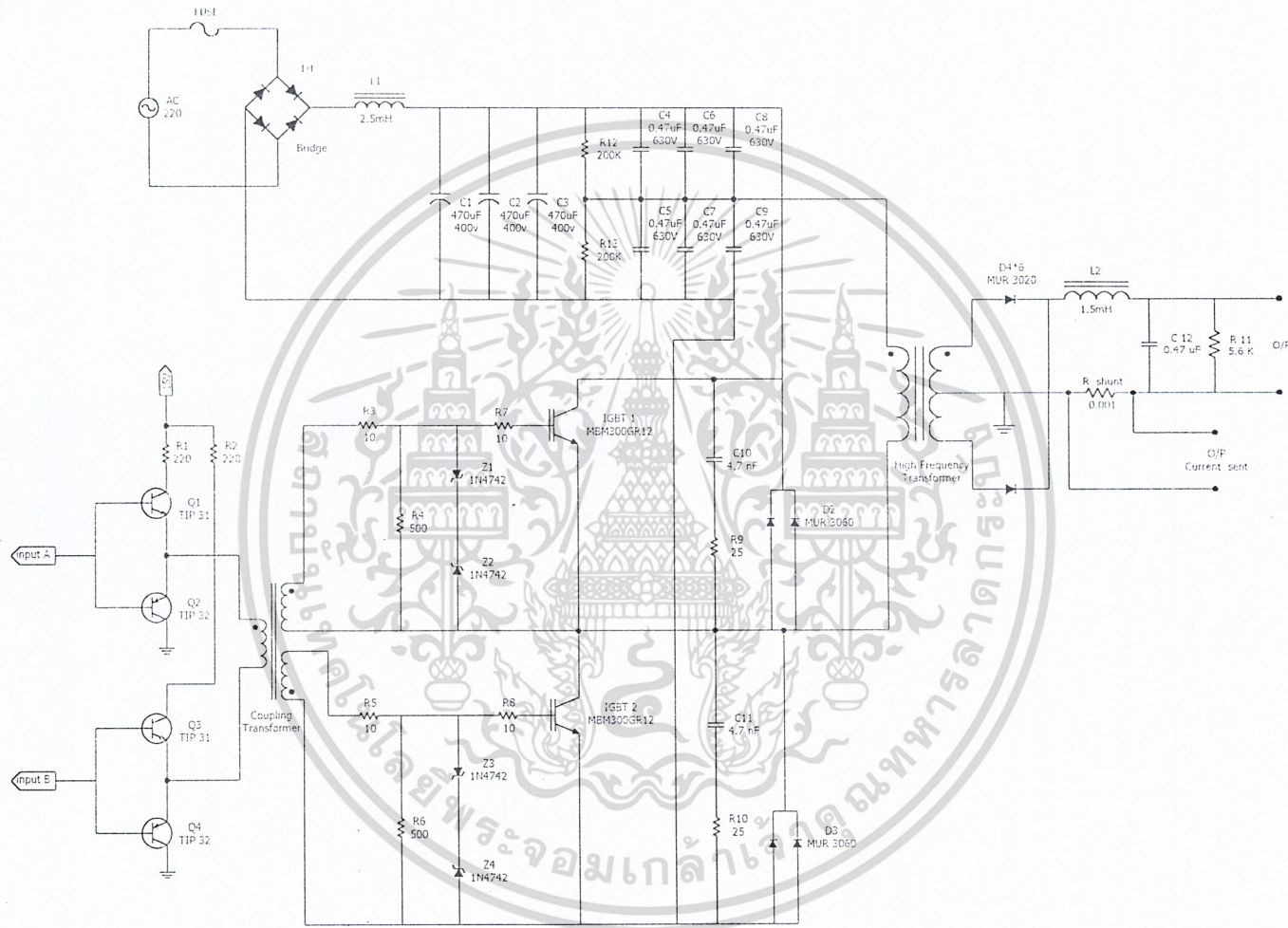
3.1.3 วงจรขับ

วงจรถักประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และชนิด NPN ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารีจำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรถักคอมพลิเมนต์ารีทั้งสองนั้นจะต่อผ่านขดลวดคัปริงของตัวหม้อแปลงขับสวิตซ์ซึ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของ IGBT ต่อไป

3.2 ส่วนของวงจรถักเพาเวอร์สวิตซ์

วงจรถักในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟไอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรท์ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิรท์ มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรถักเรียงกระแสและวงจรถักกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์โดยใช้ IGBT สวิตซ์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรถักในส่วนนี้ว่าวงจรถักคอนเวอร์เตอร์พัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงขดลวดคัปริง โดยเมื่อพลังงานถูกส่งไปทางด้านทุติยภูมิ และทำการเรียงกระแสและกรองกระแสจากนั้นก็จะได้เอาต์พุตซึ่งเป็นไฟฟ้กระแสตรงเพื่อนำไปใช้ในการเชื่อมต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงส่วนของเพาเวอร์สวิตซิ่ง

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นแบบฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณชาน์เนลที่มีค่าความถี่ชีกบนหรือชีกล่างเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสัญญาณชีกบนหรือชีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันริปเปิ้ลมีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกับที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ นั้นอยู่ในลักษณะฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆ กันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ดังรูปที่ 3.4 และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริงจึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลงได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาที่พุทจะไม่ต่อเนื่องในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆหรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายาก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุนั้นอีกด้วย

3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วย IGBT โดย IGBT ชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของ IGBT จะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุม ซึ่งผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของ IGBT มีค่าสูงมากเกินไปเกินกว่าจุดที่ IGBT จะเกิดการอิมิตัวโดยวงจรดังกล่าวประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อม IGBT คือ ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อ ป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สองในขณะที่ตัว IGBT หยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้นเมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว IGBT สูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์ซึ่งต่ออยู่กับ IGBT อีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะ ไบแอสตรงดังนั้นไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัว IGBT

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับเครื่องเชื่อมที่ต้องการค่ากระแสเอาท์พุท 150 แอมป์และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 ที่มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตรและมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัว ประมาณ 3000 เกาส์

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

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

โดยที่ N_p คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)
 V_p คือค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด (โวลท์)
 K คือค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
 f คือค่าความถี่ (เฮิรต์)
 A_e คือค่าพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

แทนค่า

$$\begin{aligned} NP &= \frac{(150)(10^8)}{(4)(27 \times 10^3)(3000)(0.784 \times 6)} \\ &= 9.8 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นจะใช้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิจำนวน 20 รอบคำนวณหาขนาดของเส้นลวดทองแดงที่จะนำมาพันแกนหม้อแปลงได้จากสูตร

$$D = \frac{[1.47 \times B \times A_e \times A_c] \times 10^{-3}}{P_{out}} \quad (3.2)$$

โดยที่ D คือ ค่าที่เปรียบเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูล่า-มิลล์ ต่อแอมป์

A_c คือพื้นที่สำหรับการพันขดลวดบนบ็อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร) แทนค่าจะได้

$$D = \frac{[1.47 \times 27 \times 10^3 \times 3000 \times (0.7854 \times 3) \times (9.4247 + 12)] \times 10^3}{1500}$$

$$= 4007$$

จากค่า D ที่ได้นำไปเปรียบเทียบกับตารางแสดงขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง จะได้ตรงกับขนาดของขดลวดเบอร์ 14 AWG

สำหรับการคำนวณจำนวนรอบของขดลวดทางด้านเอาต์พุตจะใช้ความสัมพันธ์ดังข้างล่างนี้

$$N_s V_p = N_p V_s \quad (3.3)$$

แทนค่า

$$N_s = \frac{(10)(80)}{150} = 5$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

AWG	Diameter Over		Nominal Circular	Resistance Per 1000 Ft	Current capacity in milliampares bases on	
	Insulation (inchs)				1000 c.m/A	AWG
	Min	Max	Mil area			
8	0.310	0.133	16510	0.6281	165110	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.130	1024	20

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 10 รอบและจำนวนรอบของขดลวดทุติย-
ภูมิ 5 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 2 ต่อ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

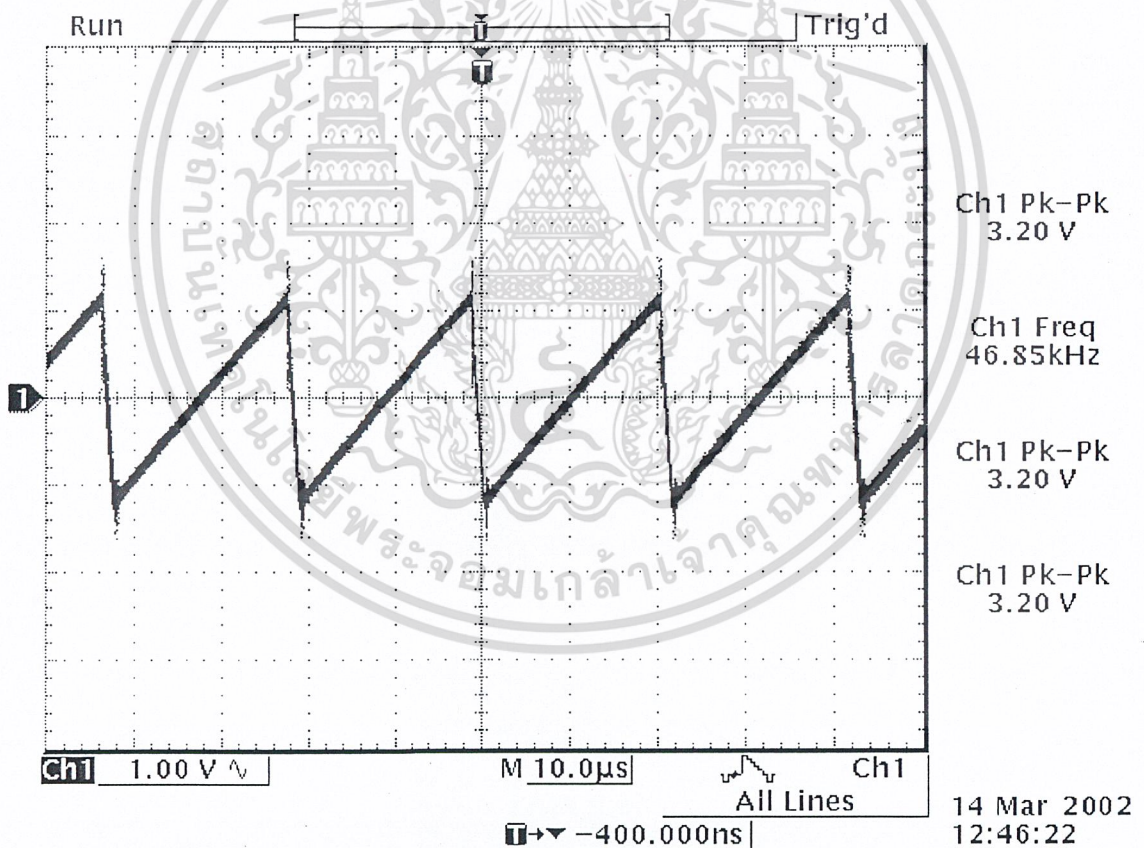
บทที่ 4

การทดสอบการทำงาน

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร

ในขณะที่ทำการทดสอบใช้งานเครื่องเชื่อม MMA เมื่อได้มีการใช้เครื่องเชื่อม MMA จริงนั้น สามารถที่จะวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้ดังนี้

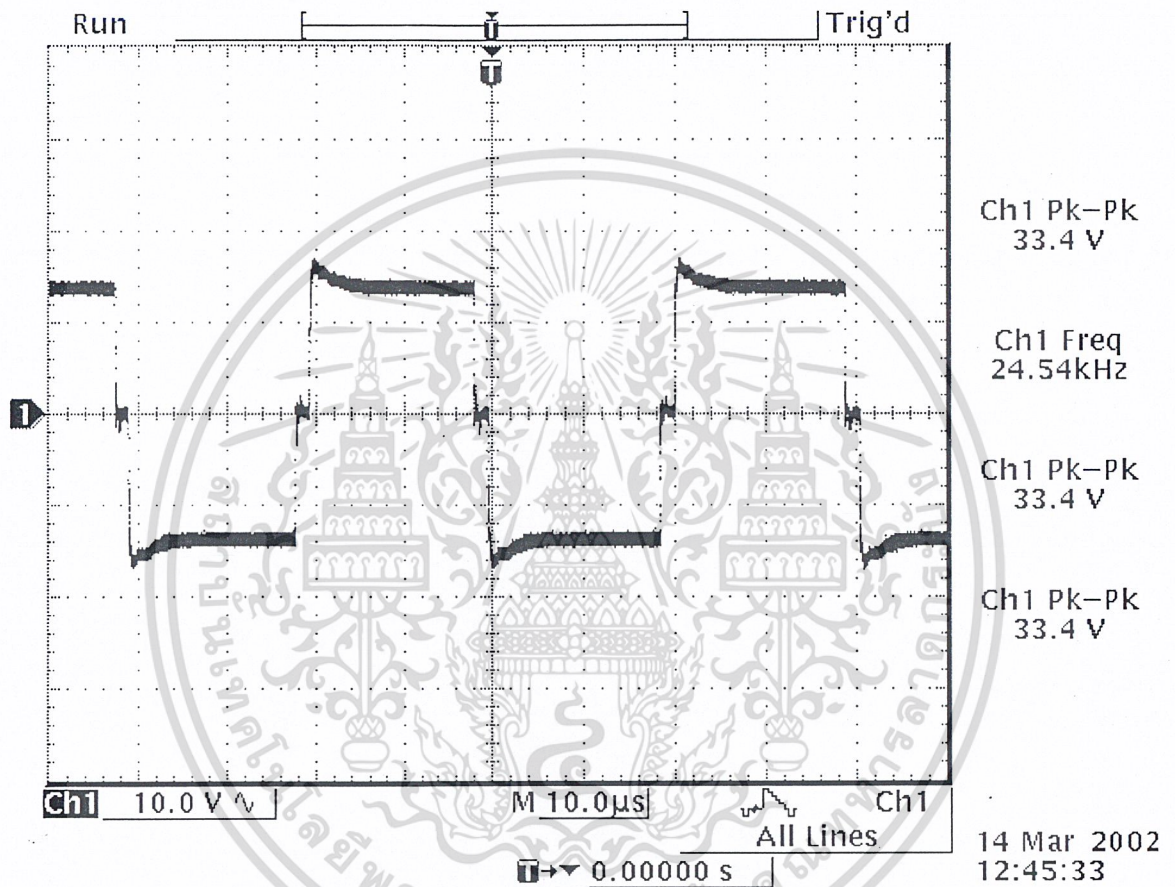
4.1.1 รูปของสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 มีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (Ramp Wave) ส่วนคราบเวลาที่ได้นั้นจะเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิทซ์ ซึ่ง ส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาลงของรูปสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่รอให้สวิทซ์หยุดนำกระแส (Dead Time)



รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

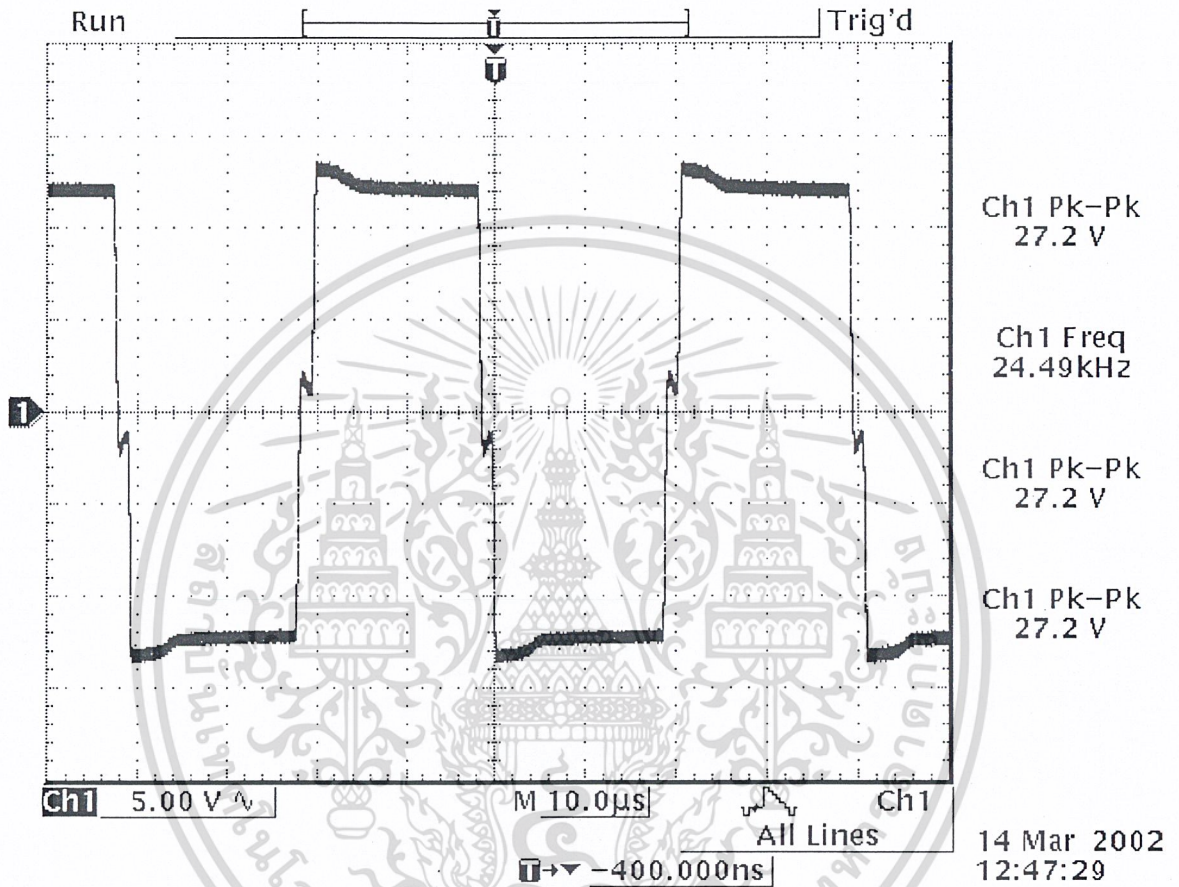
4.1.2 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 13 และ ขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตพัลส์ที่จะส่งไปเปรียบเทียบกับเพื่อควบคุมเวลาในการสวิตช์ของ IGBT โดยผ่านทางวงจรถับ



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรขับที่ส่งผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มายังขาเกตของ IGBT



รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เกิดของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อม MMA

ผลการทดลองความสัมพันธ์ของค่ากระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุต ทำโดยการต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ แล้วคำนวณหาประสิทธิภาพที่ได้เปรียบเทียบกับกันและเมื่อทำการเปลี่ยนความถี่ในการสวิตช์ แล้วนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพได้ดังนี้

ตารางที่ 1 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 24 kHz

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No Load	310	0.114	35.34	75.5	-	-	-
1K	310	0.12	37.2	75.4	0.075	5.65	15.18
500	310	0.14	43.4	75	0.15	11.25	25.92
250	310	0.16	49.6	74.5	0.29	21.6	43.54
100	310	0.28	86.8	73.8	0.73	53.87	62.06
62	310	0.38	117.8	72.9	1.17	85.29	72.4
50	310	0.39	120.9	72.2	1.44	103.9	85.93
23.5	310	0.78	241.8	70	2.97	207.9	85.98
12.5	310	1.29	399.9	68	5.44	369.92	92.5
10	310	1.53	474.3	65.5	6.55	429.02	90.45
8	310	1.86	576.6	64.2	8.02	514.88	89.29
6.5	310	2.22	688.2	61.8	9.5	587.1	85.31
5	310	2.57	796.7	59.8	11.96	715.2	89.77
4	310	2.94	911.4	57.8	14.45	835.21	91.64
2	310	4.62	1432.2	47.3	23.65	1118.65	78.1
1	310	5.85	1813.5	35.7	35.7	1274.49	70.27
0.5	310	6.19	1918.9	24.27	48.54	1178.06	61.39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 27 kHz

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No Load	310	0.012	3.72	76.2	-	-	-
1K	310	0.14	43.4	75.8	0.075	5.68	13.08
500	310	0.15	46.5	75.3	0.15	11.29	24.28
250	310	0.19	59	75	0.3	22.5	38.13
100	310	0.29	90	73.5	0.73	53.65	59.61
62	310	0.39	121	72.9	1.17	85.29	70.48
50	310	0.45	139.5	71.6	1.43	102.38	73.39
23.5	310	0.78	242	70	2.97	207.9	85.9
12.5	310	1.29	400	66.8	5.34	356.71	89.17
10	310	1.54	477.4	64.8	6.48	419.9	87.95
8	310	1.82	564.2	63.3	7.91	500.8	88.76
6.5	310	2.15	666.5	60.9	9.36	570.02	85.52
5	310	2.52	781.2	58.5	11.7	684.45	87.61
4	310	2.79	865	56.2	14.05	789.61	91.28
2	310	3.65	1131.5	44.8	22.4	1003.52	88.68
1	310	3.96	1227.6	32.7	32.7	1067.29	86.94
0.5	310	4.94	1531.4	25.6	51.2	1310.72	85.58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

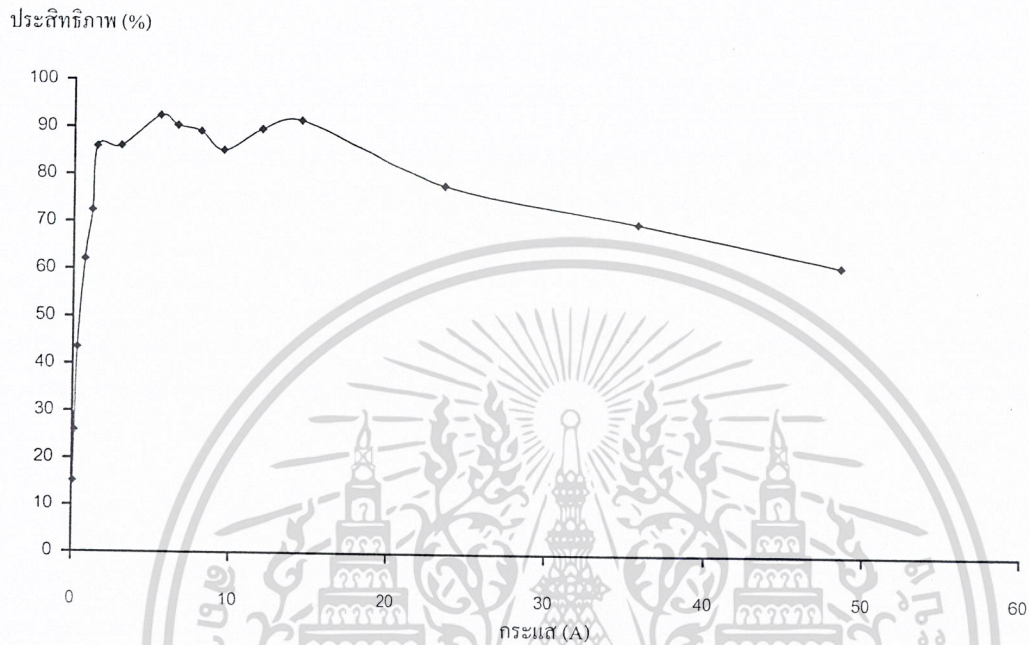
ตารางที่ 3 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 29 kHz

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No Load	310	0.13	40.3	76	-	-	-
1K	310	0.14	43.4	75.6	0.075	5.67	13.06
500	310	0.16	49.6	75.2	0.15	11.28	22.8
250	310	0.18	55.8	74.6	0.29	21.63	38.8
100	310	0.3	93	74	0.74	54.76	58.88
60	310	0.4	124	73.4	1.18	86.62	69.85
50	310	0.46	142.6	72.5	1.45	105.12	73.8
23.5	310	0.77	238.7	69.9	2.97	207.6	86.98
12.5	310	1.25	387.5	66.4	5.31	352.58	90.98
10	310	1.41	437.1	64.5	6.45	416.02	97.24
8	310	1.79	554.9	62.4	7.8	486.72	87.71
6.5	310	2.08	644.8	60.2	9.26	557.45	86.45
5	310	2.43	753.3	57.4	11.48	658.95	87.47
4	310	2.73	846.3	54.9	13.72	753.2	88.99
2	310	3.48	1078.8	42.6	21.3	907.38	84.11
1	310	3.76	1165.6	30.44	30.44	926.59	79.49
0.5	310	5.14	1593.4	24.6	49.2	1210.32	75.95

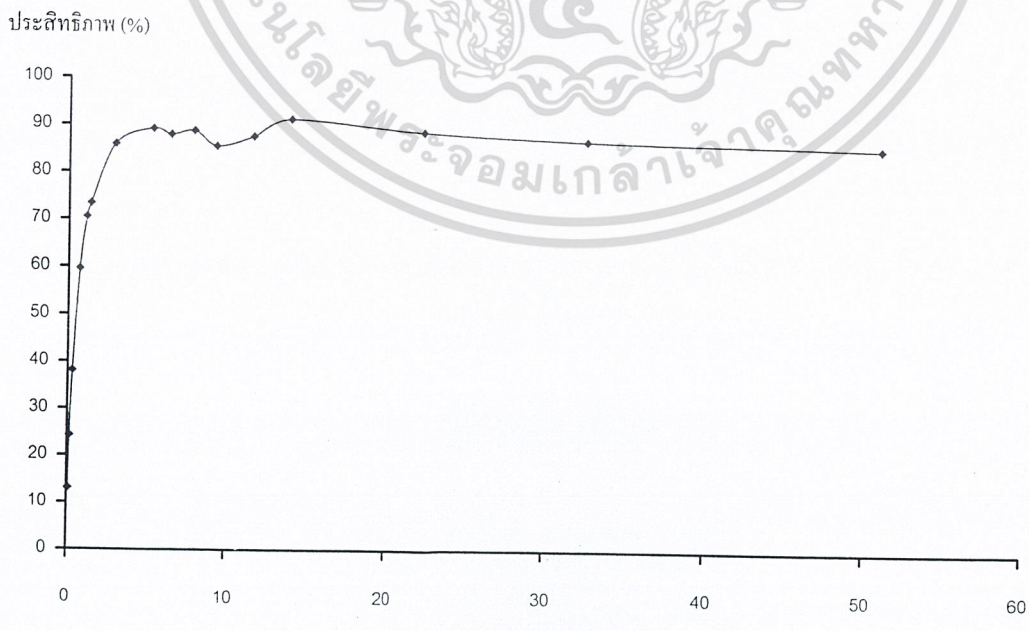
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาต์พุต

กราฟที่ 1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาต์พุตที่ความถี่ 24 kHz

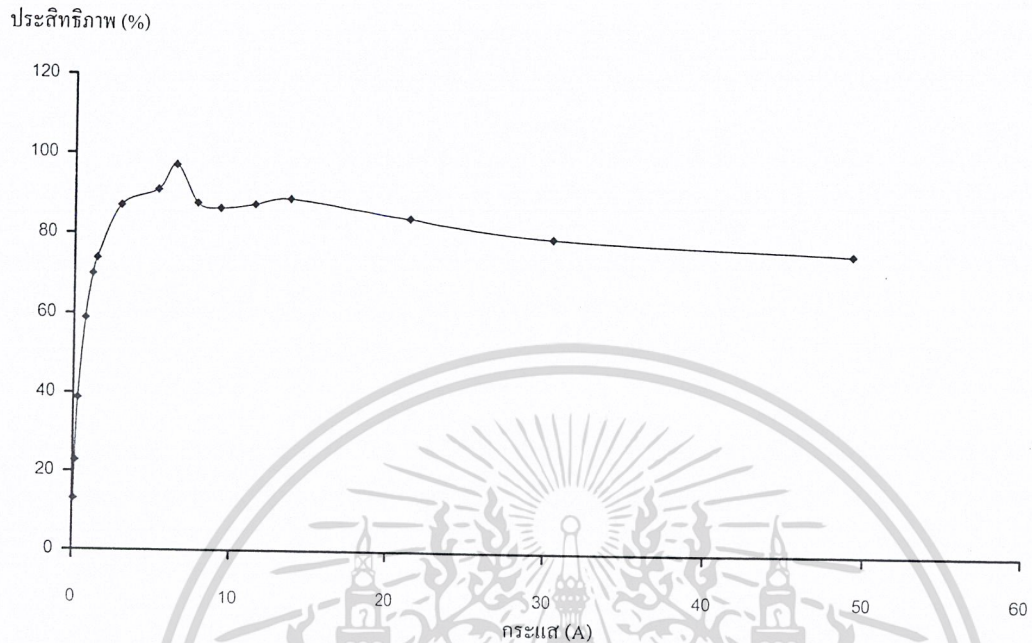


กราฟที่ 2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาต์พุตที่ความถี่ 27 kHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟที่ 3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาต์พุตที่ความถี่ 29 kHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

เมื่อทำการทดลองใช้เครื่องเชื่อมแบบสวิตชิงที่จัดทำขึ้นเองกับงานจริงพบว่าสามารถเชื่อมใช้งานได้ตามปกติเช่นเดียวกับเครื่องเชื่อมที่อาศัยหลักการเหนี่ยวนำด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำที่มีขนาดใหญ่ซึ่งมีการสูญเสียสูงกว่ามาก ขณะที่ประสิทธิภาพของเครื่องสวิตชิงจะสูงกว่า สังเกตจากผลการวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมแบบสวิตชิงนั้น ให้ประสิทธิภาพสูงถึง 91.12 เปอร์เซ็นต์ ที่ค่าความถี่ 27 กิโลเฮิร์ต ที่ความต้านทานภาระ 4 โอห์ม และประสิทธิภาพขณะเชื่อมมีค่าประมาณ 85.58 เปอร์เซ็นต์ โดยค่าความต้านทานขณะที่เชื่อมอยู่ในช่วง 0.3-0.6 โอห์ม เมื่อมาพิจารณาจากตารางประสิทธิภาพที่ค่าความถี่ใช้งานทั้ง 3 ความถี่ พบว่าที่ค่ากระแสขณะเชื่อมค่าเดียวกันที่ 50 แอมป์ของแต่ละความถี่ ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมที่ความถี่ 27 กิโลเฮิร์ต ประสิทธิภาพจะมีประสิทธิภาพที่ได้จากการวัดสูงสุด

ดังนั้นการเลือกใช้ความถี่ใช้งานที่เหมาะสม จะช่วยให้ขณะที่ทำการเชื่อมได้เพาเวอร์ที่สูงขึ้นขณะที่พบว่ากระแสไหลล้นมาก ๆ จะมีกระแสต่ำและมีประสิทธิภาพต่ำเนื่องจากมีการสูญเสียที่ส่วนของวงจรสวิตชิ่งมากกว่าทำให้เกิดเพาเวอร์อื่นพุทมากกว่าเอาที่พุทมากเป็นผลให้เกิดประสิทธิภาพต่ำ สังเกตจากตารางจะพบว่าเกิดที่ 100 โอห์มขึ้นไป

ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1. ในการทดสอบโดยการเชื่อมจริงจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ IGBT ซึ่งอาจเกิดจากการจ่ายกระแสที่สูงของตัว IGBT ซึ่งความร้อนนี้ไม่ได้เกิดจากความผิดปกติของวงจรและตัวอุปกรณ์

แนวทางแก้ไข สามารถแก้ไขโดยการติดพัดลมให้กับตัว IGBT ซึ่งจะสามารถทำให้ความร้อนที่ตัว IGBT ลดลงอยู่ในระดับปกติ

2. ในการใช้งานจริงในเวลานานไดโอดเรกติไฟที่เอาที่พุทจะเกิดความร้อนขึ้นมาก ซึ่งก็เนื่องมาจากการที่กระแสค่าสูงไหลผ่านเป็นเวลานาน

แนวทางแก้ไข สามารถทำได้โดย การติดตั้งฮีตซิงค์ที่มีขนาดใหญ่ขึ้น ซึ่งจะสามารถระบายความร้อนที่ตัวไดโอดได้ดีขึ้น ทำให้ความร้อนที่เกิดขึ้นกับตัวไดโอดลดลง

3. การสูญเสียกำลังในหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องมาจากการเลือกใช้ขดลวดที่ไม่เหมาะสม และการพันขดลวดไม่แน่น เป็นผลให้เกิดเสียงรบกวนและความร้อนขึ้น

แนวทางแก้ไข เลือกใช้ขนาดขดลวดที่เหมาะสมและการพันขดลวดให้แน่น การใช้ขด

เอกสารนี้ลวดก็แก้ไขโดยดีก็เลยให้ได้ขนาดขดลวดที่ต่อวงจรเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาการทำโครงการครั้งนี้ที่ให้คำแนะนำและให้คำปรึกษาพร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการศึกษารวมทั้งให้แนวทางแก้ไขปัญหาและชี้แนะข้อบกพร่องที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สถานที่และหนังสือข้อมูลจนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ และเครื่องมือ ในการใช้ทำโครงการนี้จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกาย และแรงใจ ที่ให้เสมอมาจนจบจนถึงปัจจุบันนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Pressman,A.I., “ Switching Power Supply Design “,McGraw-Hill,1991
2. Cheryssis,G.,” High-Frequency Switching Power Supplies Theory and design “
 ,McGraw-Hill,1989
3. สุวัฒน์ ต้น. “ เทคนิคและการออกแบบสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย “บ.เอนเทคไทย,2537



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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: \pm 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

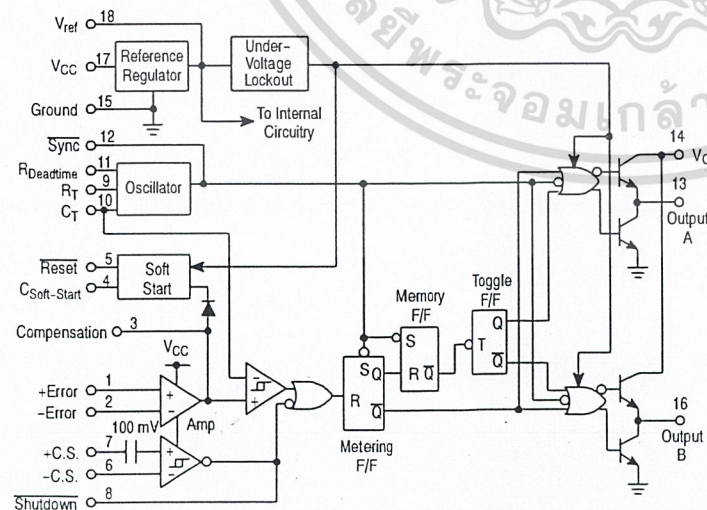
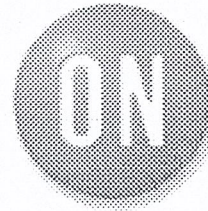


Figure 1. Representative Block Diagram



ON Semiconductor

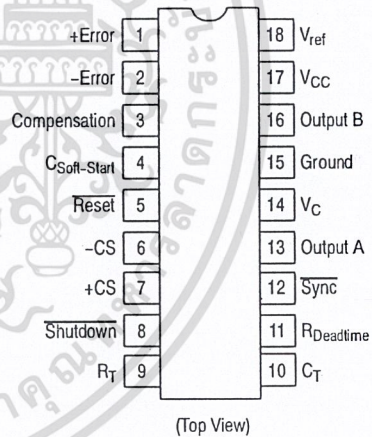
<http://onsemi.com>

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

SG3526

MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

SG3526

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

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

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

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

OSCILLATOR SECTION (Note 8.)

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

ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 9.)

Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–350	–2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	–	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	72	–	dB
High Output Voltage ($V_{Pin\ 1} - V_{Pin\ 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	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. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

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

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

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

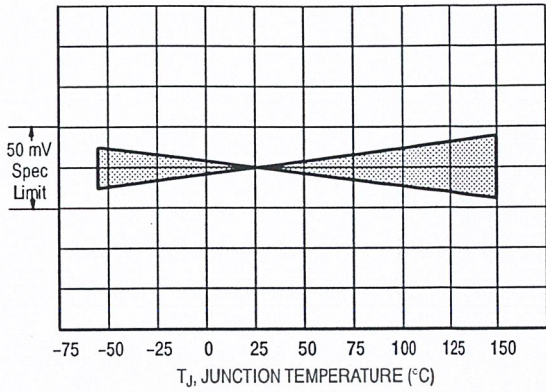


Figure 2. Reference Stability over Temperature

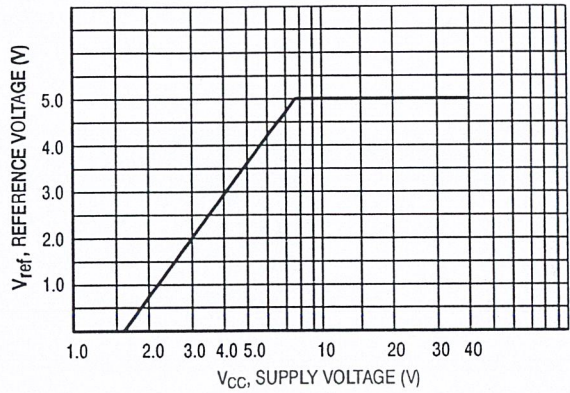


Figure 3. Reference Voltage as a Function of Supply Voltage

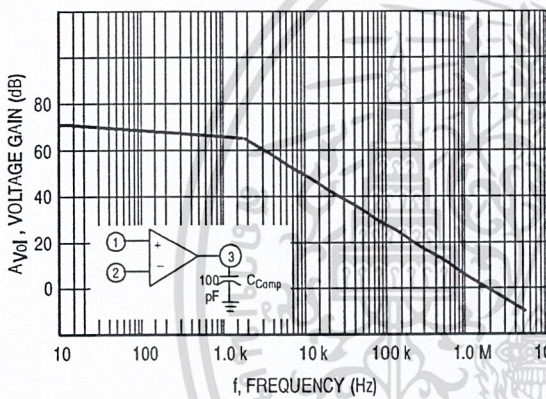


Figure 4. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

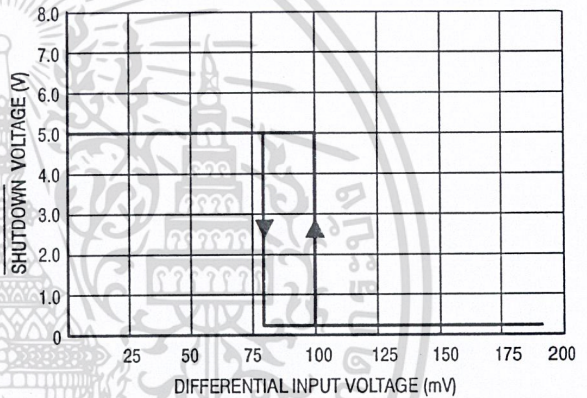


Figure 5. Current Limit Comparator Threshold

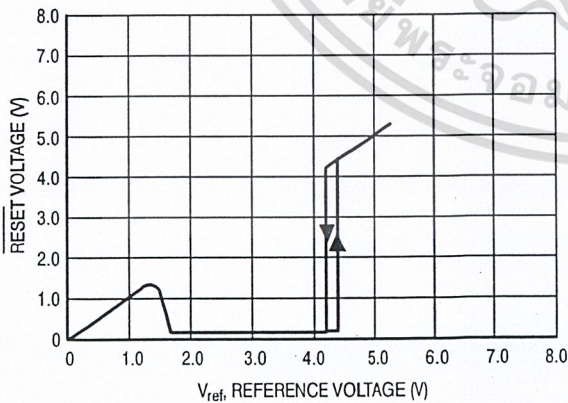


Figure 6. Undervoltage Lockout Characteristic

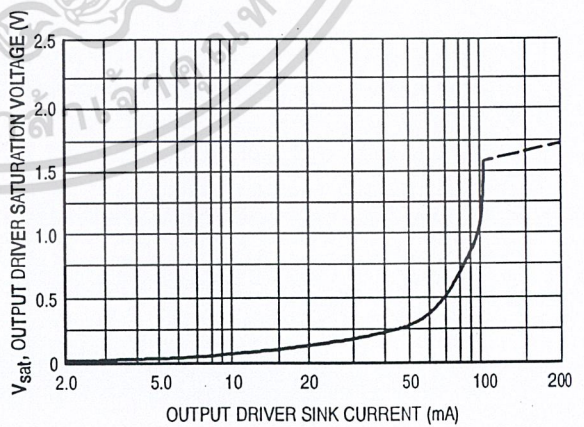


Figure 7. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

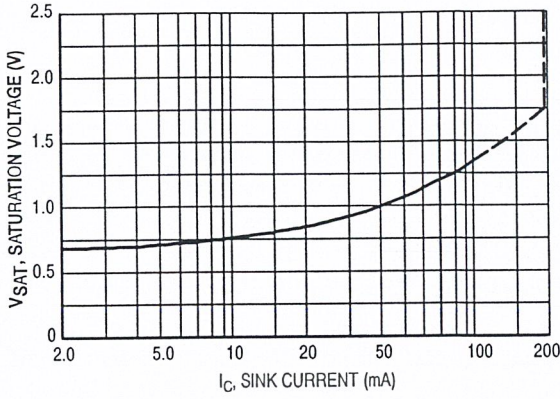


Figure 8. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

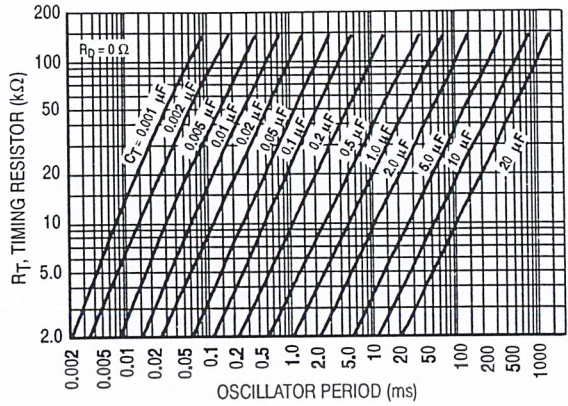


Figure 9. Oscillator Period

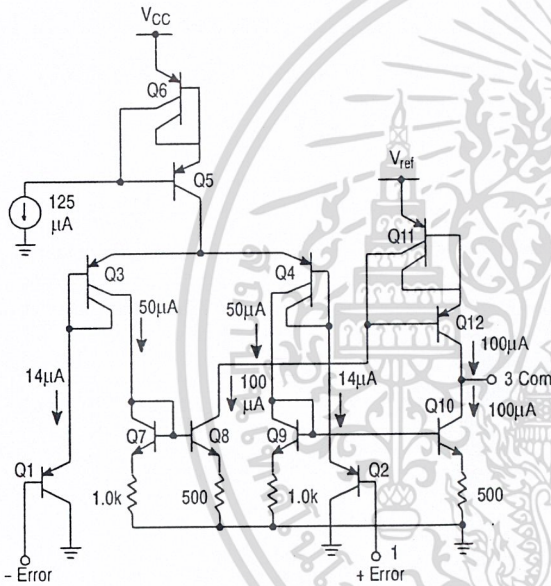


Figure 10. Error Amplifier

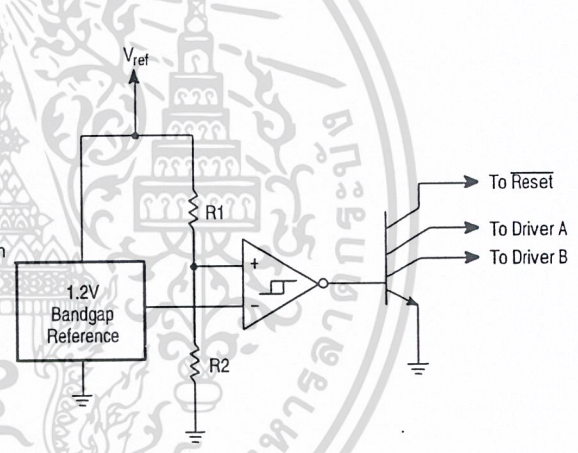
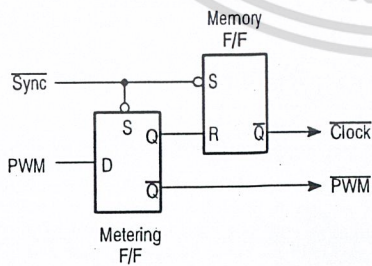


Figure 11. Undervoltage Lockout



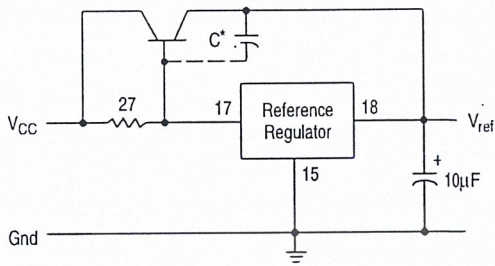
The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

SG3526

APPLICATIONS INFORMATION



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Extending Reference Output Current Capability

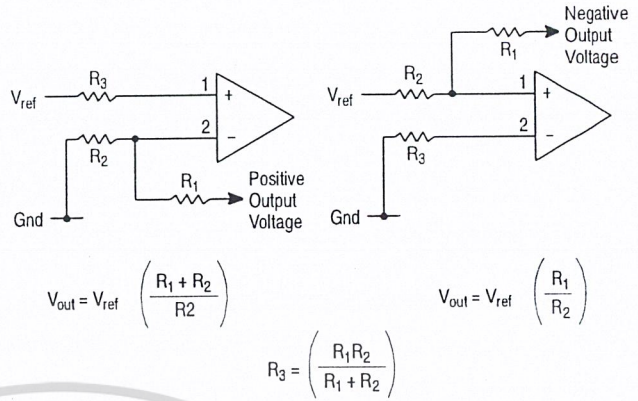


Figure 14. Error Amplifier Connections

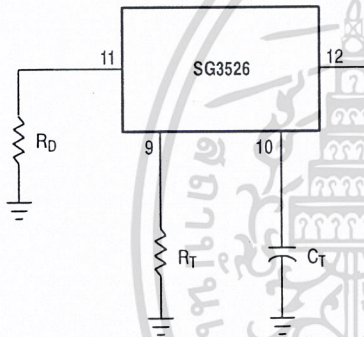


Figure 15. Oscillator Connections

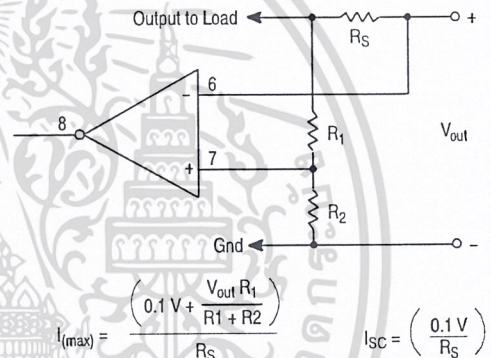


Figure 16. Foldback Current Limiting

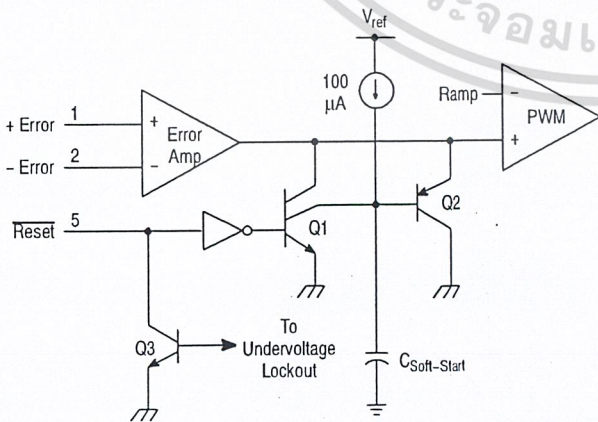
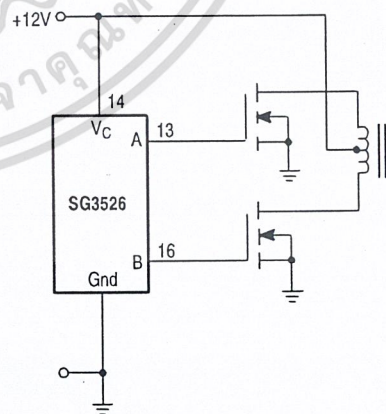


Figure 17. Soft-Start Circuitry



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

Figure 18. Driving VMOS Power FETs

SG3526

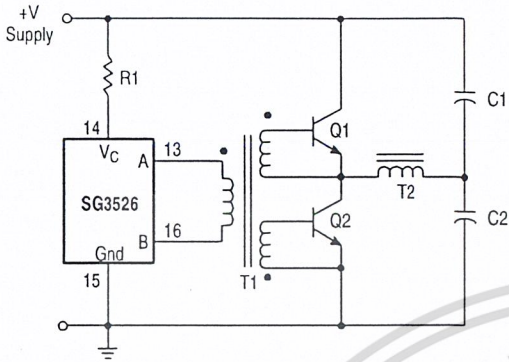
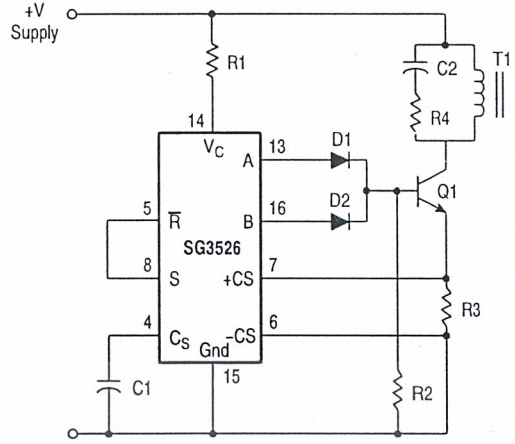


Figure 19. Half-Bridge Configuration



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

Figure 20. Flyback Converter with Current Limiting

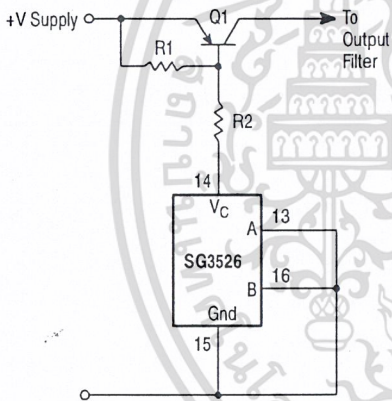


Figure 21. Single-Ended Configuration

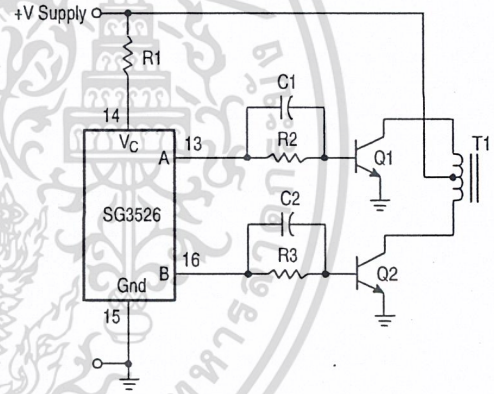
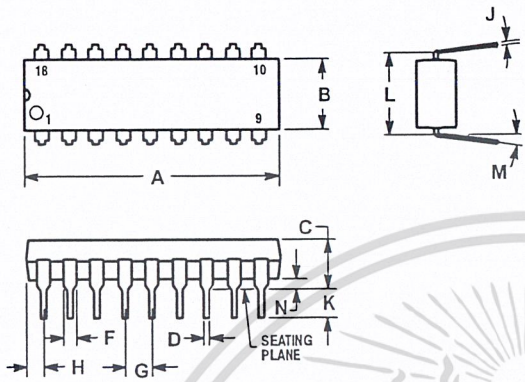


Figure 22. Push-Pull Configuration

SG3526

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-18
N SUFFIX
CASE 707-02
ISSUE D




NOTES:

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.875	0.915	22.22	23.24
B	0.240	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





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 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
 Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
 Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
 Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781
 *Available from Germany, France, Italy, UK, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
 Email: ONlit-spanish@hibbertco.com
Toll-Free from Mexico: Dial 01-800-288-2872 for Access –
 then Dial 866-297-9322

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support
Phone: 1-303-675-2121 (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 141-0031
Phone: 81-3-5740-2700
 Email: r14525@onsemi.com

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

For additional information, please contact your local Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปเชิงประยชน์ SG3526/D

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

Quad Differential Input, Low Power 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.

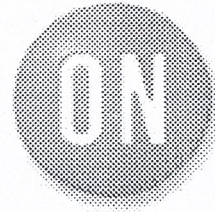
- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V (LM224, LM324, LM324A)
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation

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

Rating	Symbol	LM224 LM324, LM324A	LM2902, LM2902V	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	V_{CC} V_{CC}, V_{EE}	32 ± 16	26 ± 13	Vdc
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A			$^\circ\text{C}$
		-25 to +85		
		0 to +70		
			-40 to +105	
			-40 to +125	

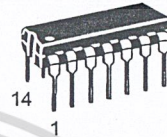
1. Split Power Supplies.

This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

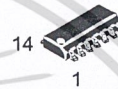


ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

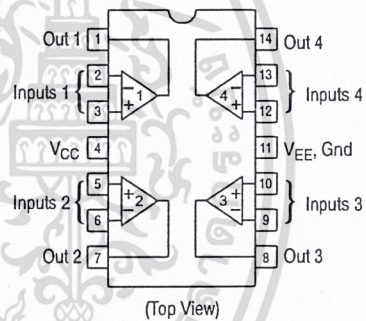


PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646



SO-14
D SUFFIX
CASE 751A

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 10 of this data sheet.

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			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 (26 V for LM2902, 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 2) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 2)	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 2 and 4)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	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 2)	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 2 and 4)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	I_{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 2)	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 2)	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

2. 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: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$. Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.

3. 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 $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.
 4. Guaranteed by design.

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			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 5) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, 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 5)	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 5)	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 5) $V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{O-}	10	20	—	10	20	—	10	20	—	10	20	—	10	20	—	mA
Output Short Circuit to Ground (Note 6)	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 5) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, 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

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: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$. Guaranteed by design. NCV prefix is for automotive and other applications requiring site and change control.
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 $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

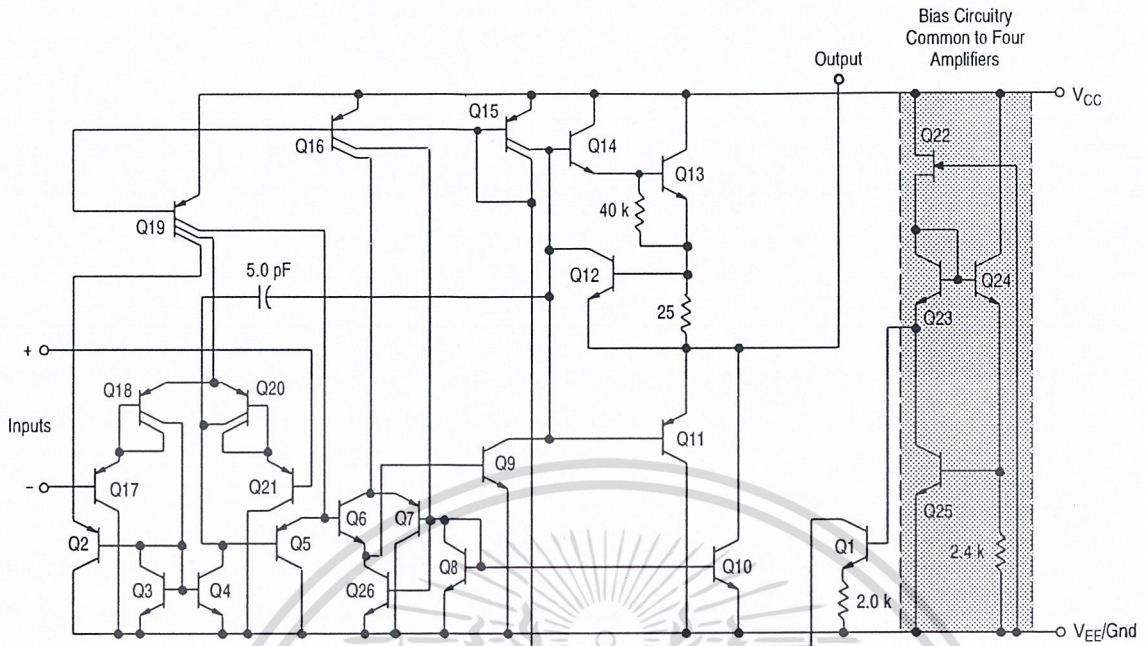


Figure 1. Representative Circuit Diagram
(One-Fourth of Circuit Shown)



LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

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.

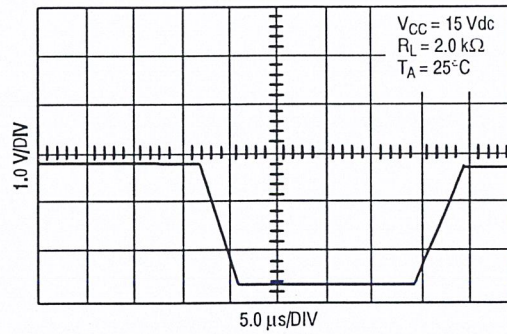


Figure 2. Large Signal Voltage Follower Response

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.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

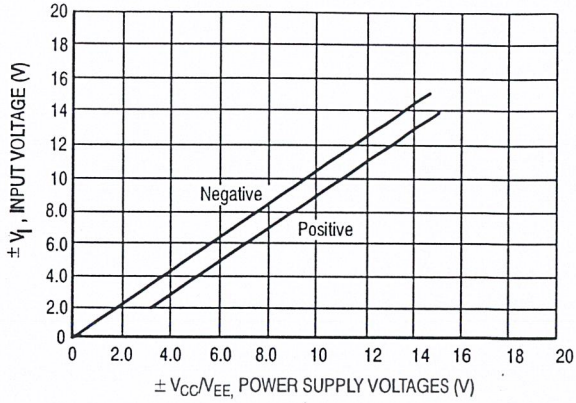


Figure 4. Input Voltage Range

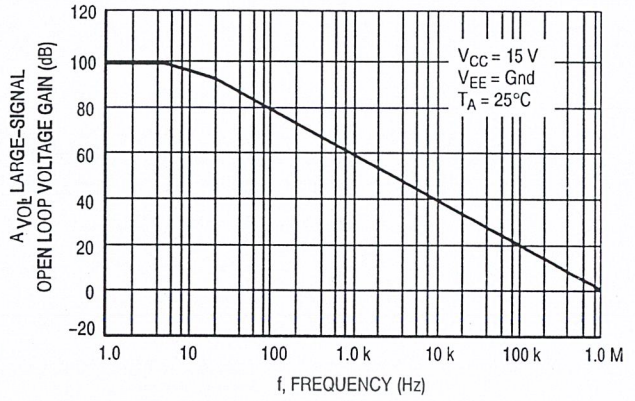


Figure 5. Open Loop Frequency

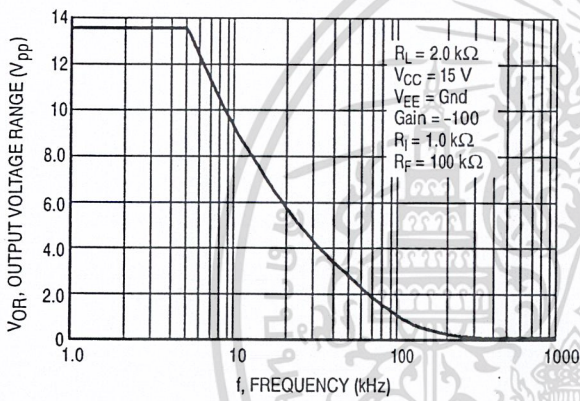


Figure 6. Large-Signal Frequency Response

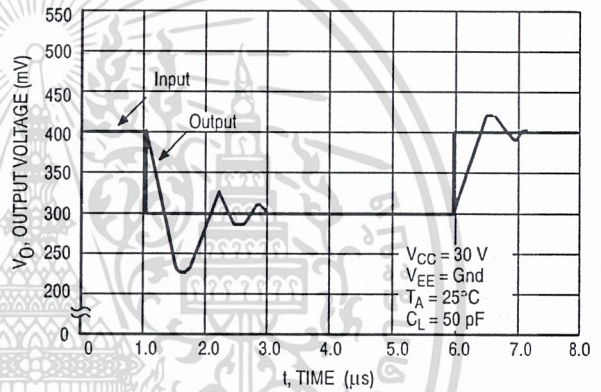


Figure 7. Small-Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

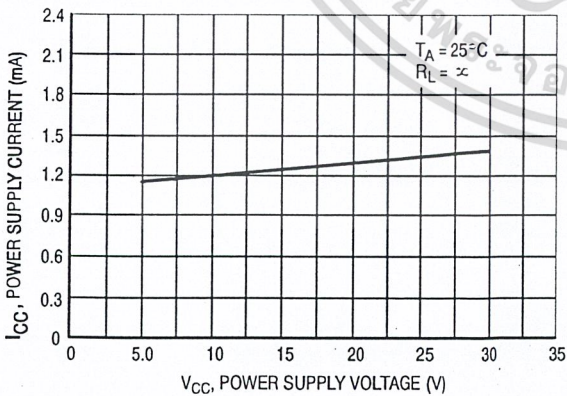


Figure 8. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

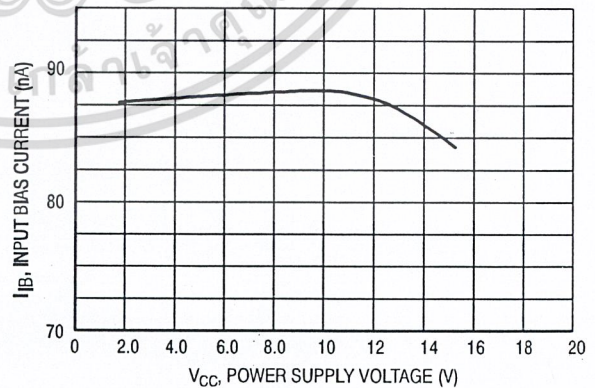


Figure 9. Input Bias Current versus Power Supply Voltage

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

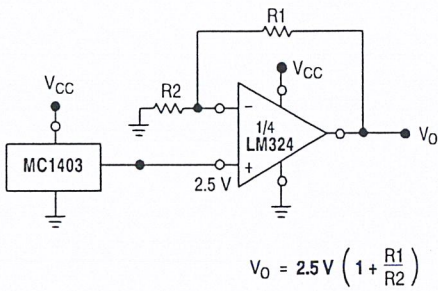


Figure 10. Voltage Reference

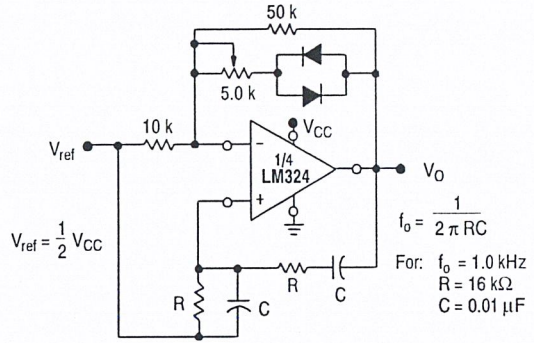


Figure 11. Wien Bridge Oscillator

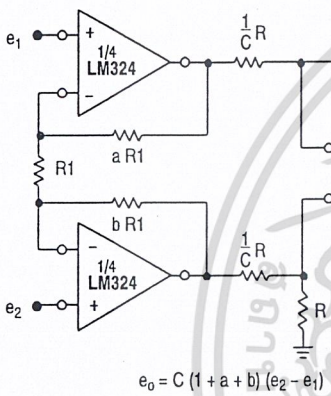


Figure 12. High Impedance Differential Amplifier

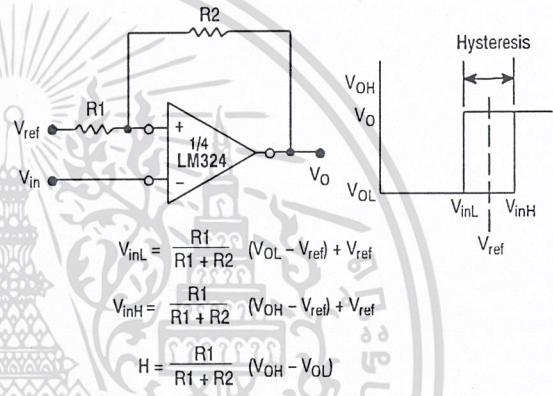


Figure 13. Comparator with Hysteresis

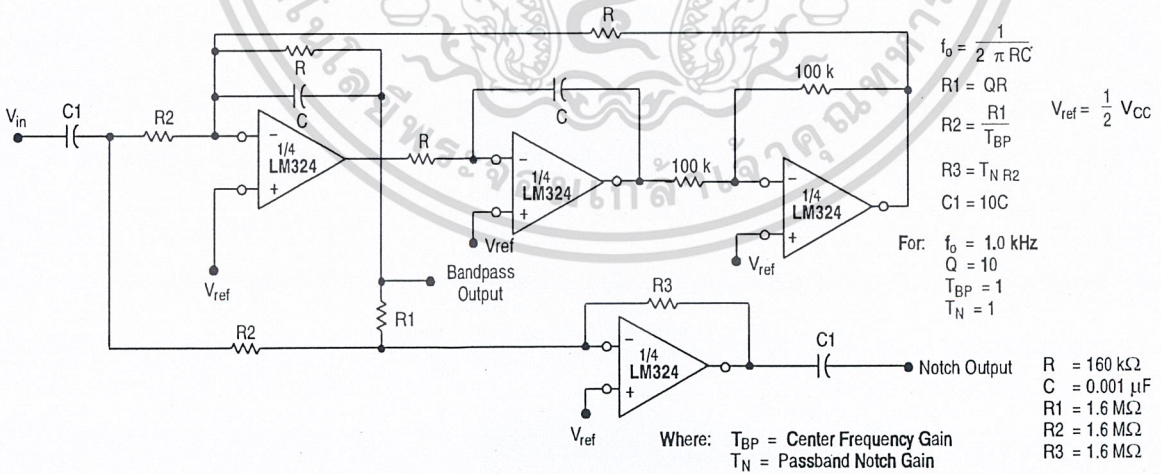


Figure 14. Bi-Quad Filter

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

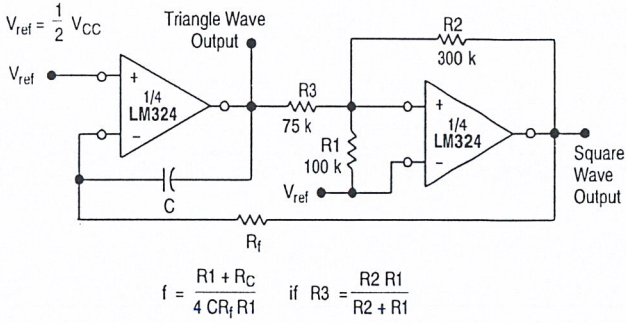


Figure 15. Function Generator

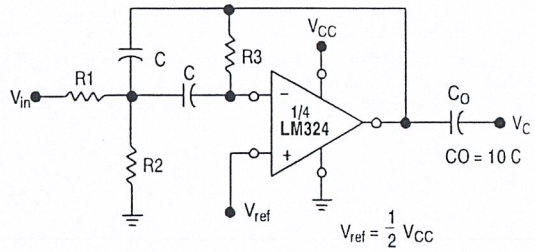


Figure 16. Multiple Feedback Bandpass Filter

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

Choose value f_0, C

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

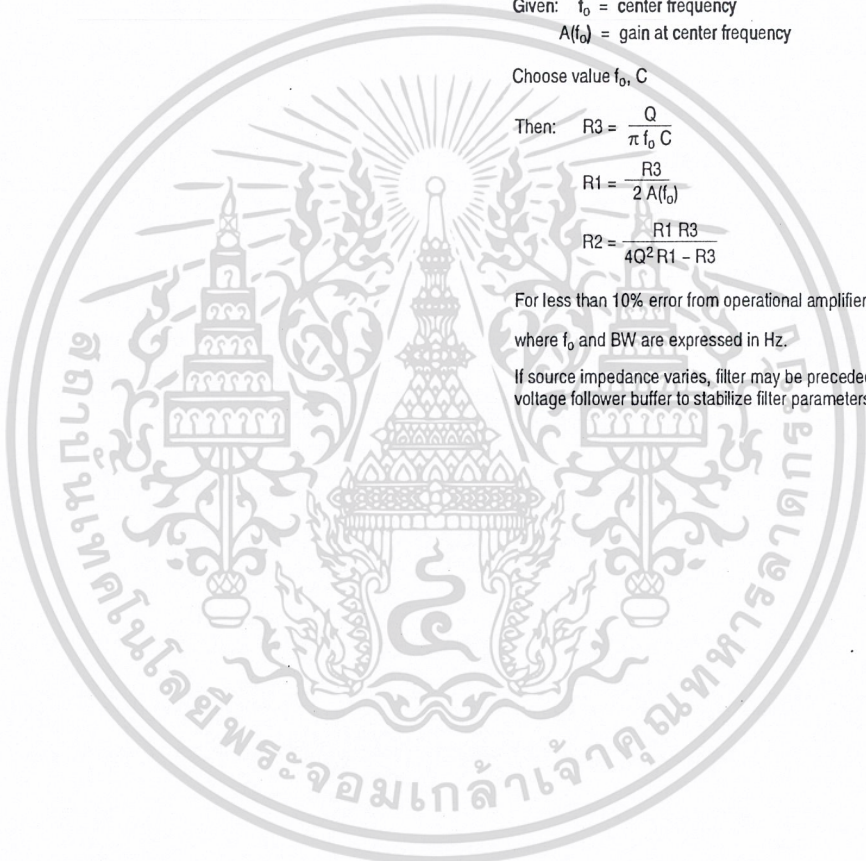
$R1 = \frac{R3}{2 A(f_0)}$

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

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.

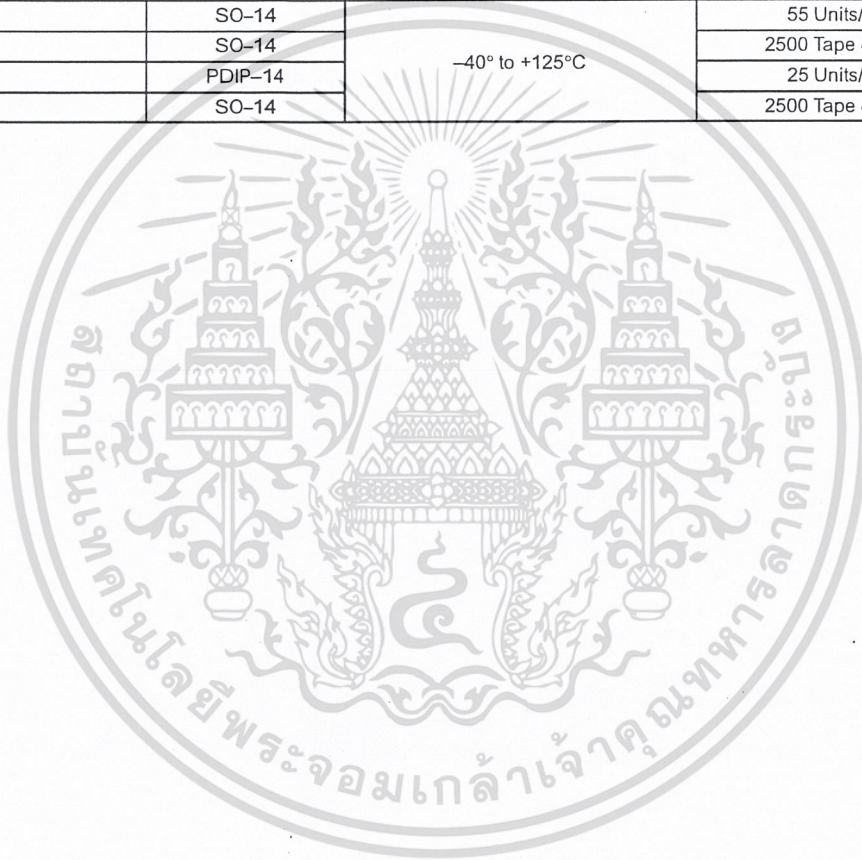
If source impedance varies, filter may be preceded with voltage follower buffer to stabilize filter parameters.



LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

ORDERING INFORMATION

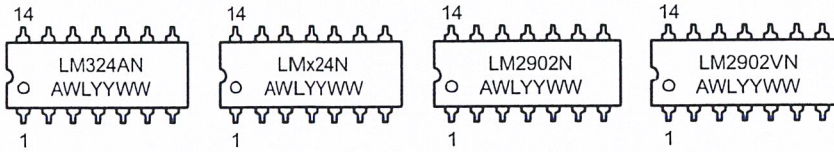
Device	Package	Operating Temperature Range	Shipping
LM224D	SO-14	-25° to +85°C	55 Units/Rail
LM224DR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM224N	PDIP-14		25 Units/Rail
LM324D	SO-14	0° to +70°C	55 Units/Rail
LM324DR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM324N	PDIP-14		25 Units/Rail
LM324AD	SO-14		55 Units/Rail
LM324ADR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM324AN	PDIP-14		25 Units/Rail
LM2902D	SO-14	-40° to +105°C	55 Units/Rail
LM2902DR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM2902N	PDIP-14		25 Units/Rail
LM2902VD	SO-14	-40° to +125°C	55 Units/Rail
LM2902VDR2	SO-14		2500 Tape & Reel
LM2902VN	PDIP-14		25 Units/Rail
NCV2902DR2	SO-14		2500 Tape & Reel



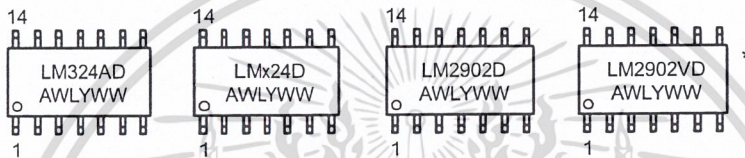
LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

MARKING DIAGRAMS

PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646



SO-14
D SUFFIX
CASE 751A



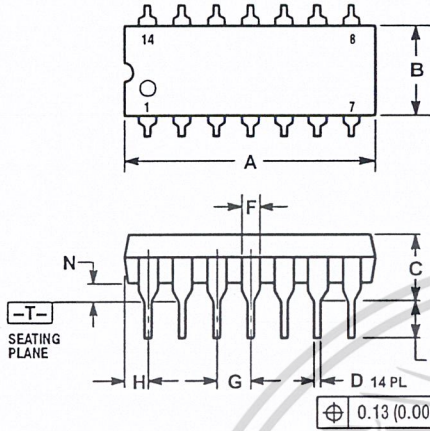
x = 2 or 3
A = Assembly Location
WL = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

*This marking diagram also applies to NCV2902.

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

PACKAGE DIMENSIONS

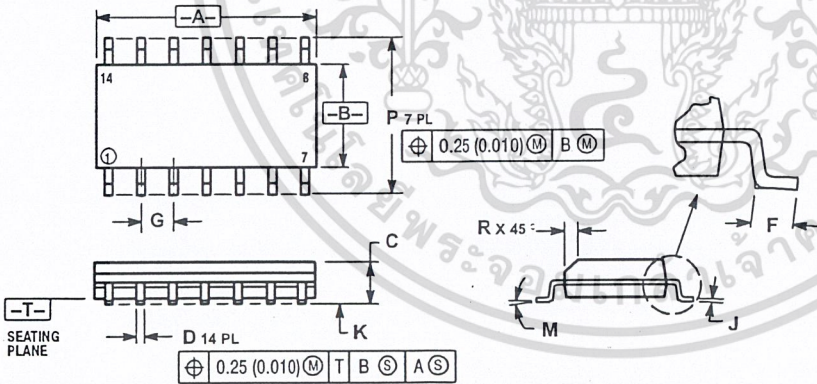
PDIP-14
N SUFFIX
CASE 646-06
ISSUE M



- 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	4.59
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


SO-14
D SUFFIX
CASE 751A-03
ISSUE F



- 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



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

Literature Fulfillment:

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

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

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2700
Email: r14525@onsemi.com

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

For additional information, please contact your local
Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปเผยแพร่ LM324/D การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302

Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic— where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

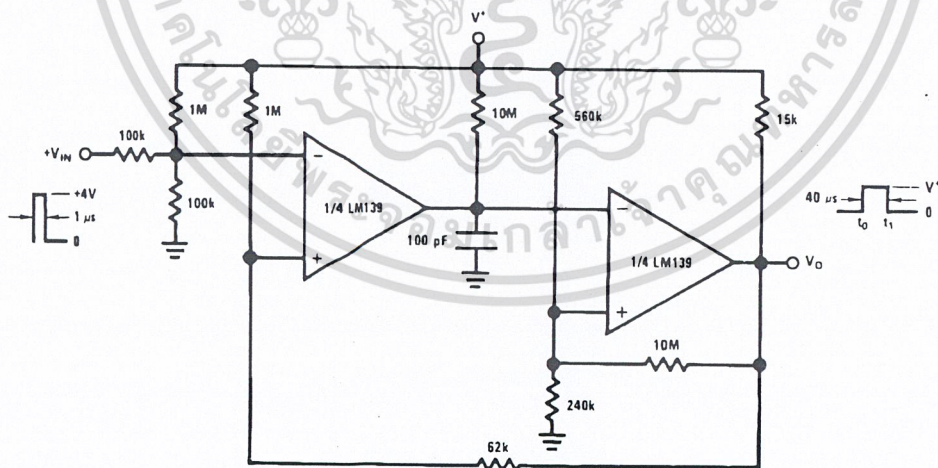
Features

- Wide supply voltage range
- LM139/139A Series 2 to 36 V_{DC} or ± 1 to $\pm 18 V_{DC}$
- LM2901: 2 to 36 V_{DC} or ± 1 to $\pm 18 V_{DC}$
- LM3302: 2 to 28 V_{DC} or ± 1 to $\pm 14 V_{DC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current: 25 nA
- Low input offset current: ± 5 nA
- Offset voltage: ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage: 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

Advantages

- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



DS005706-12

Absolute Maximum Ratings (Note 10)

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

	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM2901	LM3302
Supply Voltage, V^+	$36 V_{DC}$ or $\pm 18 V_{DC}$	$28 V_{DC}$ or $\pm 14 V_{DC}$
Differential Input Voltage (Note 8)	$36 V_{DC}$	$28 V_{DC}$
Input Voltage	$-0.3 V_{DC}$ to $+36 V_{DC}$	$-0.3 V_{DC}$ to $+28 V_{DC}$
Input Current ($V_{IN} < -0.3 V_{DC}$, (Note 3))	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	1050 mW	1050 mW
Cavity DIP	1190 mW	
Small Outline Package	760 mW	
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	Continuous	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	260°C
Operating Temperature Range		-40°C to $+85^\circ\text{C}$
LM339/LM339A	0°C to $+70^\circ\text{C}$	
LM239/LM239A	-25°C to $+85^\circ\text{C}$	
LM2901	-40°C to $+85^\circ\text{C}$	
LM139/LM139A	-55°C to $+125^\circ\text{C}$	
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating (1.5 k Ω in series with 100 pF)	600V	600V

Electrical Characteristics

($V^+ = 5 V_{DC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A			LM239A, LM339A			LM139			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)	1.0		2.0	1.0		2.0	2.0		5.0	mV _{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0V$	25		100	25		250	25		100	nA _{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$	3.0		25	5.0		50	3.0		25	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$) (Note 6)	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	V _{DC}
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators, $R_L = \infty$, $V^+ = 36V$, (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$)	0.8		2.0	0.8		2.0	0.8		2.0	mA _{DC}
					1.0		2.5	1.0		2.5	mA _{DC}
Voltage Gain	$R_L \geq 15 k\Omega$, $V^+ = 15 V_{DC}$ $V_o = 1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$	50		200	50		200	50		200	V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} = \text{TTL Logic Swing}$, $V_{REF} = 1.4 V_{DC}$, $V_{RL} = 5 V_{DC}$, $R_L = 5.1 k\Omega$	300			300			300			ns
Response Time	$V_{RL} = 5 V_{DC}$, $R_L = 5.1 k\Omega$, (Note 7)	1.3			1.3			1.3			μs

Electrical Characteristics (Continued) $(V^+ = 5 V_{DC}, T_A = 25^\circ\text{C}, \text{ unless otherwise stated})$

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A			LM139		Units		
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min		Typ	Max
Output Sink Current	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $V_O \leq 1.5 V_{DC}$	6.0	16		6.0	16		6.0	16	mA_{DC}	
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $I_{SINK} \leq 4 \text{ mA}$		250	400		250	400		250	400	mV_{DC}
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}, V_{IN(-)} = 0,$ $V_O = 5 V_{DC}$		0.1			0.1			0.1		nA_{DC}

Electrical Characteristics $(V^+ = 5 V_{DC}, T_A = 25^\circ\text{C}, \text{ unless otherwise stated})$

Parameter	Conditions	LM239, LM339			LM2901			LM3302		Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ		Max
Input Offset Voltage	(Note 9)		2.0	5.0		2.0	7.0		3	20	mV_{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0V$		25	250		25	250		25	500	nA_{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}, V_{CM} = 0V$		5.0	50		5	50		3	100	nA_{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$) (Note 6)	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	V_{DC}
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators, $R_L = \infty, V^+ = 36V,$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$)		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0	mA_{DC}
			1.0	2.5		1.0	2.5		1.0	2.5	mA_{DC}
Voltage Gain	$R_L \geq 15 \text{ k}\Omega, V^+ = 15 V_{DC}$ $V_O = 1 V_{DC} \text{ to } 11 V_{DC}$	50	200		25	100		2	30		V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} = \text{TTL Logic Swing}, V_{REF} =$ $1.4 V_{DC}, V_{RL} = 5 V_{DC},$ $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega,$		300			300			300		ns
Response Time	$V_{RL} = 5 V_{DC}, R_L = 5.1 \text{ k}\Omega,$ (Note 7)		1.3			1.3			1.3		μs
Output Sink Current	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $V_O \leq 1.5 V_{DC}$	6.0	16		6.0	16		6.0	16		mA_{DC}
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $I_{SINK} \leq 4 \text{ mA}$		250	400		250	400		250	500	mV_{DC}
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}, V_{IN(-)} = 0,$ $V_O = 5 V_{DC}$		0.1			0.1			0.1		nA_{DC}

Electrical Characteristics $(V^+ = 5.0 V_{DC}, \text{ (Note 4)})$

Parameter	Conditions	LM139A			LM239A, LM339A			LM139		Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ		Max
Input Offset Voltage	(Note 9)			4.0			4.0			9.0	mV_{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}, V_{CM} = 0V$			100			150			100	nA_{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, $V_{CM} = 0V$ (Note 5)			300			400			300	nA_{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$) (Note 6)	0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	V_{DC}
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $I_{SINK} \leq 4 \text{ mA}$			700			700			700	mV_{DC}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

($V^+ = 5.0 V_{DC}$, (Note 4))

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A			LM139		Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min		Typ
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $V_O = 30 V_{DC}$, (LM3302, $V_O = 28 V_{DC}$)			1.0			1.0			μA_{DC}
Differential Input Voltage	Keep all V_{IN} 's $\geq 0 V_{DC}$ (or V^- , if used), (Note 8)			36			36			V_{DC}

Electrical Characteristics

($V^+ = 5.0 V_{DC}$, (Note 4))

Parameter	Conditions	LM239, LM339			LM2901			LM3302			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)			9.0		9	15			40	mV_{DC}
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$			150		50	200			300	nA_{DC}
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, $V_{CM} = 0V$ (Note 5)			400		200	500			1000	nA_{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28$ V_{DC}) (Note 6)			$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	V_{DC}
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}$, $V_{IN(+)} = 0$, $I_{SINK} \leq 4 mA$			700		400	700			700	mV_{DC}
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}$, $V_{IN(-)} = 0$, $V_O = 30 V_{DC}$, (LM3302, $V_O = 28$ V_{DC})			1.0		1.0				1.0	μA_{DC}
Differential Input Voltage	Keep all V_{IN} 's $\geq 0 V_{DC}$ (or V^- , if used), (Note 8)			36		36				28	V_{DC}

Note 1: For operating at high temperatures, the LM339/LM339A, LM2901, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 95°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ($P_D \leq 100 mW$), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of V^+ .

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, for the LM139/LM139A. With the LM239/LM239A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM339/LM339A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2901, LM3302 temperature range is $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

Note 6: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ at 25°C, but either or both inputs can go to $+30 V_{DC}$ without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V^+ .

Note 7: The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

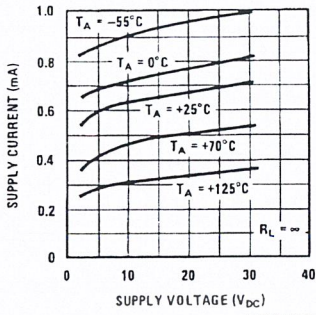
Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than $-0.3 V_{DC}$ (or $0.3 V_{DC}$ below the magnitude of the negative power supply, if used) (at 25°C).

Note 9: At output switch point, $V_O = 1.4 V_{DC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from $5 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$; and over the full input common-mode range ($0 V_{DC}$ to $V^+ - 1.5 V_{DC}$), at 25°C. For LM3302, V^+ from $5 V_{DC}$ to $28 V_{DC}$.

Note 10: Refer to RETS139AX for LM139A military specifications and to RETS139X for LM139 military specifications.

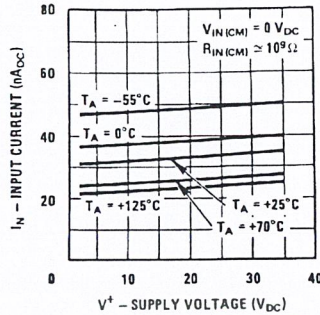
Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM3302

Supply Current



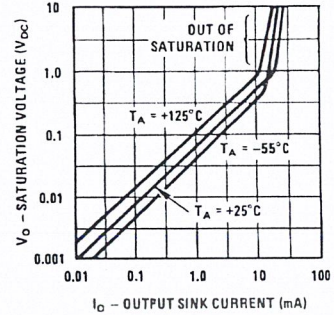
DS005706-34

Input Current



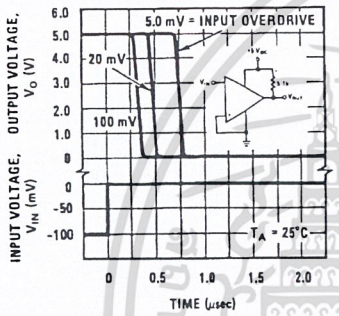
DS005706-35

Output Saturation Voltage



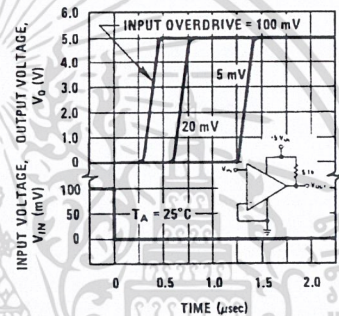
DS005706-36

Response Time for Various Input Overdrives—Negative Transition



DS005706-37

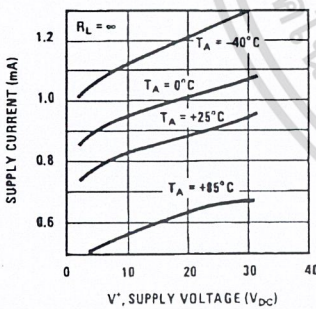
Response Time for Various Input Overdrives—Positive Transition



DS005706-38

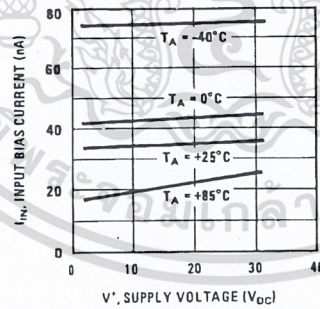
Typical Performance Characteristics LM2901

Supply Current



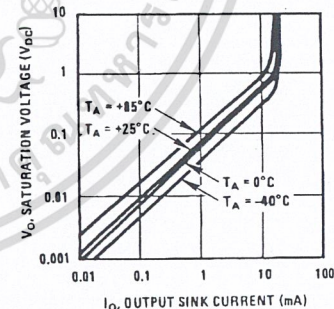
DS005706-39

Input Current



DS005706-40

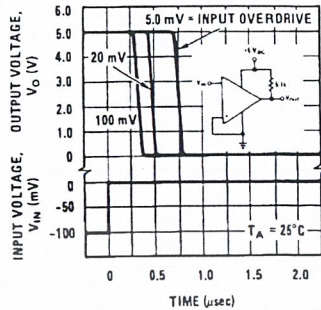
Output Saturation Voltage



DS005706-41

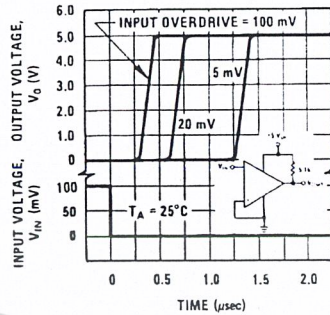
Typical Performance Characteristics LM2901 (Continued)

Response Time for Various Input Overdrives—Negative Transition



DS005706-42

Response Time for Various Input Overdrives-Positive Transition



DS005706-43

Application Hints

The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inadvertently allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes states. Power supply bypassing is not required to solve this problem. Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input-output coupling. Reducing this input resistors to $< 10 \text{ k}\Omega$ reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input-output oscillations during the small transition intervals unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

All pins of any unused comparators should be tied to the negative supply.

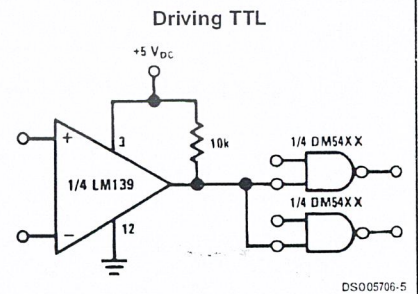
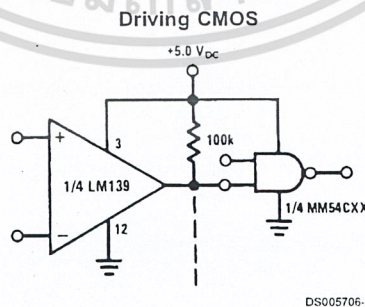
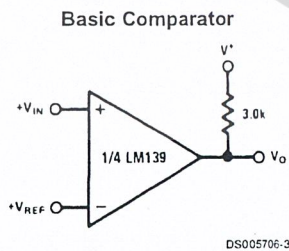
The bias network of the LM139 series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from $2 V_{DC}$ to $30 V_{DC}$.

It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

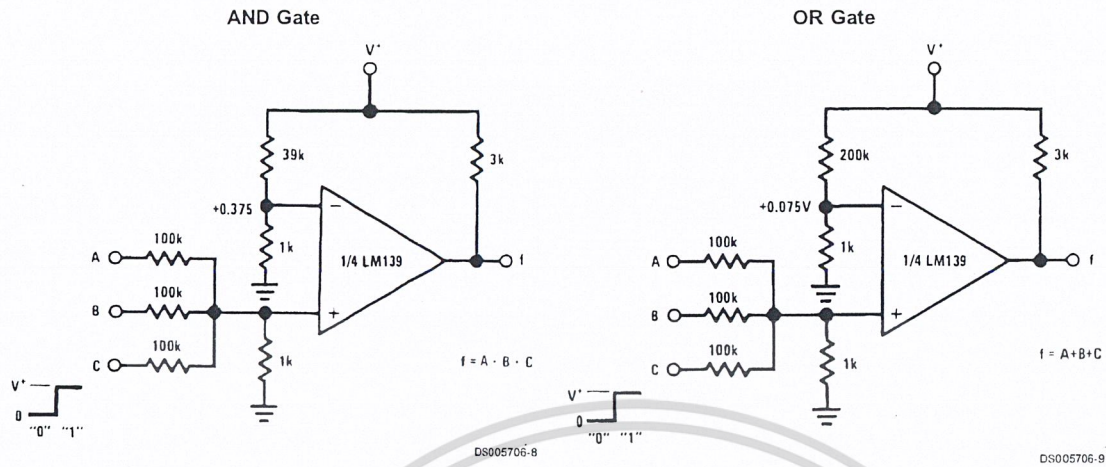
The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C). An input clamp diode can be used as shown in the applications section.

The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on this voltage due to the magnitude of the voltage which is applied to the V^+ terminal of the LM139A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (when a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of V^+) and the β of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 16 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately $60\Omega R_{SAT}$ of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

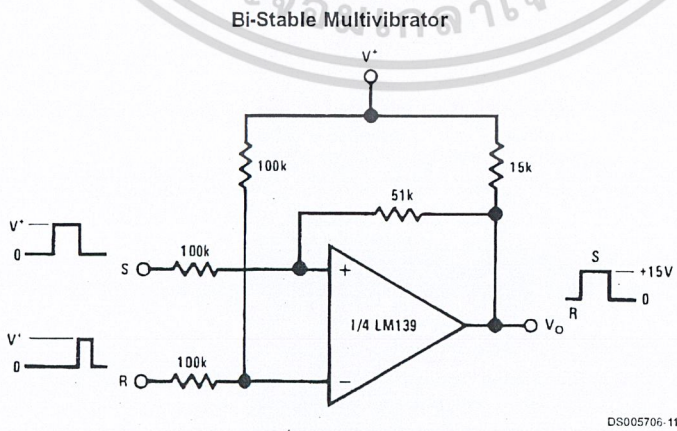
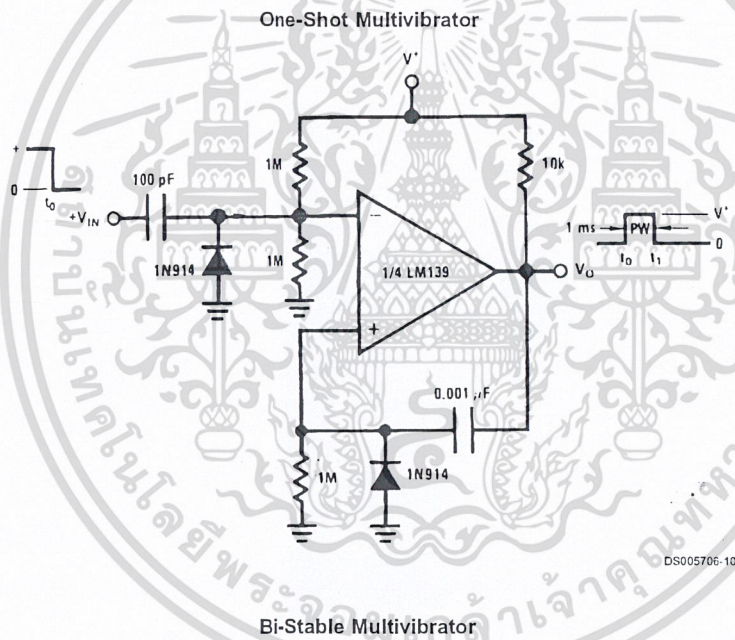
Typical Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)



Typical Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)



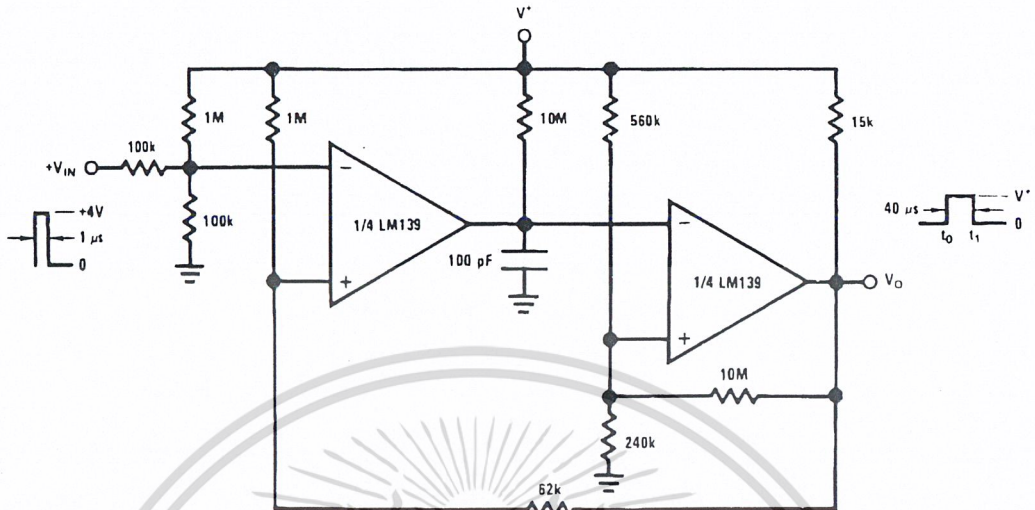
Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

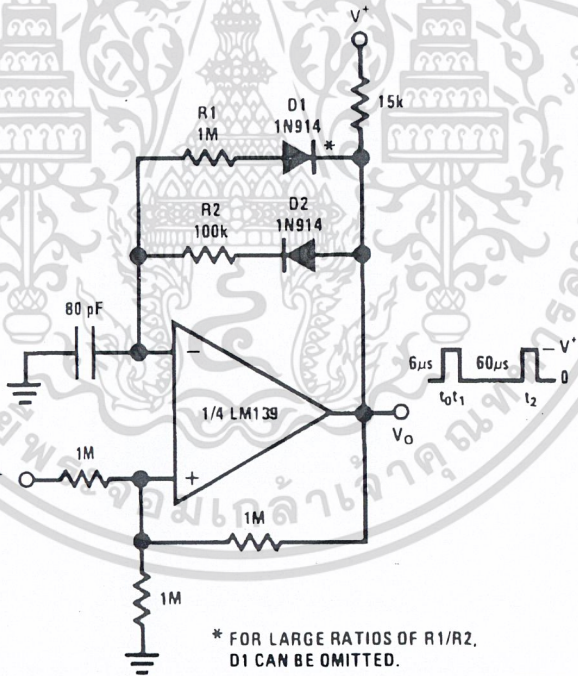
Typical Applications ($V' = 15 V_{DC}$) (Continued)

One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



DS005706-12

Pulse Generator

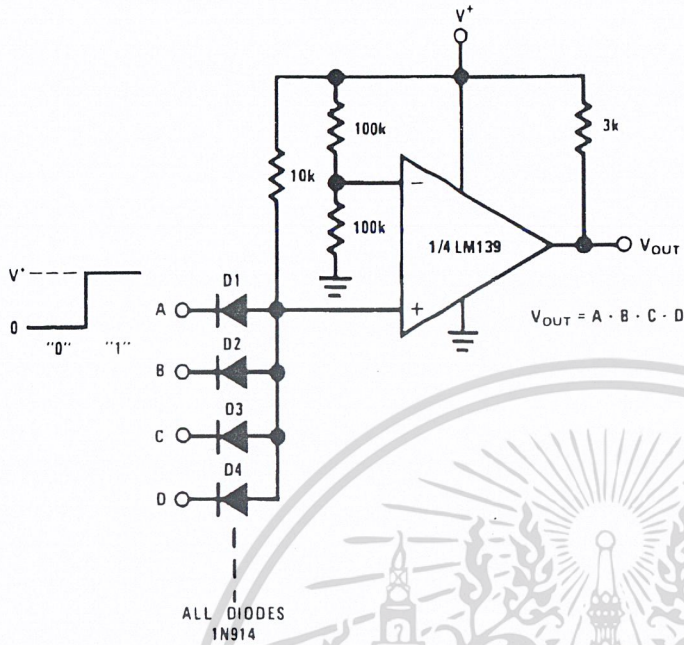


* FOR LARGE RATIOS OF R1/R2, D1 CAN BE OMITTED.

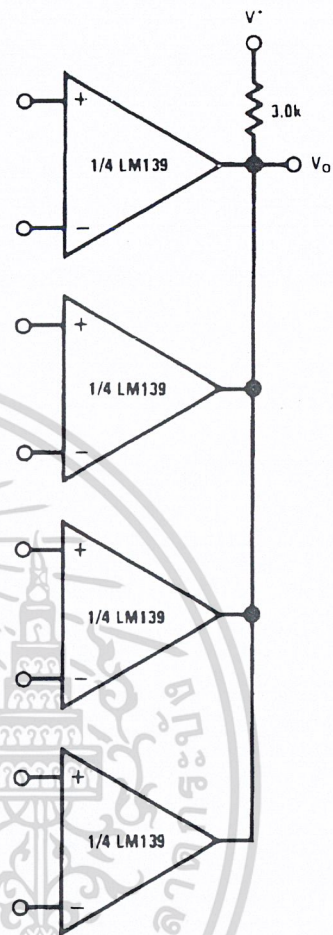
DS005706-17

Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Large Fan-In AND Gate

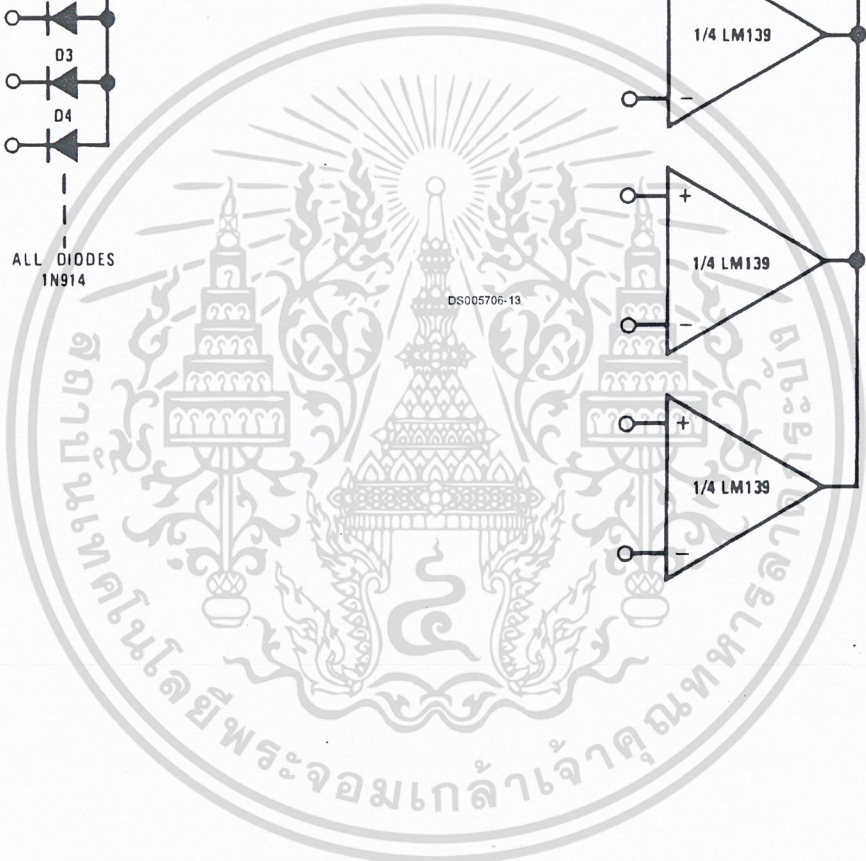


ORing the Outputs



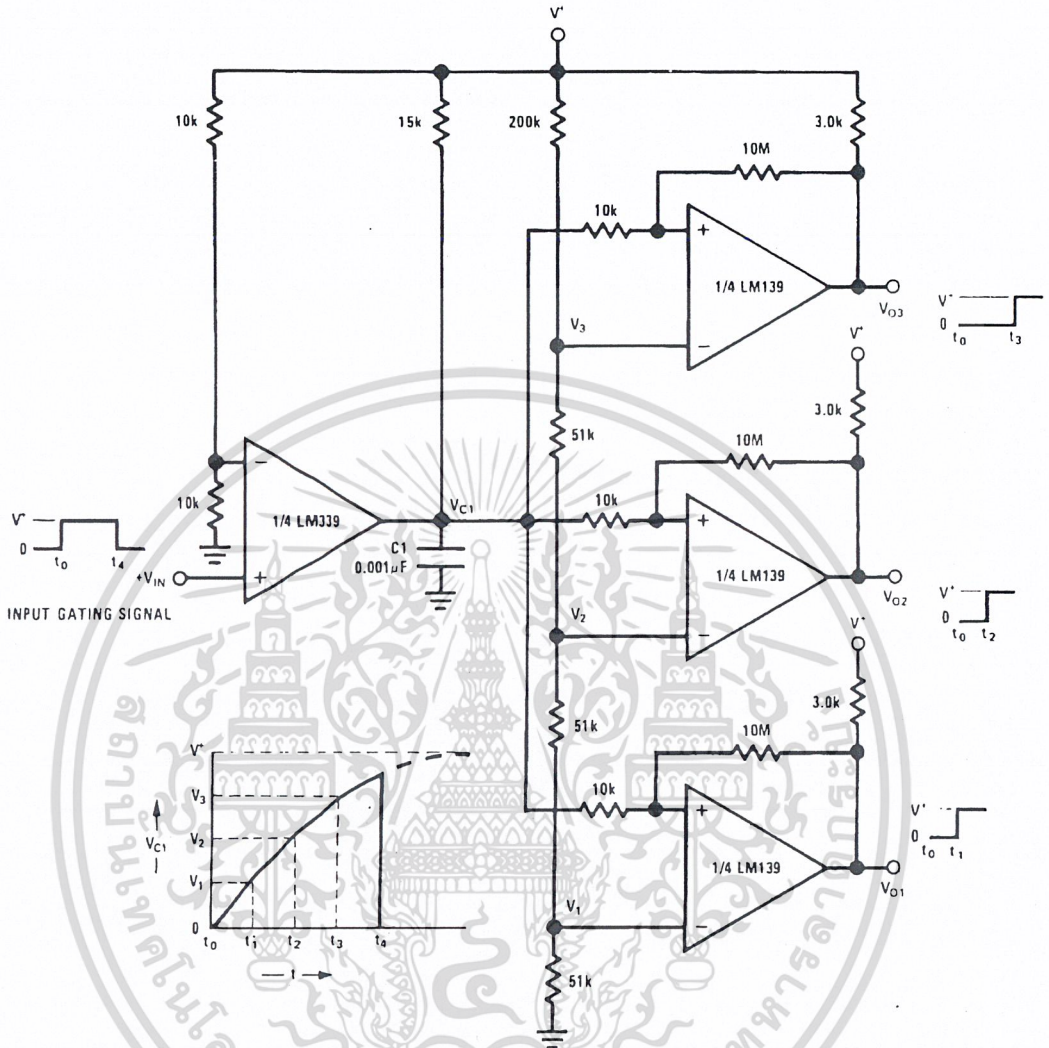
DS005706-13

DS005706-15



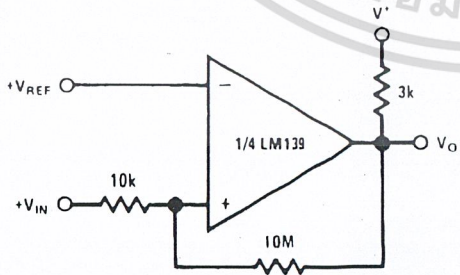
Typical Applications ($V' = 15 V_{DC}$) (Continued)

Time Delay Generator



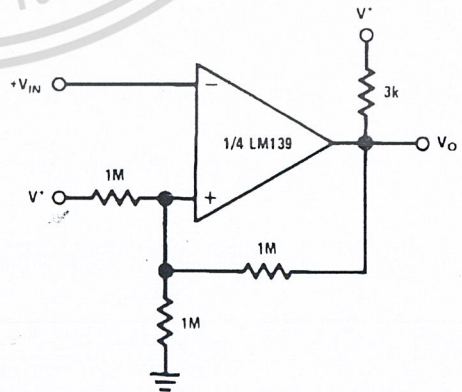
DS005706-14

Non-Inverting Comparator with Hysteresis



DS005706-18

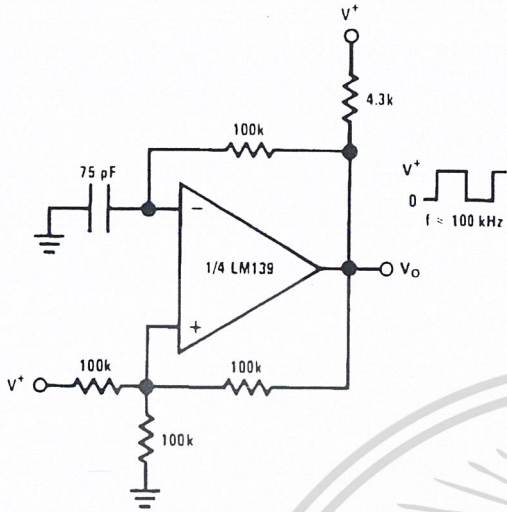
Inverting Comparator with Hysteresis



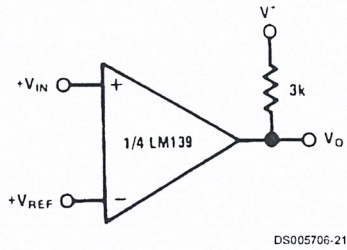
DS005706-19

Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Squarewave Oscillator

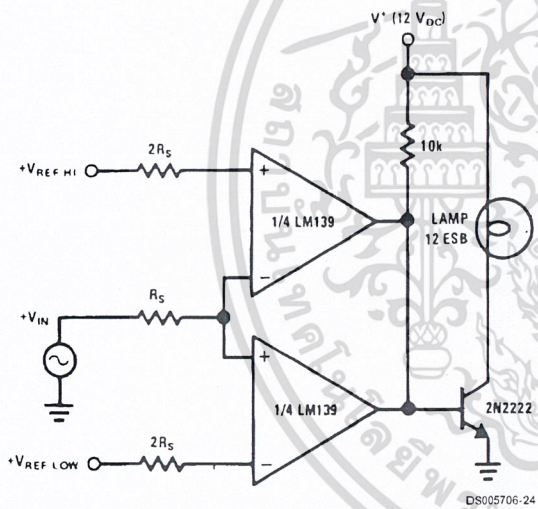


Basic Comparator



DS005706-21

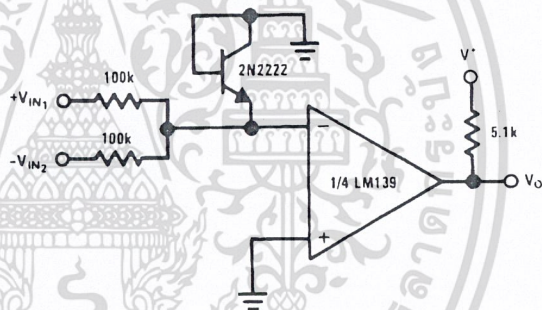
Limit Comparator



DS005706-16

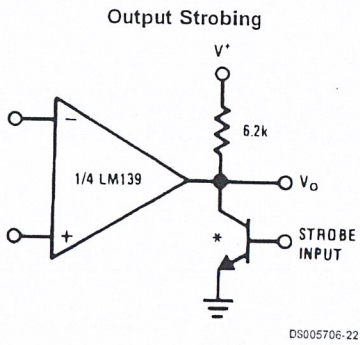
DS005706-24

Comparing Input Voltages of Opposite Polarity

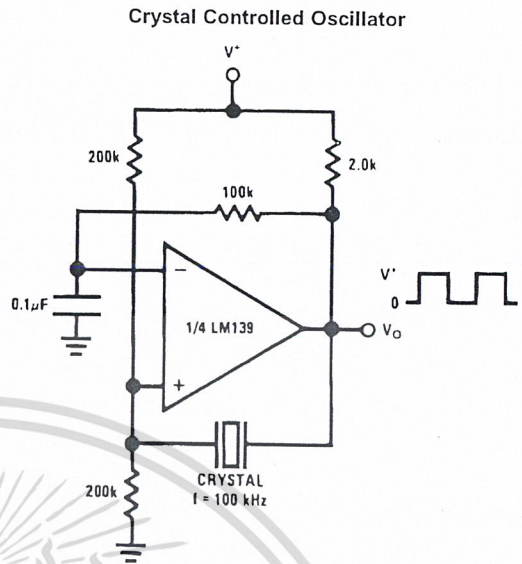


DS005706-20

Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{DC}$) (Continued)



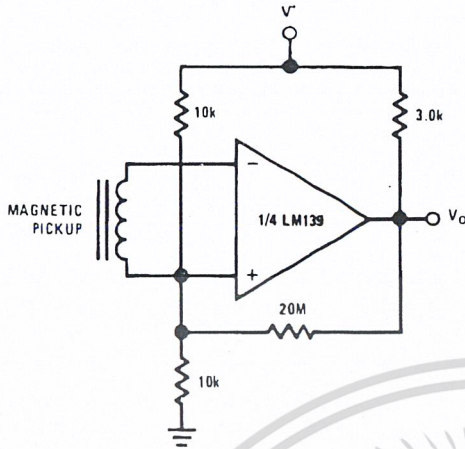
* Or open-collector logic gate without pull-up resistor



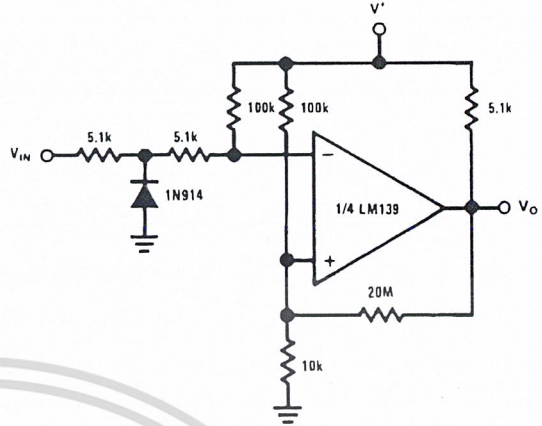
DS005706-25

Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Transducer Amplifier



Zero Crossing Detector (Single Power Supply)

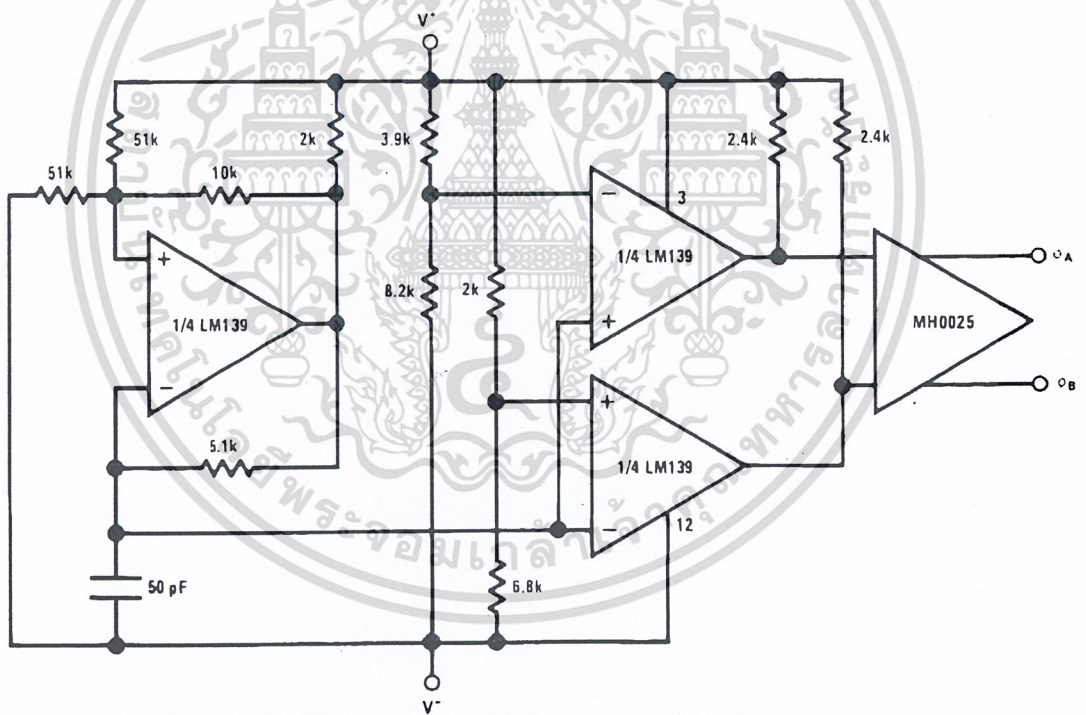


DS005706-28

DS005706-30

Split-Supply Applications ($V^+ = +15 V_{DC}$ and $V^- = -15 V_{DC}$)

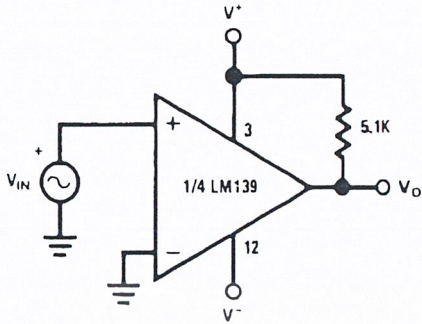
MOS Clock Driver



DS005706-31

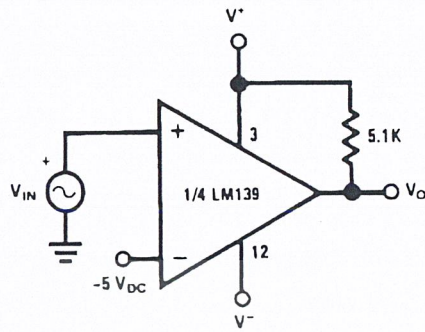
Split-Supply Applications ($V^+ = +15 V_{DC}$ and $V^- = -15 V_{DC}$) (Continued)

Zero Crossing Detector



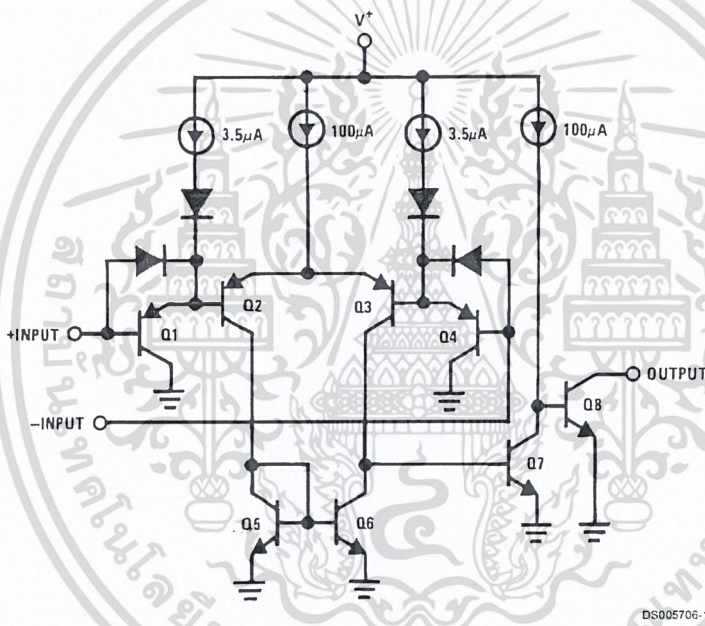
DS005706-32

Comparator With a Negative Reference



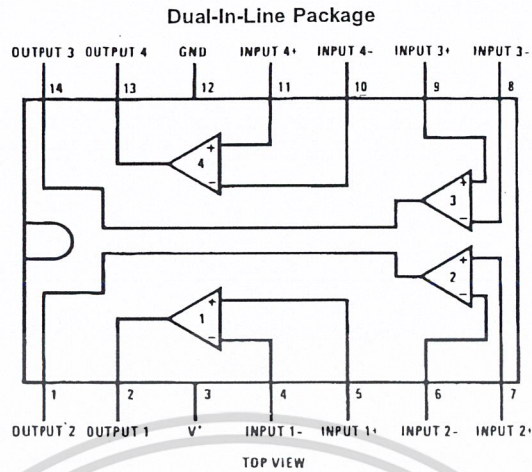
DS005706-33

Schematic Diagram



DS005706-1

Connection Diagrams



DS005706-2

Order Number LM139J, LM139J/883 (Note 11), LM139AJ,
LM139AJ/883 (Note 12), LM239J, LM239AJ, LM339J

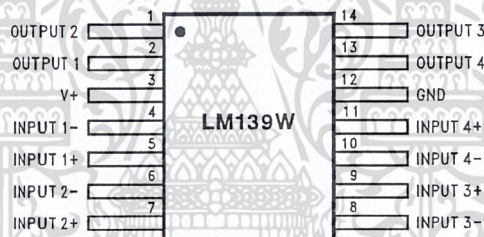
See NS Package Number J14A

Order Number LM339AM, LM339AMX, LM339M, LM339MX or LM2901M

See NS Package Number M14A

Order Number LM339N, LM339AN, LM2901N or LM3302N

See NS Package Number N14A



DS005706-27

Order Number LM139AW/883 or LM139W/883 (Note 11)

See NS Package Number W14B,

LM139AWGRQMLV (Note 13)

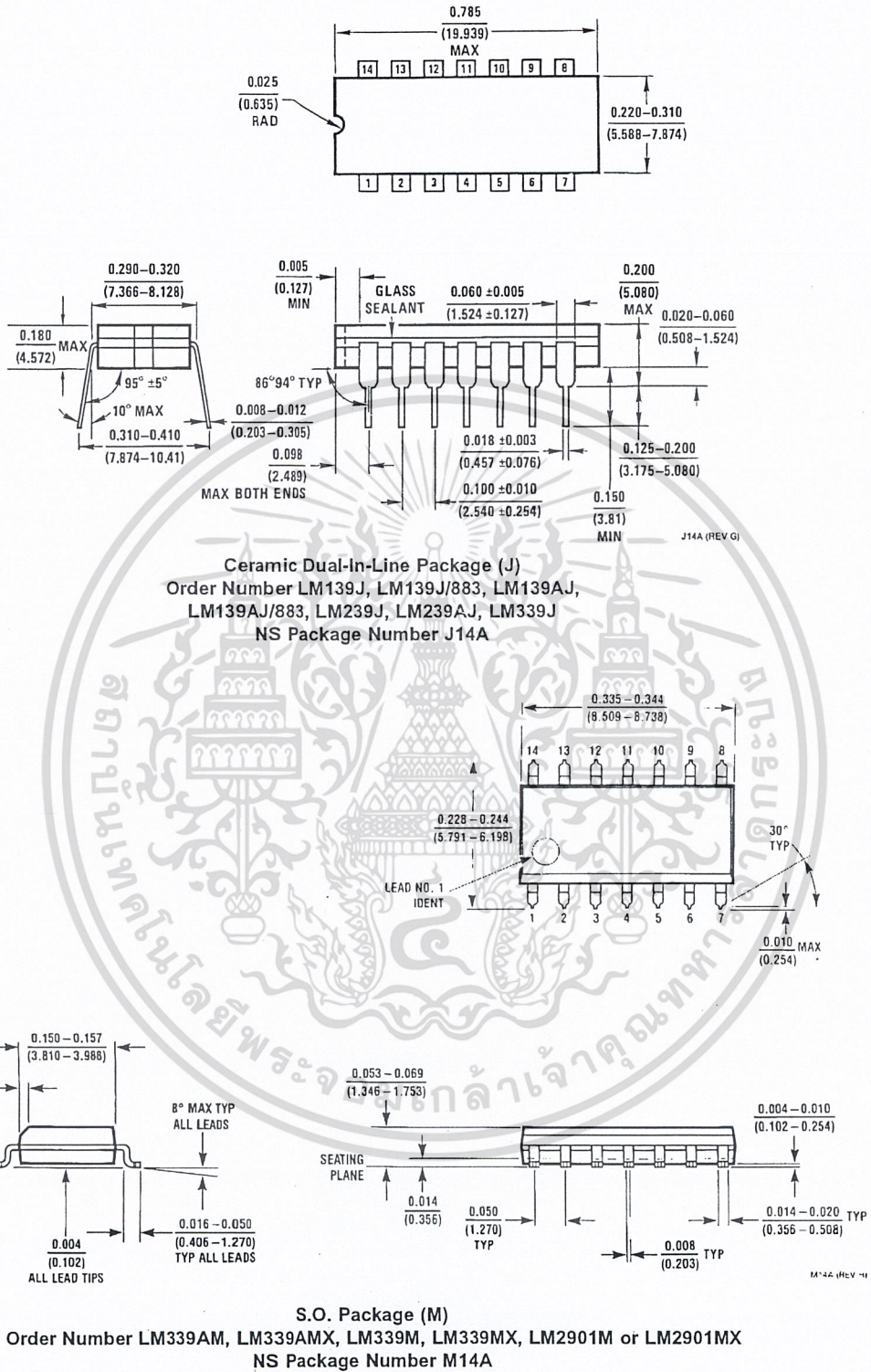
See NS Package Number WG14A

Note 11: Available per JM38510/11201

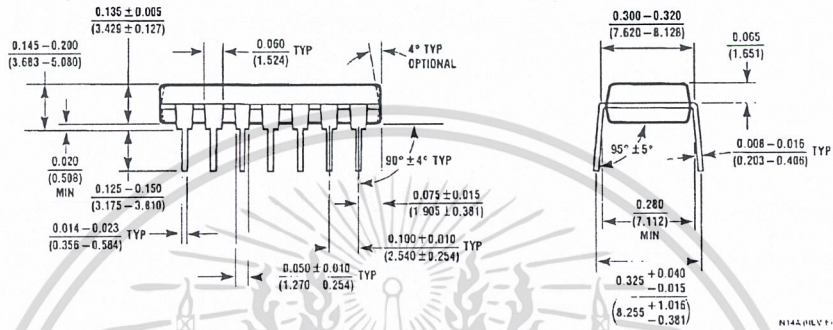
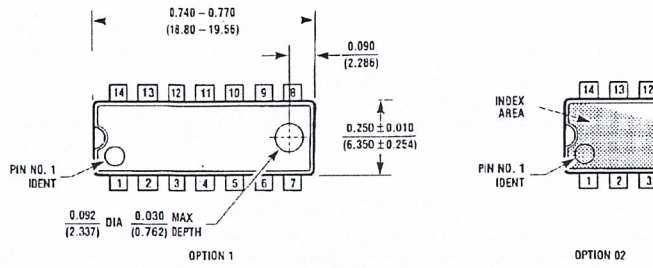
Note 12: Available per SMD# 5962-8873901

Note 13: See STD Mil Dwg 5962R96738 for Radiation Tolerant Device

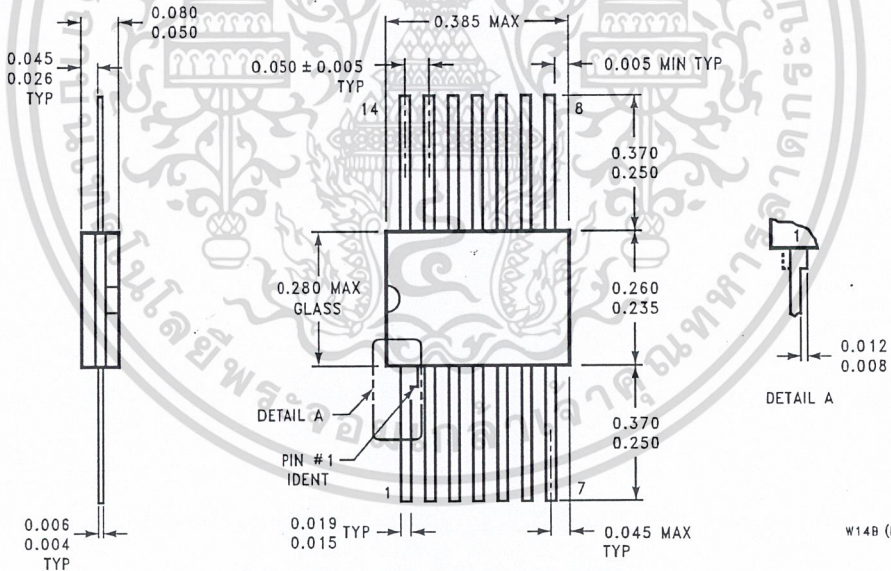
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



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



Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number LM339N, LM339AN, LM2901N or LM3302N
 NS Package Number N14A



Order Number LM139AW/883, LM139W/883, LM139AWG/883 or LM139WG/883
 NS Package Number W14B

W14B (REV J)

Notes



LIFE SUPPORT POLICY

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

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

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

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

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

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

15A, 200V Ultrafast Dual Diodes

The MUR3020PT and RURH1520CC are ultrafast dual diodes ($t_{rr} < 30\text{ns}$) with soft recovery characteristics. They have a low forward voltage drop and are of planar, silicon nitride passivated, ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as energy steering/clamping diodes and rectifiers in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and ultrafast recovery with soft recovery characteristics minimizes ringing and electrical noise in many power switching circuits thus reducing power loss in the switching transistor.

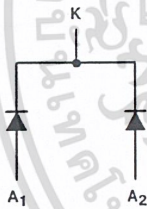
Formerly developmental type TA09926.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR3020PT	TO-218AC	MUR3020PT
RURH1520CC	TO-218AC	RURH1520C

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



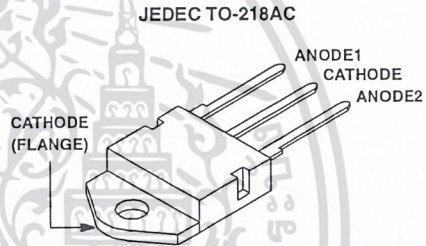
Features

- Ultrafast with Soft Recovery <30ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage 200V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



Absolute Maximum Ratings (Per Leg) $T_C = 25^\circ\text{C}$

	MUR3020PT, RUR1520CC	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM} 200	V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM} 200	V
DC Blocking Voltage	V_R 200	V
Average Rectified Forward Current ($T_C = 157^\circ\text{C}$)	$I_{F(AV)}$ 15	A
Repetitive Peak Surge Current (Square Wave 20kHz)	I_{FRM} 30	A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Halfwave 1 Phase 60Hz)	I_{FSM} 200	A
Maximum Power Dissipation	P_D 100	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8)	E_{AVL} 20	mJ
Operating and Storage Temperature	T_{STG}, T_J -55 to 175	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR3020PT, RURH1520CC

Electrical Specifications (Per Leg) $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_F	$I_F = 15\text{A}$	-	-	1.05	V
	$I_F = 15\text{A}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	0.85	V
I_R	$V_R = 200\text{V}$	-	-	100	μA
	$V_R = 200\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	500	μA
t_{rr}	$I_F = 1\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	30	ns
	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	35	ns
t_a	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	20	-	ns
t_b	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	10	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

DEFINITIONS

V_F = Instantaneous forward voltage ($p_w = 300\mu\text{s}, D = 2\%$).

I_R = Instantaneous reverse current.

t_{rr} = Reverse recovery time at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6), summation of $t_a + t_b$.

t_a = Time to reach peak reverse current at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6).

t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 6).

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

p_w = pulse width.

D = duty cycle.

Typical Performance Curves

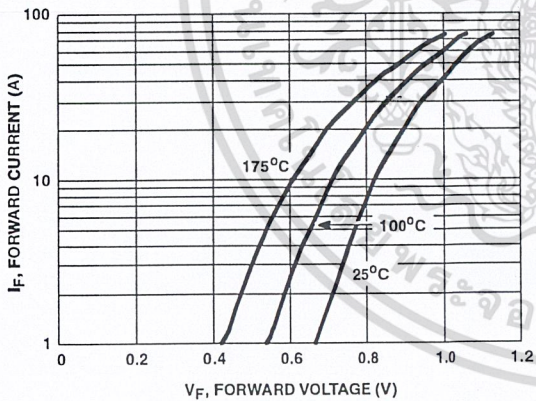


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

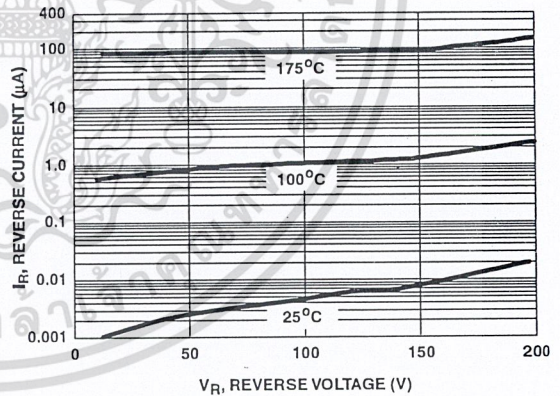


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves

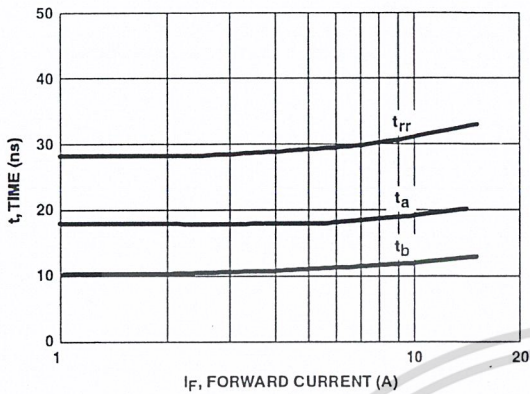


FIGURE 3. t_{rr} , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

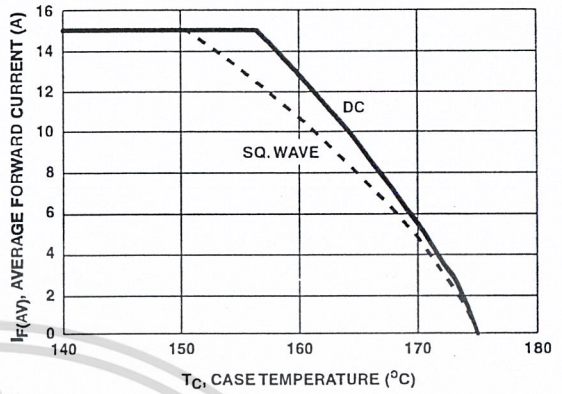


FIGURE 4. CURRENT DERATING CURVE

Test Circuits and Waveforms

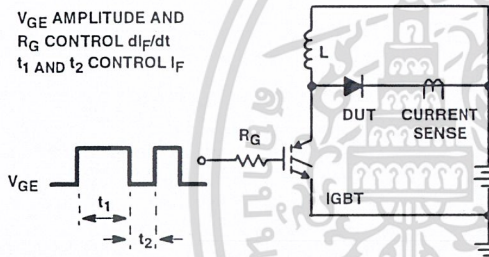


FIGURE 5. t_{rr} TEST CIRCUIT

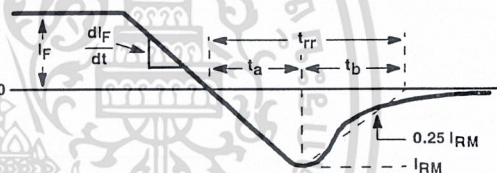


FIGURE 6. t_{rr} WAVEFORMS AND DEFINITIONS

$I = 1A$
 $L = 40mH$
 $R < 0.1\Omega$
 $E_{AVL} = 1/2LI^2 [V_{R(AVL)}/(V_{R(AVL)} - V_{DD})]$
 $Q_1 = IGBT (BV_{CES} > DUT V_{R(AVL)})$

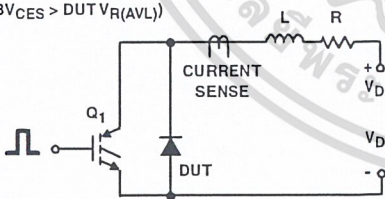


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

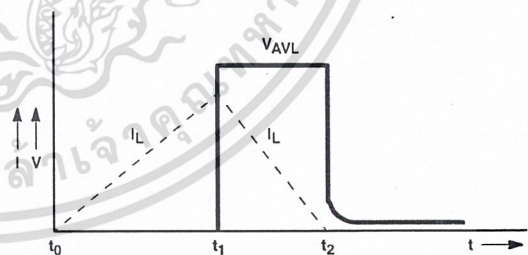


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

ACE [™]	FAST [®]	PACMAN [™]	SuperSOT [™] -3
Bottomless [™]	FAST [™]	POP [™]	SuperSOT [™] -6
CoolFET [™]	GlobalOptoisolator [™]	PowerTrench [®]	SuperSOT [™] -8
CROSSVOLT [™]	GTO [™]	QFET [™]	SyncFET [™]
DenseTrench [™]	HiSeC [™]	QS [™]	TinyLogic [™]
DOME [™]	ISOPLANAR [™]	QT Optoelectronics [™]	UHC [™]
EcoSPARK [™]	LittleFET [™]	Quiet Series [™]	UltraFET [™]
E ² CMOS [™]	MicroFET [™]	SILENT SWITCHER [®]	VCX [™]
EnSigna [™]	MICROWIRE [™]	SMART START [™]	
FACT [™]	OPTOLOGIC [™]	Star* Power [™]	
FACT Quiet Series [™]	OPTOPLANAR [™]	Stealth [™]	

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

Rev. H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15A, 400V - 600V Ultrafast Dual Diodes

MUR3040PT, MUR3050PT, MUR3060PT and RURH1540CC, RURH1550CC, RURH1560CC are ultrafast dual diodes ($t_{RR} < 55ns$) with soft recovery characteristics. They have a low forward voltage drop and are of planar, silicon nitride passivated, ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as energy steering/clamping diodes and rectifiers in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and ultrafast recovery with soft recovery characteristics minimizes ringing and electrical noise in many power switching circuits thus reducing power loss in the switching transistor.

Ordering Information

PACKAGING AVAILABILITY

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR3040PT	TO-218AC	MUR3040PT
RURH1540CC	TO-218AC	RURH1540C
MUR3050PT	TO-218AC	MUR3050PT
RURH1550CC	TO-218AC	RURH1550C
MUR3060PT	TO-218AC	MUR3060PT
RURH1560CC	TO-218AC	RURH1560C

NOTE: When ordering, use the entire part number.

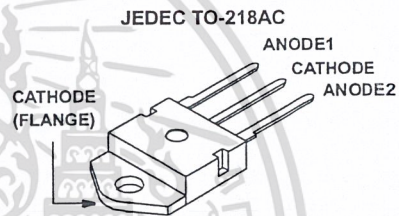
Features

- Ultrafast with Soft Recovery Characteristic ($t_{RR} < 55ns$)
- +175°C Rated Junction Temperature
- Reverse Voltage Up to 600V
- Avalanche Energy Rated

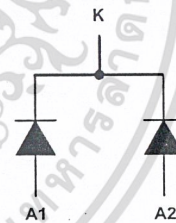
Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Package



Symbol



Absolute Maximum Ratings $T_C = +25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

	MUR3040PT RURH1540CC	MUR3050PT RURH1550CC	MUR3060PT RURH1560CC
Peak Repetitive Reverse Voltage..... V_{RRM}	400V	500V	600V
Working Peak Reverse Voltage..... V_{RWM}	400V	500V	600V
DC Blocking Voltage..... V_R	400V	500V	600V
Average Rectified Forward Current..... $I_F(AV)$ (Total device forward current at rated V_R and $T_C = +150^\circ C$)	15A	15A	15A
Peak Forward Repetitive Current..... I_{FRM} (Rated V_R , square wave 20kHz)	42	42	30A
Nonrepetitive Peak Surge Current..... I_{FSM} (Surge applied at rated load condition halfwave 1phase 60Hz)	200A	200A	200A
Operating and Storage Temperature..... T_{STG}, T_J	-55°C to +175°C	-55°C to +175°C	-55°C to +175°C

MUR3040PT, RURH1540CC, MUR3050PT, RURH1550CC, MUR3060PT, RURH1560CC

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

SYMBOL	TEST CONDITION	LIMITS									UNITS
		MUR3040PT, RURH1540CC			MUR3050PT, RURH1550CC			MUR3060PT, RURH1560CC			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$ $T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	1.12	-	-	1.20	-	-	1.20	V
	$I_F = 15\text{A}$ $T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	1.25	-	-	1.50	-	-	1.50	V
I_R at $T_C = +150^\circ\text{C}$	$V_R = 400\text{V}$	-	-	500	-	-	-	-	-	-	μA
	$V_R = 500\text{V}$	-	-	-	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	-	-	-	500	μA
I_R at $T_C = +25^\circ\text{C}$	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	-	-	-	μA
	$V_R = 500\text{V}$	-	-	-	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	-	-	-	100	μA
t_{RR}	$I_F = 1\text{A}$	-	-	55	-	-	55	-	-	55	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	-	60	-	-	60	-	-	60	ns
t_A	$I_F = 1\text{A}$	-	20	-	-	20	-	-	20	-	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	30	-	-	30	-	-	30	-	ns
t_B	$I_F = 1\text{A}$	-	15	-	-	15	-	-	15	-	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	17	-	-	17	-	-	20	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C/W}$
E_{AVL}	see Fig. 7, 8	-	-	20	-	-	20	-	-	20	mj

DEFINITIONS

V_F = Instantaneous forward voltage ($p_w = 300\mu\text{s}$, $D = 2\%$).

I_R = Instantaneous reverse current.

t_{RR} = Reverse recovery time at $di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 2), summation of $t_A + t_B$.

t_A = Time to reach peak reverse current at $di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 2).

t_B = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 2).

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

E_{AVL} = Controlled avalanche energy (See Figures 7 and 8).

p_w = pulse width.

D = duty cycle.

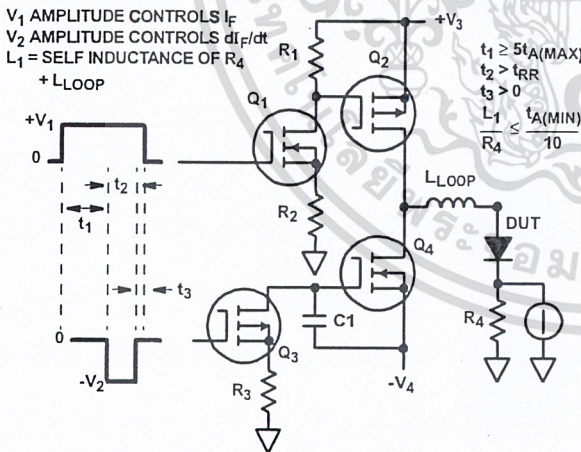


FIGURE 1. t_{RR} TEST CIRCUIT

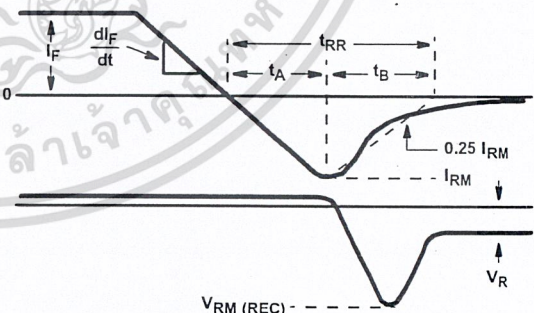


FIGURE 2. DEFINITIONS OF t_{RR} , t_A AND t_B

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 2 | **intersil** ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves

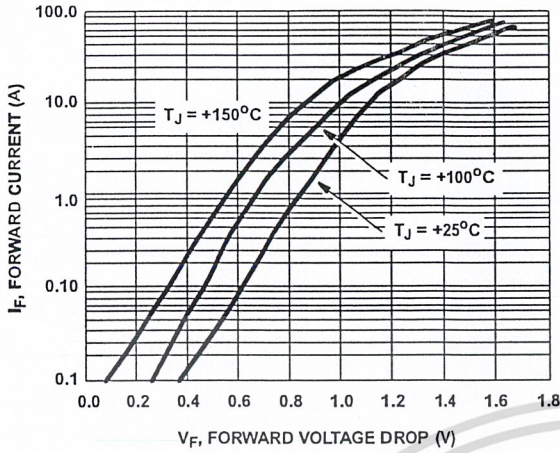


FIGURE 3. FORWARD VOLTAGE vs FORWARD CURRENT CHARACTERISTIC

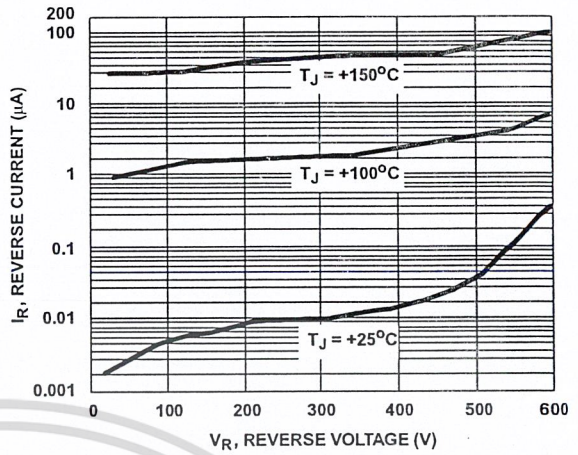


FIGURE 4. REVERSE VOLTAGE vs REVERSE CURRENT CHARACTERISTIC

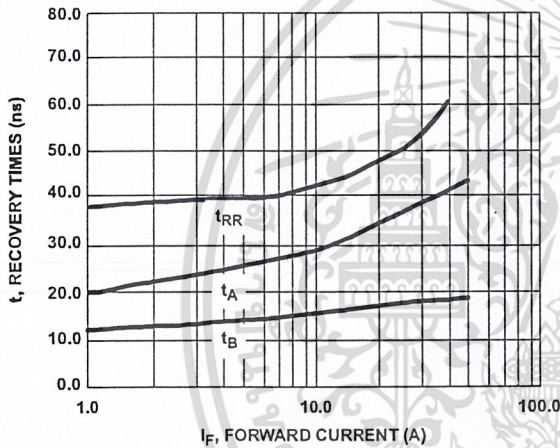


FIGURE 5. TYPICAL t_{RR} , t_A AND t_B CURVES vs FORWARD CURRENT

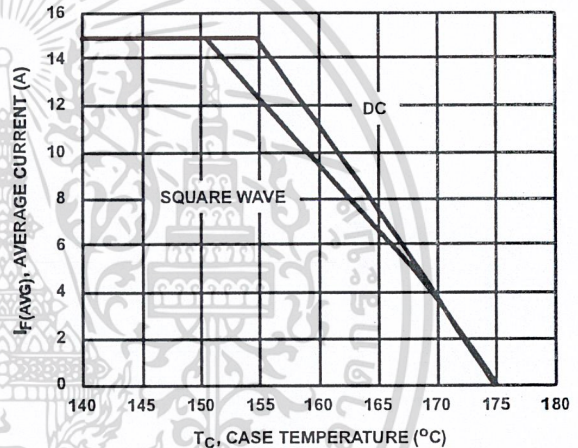


FIGURE 6. TYPICAL CURRENT DERATING CURVE vs CASE TEMPERATURE

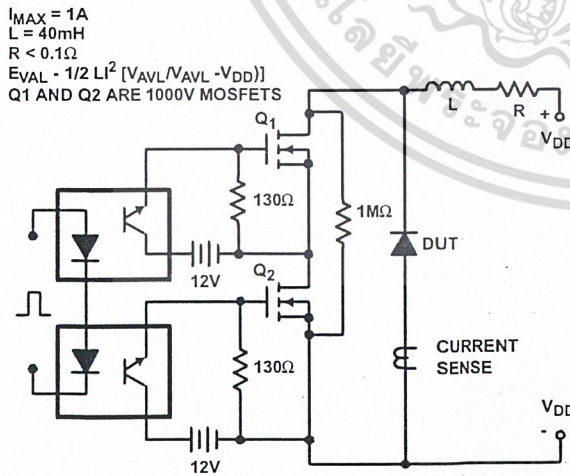


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

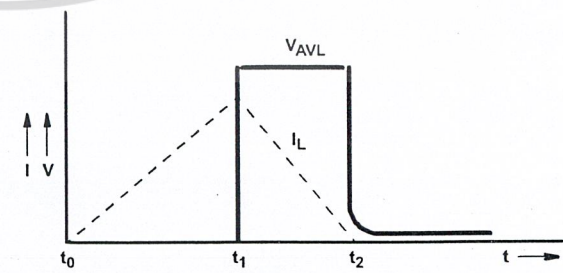


FIGURE 8. CURRENT VOLTAGE WAVEFORM