



เครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

Welding Invertor



โดย

นาย พิสิทธิ์ มิตรศิริ

37013204

นาย รณชัย พงศ์ธรเสรี

37013207

นาย สมคะเน สมอ

37013214

วัน เดือน ปี.....	- 2 คค 2541
เลขทะเบียน.....	038424
เลขเรียกหนังสือ.....	T.31.2541.1207

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตร

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

038424

เครื่องเชื่อม

Welding Invertor

โดย

นาย พิสิทธิ์ มิตรศิริ 37013204

นาย รณชัย พงศ์ธรเสรี 37013207

นาย สมคะเน สมอ 37013214

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปริญญานิพนธ์นี้สำหรับปริญญาวិชากรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเชื่อม ( Welding Invertor)

ผู้จัดทำ

- |                          |          |
|--------------------------|----------|
| 1. นาย พิสิทธิ์ มิตรศิริ | 37013204 |
| 2. นาย รณชัย พงศ์ธรเสรี  | 37013207 |
| 3. นาย สมคะเน สมอ        | 37013214 |





.....อาจารย์ที่ปรึกษา

( อ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อม

Welding Invertor

นาย พิสิทธิ์ มิตรศิริ เลขประจำตัว 37013204

นาย รณชัย พงศ์ธรเสรี เลขประจำตัว 37013207

นาย สมคะเน สมอ เลขประจำตัว 37013214

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องเชื่อม

นาย พิสิทธิ์ มิตรศิริ

นาย รณชัย พงศ์ธรเสรี

นาย สมคะเน สมอ

อ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2539

## บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบ,การทำงานและผลการทดสอบการทำงาน ของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีการทำงานคือ ชั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส ต่อมานำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นพัลส์ความถี่สูงความถี่ประมาณ 27 กิโลเฮิร์ต โดยเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และมีไอซี SG3526 ทำการควบคุม. ความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ตามข้อมูลที่ป้อนกลับจากเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตของเครื่องเชื่อมในสภาวะที่ไม่มีโหลดจะมีค่าอยู่ที่ 76 โวลต์ และค่ากระแสที่ขณะทำการเชื่อมมีค่าสูงสุด 150 แอมป์

Pisit Mitsiri

Ronachai Pongthornseri

Somkanae Samor

Somsak Cheersirikul Advisor

1996

**Abstract**

This paper presented the design and test report for welding invertor. Initially the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz to direct current 310 Volts. Subsequently the direct current will change to high frequency pulse (about 27 kHz) by power mosfet that it's inside of half-bridge invertor. And Controlled switching characteristic by SG3526 entire frequency and pulse width which it received data from output section to continue the process. Finally, output voltage of welding invertor is 76 volts (no load) and welding current is about 150 amps.

การเชื่อมโลหะโดยปกติทั่วไปจะใช้เครื่องเชื่อมที่สร้างจากหลักการเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งในงานเชื่อมไฟฟ้าจะต้องใช้กระแสจำนวนมากในการที่จะทำให้โลหะละลายเชื่อมติดกัน นั่นก็หมายความว่าเราจะต้องใช้หม้อแปลงที่มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากในการสร้างเครื่องเชื่อมไฟฟ้า ในปัจจุบันมีการพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านวงจรสวิตชิ่งความถี่สูงและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อการสร้างเครื่องเชื่อมซึ่งทำให้เครื่องเชื่อมมีขนาดเล็กลงและยังสามารถจ่ายกระแสได้สูงด้วยหม้อแปลงความถี่สูง

รายงานฉบับนี้ประกอบด้วยทฤษฎี หลักการพื้นฐาน และหลักการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายกระแสที่ได้จัดทำขึ้น ตลอดจนผลการทดสอบการทำงานโดยได้เรียบเรียงมาตามลำดับ

กลุ่มนักศึกษาผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาและผู้เกี่ยวข้องที่ได้ให้ข้อมูลที่เป็นประโยชน์ในการจัดสร้างโครงงานชิ้นนี้เป็นผลให้โครงงานสำเร็จลุล่วงไปด้วยดีคิดว่ารายงานฉบับนี้จะเป็นประโยชน์ให้กับผู้สนใจได้เป็นอย่างดี

นักศึกษาผู้จัดทำ  
นาย พิสิทธิ์ มิตรศิริ  
นาย รณชัย พงศ์ธรเสรี  
นาย สมคะเน สมอ

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
คำนำ	III
1. บทนำ	1
1.1. วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม	1
1.2. การแยกประเภทวิธีการเชื่อม	2
2. ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อม	4
2.1. วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	5
2.1.1. ไดโอดเรียงกระแส	5
2.1.2. ตัวเก็บประจุกรองกระแส	5
2.2. วงจรคอนเวอร์เตอร์	7
2.2.1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.2. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	9
2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.2.5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.3. วงจรควบคุม	11
2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	12
2.4. วงจรขับ	13
2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	14
2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	15
2.5. วงจรสับเบอร์	17
2.5.1. วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	17
2.5.2. วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	19
2.6. อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	20
2.6.1. ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	21
2.6.2. ซอดต์กีไดโอด	21
2.6.3. เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนเนื้อหาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

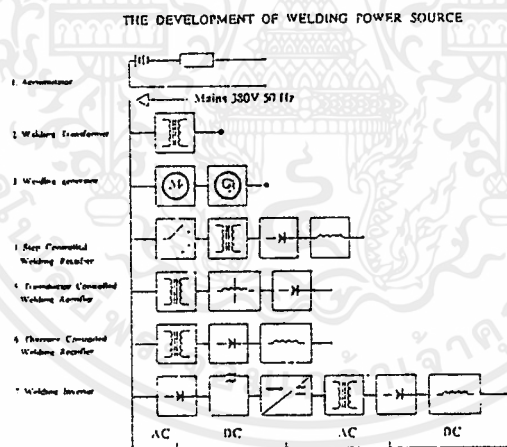
2.6.4. เพาเวอร์มอสเฟต	23
3. หลักการออกแบบและการทำงานของวงจร	24
3.1. ส่วนของวงจรควบคุม	24
3.1.1. วงจรป้อนกลับ	25
3.1.2. วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์	25
3.1.3. วงจรขับ	27
3.2. วงจรเพาเวอร์สวิตชิ่ง	27
3.2.1. วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท	27
3.2.2. วงจรคอนเวอร์เตอร์	28
3.2.3. การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	29
3.2.4. การคำนวณหาค่าขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุท	31
4. การทดสอบการทำงาน	33
4.1. การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจร	33
4.2. การทดสอบความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานภาระกับกระแสเอาต์พุท	35
4.3. การทดสอบประสิทธิภาพ	37
5. สรุป	39
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	

## บทที่ 1

## บทนำ

กระบวนการเชื่อมนั้นมีหลักการพื้นฐานจากการที่ให้กระแสไฟฟ้าปริมาณมาก ๆ ไหลผ่านรอยต่อของชิ้นงานที่ต้องการเชื่อมจนหลอมละลายเชื่อมติดกัน ซึ่งเมื่อพิจารณาจากหลักการแล้ว เครื่องเชื่อมก็คือแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่สามารถจ่ายกระแสได้เป็นปริมาณมากนั่นเอง เริ่มแรกมีการค้นพบวิธีการเชื่อมจาก การใช้แบตเตอรี่ เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า แต่ก็มีข้อจำกัดที่มีปริมาณความจุกระแสมีน้อย และเมื่อใช้งานแล้วต้องมีการประจุแรงดันใหม่ซึ่งใช้เวลานานในการประจุกระแสแต่ละครั้ง ต่อมาใช้หลักการของหม้อแปลงเพื่อส่งผ่านพลังงานไฟฟ้า โดยใช้การเลือกขดลวดหรือการเลื่อนขดลวดเพื่อที่จะปรับค่ากระแสที่ใช้ในการเชื่อม ต่อมาเมื่ออุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้ถูกพัฒนาขึ้น ก็ถูกนำมาใช้ในการเรียงกระแส เพื่อให้เป็นการเชื่อมแบบกระแสตรง และยังถูกใช้ในการควบคุมระดับกระแสในการเชื่อมอีกด้วย ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

## 1.1 วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม



รูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นพัฒนาการของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน

1.1.1. Accumulator เป็นการเชื่อมไฟฟ้าแบบแรกที่ถูกคิดค้นขึ้น โดยใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า แต่มีข้อเสียคือไม่สามารถให้กระแสที่มีค่ามาก ๆ ได้ และในการใช้แต่ละครั้งต้องทำการประจุไฟฟ้าทุกครั้ง และเมื่อใช้งานไปแล้วในช่วงหนึ่งกระแสจากแบตเตอรี่ก็จะมีค่าลดลงเรื่อย ๆ แต่การเชื่อมแบบนี้มีข้อดีคือสามารถเชื่อมได้เรียกว่าการเชื่อมที่ใช้ไฟฟ้ากระแสสลับในการเชื่อม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1.2. Welding Transformer เป็นการใช่ม้วนแปลงเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้ามายังจุดต่อเชื่อม โดยพลังงานไฟฟ้าดังกล่าวเป็นไฟกระแสสลับ มีข้อเสียคือยากต่อการควบคุมซึ่งโดยปกติจะสามารถควบคุมค่ากระแสในการเชื่อมได้ 4 แบบคือ แบบเคลื่อนแกน (moving core) ,แบบเคลื่อนขดลวด (moving coil) ,แบบทำให้รีแอคเตอร์อิ่มตัว (saturable reactor) และแบบสวิตช์เสียบ (tap switching) อุปกรณ์เชื่อมแบบนี้จะมีการสูญเสียพลังงานมาก แต่มีข้อดีคือไม่มีวงจรรีแอคเตอร์ต่อพ่วงให้ยุ่งยาก

1.1.3. Welding Generator เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้มอเตอร์มาทำการหมุนเจเนอเรเตอร์ไฟกระแสตรง (DC Generator) แล้วนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเจเนอเรเตอร์มาทำการเชื่อมไฟฟ้าอีกที ซึ่งจะเห็นได้ว่าเครื่องเชื่อมแบบนี้จะมีประสิทธิภาพต่ำเพราะเกิดการสูญเสียหลายขั้นตอน ตั้งแต่ นำไฟฟ้ามาแปลงเป็นพลังงานกล แล้วแปลงพลังงานกลกลับเป็นพลังงานไฟฟ้าอีกครั้ง แต่เครื่องเชื่อมลักษณะนี้จำเป็นต้องนำมาใช้เนื่องจากในงานเชื่อมบางแบบจำเป็นต้องกระแสไฟตรงในการเชื่อมเท่านั้น และใช้อยู่ในช่วงที่ยังไม่สามารถนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมาใช้งานได้

1.1.4. Step Controlled Welding Rectifier เป็นเครื่องเชื่อมที่มีเทคโนโลยีของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเข้ามาใช้ในการเชื่อมที่ต้องการไฟกระแสตรงในการเชื่อม โดยสามารถปรับค่ากระแสในการเชื่อมได้จากการปรับเปลี่ยนแทปที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีข้อดี คือเครื่องเชื่อมมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น

1.1.5. Transductor Controlled Welding Rectifier เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการของการเปลี่ยนค่าความนำของขดลวด ในการปรับค่ากระแสในการเชื่อม วิธีนี้มีข้อเสียคือเกิดความสูญเสียขึ้นที่ขดลวดความนำ ในขณะที่ใช้กระแสค่าสูง ๆ

1.1.6. Thyristor Controlled Welding Rectifier เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้อุปกรณ์ไทรสเตอร์ในการเรียงกระแส โดยสามารถกำหนดมุมในการนำกระแสให้กับไทรสเตอร์ ซึ่งเป็นการกำหนดกระแสที่ใช้ในการเชื่อมของเครื่องเชื่อมอีกด้วย มีข้อดีคือสามารถควบคุมกระแสได้อย่างละเอียดและแม่นยำ แต่มีข้อเสียคือจะต้องเพิ่มเติมส่วนของวงจรควบคุม และมีราคาแพง

1.1.7. Welding Invertor เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการของอินเวอร์เตอร์ในการที่จะเปลี่ยนค่าความถี่ไลน์ปกติให้สูงขึ้นก่อนที่จะส่งผ่านพลังงานด้วยหม้อแปลงความถี่สูงเป็นผลให้เครื่องมีประสิทธิภาพสูง และมีขนาดเล็ก สามารถควบคุมปริมาณกระแสที่ใช้ในการเชื่อมได้อย่างแม่นยำ และเนื่องจากประสิทธิภาพที่มีค่าสูงเป็นผลให้ประหยัดพลังงานได้มากกว่าเครื่องเชื่อมชนิดอื่น

## 1.2. การแยกประเภทวิธีการเชื่อม

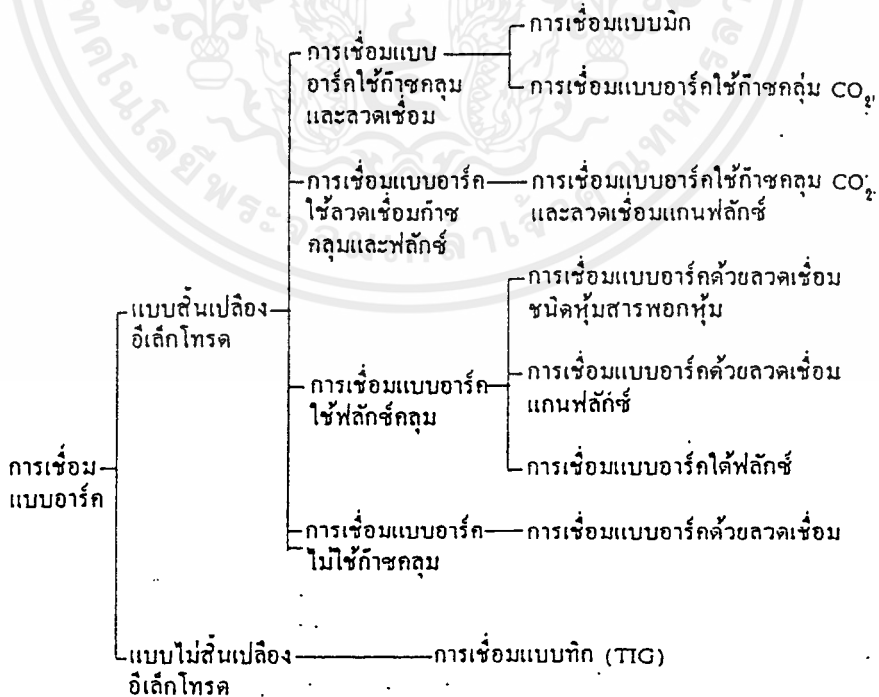
การเชื่อมโลหะสามารถทำได้หลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบก็จะเหมาะสมกับงานที่แตกต่างกันไป ซึ่งสามารถจำแนกได้เป็น 3 ประเภทอย่างกว้าง ๆ คือ

1.2.1. การเชื่อมโดยโลหะถูกหลอมละลาย การเชื่อมแบบนี้ส่วนที่เป็นรอยต่อจะถูกหลอมละลายด้วยความร้อนจากการอาร์ค (arc) หรือเปลวก๊าซติดไฟ (inframable gas) การเชื่อมในลักษณะนี้ไม่จำเป็นจะต้องใช้แรงกดกับรอยเชื่อม

1.2.2. การเชื่อมโดยใช้แรงกด การเชื่อมแบบนี้จะใช้ความร้อนบวกกับการกด เพื่อที่จะทำให้โลหะเชื่อมติดกัน

1.2.3. การบัดกรีแข็ง เป็นการประสานโลหะด้วยโลหะเจือ (alloy) ซึ่งมีจุดหลอมเหลวต่ำ เช่นตะกั่วบัดกรี (solder) ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวประสาน การประสานโลหะด้วยวิธีนี้ชิ้นงานจะไม่ถูกหลอมละลาย

เครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำขึ้นนั้นจะถูกแยกไว้ในประเภทแรก คือ เป็นการเชื่อมที่ใช้การหลอมละลายโลหะด้วยความร้อนจากการอาร์ค ซึ่งลักษณะการใช้งานของเครื่องเชื่อมนี้สามารถแบ่งย่อยออกตามสภาพแวดล้อม และชนิดของของลวดเชื่อมที่ใช้ในการเชื่อมได้ดังรูปที่ 1.2

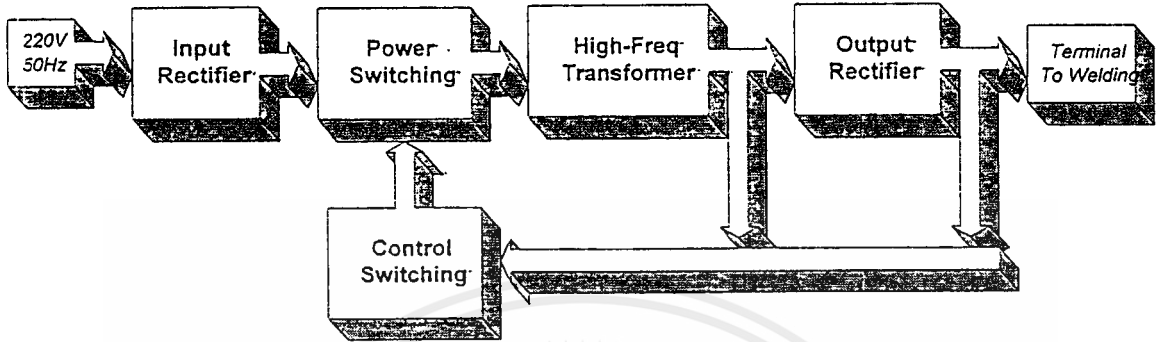


รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการใช้งานในแบบต่าง ๆ ของเครื่องเชื่อมแบบอาร์ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

## ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อม



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

การทำงานของเครื่องเชื่อมเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาสวิทซ์ที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ สำหรับเครื่องเชื่อมที่จัดทำขึ้นนี้จะใช้วงจรเพาเวอร์สวิทซ์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิทซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดแรงดันลงสามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วย จากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการคับปลิงผ่านหม้อแปลงมาทำการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เนื่องมาจากการเชื่อม โดยใช้ไฟฟ้ากระแสตรงจะทำให้จุดเชื่อมมีคุณภาพสูงกว่าการเชื่อมแบบไฟฟ้ากระแสสลับ เมื่อเครื่องเชื่อมทำงานจะมีการป้อนกลับค่ากระแส โดยใช้แรงดันค่าน้อย ๆ ที่ตกคร่อมเคอร์เรนท์เซ็นท์ (Current Shunt) และมีการป้อนกลับค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิ ภายังวงจรควบคุมการสวิทซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตที่วงจรเพาเวอร์สวิทซ์ ตามความต้องการของโหลด

เนื่องจากพื้นฐานของเครื่องเชื่อมก็คือวงจรสวิตซิ่ง ซึ่งโครงสร้างของวงจรสวิตซิ่งนี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อใช้งานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่าง ๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

## 2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสถือว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจรในวงจรในส่วนอินพุท และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

### 2.1.1. ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณา ดังนี้

#### 2.1.1.1. ค่ากระแสกระชาก ; $I_{fsm}$

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{V_p}{(R_s + ESR)}$$

เมื่อ	$V_p$	คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท
	ESR	คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด
	$R_s$	คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

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

#### 2.1.1.2. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I_{frm}$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

### 2.1.1.3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I(fm)$

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด  $I(fm)$  ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

### 2.1.1.4. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด ; $V(rrm)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด ควรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

### 2.1.2. ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากเรียงกระแสของไดโอดให้มีความเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

#### 2.1.2.1. อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ซึ่งค่ากระแสจะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีความถี่อัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานเกินหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

#### 2.1.2.2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกรองกระแสจะยอมให้มีความถี่แรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส C สามารถคำนวณได้จาก

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

เมื่อ  $I_e$  คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส  
 $\Delta t$  คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ  
 $\Delta V_{ripple}$  คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเพื่่อม

### 2.1.2.3. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่วงจรสวิตชิ่งยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนด และเพื่อให้วงจรสวิตชิ่งนี้มีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

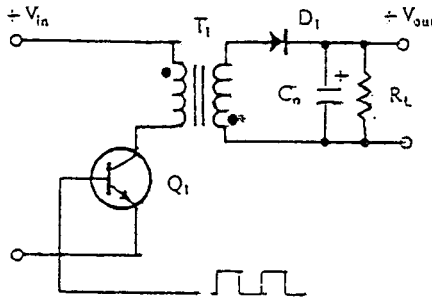
### 2.1.2.4. อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าอยู่ในช่วง 187 ถึง 264 โวลต์ ควรมีค่าอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

## 2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

### 2.2.1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

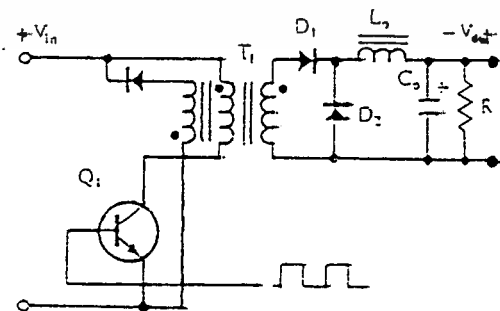


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง  $T_1$  จะกำหนดขดไพรมารีและเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแสไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดไพรมารีของหม้อแปลง  $T_1$  แทน เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก  $T_1$  ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไพรมารีและเซคันดารี  $D_1$  ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไพรมารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด  $D_1$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาทพุท  $C_0$  และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ  $Q_1$  ช่วงเวลานำกระแสของ  $Q_1$  อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI / EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก.

### 2.2.2. ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์



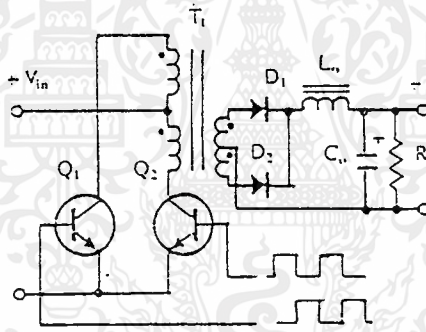
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง  $T_1$  ในฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดไพรมารีและขดเซคันดารีให้มีเฟสตรง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันตั้งนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแส ไคโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไคโอด  $D_1$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L_0$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_0$  และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน  $L_0$  จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส ไคโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดเค้นคันดารี สนามแม่เหล็กใน  $L_0$  จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไคโอด  $D_2$  ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง  $L_0$  จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ  $D_2$  ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่  $Q_1$  นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

### 2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์



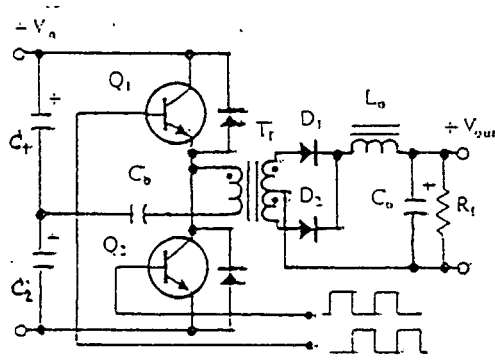
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจร สวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 2.5  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน  $L_0$  ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

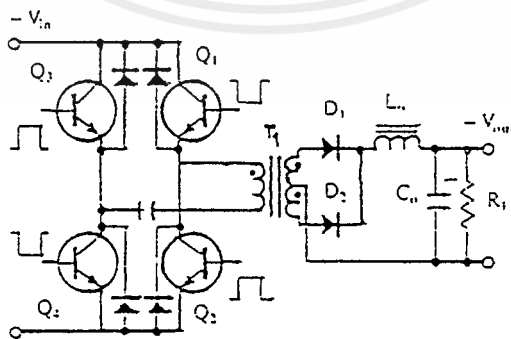


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ  $Q_1$  และ  $Q_2$  สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟปฐมาร์จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟปฐมาร์จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

### 2.2.5. พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย  $Q_1$  จะนำกระแสพร้อมกับ  $Q_4$  และ  $Q_2$  จะนำกระแสพร้อมกับ  $Q_3$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

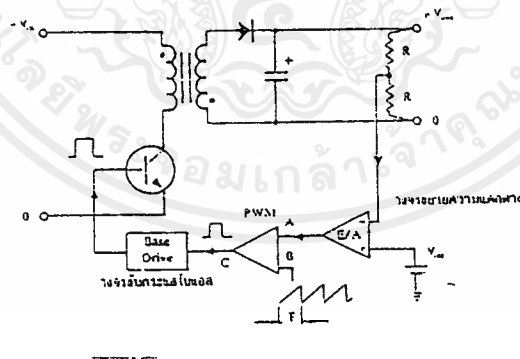
กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟลู-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไฟโรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุทกระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่า ฟลู-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟลู-บริดจ์เป็นหลัก

### 2.3 วงจรควบคุม (Controlled Switching Circuit)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ 2 ลักษณะการทำงานของวงจรควบคุม คือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

#### 2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

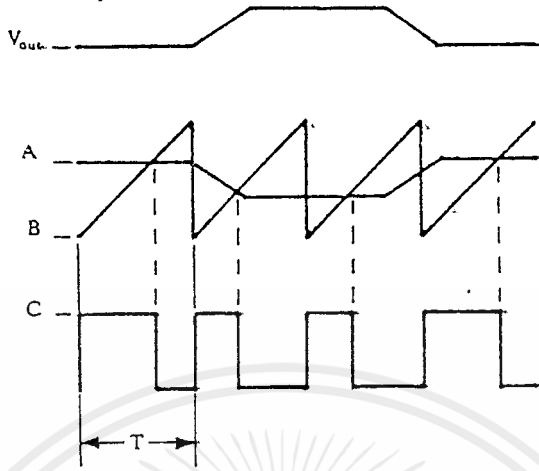
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลักวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

... ดังนั้นรูปคลื่นเลี้ยวและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

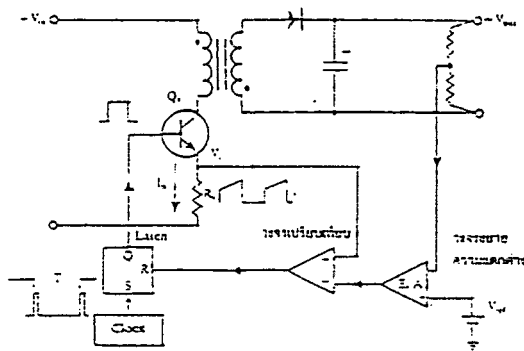


รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิตช์มอดดูเลชั่นจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิตช์มอดดูเลชั่นจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมกระแสมีข้อดีมากกว่าโหมดควบคุมแรงดัน แต่ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิตช์มอดดูเลชั่นเช่นเดียวกัน ดังแสดงวงจรพื้นฐานในรูปข้างล่างนี้



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เริ่มแรกพิจารณาว่า เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่างมีค่าเป็น  $V_{er}$  มีค่าคงที่ เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณพิกาสรางสัญญาณพิกาสที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรแลทซ์ ขา Q จึงมีสถานะเป็น "1" เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ก็จะเริ่มนำกระแสทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิและ  $R_s$  ทำให้เกิดแรงดัน  $V_s$  ตกคร่อม  $R_s$

$V_s$  ที่เกิดขึ้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับ  $V_{er}$  โดยวงจรเปรียบเทียบ เมื่อค่าของ  $V_s$  มีค่าเพิ่ม มากกว่า  $V_{er}$  เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะ "1" แลไปกระตุ้นขา R ของวงจรแลทซ์ ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น "0" และทำให้  $Q_1$  หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจรแลทซ์จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณพิกาสอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจรแลทซ์จะถูกควบคุมโดย  $V_s$  นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน  $V_s$  จะมีค่าเพิ่มมากกว่า  $V_{er}$  ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลง ทรานซิสเตอร์นำกระแสน้อยลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง  $V_s$  จะเพิ่มขึ้นได้ซ้ำ ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์เพิ่มขึ้น  $Q_1$  ก็นำกระแสเพิ่มมากขึ้นจะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับจากแรงดันเอาท์พุทเลยทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อดูจากวงจรรวม ก็มีส่วนของวงจรขยายความแตกต่าง เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง จะมีค่ามากขึ้นทรานซิสเตอร์ก็จะนำกระแสมากขึ้นเพื่อให้  $V_s$  มากกว่าแรงดันเอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาท์พุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่างก็จะมีค่าลดลง  $Q_1$  จึงนำกระแสน้อยลง ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด

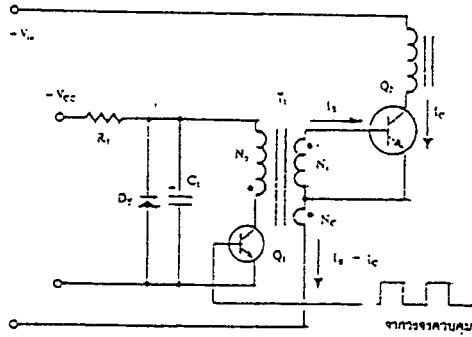
## 2.4 วงจรขับ

### 2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสจะทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมาก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





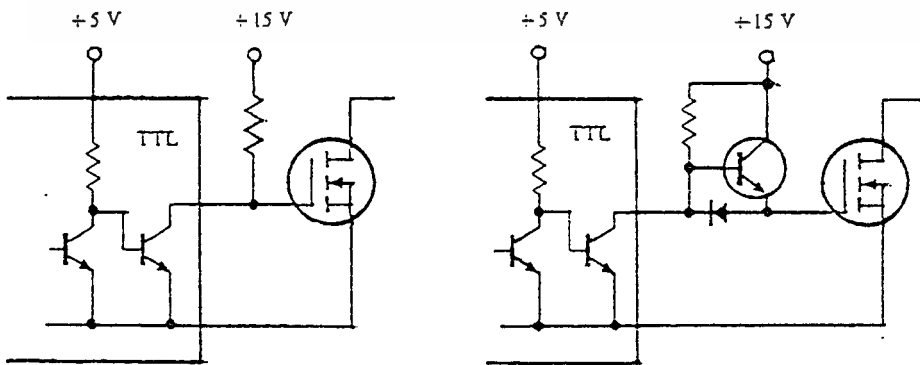
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

### 2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมิเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

#### 2.4.2.1. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



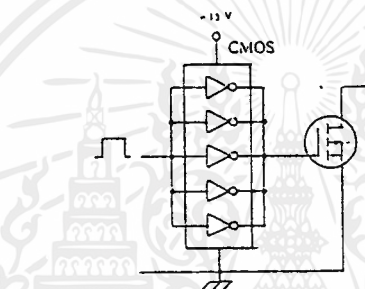
รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูล์ฟริชิตเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล์ฟริชิตเตอร์

การต่อวงจรในรูปที่ 2.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้น ทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วย

การต่อวงจรในรูปที่ 2.13 (ค) วงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

#### 2.4.2.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

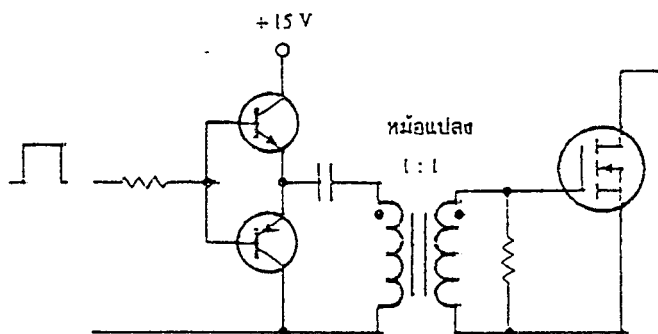


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

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

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

#### 2.4.2.3. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์ มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

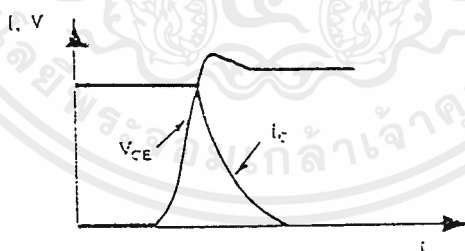
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาท์พุทที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

## 2.5. วงจรสแนบเบอร์ ( Snubber Network )

วงจรสแนบเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสแนบเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแนบเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแนบเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแนบเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ, ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สแนบเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

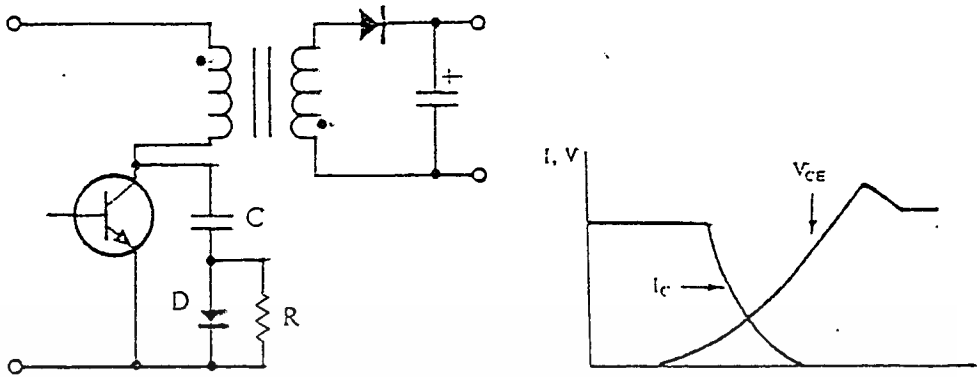
### 2.5.1. วงจรสแนบเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูป 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสแนบเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์มิให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสแนบเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และ ไดโอด D1 ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็就会被หน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

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

$$C_1 = \frac{(I_p * t_{off})}{2 * V_{in}}$$

$$R_1 = \frac{t_{on(min)}}{2 * 3 * C_1}$$

เมื่อ	$I_p$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	$V_{in}$	คือ ค่าแรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์
	$t_{on}$	คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	$t_{off}$	คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



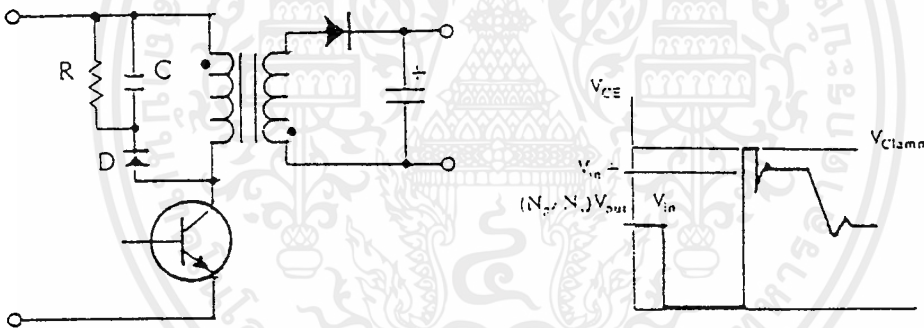
การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดแรงดันสไปค์ในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1

$$P_d = \frac{[C_1(2V_{in})]^2}{2T}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### 2.5.2- วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอร์สามารถต่อได้ดังรูป 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} L_i I_p^2$$

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

$$C = \frac{L_i I_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2}$$

- เมื่อ  $L_i$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี  
 $I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{ceo}$  คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน  $R$  หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off(min)}}{2 * 3 * C}$$

ค่ากำลังสูญเสียใน  $R$  สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{[(1/2) L_i I_p^2]}{T}$$

- เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## 2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและและในขณะเปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ, มีช่วงเวลาที่ตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์

มีดังนี้ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.6.1. ฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รี่และอูลตราฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รี่ไดโอด

ฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รี่ไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินการประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมากและฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รี่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รี่ไดโอดจะมีช่วงเวลาดำเนินการประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์เช่นเดียวกันแรงกั้นคกร่วมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

### 2.6.2. ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงกั้นคกร่วมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รี่และอูลตราฟาสต์-รีเซ็ตเวอร์รี่ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาดำเนินการของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้ในงานจะให้ทรานเซียนด์ชณะเริ่มนำกระแสสูง

### 2.6.3. เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์ และมี โหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส และเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันคกร่วมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันคกร่วมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน ( Power Dissipation ) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันคกร่วมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะ คือขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันคกร่วมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์

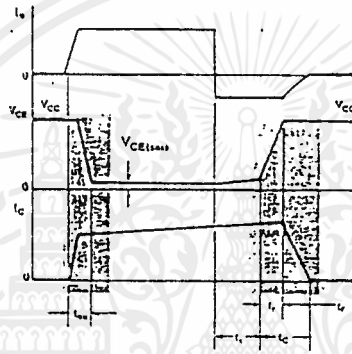
(Vce) จะยังคงมีค่าเท่ากับ Vcc และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ  $t_{on}$  เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น Vce(sat)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูปข้างล่าง กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ

เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา  $t_s$  ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา  $t_s$  นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม (Storage Time) และขณะช่วงเวลา  $t_s$  นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์

ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา  $t_r$  (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ  $t_f$  (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา  $t_r$  และ  $t_f$  จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุด ขณะทำงาน ช่วงเวลา  $t_r+t_f$  จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส นั้นอาจประมาณได้จาก

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

เมื่อ  $P_{d(sw)}$  คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

$V_{cc}$  คือ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส

$I_{pk}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

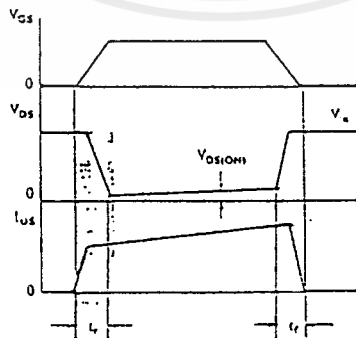
- tc คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส  
T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

#### 2.6:4. เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอลเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิธึมอดคูลเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอลเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูป 2.20



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

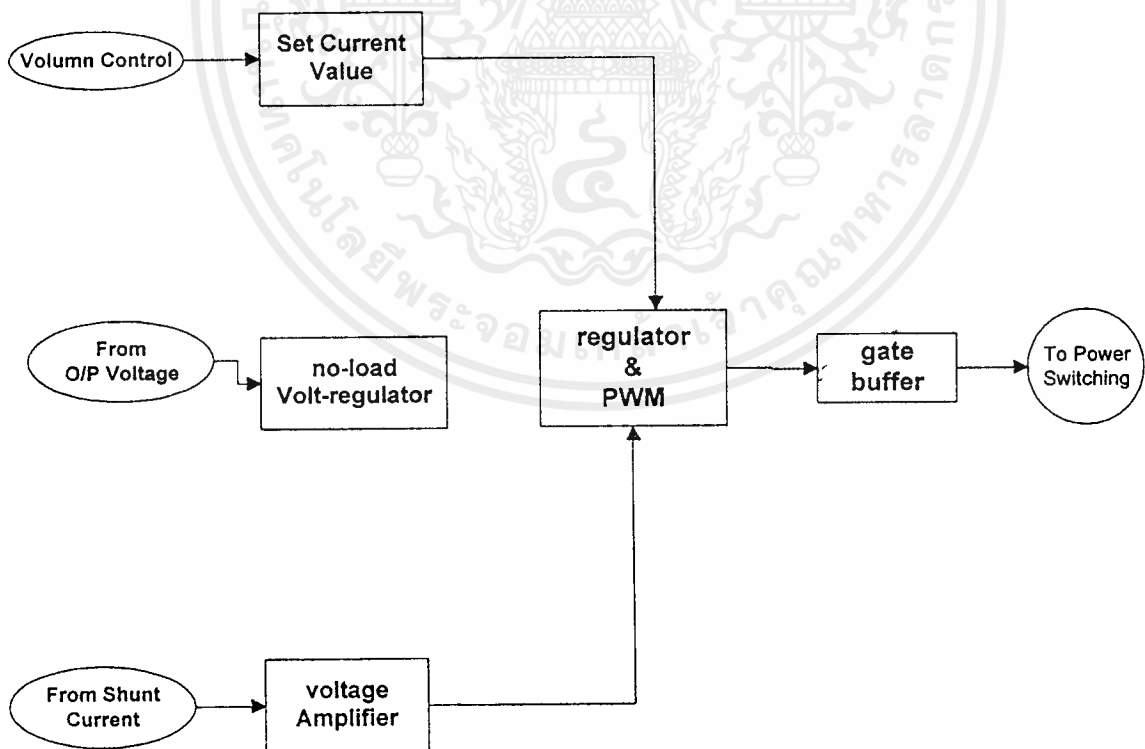
### บทที่ 3

#### หลักการทํางานของวงจร

วงจรของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้สามารถใช้ได้ในการเชื่อมแบบอาร์คได้ทุกแบบ ยกตัวอย่างเช่น การเชื่อมแบบทิก (TIG) ,แบบมิก (MIG) และแบบเอ็มเอ็มเอ (MMA) นั่นคือสามารถใช้ได้ในการเชื่อมทั้งที่มีก๊าซเฉื่อยไหลผ่านจุดเชื่อม และแบบที่ไม่มีก๊าซเฉื่อยไหลผ่านจุดเชื่อม โดยเครื่องเชื่อมนี้จะมีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ซึ่ง ซึ่งจะประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และในส่วนของวงจรควบคุม จะประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบแรงดันและกระแสจากทางด้านเข้าที่พุดมาส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับ ไปยังวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป ซึ่งมีรายละเอียดของการทำงานดังนี้

#### 3.1. ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้จะมีหน้าที่ควบคุมการสวิทซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ได้ 4 ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิทซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



### 3.1.1. วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปแบบต่าง ๆ เช่น กระแส, แรงดัน และอุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้า เพื่อทำการเปรียบเทียบกันกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิธึมอดคูลูเลชั่น ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นการป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับวงจร ส่วนของการป้อนกลับมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.1 และจะมีรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

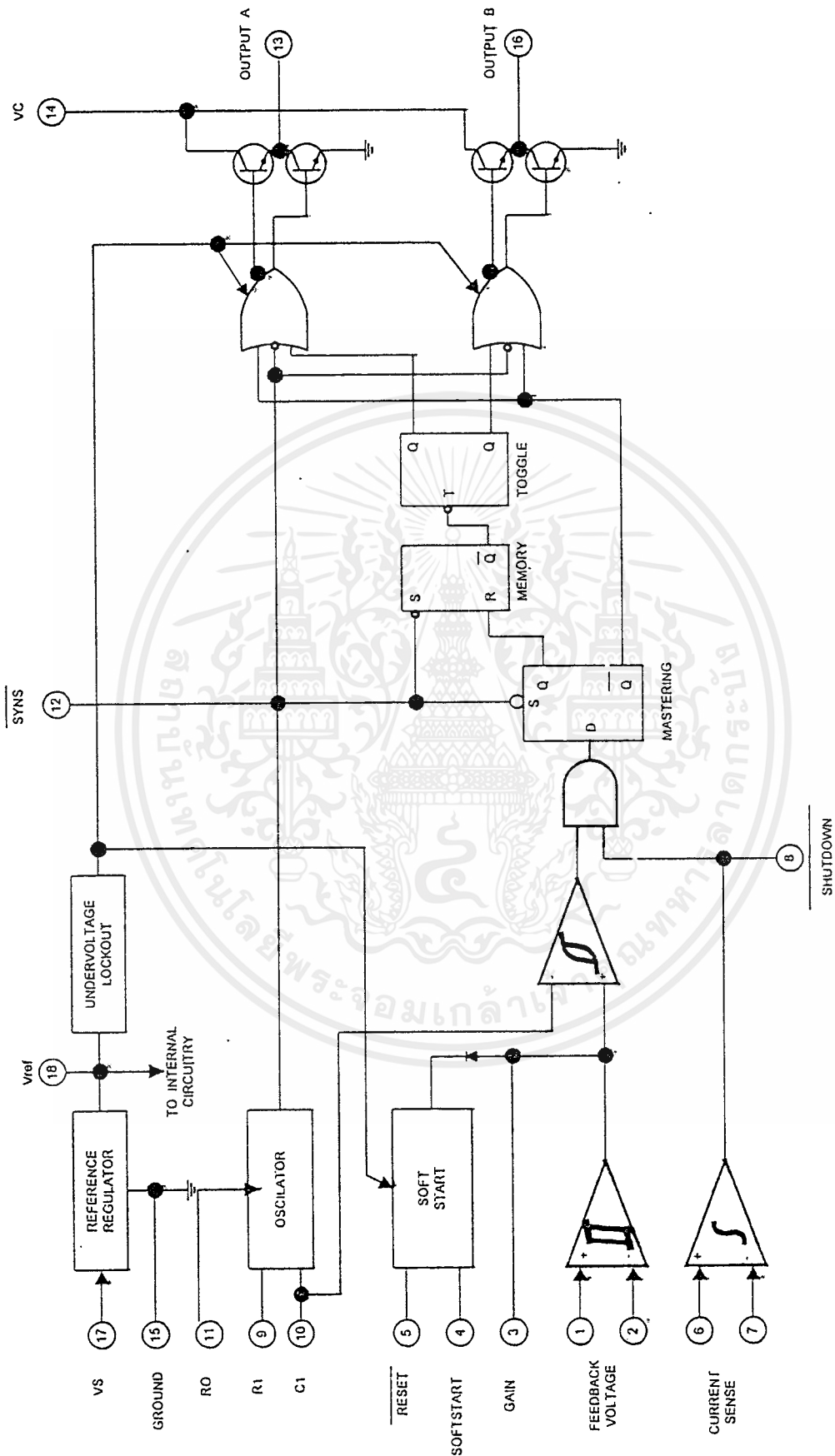
Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับของวอลลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 นำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิธึมอดคูลูเลชั่น เพื่อที่จะกำหนดคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

no-load voltage regulator วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่ตรวจเช็คว่าจะขณะนี้เครื่องเชื่อมกำลังทำงานเชื่อมอยู่หรือไม่ โดยการตรวจสอบค่าแรงดันเอาต์พุตที่ถูกป้อนกลับเข้ามาในวงจรถ้าเครื่องเชื่อมทำงานอยู่ (แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าต่ำมาก ใกล้เคียง 0 โวลท์) จะไม่มีการส่งข้อมูลให้กับเครื่องเชื่อม แต่ถ้าเครื่องเชื่อมกำลังอยู่ในสภาวะไม่มีโหลดหรือไม่มีการเชื่อมเกิดขึ้น (แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ 76 โวลท์) วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปบอกให้กับไอซี SG3526 ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ สั่งงานให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลงเพื่อเป็นการลดการสูญเสียที่เกิดขึ้น เป็นผลให้เครื่องเชื่อมนี้กินกำลังไฟฟ้าลดลง

voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร โดยรับแรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ตกคร่อมชั้นท์เคอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านชั้นท์เคอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออปแอมป์ ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้น เพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งการเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลง ตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุต

### 3.1.2. วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์ (regulator and PWM generator)

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซี SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการต่อใช้งานได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างภายในของ IC SG3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็ค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามายังขา อินเวอร์ตติง และนอนอินเวอร์ตติง ของวงจรถบายความผิดพลาดภายใน ไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรถบายพัลส์วิดธ์มอดดูเลชั่น เพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถบายในกรณีเปิดลูป โดยการต่อค่าตัวเก็บประจุลงกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรถบายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขา รีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องตรงจังหวะอีกครั้ง หลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่า ขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจาการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนท์ เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุท ด้วยวงจรถบายเปรียบเทียบความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น วงจรถบายเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันที เพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจรถบาย

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสังชัตดาวน์จากวงจรถบายนอก โดยการป้อนลอจิก "0"

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ  $R_t$  เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสที่ภายใน ให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให่วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิรท์

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ  $C_t$  เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรถบายกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรถบายกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อเป็นประโยชน์กับวงจรถบายอื่นที่ต่อร่วมที่ต้อการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน (Synchronization)

ขา 13,16 เป็นขาเอาท์พุทพัลส์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลส์ที่ออกจากเอาท์พุททั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรถบายคอนเวอร์เตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาท์พุทภายใน ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ต่อกันแบบคอมพลีเมนต์ารี อันที่จริงสามารถใช้ร่วมกันกับไฟเลี้ยงไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขา กราวด์ของไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสแตนด์บายแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อน เพื่อให้ไอซีทำงานอย่างคงที่

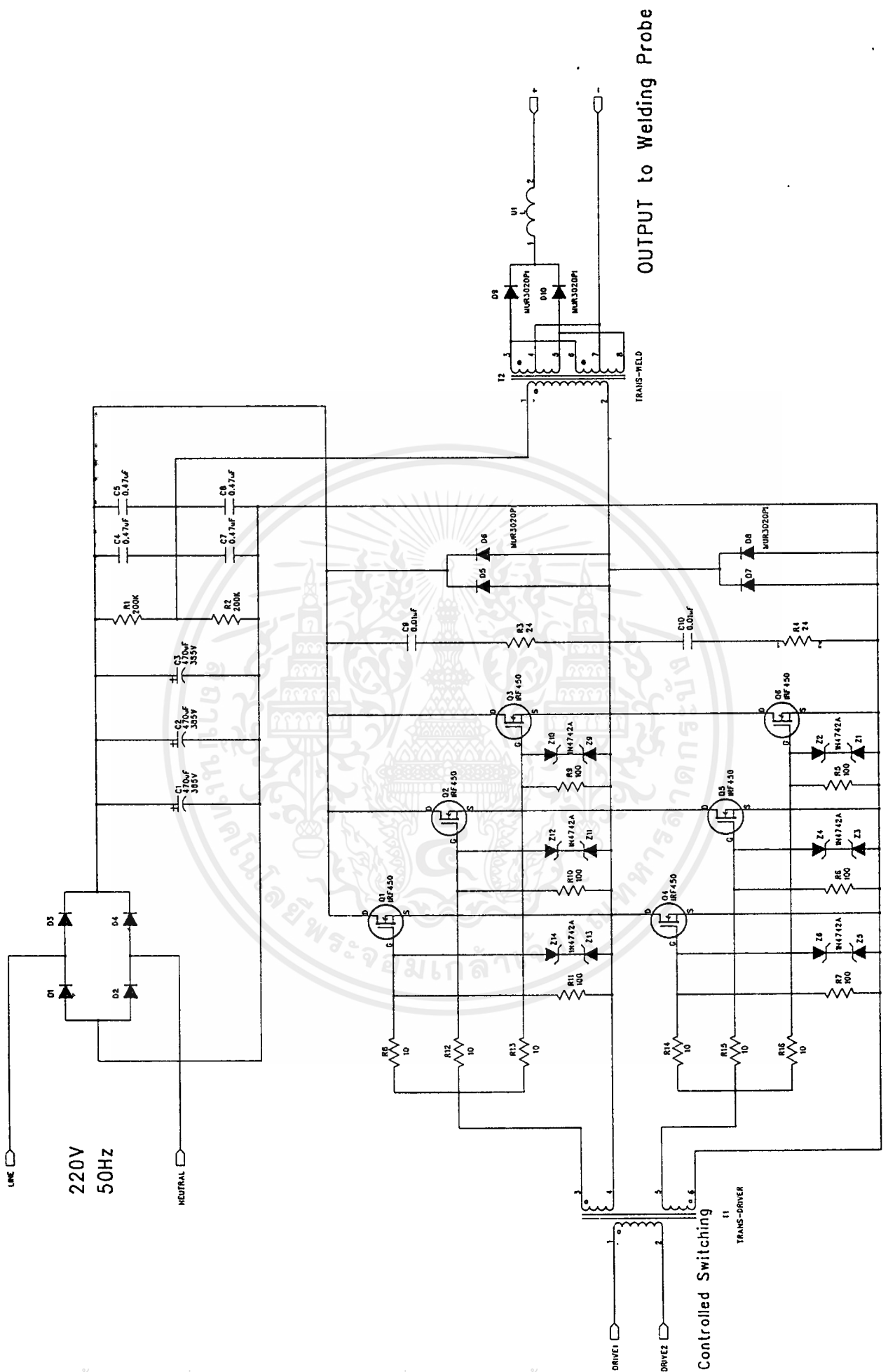
ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดประมาณ 50 มิลลิแอมป์

### 3.1.3. วงจรขับ

วงจรขับจะประกอบด้วยมอสเฟต เอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนล ต่อด้วยกันแบบคอมพลิเมนต์ารี จำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรคอมพลิเมนต์ารีทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงขับสวิตซ์ซึ่งเพื่อที่จะส่งผ่านพลังงานไปยังขดทุติยภูมิ นำไปขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป เนื่องจากเอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526 สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดเพียง 250 มิลลิแอมป์ การขับมอสเฟตจึงไม่สามารถทำได้รวดเร็วพอ ต้องเพิ่มกระแสที่จะใช้ในการขับเคลื่อนโดยการต่อ ซีมอสอินเวอร์เตอร์ขนานกันเปรียบเสมือนเป็นการลดค่าความต้านทานเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกระแสเพื่อให้ได้กระแสในการขับเคลื่อนสูง และเป็นผลให้มอสเฟตทำงานเร็วขึ้น

### 3.2. ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่จาก เอ.ซี ไลน์ ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรท์ให้มีค่าสูงขึ้น เพื่อการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิรท์ มาทำการแปลงเป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นก็นำไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตสวิตซ์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรในส่วนนี้ว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงที่ขดลวดปฐมภูมิ เมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปขดทุติยภูมิ และทำการเรียงกระแส,กรองกระแสแล้ว ก็จะได้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ เนื่องจากการเชื่อมต่อการไฟฟ้ากระแสตรง เพราะจะทำให้จุดเชื่อมมีคุณภาพสูงกว่าการเชื่อมในระบบกระแสสลับ ตามโครงสร้าง (รูป 3.1) ที่ได้กล่าวมานี้มีรายละเอียดของวงจรดังนี้



OUTPUT to Welding Probe

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1. วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จะเป็นแบบฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้พัลส์เซตติ้ง ดีซี ที่ได้มีค่าความถี่สูงกว่าค่าความถี่ของระบบแรงดันไฟสลับปกติเท่าตัว เป็นผลให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันรีปเปล มีขนาดน้อยกว่าการเรียงกระแสแบบอื่น ๆ (ในขณะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ จะอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงต้องทำการแบ่งแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟกระแสตรงดังรูปที่ 3.4 และเพื่อให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริง จำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่า ๆ กันต่อคร่อมกับตัวเก็บประจุ ในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูง เราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุมากและทนแรงดันได้สูงได้ง่ายนัก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุ จะเป็นวิธีที่ดีที่สุด อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย อันเนื่องมาจากค่าความต้านทานแฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

### 3.2.2. วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟตทั้งหมด 3 ชุด ต่อขนานกัน ดังรูปที่ 3.4 เพื่อแบ่งกันรับภาระทางกระแสเมื่อโหลดต้องการกระแสสูงมาก โดยเพาเวอร์มอสเฟตชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน นั่นคือเพาเวอร์มอสเฟตในแต่ละชุดที่ขนานกันจะทำงานเหมือน ๆ กัน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่มาจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อนเพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดการอิมดับ โดยวงจรดังกล่าวนี้จะประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน คือถ้าแรงดันพัลส์ทั้งด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอเรจี้ที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตทั้งชุดบนและชุดล่างนั้นเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรก คือ ป้องกันแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมไว้ในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมกับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอเรจี้ที่ต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวจะ

อยู่ในลักษณะไบแอสตรง ดังนั้นไดโอดนี้จะนำกระแส เป็นการป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟต

หลังจากการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต พัลส์ที่ได้ก็จะถูกส่งผ่านพลังงานโดยหม้อแปลงความถี่สูงไปยังขดลวดทุติยภูมิ พัลส์ที่ขดลวดทุติยภูมิจะถูกเรียงกระแสโดยไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ จำนวน 6 ตัวที่ต่ออยู่ในลักษณะฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ เพื่อแบ่งกันรับภาระทางกระแส แรงดันที่ได้นี้สามารถนำไปทำการเชื่อมได้แล้ว แต่การอาร์คของรอยเชื่อมจะไม่เรียบ ต้องต่อหม้อแปลงโซ่คอนูกรมเข้าไป จะทำให้การเชื่อมทำได้เรียบขึ้น

### 3.2.3. การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับเครื่องเชื่อม ที่ต้องการค่ากระแสเข้าที่พู่ท 150 แอมป์ และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 ที่มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัว (Bsat) ประมาณ 3300 เกาส์ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัว ประมาณ 3000 เกาส์

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_p = \frac{V_p * 10^8}{K * f * B_{max} * A_e}$$

โดยที่	$N_p$	คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)
	$V_p$	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด (โวลท์)
	K	คือ ค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
	f	คือ ค่าความถี่ (เฮิรท์)
	$A_e$	คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

แทนค่า

$$N_p = \frac{(150)(10^8)}{(4)(27 * 10^3)(3000)(0.7854 * 3)}$$

$$= 19.6$$

เพราะฉะนั้นจะใช้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิจำนวน 20 รอบ

คำนวณหาขนาดของเส้นลวดทองแดงที่จะนำมาพันแกนหม้อแปลงได้จากสูตร

$$D = \frac{[1.47 * f * B_{\max} * A_e * A_c] * 10^{-3}}{P_{out}}$$

โดยที่ D คือ ค่าที่เปรียบเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูล่า-มิลล์ ต่อแอมป์

$A_c$  คือ พื้นที่สำหรับการพันขดลวดบนบ็อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร)  
แทนค่าจะได้

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

$$= 4007$$

จากค่า D ที่ได้นำไปเปรียบเทียบกับตารางแสดงขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง จะได้ตรงกันขนาดขดลวดเบอร์ 14 AWG

AWG	Diameter over insulation (inches)		Nominal circular mil area	Resistance per 1000 ft	Current capacity in milliamperes based on 1000 c.m.A	AWG
	Min.	Max.				
8	0.130	0.133	16510	0.5291	16510	5
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9965	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8225	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	3250	3.181	3250	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	1299	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.9	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	251.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

รูปที่ 3.5 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการคำนวณจำนวนรอบของขดลวดทางด้านเอาต์พุตจะใช้ความสัมพันธ์ดังข้างล่างนี้

$$N_s V_p = N_p V_s$$

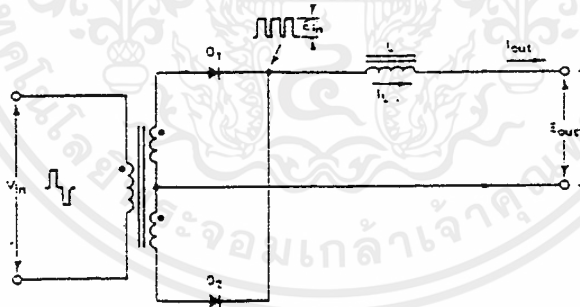
แทนค่า

$$N_s = \frac{(20)(80)}{300} = 5 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 20 รอบและจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ 5 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 4 ต่อ 1

จากการทดลองสร้างหม้อแปลงความถี่สูงปรากฏว่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีค่ามาก จึง จำเป็นต้องพันขดลวดเป็น 2 ชั้นทับกัน ซึ่งการพันในลักษณะนี้จะเกิดปัญหาเรื่องความแน่นหนา และทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเส้นลวดมาก ทำให้เกิดการสูญเสียทางสนามแม่เหล็ก และอาจเกิดการออสซิลเลตขึ้นได้จึงจำเป็นต้องลดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิลงเหลือ 12 รอบ ตามอัตราส่วน 4 ต่อ 1 จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิจะลดลงเหลือ 3 รอบ จากการทดสอบใช้งานจริงปรากฏว่าหม้อแปลงนี้สามารถทำงานได้เป็นปกติ

### 3.2.4. การคำนวณหาค่าของขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุต (Output Choke)



รูปที่ 3.6 วงจรแสดงการต่อขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุตของเครื่องเชื่อม

จากสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำและค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงไป

$$L = L \frac{di}{dt}$$

เนื่องจาก

$$L = E_{in} - E_{out}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$di = \Delta I_L$$

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) * \Delta t}{\Delta I_L}$$

จากโครงสร้างของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ คือ แรงดันอินพุท ( $E_{in}$ ) จะมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดันเอาต์พุท ( $E_{out}$ ) ดังนั้น  $E_{in} - E_{out} = E_{in} - (E_{in}/2) = E_{in}/2 = E_{out}$  ส่วนช่วงเวลา  $\Delta t$  คือ ช่วงเวลาหยุดนิ่ง (notch time ;  $t_{off}$ ) จะเกิดขึ้นระหว่างการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่น นั่นคือขดลวดเหนี่ยวนำจะทำงานในช่วงนี้ จากการกำหนดค่า  $t_{on}$  ของวงจรเชื่อมจะได้  $t_{off}$  มีค่า 3.664 ไมโครเซค สามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดโดยการแทนค่าลงในสมการ

$$L = \frac{E_{out} * t_{off}}{0.25 I_{out}}$$

โดยที่  $\Delta I_L$  คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงกระแสของขดลวดเหนี่ยวนำ (โดยปกติ  $\Delta I_L$  จะมีค่าไม่เกิน  $0.25 I_{out}$ )

$$L = \left[ \frac{80 * 3.664 \mu S}{0.25 * 150} \right]$$

$$= 7.8 \mu H$$

ในการทดสอบการทำงานขดลวดเหนี่ยวนำดังกล่าวจะใช้ค่าที่มากกว่าหรือน้อยกว่าขึ้นอยู่กับค่า  $\Delta I_L$  คือ ถ้าต้องการให้  $\Delta I_L$  มีค่าน้อยก็ควรใช้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดมากขึ้น แต่จากการทดลองพบว่าถ้าขดลวดเหนี่ยวนำนี้มีค่ามาก ถึงแม้จะทำให้ค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงมีค่าลดลง แต่ก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นที่ตัวขดลวดเหนี่ยวนำนี้อย่างมาก

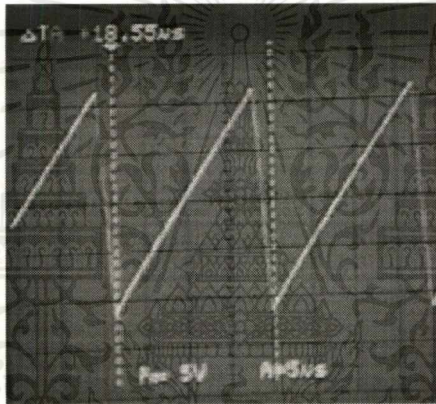
## บทที่ 4

## การทดสอบการทำงาน

## 4.1. การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจร

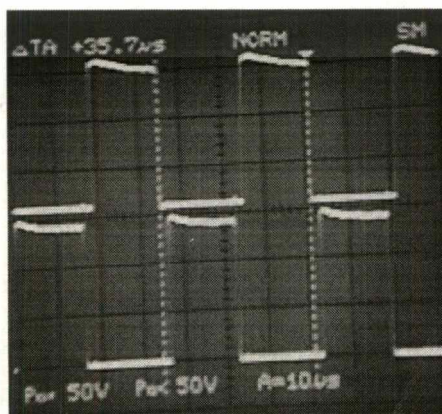
ในขณะที่ทำการทดสอบใช้งานเครื่องเชื่อมโดยการใช้เชื่อมจริงนั้นสามารถวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ของวงจรได้ดังนี้

4.1.1. รูปสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 มีลักษณะเป็นคลื่นเอียง (Ramp Wave) ส่วนคาบเวลาที่ได้นั้นจะเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิทซ์ ซึ่ง ส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาของรูปสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาหรือให้อุปกรณ์สวิทซ์หยุดนำกระแส (Dead Time)



รูปที่ 4.5 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

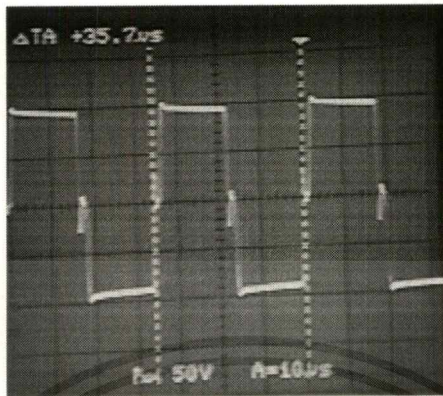
4.1.2. รูปสัญญาณที่วัดจากขา 13 และ 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอ๊าท์พุทพัลส์ที่จะส่งไปควบคุมการสวิทซ์ของอุปกรณ์เพาเวอร์สวิทซ์ โดยผ่านวงจรขับ



รูปที่ 4.6 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอ๊าท์พุท A และ B ของไอซี SG3526

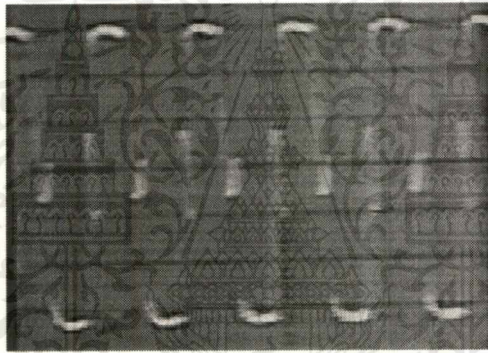
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3. รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรจับที่ส่งผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลัง  
มายังขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 4.7 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต

4.1.4. รูปสัญญาณที่วัดจากการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.8 รูปแสดงสัญญาณการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตในสถานะที่เครื่องเชื่อมทำงาน

4.2.5. รูปแสดงการเชื่อมโดยใช้เครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำขึ้นทำการเชื่อมท่อเหล็กเพื่อทำการ  
ทดสอบการทำงาน



รูปที่ 4.9 รูปแสดงการทดสอบใช้งานเครื่องเชื่อม

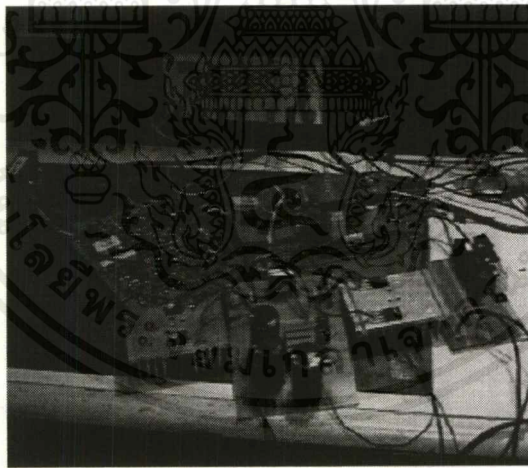
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.6. รูปแสดงวัสดุที่ผ่านการทดสอบเชื่อม จากเครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำขึ้น



รูปที่ 4.10 รูปแสดงวัสดุ ภายหลังจากการเชื่อม

#### 4.2.7. รูปแสดงเครื่องเชื่อมที่ได้ทดลองจัดทำขึ้น



รูปที่ 4.11 รูปแสดงวงจรทดลองเครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำขึ้น

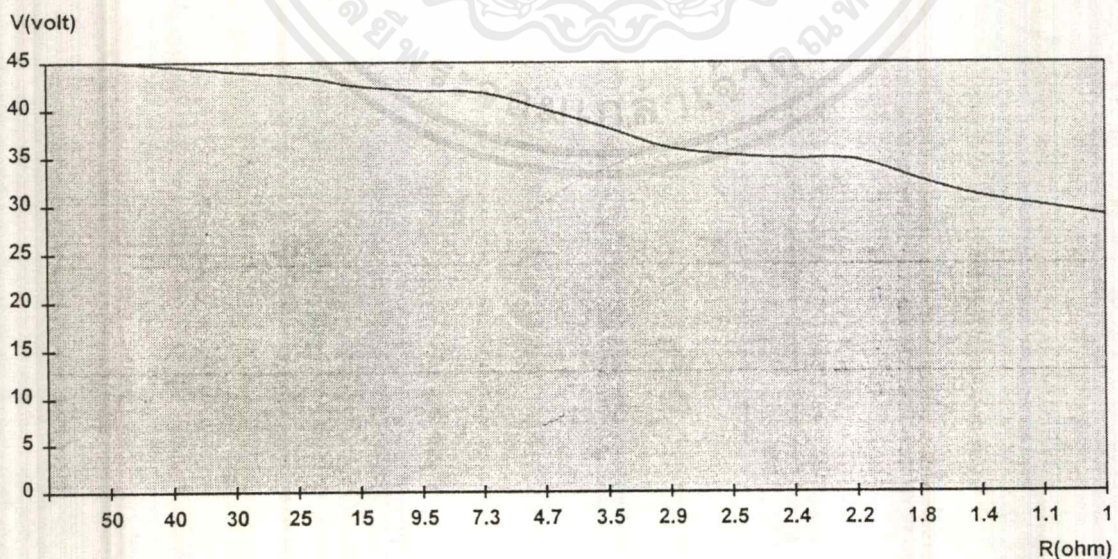
### 4.2. การทดสอบความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานภาระต่อค่ากระแสเอาต์พุต

การทดสอบความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานภาระต่อค่ากระแสเอาต์พุต ทำโดยการต่อความต้านทานภาระค่าคงที่ ที่มีขนาดต่าง ๆ กัน แล้วทำการเปรียบเทียบกับค่ากระแสและค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้ จากการทดลองสามารถเขียนตารางได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

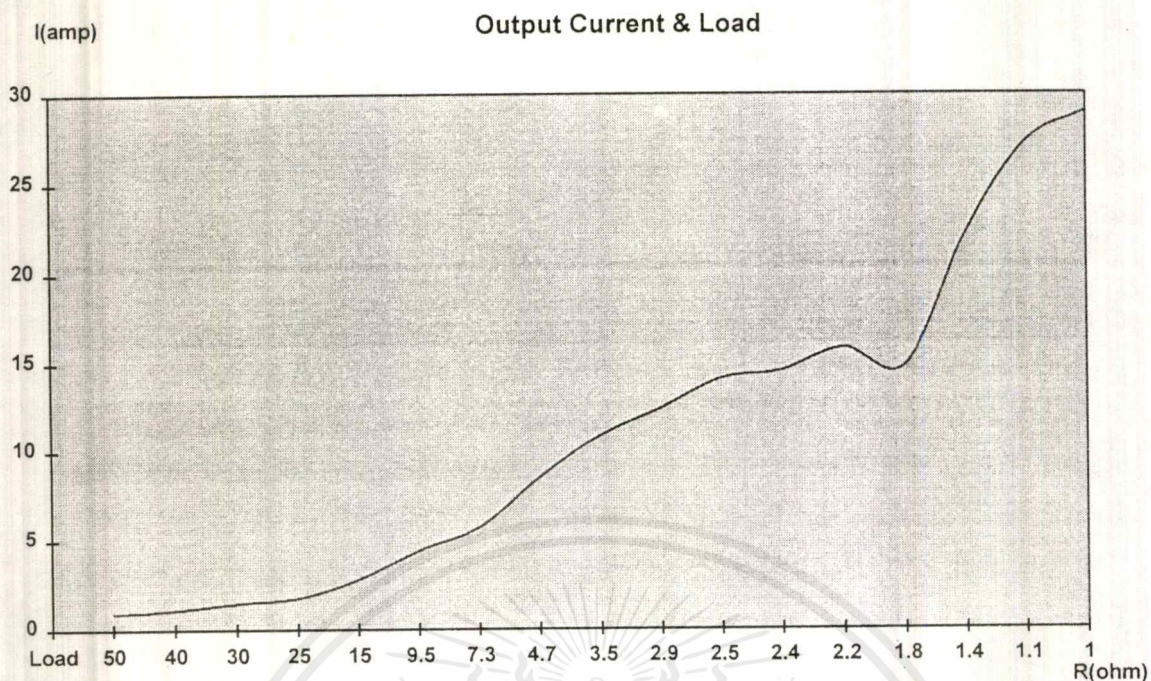
Load R ( $\Omega$ )	Output Voltage (V)	Output Current (A)
50	45	0.9
40	44.5	1.1125
30	44	1.46
25	43.5	1.74
15	42.5	2.83
9.5	42.0	4.42
7.3	41.8	5.726
4.7	40.1	8.53
3.5	38.1	10.88
2.9	36.0	12.41
2.5	35.3	14.12
2.4	34.9	14.54
2.2	34.8	15.81
1.8	32.7	14.8
1.4	31.0	22.14
1.1	30.0	27.27
1.0	29.0	29

Output Voltage &amp; Load



รูปที่ 4.12 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุตกับค่าความต้านทานภาระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13. แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาต์พุตกับค่าความต้านทานภาระ

จากตารางสามารถนำมาเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและค่าแรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าความต้านทานภาระได้ดังรูปที่ 4.12. และรูปที่ 4.13. ตามลำดับ

ในขณะที่ทำการทดลองพบว่าเกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่กรองกระแสทางด้านเอาต์พุตเพราะเกิดความร้อนขึ้นสูงมาก

#### 4.3. การทดสอบประสิทธิภาพ

การทดสอบประสิทธิภาพการทำงานทำโดยการเปรียบเทียบระหว่างพลังงานที่เครื่องสามารถจ่ายออกมาได้กับพลังงานที่เครื่องดูดกลืนเข้าไป

โดย เพาเวอร์เอาต์พุตสูงสุดที่เครื่องสามารถทำได้หาได้จาก

ค่ากระแสสูงสุดที่เครื่องสามารถจ่ายได้ที่โหลด 1 โอห์มคือ	29 แอมป์
ในขณะนั้นมีแรงดันเอาต์พุต	29 โวลต์
ดังนั้นจะได้เพาเวอร์เอาต์พุตเป็น	841 โวลต์-แอมป์
ส่วนทางด้านอินพุตกินกระแส	7.5 แอมป์
ดังนั้นจะได้เพาเวอร์อินพุตเป็น	1,650 โวลต์-แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถคำนวณประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมนี้ได้โดย

$$\begin{aligned} \text{ประสิทธิภาพ} &= (841 / 1650) * 100\% \\ &= 50.9 \text{ เปอร์เซ็นต์} \end{aligned}$$

จากการคำนวณค่าประสิทธิภาพดังกล่าว คาดว่าการสูญเสียส่วนหนึ่งอาจเกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่กรองกระแสเอาต์พุต ซึ่งต่ออนุกรมโดยตรงกับโหลด เพราะมีความร้อนเกิดขึ้นสูงมาก



## บทที่ 5

### บทสรุป

จากการทดสอบการทำงานโดยได้นำเครื่องเชื่อมที่ได้จัดสร้างขึ้น มาทำการเชื่อมชิ้นงาน โลหะจริง และใช้รูปเชื่อมที่ใช้กันในท้องตลาด ผลปรากฏว่าสามารถทำการเชื่อมได้เป็นอย่างดีในโลหะที่มีความหนาไม่เกิน 4 มิลลิเมตร และไม่มีคราบสนิมจับเกาะอยู่ เพราะสนิมเป็นตัวการที่ทำให้เกิดความต้านทานในชิ้นงาน เป็นผลให้กระแสไฟฟ้าจากเครื่องเชื่อมไม่สามารถไหลผ่านชิ้นงานได้เต็มที่ เป็นผลให้ไม่สามารถทำการเชื่อมได้ดี

สำหรับค่ากระแสจะแปรผันโดยตรงกับความหนาของชิ้นงาน ซึ่งค่ากระแสสูงสุดที่เครื่องเชื่อมนี้สามารถจ่ายได้จะมีค่าประมาณ 50 แอมป์ เนื่องจากเกิดความสูญเสียที่ขดลวดเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่กรองกระแสทางด้านเข้าที่พุก (เพื่อให้สามารถเชื่อมได้เรียบขึ้น) สังกเหตุได้จากความร้อนที่เกิดขึ้นมีค่าสูงมาก แต่เพาเวอร์มอสเฟตที่ทำการสวิตช์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ไม่เกิดความร้อนขึ้นเลย พร้อมทั้งหม้อแปลงความถี่สูงนั้นก็ไม่ได้เกิดทั้งความร้อนและเสียงดัง คาดว่าข้อผิดพลาดดังกล่าว เกิดจากลักษณะการพันขดลวดเหนี่ยวนำและคุณสมบัติของแกนที่ใช้ ไม่เหมาะสม ซึ่งแกนที่ใช้เป็นแกนแบบแผ่นเหล็กวางซ้อนกัน ซึ่งอาจเกิดความอึดอัดที่ความถี่สูงของแกนแผ่นเหล็กซิลิกอน

## หนังสืออ้างอิง

- 1 สุวัฒน์ คั่น,เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย,บ.เอนเทลไทย,2537
2. Pressman,A.I.,Switching Power Supply Design,McGraw-Hill,1991
3. Cherysis,G.,High-Frequency Switching Power Supplies Theory and design,McGraw-Hill,1989





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

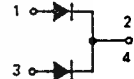
## Switchmode Power Rectifiers

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

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- T<sub>J</sub> Operating Junction Temperature
- Popular TO-218 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Exceeds MIL-STD-883C, V0 @ 1/8"
- High Temperature Glass Passivated Junction

**MUR3005PT**  
 thru  
**MUR3060PT**

ULTRAFAST RECTIFIERS  
 30 AMPERES  
 50-600 VOLTS



CASE 340-02  
 TO-218AC  
 PLASTIC

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR								Unit
		3005PT	3010PT	3015PT	3020PT	3030PT	3040PT	3050PT	3060PT	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	VRRM VRWM VR	50	100	150	200	300	400	500	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V <sub>R</sub> ) Per Leg Per Device	I <sub>F(AV)</sub>	15 30 T <sub>C</sub> = 150°C						15 30 T <sub>C</sub> = 145°C		Amps
Peak Repetitive Forward Current, Per Leg Peak 1/2 Square Wave, 20 kHz, T <sub>C</sub> = 150°C	I <sub>FRM</sub>	30 @ T <sub>C</sub> = 150°C						30 @ T <sub>C</sub> = 145°C		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current Surge 100 µs at rated load conditions halfwave, single pulse 50 Hz Per Leg	I <sub>FSM</sub>	200				150				Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	- 65 to - 175								°C

### INTERNAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case Junction to Ambient	R <sub>θJC</sub> R <sub>θJA</sub>	1.5 40	°C/W °C/W
---	--------------------------------------	-----------	--------------

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) I <sub>F</sub> = 15 A rms, T <sub>C</sub> = 150°C I <sub>F</sub> = 15 A rms, T <sub>C</sub> = 25°C	V <sub>F</sub>	0.85 1.05	1.12 1.25	1.2 1.5	Volts	
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) Reverse DC Voltage, T <sub>C</sub> = 150°C Reverse DC Voltage, T <sub>C</sub> = 25°C	I <sub>R</sub>	500 10			1000 10	µA
Maximum Reverse Recovery Time I <sub>F</sub> = 15 A rms, I <sub>R</sub> = 50 A rms	t <sub>rr</sub>	35			60	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 200 µs, Duty Cycle = 2%

# MUR3005PT thru MUR3060PT

## MUR3005PT, 3010PT, and 3015PT

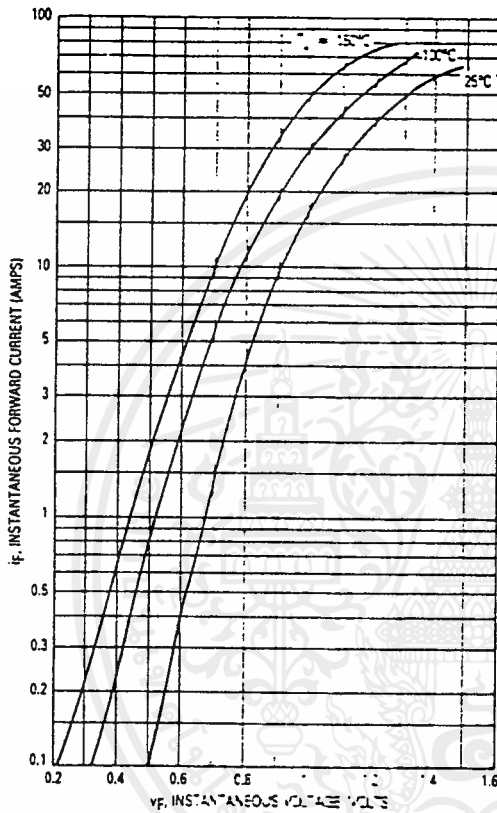
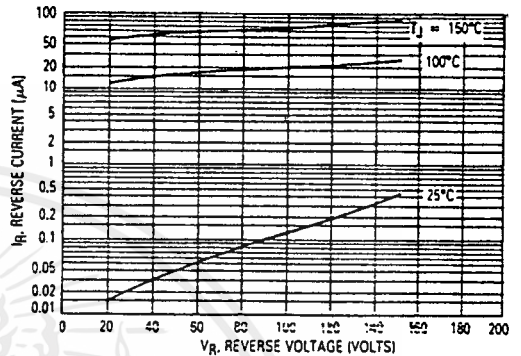


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)



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

Figure 2. Typical Reverse Current (Per Leg)\*

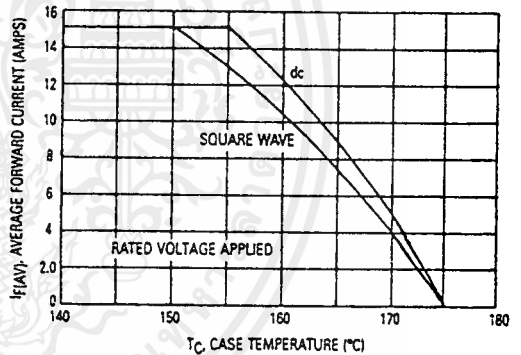


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

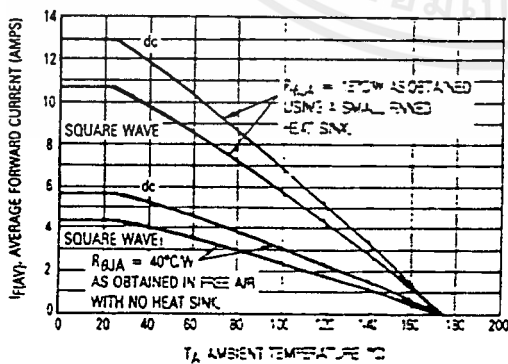


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

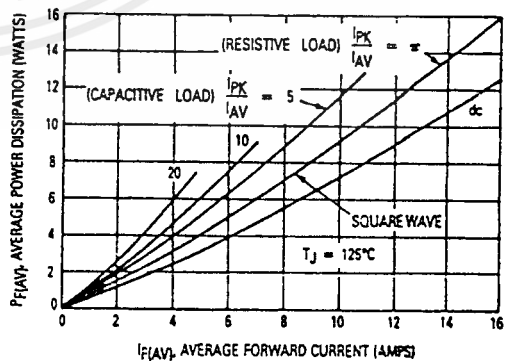


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MUR3005PT thru MUR3060PT

MUR3020PT, 3030PT, and 3040PT

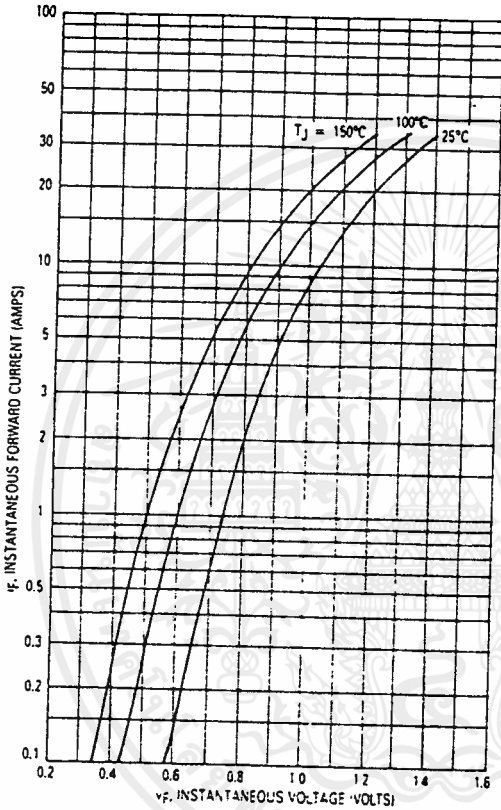
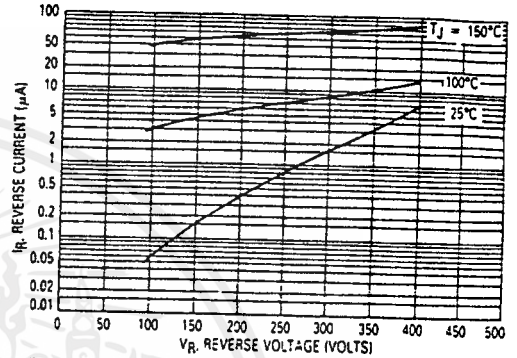


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)



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

Figure 7. Typical Reverse Current (Per Leg)\*

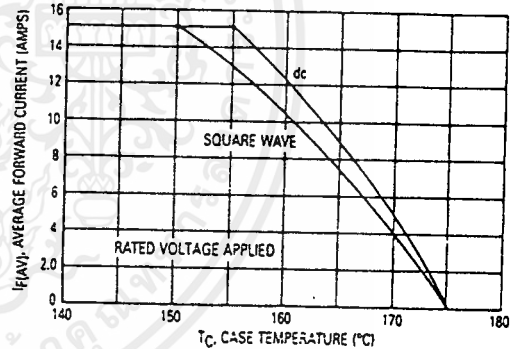


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

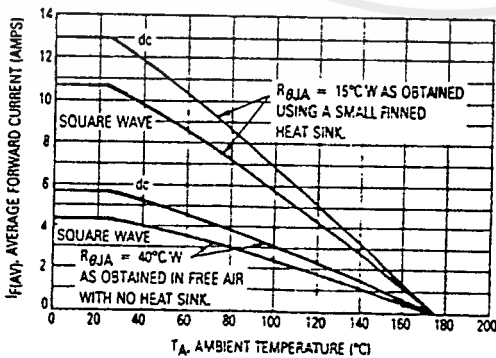


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

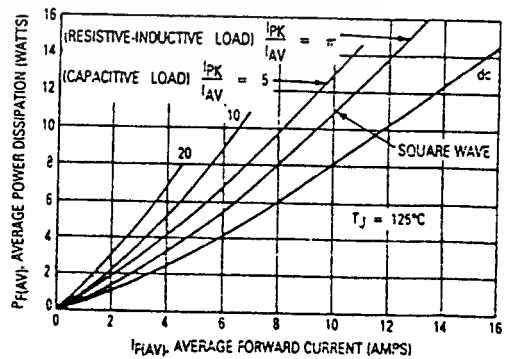


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MUR3005PT thru MUR3060PT

## MUR3050PT and MUR3060PT

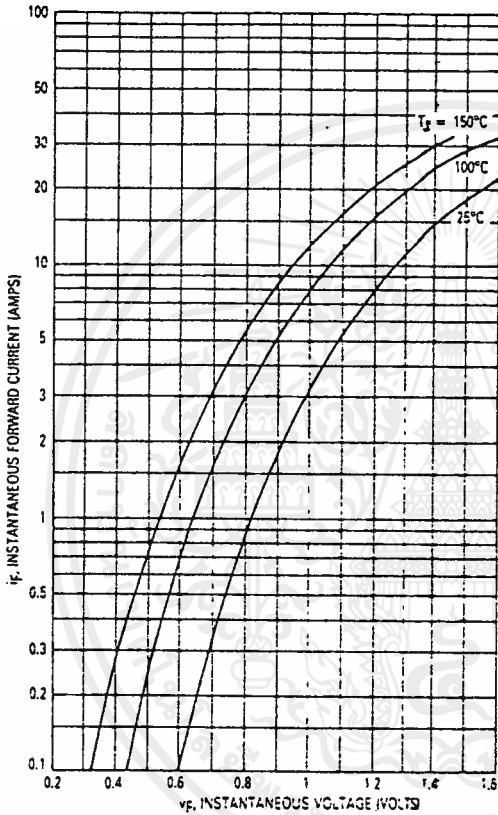
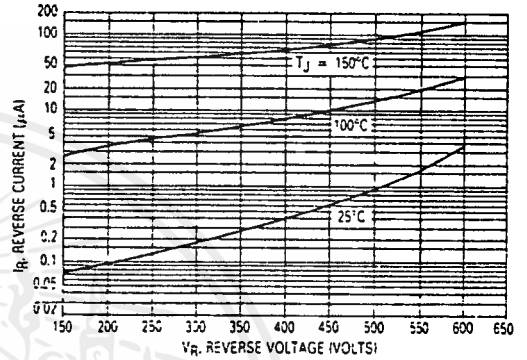


Figure 11. Typical Forward Voltage



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

Figure 12. Typical Reverse Current\*

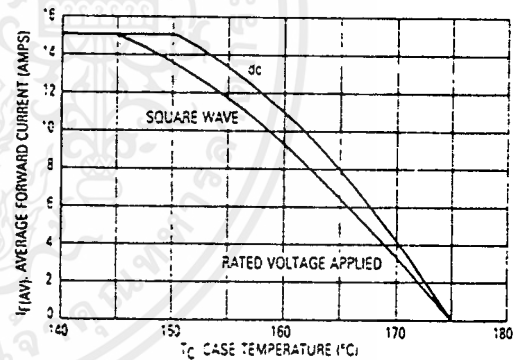


Figure 13. Current Derating, Case

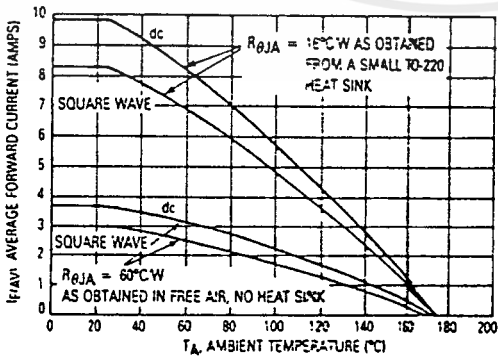


Figure 14. Current Derating, Ambient

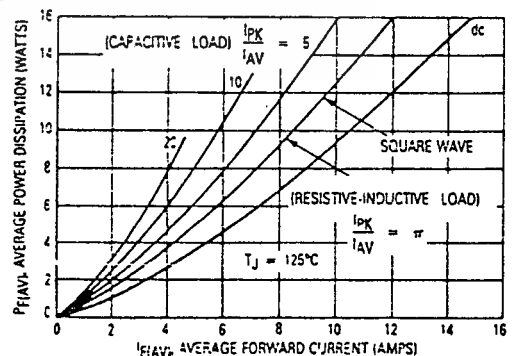


Figure 15. Power Dissipation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR3005PT thru MUR3060PT

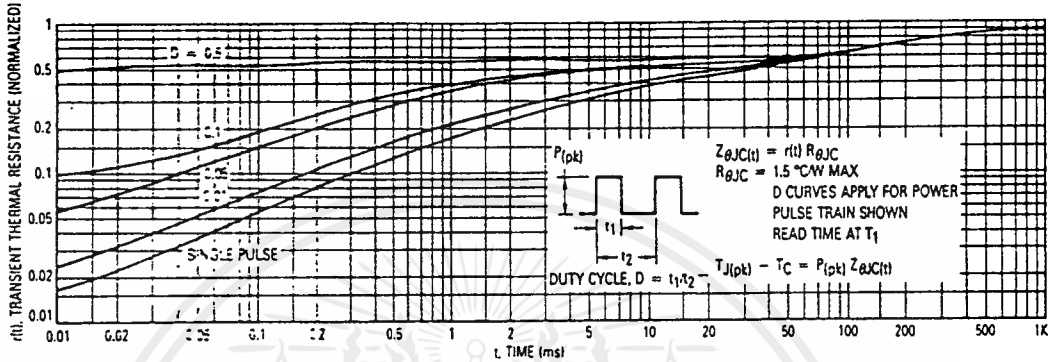


Figure 16. Thermal Response

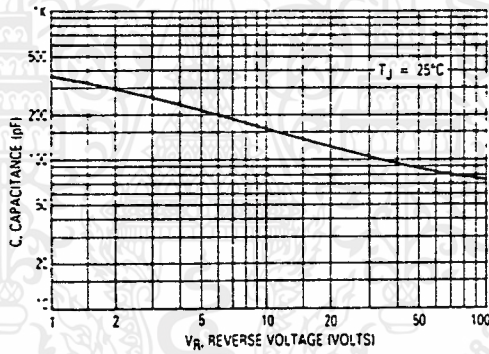


Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)

OUTLINE DIMENSIONS

NOTES:

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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	20.32	21.08	0.800	0.830
B	15.49	15.90	0.610	0.626
C	4.19	5.02	0.165	0.200
D	1.02	1.65	0.040	0.065
E	1.35	1.65	0.053	0.065
G	5.21	5.72	0.205	0.225
H	2.65	2.94	0.104	0.116
J	0.38	0.64	0.015	0.025
K	12.70	15.49	0.500	0.610
L	15.88	16.51	0.625	0.650
N	12.19	12.70	0.480	0.500
Q	4.04	4.22	0.159	0.166

CASE 340-02  
TO-218AC  
PLASTIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**MOTOROLA**

**SG1526  
SG2526  
SG3526**

**PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT**

The SG1526 is a high performance pulse width modulator integrated circuit intended for fixed frequency switching regulators and other power control applications.

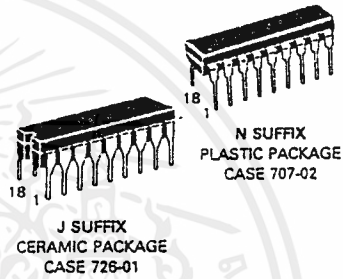
Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

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 SG1526 is specified over the full military junction temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+150^{\circ}\text{C}$ . The SG2526 is specified over a junction temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $-150^{\circ}\text{C}$  while the SG3526 is specified over a range of  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ .

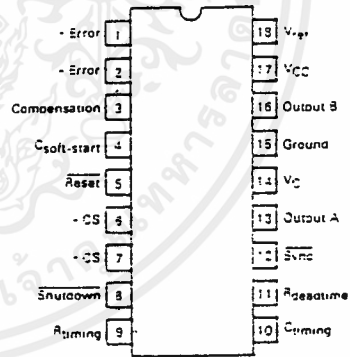
- 8.0 to 35 Volt Operation
- 5.0 Volt  $\pm 1\%$  Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs:  $\pm 100$  mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit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

**PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS**

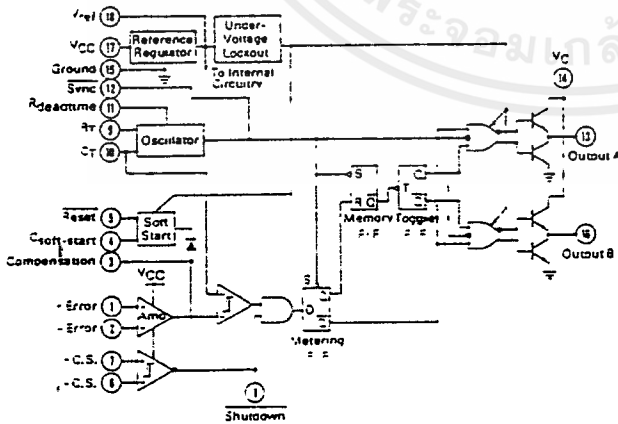
**SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS**



**PIN CONNECTIONS**



**BLOCK DIAGRAM**



**ORDERING INFORMATION**

Device	Junction Temperature Range	Package
SG1526J	$-55$ to $+150^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
SG2526J	$-40$ to $-150^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
SG2526N	$-40$ to $-150^{\circ}\text{C}$	Plastic DIP
SG3526J	$0$ to $+125^{\circ}\text{C}$	Ceramic DIP
SG3526N	$0$ to $+125^{\circ}\text{C}$	Plastic DIP

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SG1526, SG2526, 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	$I_O$	$\pm 200$	mA
Reference Output Current	$I_{ref}$	50	mA
Logic Sink Current	—	15	mA
Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) Note 2. $T_A = -25^\circ\text{C}$ Note 3. $T_C = -25^\circ\text{C}$	$P_D$	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction to Air (Plastic and Ceramic Package)	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction to Case (Plastic and Ceramic Package)	$R_{\theta JC}$	42	$^\circ\text{C}/\text{W}$
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	$^\circ\text{C}$

**Notes:**

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

### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristic	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	$\pm 100$	mA
Reference Load Current	$I_{ref}$	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	$f_{osc}$	0.001	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	$R_T$	2.0	150	k $\Omega$
Oscillator Timing Capacitor	$C_T$	0.001	20	$\mu\text{F}$
Available Deadtime Range (40 kHz)		3.0	50	%
Operating Junction Temperature Range	$T_J$			$^\circ\text{C}$
SG1526		-55	+150	
SG2526		-40	+150	
SG3526		0	+125	

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 1 — SG1526 REFERENCE STABILITY OVER TEMPERATURE

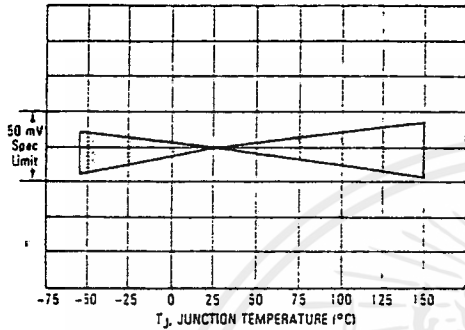


FIGURE 2 — REFERENCE VOLTAGE AS A FUNCTION SUPPLY VOLTAGE

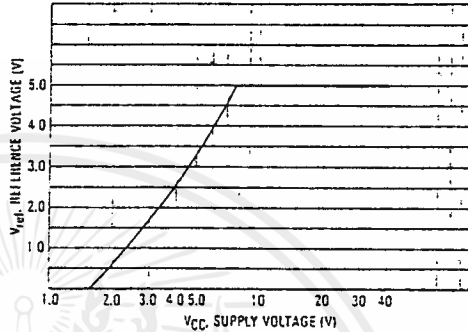


FIGURE 3 — ERROR AMPLIFIER OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

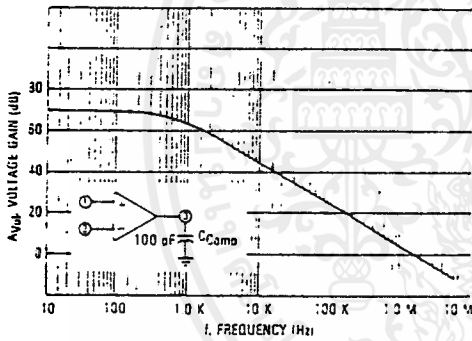


FIGURE 4 — CURRENT LIMIT COMPARATOR THRESHOLD

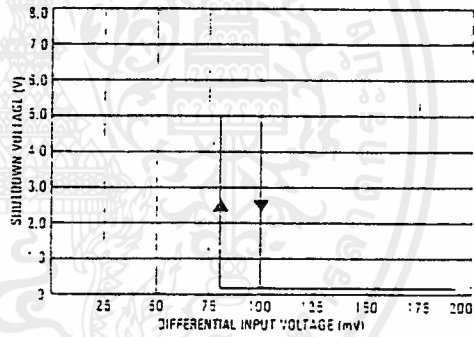


FIGURE 5 — UNDERVOLTAGE LOCKOUT CHARACTERISTIC

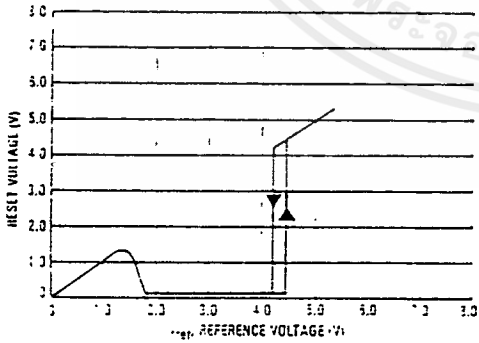
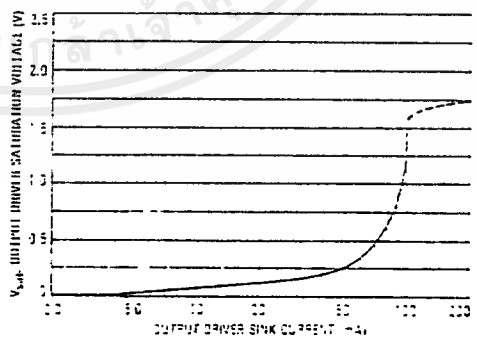


FIGURE 6 — OUTPUT DRIVER SATURATION VOLTAGE AS A FUNCTION OF SINK CURRENT



SG1526, SG2526, SG3526

FIGURE 7 —  $V_C$  SATURATION VOLTAGE AS A FUNCTION OF SINK CURRENT

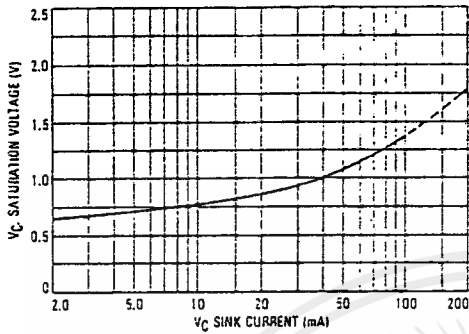


FIGURE 8 — SG1526 OSCILLATOR PERIOD

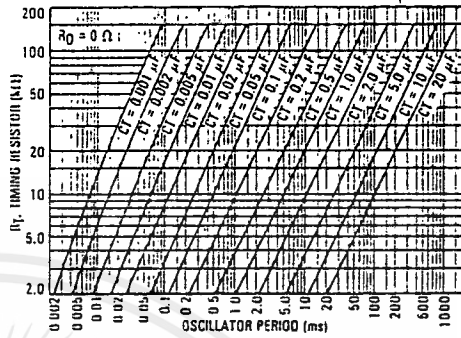


FIGURE 9 — OUTPUT DEADTIME AS A FUNCTION OF DEADTIME RESISTOR VALUE

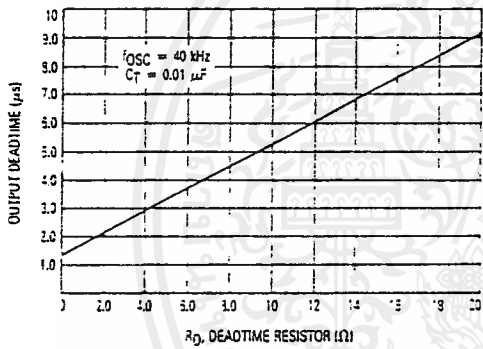


FIGURE 10 — SG1526 ERROR AMPLIFIER

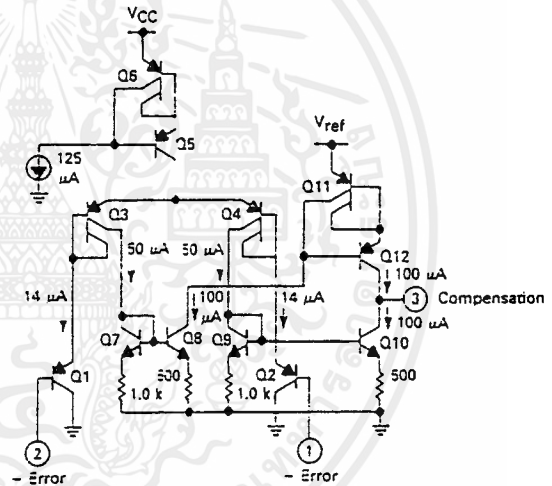


FIGURE 11 — SG1526 UNDERVOLTAGE LOCKOUT

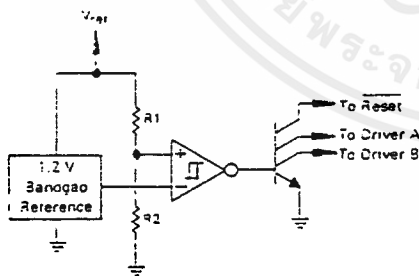
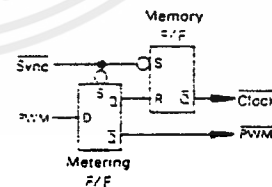


FIGURE 12 — SG1526 PULSE PROCESSING LOGIC



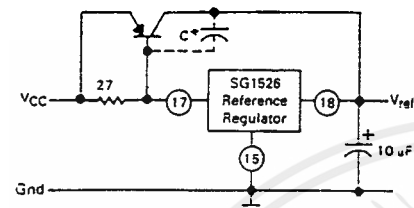
The metering FLIP-FLOP is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle. The memory FLIP-FLOP prevents double pulsing in a push-out configuration by remembering which output produced the last pulse.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SG1526, SG2526, SG3526

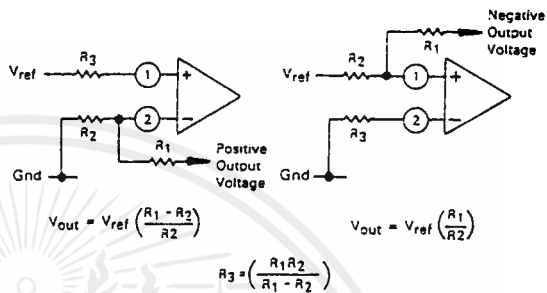
## APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 13 — EXTENDING REFERENCE OUTPUT CURRENT CAPABILITY



\*May be required with some types of transistors

FIGURE 14 — ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS



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

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

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

FIGURE 15 — OSCILLATOR CONNECTIONS

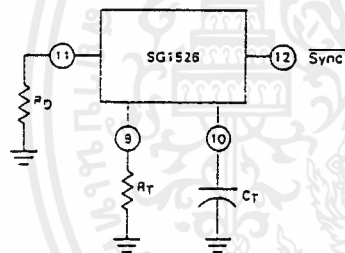
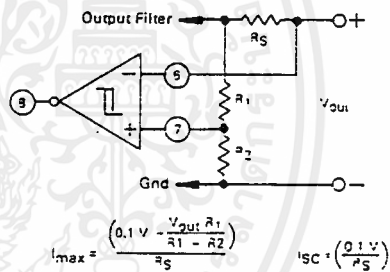


FIGURE 16 — FOLDBACK CURRENT LIMITING



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

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

FIGURE 17 — SG1526 SOFT-START CIRCUITRY

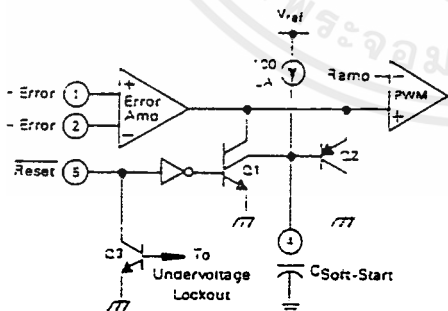
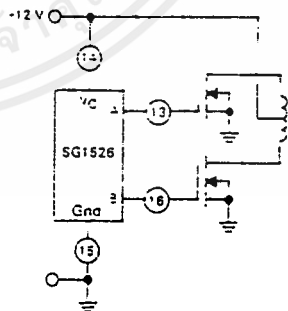


FIGURE 18 — DRIVING TMOS POWER FETS



The totem-pole output drivers of the SG1526 are ideally suited for driving the input capacitance of power FETs at high speeds.

SG1526, SG2526, SG3526

FIGURE 19 — HALF-BRIDGE CONFIGURATION

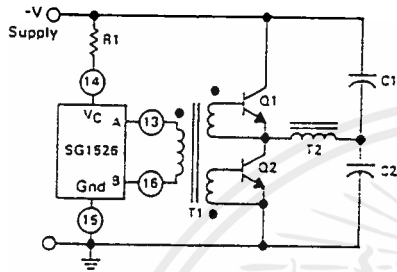
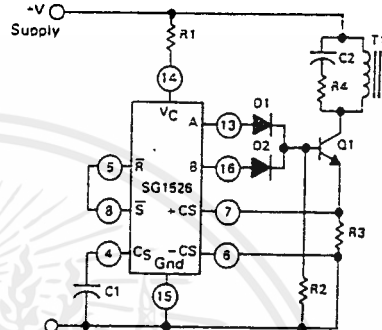


FIGURE 20 — FLYBACK CONVERTER WITH CURRENT LIMITING



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

FIGURE 21 — SINGLE-ENDED CONFIGURATION

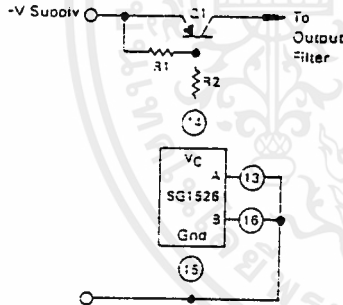
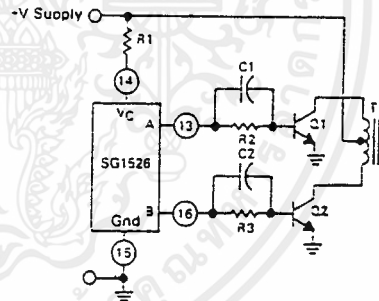


FIGURE 22 — PUSH-PULL CONFIGURATION





# LM139/239/339, LM139A/239A/339A, 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.

- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

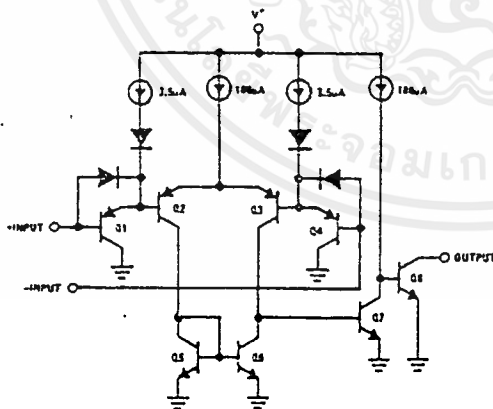
### Features

- Wide single supply voltage range of dual supplies
  - LM139 series, 2 V<sub>DC</sub> to 36 V<sub>DC</sub> or
  - LM139A series, LM2901 = 1 V<sub>DC</sub> to ±18 V<sub>DC</sub>
  - LM3302 2 V<sub>DC</sub> to 28 V<sub>DC</sub>
  - or ±1 V<sub>DC</sub> to ±14 V<sub>DC</sub>
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage (2 mW/comparator at +5 V<sub>DC</sub>)
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ±5 nA and 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

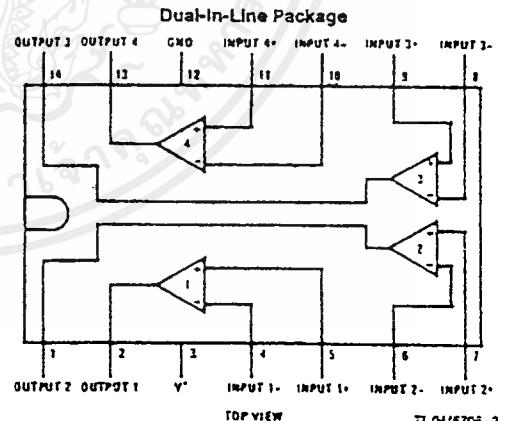
### Advantages

- High precision comparators
- Reduced V<sub>OS</sub> drift over temperature

### Schematic and Connection Diagrams



TL/H/5708-1



TL/H/5708-2

Order Number LM139J, LM139AJ, LM239J, LM239AJ, LM339J, LM339AJ, LM2901J or LM3302J  
 See NS Package Number J14A  
 Order Number LM339AM, LM339M or LM2901M  
 See NS Package Number M14A  
 Order Number LM339N, LM339AN, LM2901N or LM3302N  
 See NS Package Number N14A

LM139/239/339, LM139A/239A/339A, LM2901, LM3302

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM139/239/339; LM139A/239A/339A, LM2901, LM3302

**Absolute Maximum Ratings**

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.(Note 10)

Parameter	LM139/LM239/LM339		LM139A/LM239A/LM339A		LM2901		LM3302		LM139/LM239/LM339		LM139A/LM239A/LM339A		LM2901		LM3302	
	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max
Supply Voltage, V <sup>+</sup>	36 VDC or ± 18 VDC		28 VDC or ± 14 VDC		28 VDC		0°C to +70°C		0°C to +70°C		-25°C to +85°C		-25°C to +85°C		-40°C to +85°C	
Differential Input Voltage (Note 8)	36 VDC		28 VDC		28 VDC		-25°C to +85°C		-25°C to +85°C		-40°C to +85°C		-40°C to +85°C		-40°C to +85°C	
Input Voltage	-0.3 VDC to +36 VDC		-0.3 VDC to +20 VDC		-0.3 VDC to +20 VDC		-55°C to +125°C		-55°C to +125°C		-55°C to +125°C		-55°C to +125°C		-55°C to +125°C	
Power Dissipation (Note 1)	1050 mW		1050 mW		1050 mW		260°C		260°C		260°C		260°C		260°C	
Molded DIP	1190 mW		1190 mW		1190 mW		215°C		215°C		215°C		215°C		215°C	
Cavity DIP	760 mW		760 mW		760 mW		220°C		220°C		220°C		220°C		220°C	
Small Outline Package	Continuous		Continuous		Continuous		260°C		260°C		260°C		260°C		260°C	
Output Short Circuit to GND, (Note 2)	Continuous		Continuous		Continuous		260°C		260°C		260°C		260°C		260°C	
Input Current (V <sub>IN</sub> < -0.3 VDC), (Note 3)	50 mA		50 mA		50 mA		215°C		215°C		215°C		215°C		215°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C		-65°C to +150°C		-65°C to +150°C		220°C		220°C		220°C		220°C		220°C	
Load Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C		260°C		260°C		260°C		260°C		260°C		260°C		260°C	

Operating Temperature Range  
 LM339/LM239/LM339  
 LM239/LM239A  
 LM2901  
 LM139/LM139A  
 Soldering Information  
 Dual-In-Line Package  
 Soldering (10 seconds)  
 Small Outline Package  
 Vapor Phase (60 seconds)  
 Infrared (15 seconds)  
 See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.  
 ESD rating to be determined.

**Electrical Characteristics (V<sup>+</sup> = 5 VDC, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise stated)**

Parameter	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302	
	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max	Min Typ	Max
Input Offset Voltage (Note 6)	± 1.0		± 1.0		± 2.0		± 2.0		± 2.0		± 3	
Input Bias Current (I <sub>IN(1)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> with Output in Linear Range, (Note 5), V <sub>CM</sub> = 0V)	25		25		100		25		25		25	
Input Offset Current (I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub> , V <sub>CM</sub> = 0V)	± 3.0		± 5.0		± 25		± 5.0		± 5		± 3	
Input Common-Mode Voltage Range (Note 6)	0		0		0		0		0		0	
Supply Current (R <sub>L</sub> = ∞ on all Comparators, R <sub>L</sub> = ∞, V <sup>+</sup> = 36V, (LM3302, V <sup>+</sup> = 28 VDC))	0.8		0.8		2.0		0.8		2.0		0.8	
Voltage Gain (R <sub>L</sub> ≥ 15 kΩ, V <sup>+</sup> = 15 VDC, V <sub>O</sub> = 1 VDC to 11 VDC)	50		50		200		50		200		2	
Large Signal Response Time (V <sub>IN</sub> = TTL Logic Swing, V <sub>REF</sub> = 1.4 VDC, V <sub>RL</sub> = 5 VDC, R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ)	300		300		300		300		300		300	
Response Time (V <sub>IN</sub> = 5 VDC, R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ, (Note 7))	1.3		1.3		1.3		1.3		1.3		1.3	
Output Sink Current (V <sub>IN(-)</sub> = 1 VDC, V <sub>IN(+)</sub> = 0, V <sub>O</sub> ≥ 1.5 VDC)	6.0		6.0		16		6.0		16		6.0	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Electrical Characteristics (V<sub>A</sub> = 5 V<sub>DC</sub>, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise stated) (Continued)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Saturation Voltage	V <sub>IN(-)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	500	mV <sub>DC</sub>
Output Leakage Current	V <sub>IN(+)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(-)</sub> = 0, V <sub>O</sub> = 5 V <sub>DC</sub>	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	nA <sub>DC</sub>	

### Electrical Characteristics (V<sub>A</sub> = 5.0 V<sub>DC</sub>, Note 4)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 9)	V <sub>IN(+)</sub> = V <sub>IN(-)</sub> = V <sub>CM</sub> = 0V	±4.0	±4.0	±4.0	±4.0	±9.0	±9.0	±9.0	±9.0	±9	±15	±40	mV <sub>DC</sub>	
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> with Output in Linear Range, V <sub>CM</sub> = 0V (Note 5)	±100	300	±150	400	±100	300	±150	400	±50	±200	±300	nA <sub>DC</sub>	
Input Bias Current	V <sub>A</sub> = 30 V <sub>DC</sub> (LM3302), V <sub>A</sub> = 28 V <sub>DC</sub> (Note 6)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	nA <sub>DC</sub>	
Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>IN(+)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(-)</sub> = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	V <sub>DC</sub>	
Saturation Voltage	V <sub>IN(+)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(-)</sub> = 0, V <sub>O</sub> = 30 V <sub>DC</sub> (LM3302), V <sub>O</sub> = 28 V <sub>DC</sub> (Note 6)	700	700	700	700	700	700	700	700	400	700	700	mV <sub>DC</sub>	
Output Leakage Current	V <sub>IN(+)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(-)</sub> = 0, V <sub>O</sub> = 30 V <sub>DC</sub> (LM3302), V <sub>O</sub> = 28 V <sub>DC</sub> (Note 6)	1.0	1.0	1.0	1.0	0.1	0.1	0.1	0.1	1.0	1.0	1.0	μA <sub>DC</sub>	
Differential Input Voltage	Keep all V <sub>IN</sub> 's ≥ 0 V <sub>DC</sub> (or V <sub>A</sub> if used), (Note 10)	36	36	36	36	36	36	36	36	36	36	28	V <sub>DC</sub>	

Note 1: For operation at high temperatures, the LM3302/LM339A, LM2901, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 0.5°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air medium. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small (P<sub>D</sub> ≤ 100 mW), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short circuits from the output V<sub>O</sub> to either V<sub>A</sub> or ground can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuit protection, the magnitude of V<sub>A</sub> and the input current will only when the voltage at any of the collector-base junction input pins (P<sub>IN</sub>) is greater than 20 V. The magnitude of V<sub>A</sub> changes. In addition to this, there is also a risk of thermal runaway if the input current is not limited. This transistor action can cause the chip to overheat and the device to be destroyed.

Note 3: These specifications are limited to -55°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ 125°C for the LM139/LM139A, LM239/LM239A, LM339/LM339A, and LM2901. With the LM239/LM239A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ 85°C.

Note 4: The input common-mode voltage or other 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<sub>A</sub> - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to 0 V<sub>DC</sub> without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V<sub>A</sub>.

Note 5: The input common-mode voltage or other 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<sub>A</sub> - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to 0 V<sub>DC</sub> without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V<sub>A</sub>.

Note 6: Positive excursions of input voltage may occur when the power supply is disconnected. The power supply should be disconnected by first disconnecting the positive supply, then the negative supply. The common-mode voltage range is V<sub>A</sub> - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to 0 V<sub>DC</sub> without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V<sub>A</sub>.

Note 7: The input common-mode voltage or other 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<sub>A</sub> - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to 0 V<sub>DC</sub> without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V<sub>A</sub>.

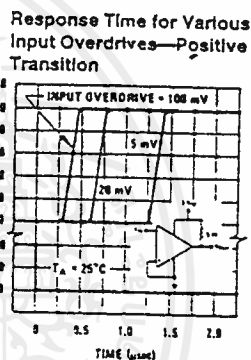
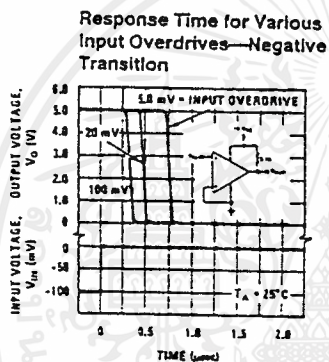
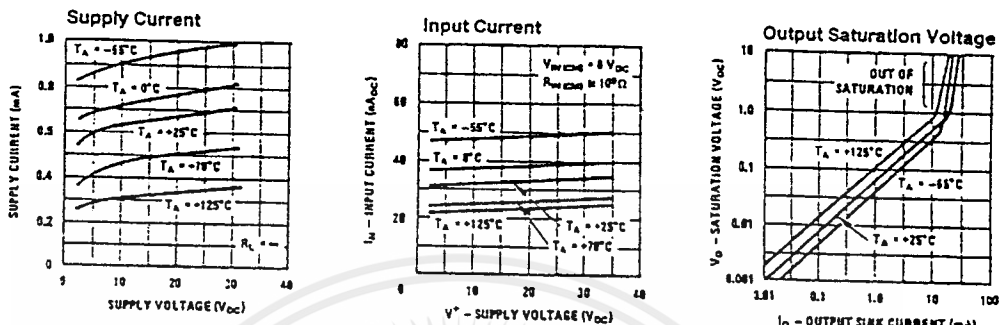
Note 8: Positive excursions of input voltage may occur when the power supply is disconnected. The power supply should be disconnected by first disconnecting the positive supply, then the negative supply. The common-mode voltage range is V<sub>A</sub> - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to 0 V<sub>DC</sub> without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V<sub>A</sub>.

Note 9: The input common-mode voltage or other 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<sub>A</sub> - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to 0 V<sub>DC</sub> without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V<sub>A</sub>.

Note 10: The input common-mode voltage or other 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<sub>A</sub> - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to 0 V<sub>DC</sub> without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V<sub>A</sub>.

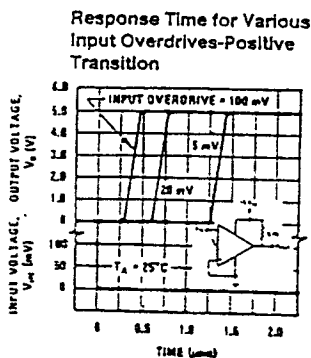
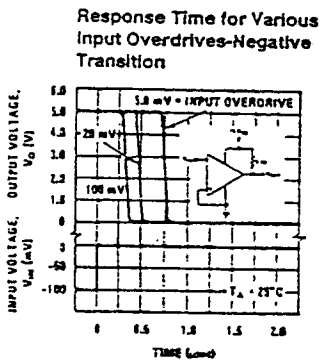
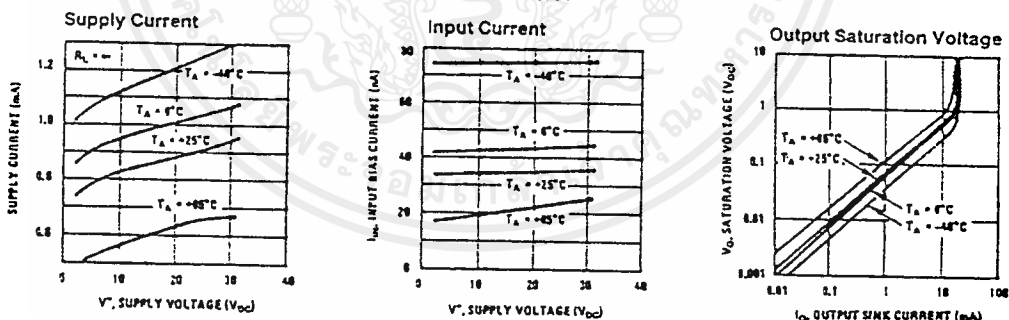
LM139/239/339, LM139A/239A/339A, LM2901, LM3302

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



TL/H/5706-6

### Typical Performance Characteristics LM2901



TL/H/5706-7

### Application Hints

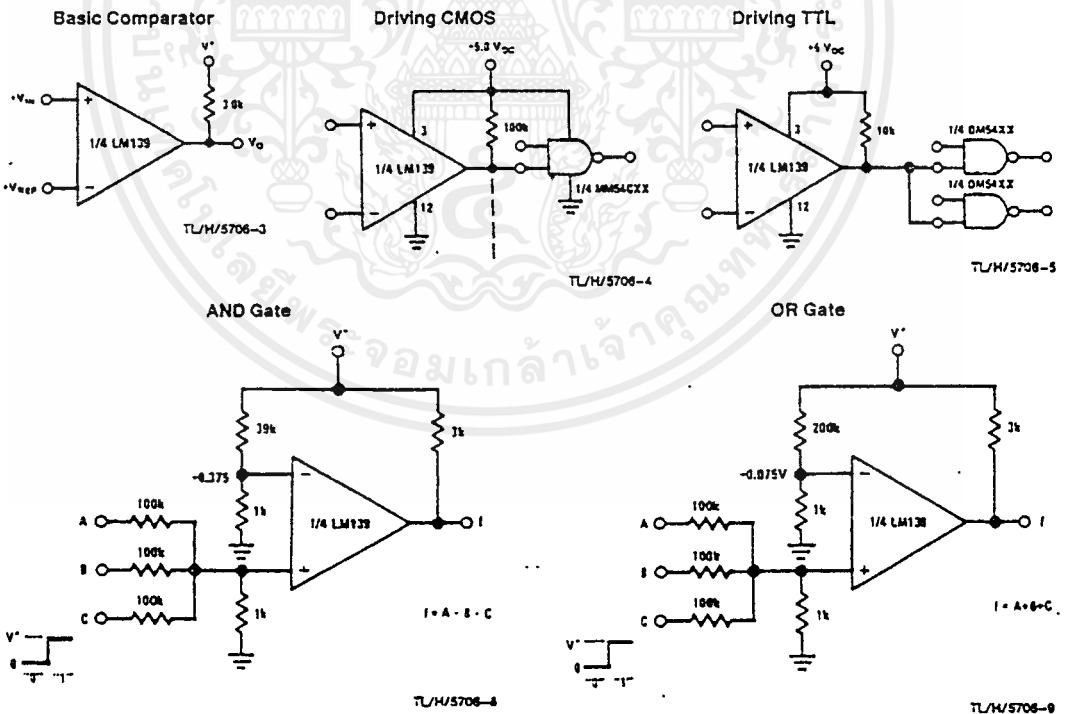
The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inadvertently allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes 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 grounded. 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  $2\text{ V}_{\text{DC}}$  to  $30\text{ V}_{\text{DC}}$ . 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  $-0.3\text{ V}_{\text{DC}}$  (at  $25^\circ\text{C}$ ). An input clamp diode can be used as shown in the applications section.

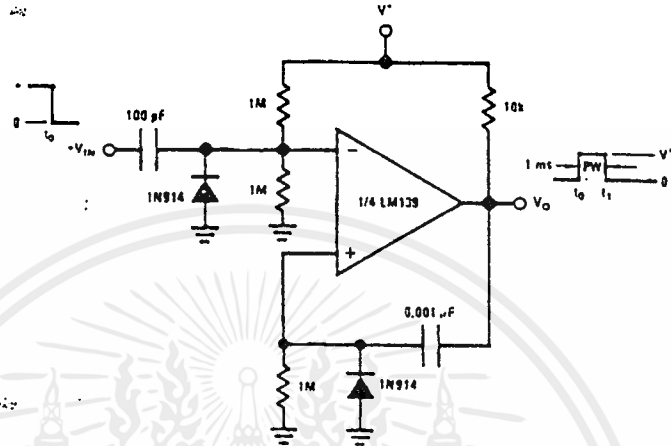
The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range 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  $\beta$  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  $60\Omega\text{ R}_{\text{SAT}}$  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 ( $V^+ = 5.0\text{ V}_{\text{DC}}$ )



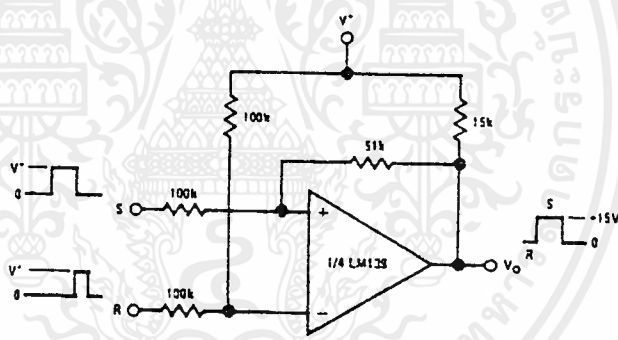
Typical Applications ( $V^+ = 15\text{ V}_{DC}$ ) (Continued)

One-Shot Multivibrator



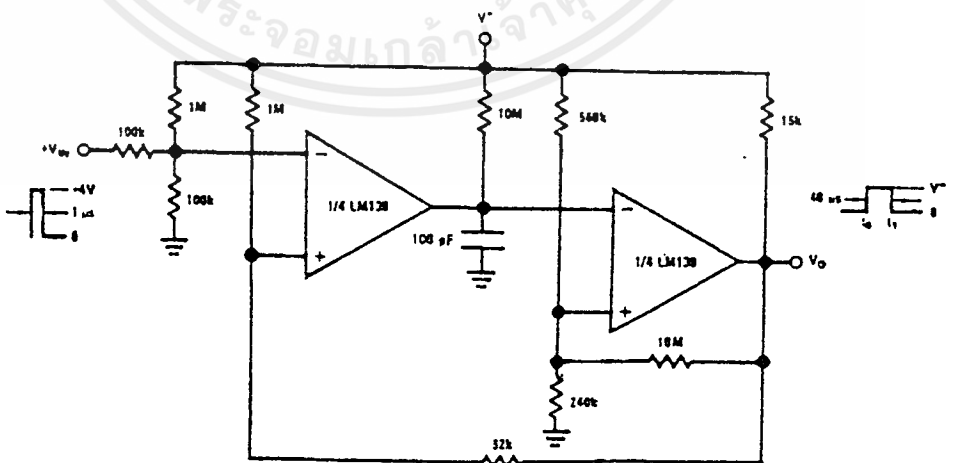
TL/H/5708-10

Bi-Stable Multivibrator



TL/H/5708-11

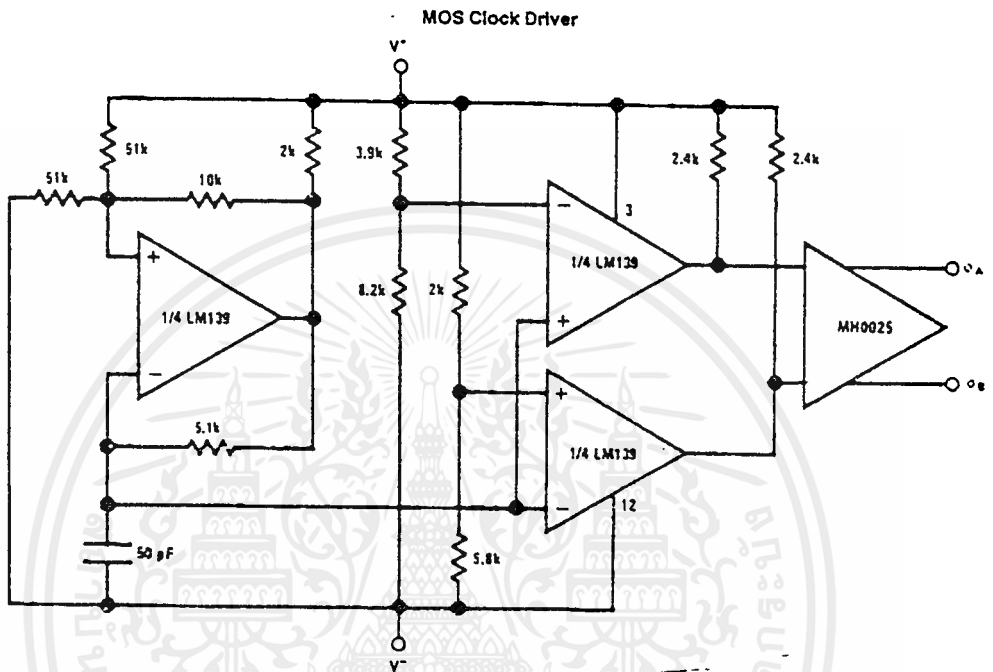
One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



TL/H/5708-12

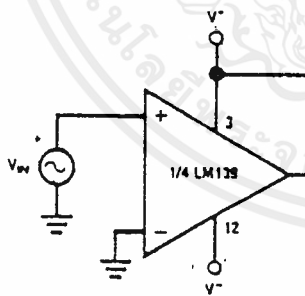
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



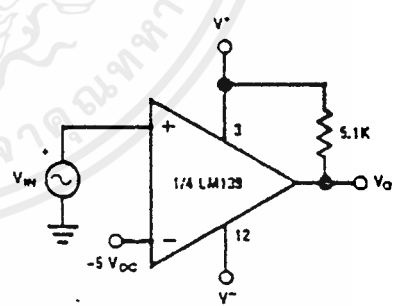
TL/H/5706-31

Zero Crossing Detector



TL/H/5706-32

Comparator With a Negative Reference



TL/H/5706-33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902 Low Power Quad Operational Amplifiers

## General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which 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.

Application areas include transducer amplifiers, DC gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V<sub>DC</sub> power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V<sub>DC</sub> power supplies.

## Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

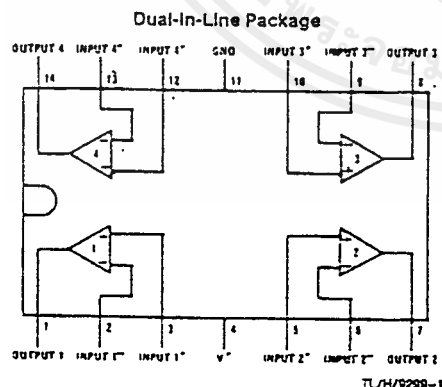
## Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V<sub>OUT</sub> also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

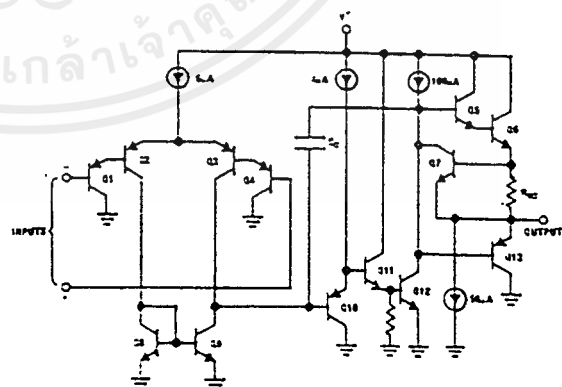
## Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
  - Single supply or dual supplies
  - ±1.5 V<sub>DC</sub> to ±16 V<sub>DC</sub> (3 V<sub>DC</sub> to 32 V<sub>DC</sub>)
- Very low supply current drain (800 μA)—essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V<sub>DC</sub>)
- Low input biasing current (temperature compensated) 45 nA<sub>DC</sub>
- Low input offset voltage and offset current 2 mV<sub>DC</sub> 5 nA<sub>DC</sub>
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V<sub>DC</sub> to V<sub>+</sub> - 1.5 V<sub>DC</sub>

## Connection Diagram



## Schematic Diagram (Each Amplifier)



Order Number LM124J, LM124AJ, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ, LM324M, LM324AM, LM2902M, LM324N, LM324AN or LM2902N  
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

LM124/LM224/LM324/LM124A/LM224A/LM324A/LM2902

### Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 9)

Parameter	LM124/LM224/LM324	LM2902	LM124/LM224/LM324	LM2902
Supply Voltage, $V^+$	32 VDC or $\pm 16$ VDC	26 VDC or $\pm 13$ VDC	65 VDC or $\pm 32.5$ VDC	65 VDC or $\pm 32.5$ VDC
Differential Input Voltage	32 VDC	26 VDC	65 VDC	65 VDC
Input Voltage	$-0.3$ VDC to $+32$ VDC	$-0.3$ VDC to $+26$ VDC	$-0.3$ VDC to $+65$ VDC	$-0.3$ VDC to $+65$ VDC
Power Dissipation (Note 1)	1130 mW	1130 mW	2600 mW	2600 mW
Molded DIP	1260 mW	1260 mW	2600 mW	2600 mW
Cavity DIP	800 mW	800 mW	2600 mW	2600 mW
Small Outline Package	800 mW	800 mW	2600 mW	2600 mW
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
$V^+ \leq 15$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$	50 mA	50 mA	50 mA	50 mA
Input Current ( $V_{IN} < -0.3$ VDC) (Note 3)	0°C to $+70^\circ\text{C}$	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$	0°C to $+70^\circ\text{C}$	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	LM324/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324	LM2902
LM224/LM224A	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
LM124/LM124A	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices. ESD rating to be determined.

### Electrical Characteristics $V^+ = +5.0$ VDC. (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 5)	$I_{IN}(+) \text{ or } I_{IN}(-), V_{CM} = 0\text{V}$	$\pm 1$	$\pm 2$	$\pm 1$	$\pm 3$	$\pm 2$	$\pm 3$	$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 2$	$\pm 7$	$\pm 2$	$\pm 7$	mVDC
Input Bias Current (Note 6)		20	50	40	80	45	100	45	150	45	250	45	250	nADC
Input Offset Current	$ I_{IN}(+) - I_{IN}(-) , V_{CM} = 0\text{V}$	$\pm 2$	$\pm 10$	1.2	1.15	1.5	$\pm 30$	1.3	1.30	1.5	1.50	1.5	$\pm 50$	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30$ VDC, (LM2902, $V^+ = 26$ VDC)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	VDC
Supply Current	$R_L = \infty, V^+ = 30\text{V}$ , (LM2902 $V^+ = 26\text{V}$ ) $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mADC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC, $R_L \geq 2$ k $\Omega$ , ( $V_O = 1$ VDC to 11 VDC)	50	100	50	100	50	100	50	100	50	100	25	100	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0\text{V}$ to $V^+ - 1.5$ VDC	70	85	70	85	65	85	70	85	65	85	50	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $V^+ = 5$ VDC to 30 VDC, (LM2902, $V^+ = 5$ VDC to 26 VDC)	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	50	100	dB

Electrical Characteristics  $V^+ = +5.0 V_{DC}$  (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 6)	$f = 1 \text{ kHz to } 20 \text{ kHz}$ , (Input Referred)	-120			-120			-120			-120			dB
Output Current	Source	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	20	40	mA <sub>DC</sub>
	Sink	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	
Short Circuit to Ground	$V_{IN}^+ = 1 V_{DC}$ , $V_{IN}^- = 0 V_{DC}$ , $V_O = 2 V_{DC}$ , $V^+ = 15 V_{DC}$ , $V^- = 2 V_{DC}$	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	$\mu A_{DC}$
	$V_{IN}^- = 1 V_{DC}$ , $V_{IN}^+ = 0 V_{DC}$ , $V_O = 2 V_{DC}$ , $V^+ = 15 V_{DC}$ , $V^- = 2 V_{DC}$	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	12	50	
	$V_{IN}^+ = 1 V_{DC}$ , $V_{IN}^- = 0 V_{DC}$ , $V_O = 200 \text{ mV}_{DC}$	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	40	60	
Input Offset Voltage	(Note 2) $V^+ = 15 V_{DC}$ , $T_A = 25^\circ C$ (Note 5)	$\pm 4$		$\pm 4$		$\pm 5$		$\pm 7$		$\pm 9$		$\pm 10$		mV <sub>DC</sub>
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0 \Omega$	$\pm 7$	$\pm 20$	$\pm 7$	$\pm 20$	$\pm 7$	$\pm 30$	$\pm 7$	$\pm 30$	$\pm 7$	$\pm 30$	$\pm 7$	$\pm 30$	$\mu V/^{\circ}C$
Input Offset Current	$I_{IN}(+) - I_{IN}(-)$ , $V_{CM} = 0V$	$\pm 30$		$\pm 30$		$\pm 75$		$\pm 100$		$\pm 150$		$\pm 45$	$\pm 200$	nA <sub>DC</sub>
Input Offset Current Drift	$R_S = 0 \Omega$	$\pm 10$	$\pm 200$	$\pm 10$	$\pm 200$	$\pm 10$	$\pm 200$	$\pm 10$	$\pm 200$	$\pm 10$	$\pm 200$	$\pm 10$	$\pm 200$	pA <sub>DC}/^{\circ}C</sub>
Input Bias Current	$I_{IN}(+)$ or $I_{IN}(-)$	40	100	40	100	40	200	40	300	40	500	40	500	nA <sub>DC</sub>
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = +30 V_{DC}$ (LM2902, $V^+ = 20 V_{DC}$ )	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	V <sub>DC</sub>
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 V_{DC}$ (V <sub>O</sub> Swing = 1 V <sub>DC</sub> to 11 V <sub>DC</sub> )	25	25	25	25	15	15	25	25	15	15	15	15	V/mV
	$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	26	
Output Voltage Swing	$V^+ = +30 V_{DC}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	V <sub>DC</sub>
	(LM2902, $V^+ = 26 V_{DC}$ )	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	27	28	
$V_{OL}$	$V^+ = 5 V_{DC}$ , $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	5	20	5	20	5	20	5	20	5	20	5	100	mV <sub>DC</sub>

LM124/LM224/LM324/LM124A/LM224A/LM324A/LM2902

**Absolute Maximum Ratings**

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

Parameter	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, $V^+$	32 VDC or $\pm 16$ VDC	26 VDC or $\pm 13$ VDC	Storage Temperature Range Load Temperature (Soldering, 10 seconds)	LM2902 -65°C to +150°C 260°C
Differential Input Voltage	32 VDC	26 VDC	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C
Input Voltage	-0.3 VDC to +32 VDC	-0.3 VDC to +26 VDC	Soldering Information	
Power Dissipation (Note 1)	1130 mW	1130 mW	Dual-In-Line Package	260°C
Molded DIP	1260 mW	1260 mW	Soldering (10 seconds)	260°C
Cavity DIP	800 mW	800 mW	Small Outline Package	215°C
Small Outline Package			Vapor Phase (60 seconds)	220°C
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous	Infrared (15 seconds)	215°C
$V^+ \leq 15$ VDC and $T_A \leq 25^\circ\text{C}$			See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
Input Current ( $V_{IN} < -0.3$ VDC) (Note 3)	50 mA	50 mA	ESD rating to be determined.	
Operating Temperature Range	0°C to +70°C -25°C to +85°C -55°C to +125°C	-40°C to +85°C		
LM324/LM324A				
LM224/LM224A				
LM124/LM124A				

**Electrical Characteristics**  $V^+ = +5.0$  VDC, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 5)		$\pm 1$	$\pm 2$	$\pm 1$	$\pm 3$							$\pm 2$	$\pm 7$	mVDC
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(1)}$ or $I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$	20	50	40	80	45	100	45	150	45	250	45	250	nADC
Input Offset Current	$I_{IN(1)} - I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$	$\pm 2$	$\pm 10$	1.2	1.15	1.5	$\pm 30$	1.3	1.30	1.5	1.50	$\pm 5$	1.50	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30$ VDC; (LM2902, $V^+ = 26$ VDC)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	VDC
Supply Current	$R_L = \infty$ , $V^+ = 30V$ , (LM2902 $V^+ = 26V$ ) $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	mADC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC, $R_L \geq 2$ k $\Omega$ , ( $V_O = 1$ VDC to 11 VDC)	50	100	50	100	25	100	50	100	25	100	25	100	V/mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5$ VDC	70	85	70	85	65	85	70	85	65	85	50	70	dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $V^+ = 5$ VDC to 30 VDC (LM2902, $V^+ = 5$ VDC to 26 VDC)	65	100	65	100	65	100	65	100	65	100	50	100	dB

Electrical Characteristics  $V^+ = +5.0 \text{ VDC}$  (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Current	Source $V_O = 2 \text{ VDC}$	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mA
	Sink	10	15	5	8	5	8	5	8	5	8	5	8	

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 88°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a 1150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

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 40 mA independent of the magnitude of  $V^+$ . At values of supply voltage in excess of +15 VDC, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

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 op amps to go to the  $V^+$  voltage level (or to ground for a large overload) 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  $-0.3 \text{ VDC}$  (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  for the LM124/LM124A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to  $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ , the LM324/LM324A temperature specifications are limited to  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ , and the LM2902 specifications are limited to  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ .

Note 5:  $V_O = 1.4 \text{ VDC}$ ,  $R_s = 011$  with  $V^+$  from 5 VDC to 30 VDC and over the full input common-mode range (0 VDC to  $V^+ - 1.5 \text{ VDC}$ ) at 25°C; for LM2902,  $V^+$  from 5 VDC to 20 VDC.

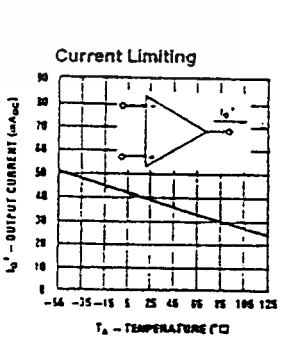
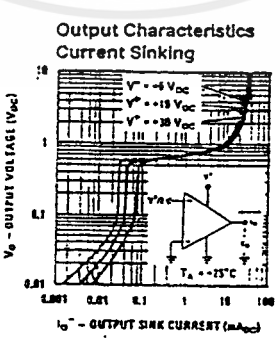
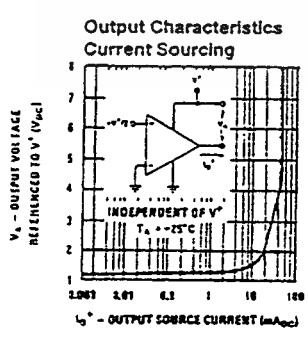
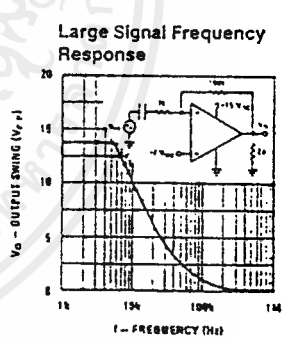
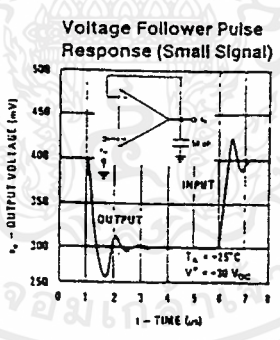
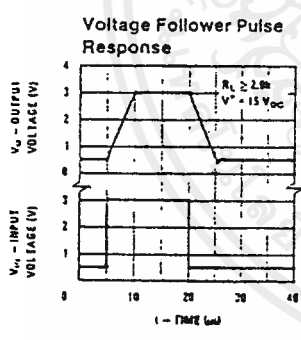
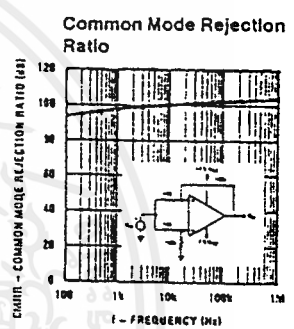
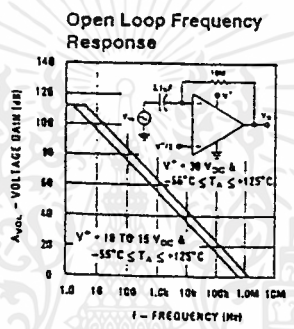
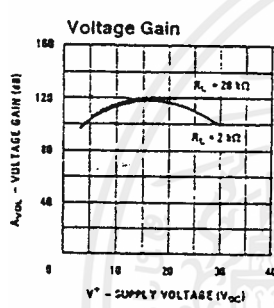
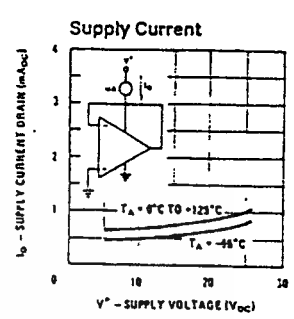
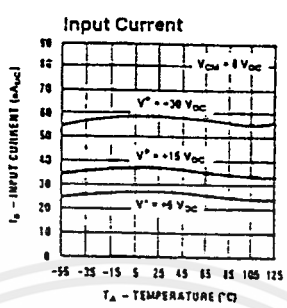
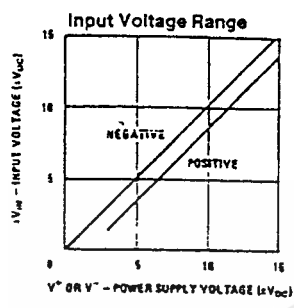
Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.2V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is  $V^+ - 1.5 \text{ V}$  (at 25°C), but either or both inputs can go to  $+32 \text{ VDC}$  without damage (+26 VDC for LM2902), independent of the magnitude of  $V^+$ .

Note 8: Due to proximity of external components, inductance that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

Note 9: Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124 military specifications.

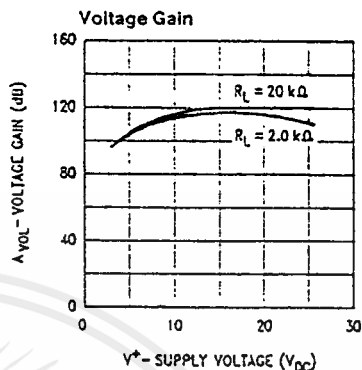
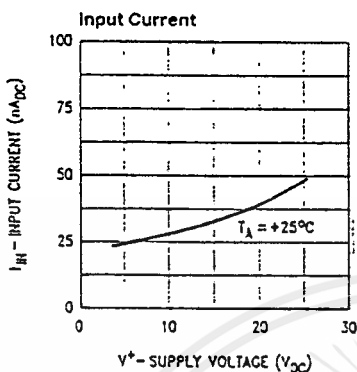
### Typical Performance Characteristics



TL/H/8290-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (LM2902 only)



TL/H/9299-4

### Application Hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V<sub>DC</sub>. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V<sub>DC</sub>.

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. 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  $-0.3\text{ V}_{DC}$  (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion.

Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

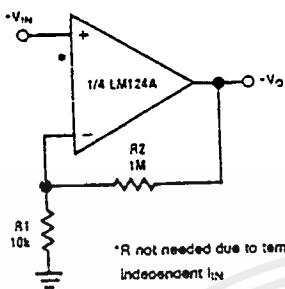
The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V<sub>DC</sub> to 30 V<sub>DC</sub>.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

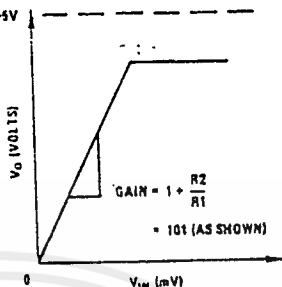
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of  $V^+ / 2$ ) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

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

Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)

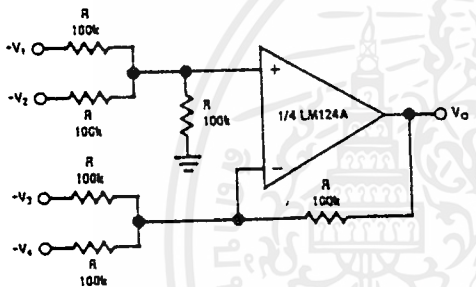


\*R not needed due to temperature independent  $I_{IN}$



TL/H/9299-5

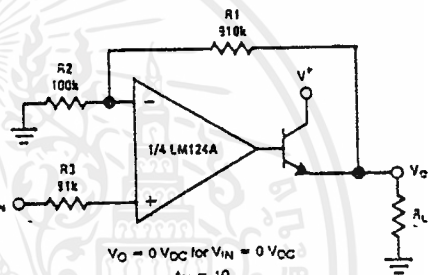
DC Summing Amplifier ( $V_{IN's} \geq 0 V_{DC}$  and  $V_O \geq V_{DC}$ )



TL/H/9299-6

Where:  $V_O = V_1 - V_2 - V_3 - V_4$   
 $(V_1 - V_2) \geq (V_3 + V_4)$  to keep  $V_O > 0 V_{DC}$

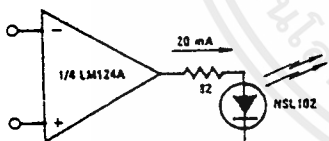
Power Amplifier



$V_O = 0 V_{DC}$  for  $V_{IN} = 0 V_{DC}$   
 $A_v = 10$

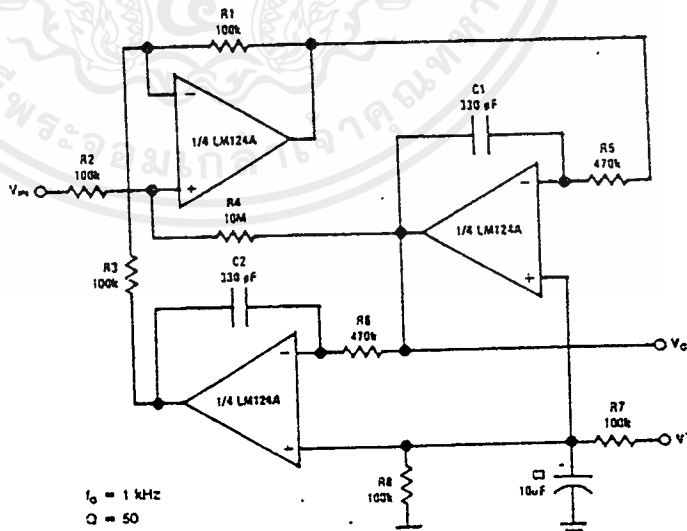
TL/H/9299-7

LED Driver



TL/H/9299-8

"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter



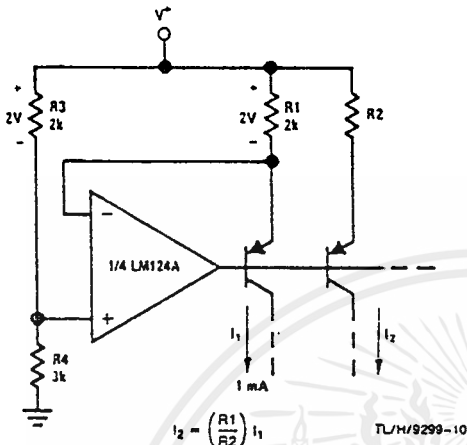
$f_o = 1 \text{ kHz}$   
 $Q = 50$   
 $A_v = 100 (40 \text{ dB})$

TL/H/9299-9

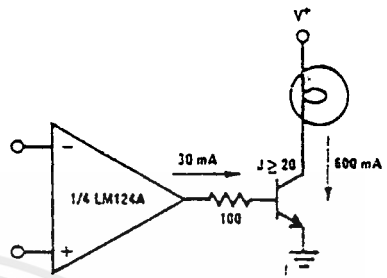
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DD}$ ) (Continued)

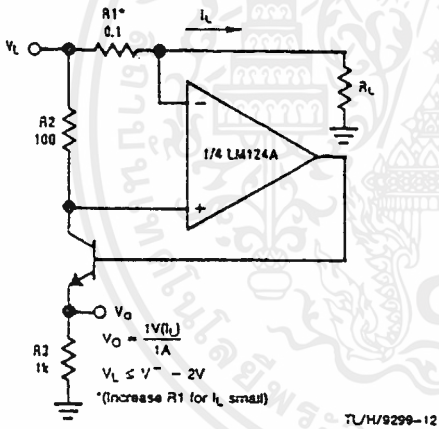
Fixed Current Sources



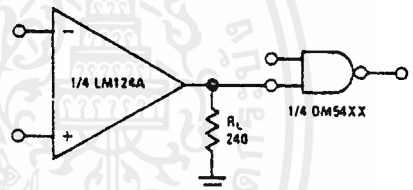
Lamp Driver



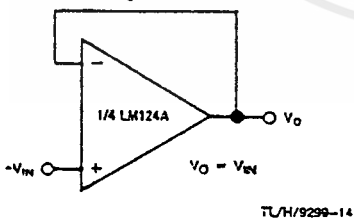
Current Monitor



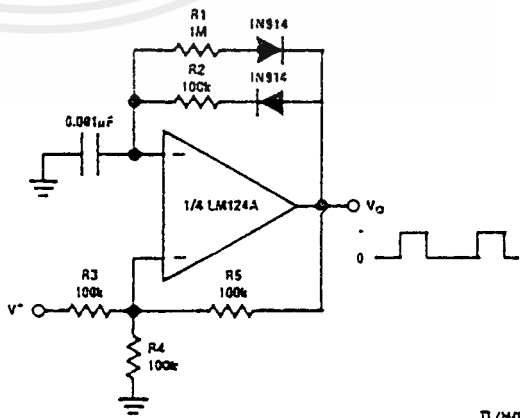
Driving TTL



Voltage Follower

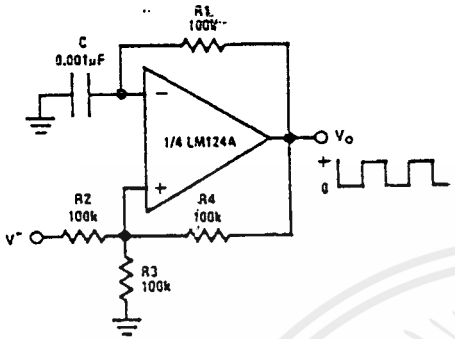


Pulse Generator

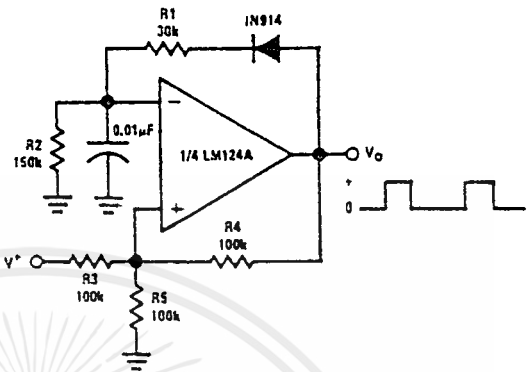


Typical Single-Supply Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

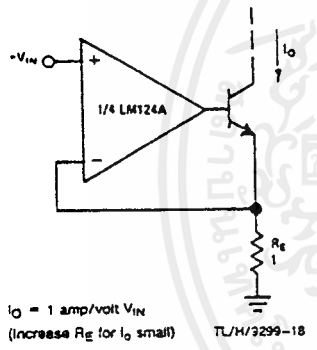
Squarewave Oscillator



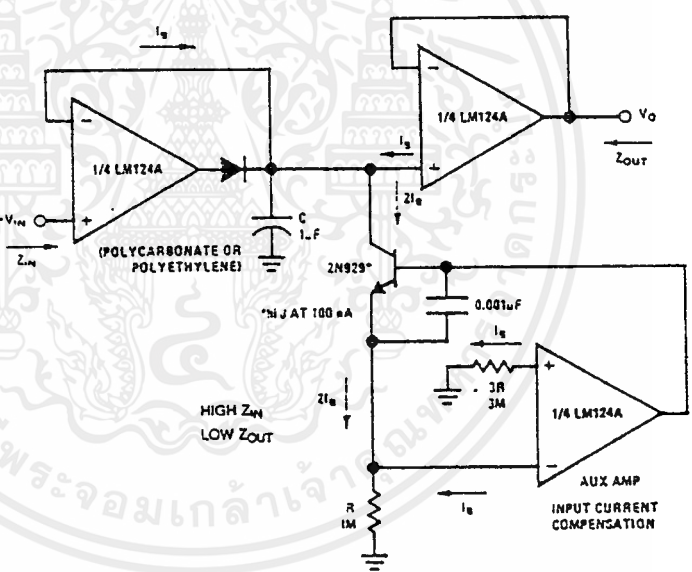
Pulse Generator



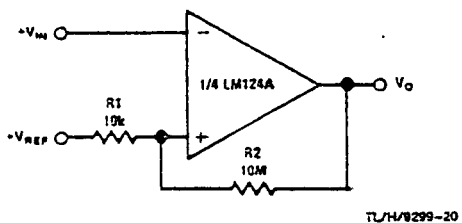
High Compliance Current Sink



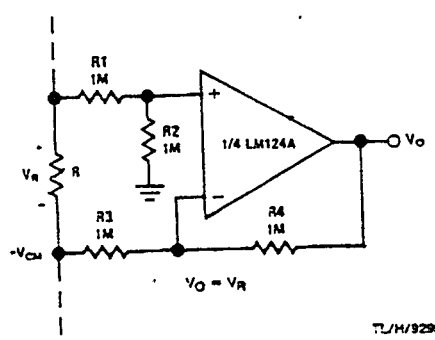
Low Drift Peak Detector



Comparator with Hysteresis



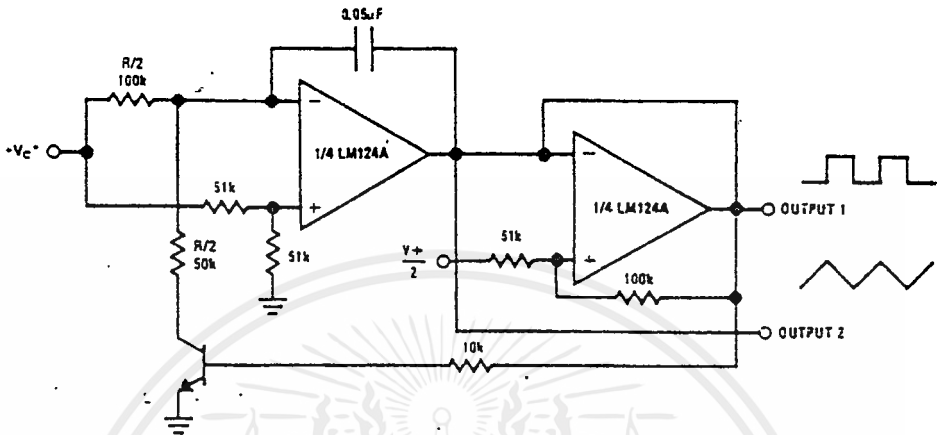
Ground Referencing a Differential Input Signal



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

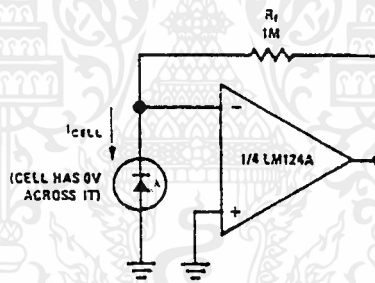
Voltage Controlled Oscillator Circuit



\*Wide control voltage range:  $0 V_{DC} \leq V_c \leq 2(V^+ - 1.5 V_{DC})$

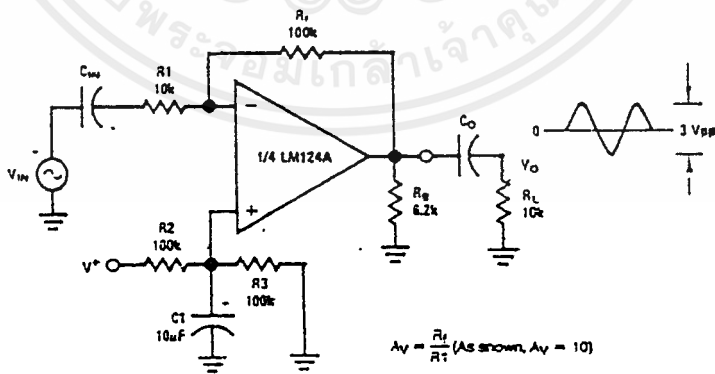
TL/H/9299-22

Photo Voltaic-Cell Amplifier



TL/H/9299-23

AC Coupled Inverting Amplifier



$$A_v = \frac{R_f}{R_1} \text{ (As shown, } A_v = 10 \text{)}$$

TL/H/9299-24

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาซึ่งกรุณาให้คำแนะนำรวมทั้ง  
ข้อมูลต่าง ๆ ตลอดจนการจัดทำโครงการ และขอขอบคุณ ดร. วิริยะ ชูปวิณ และพี่ ๆ นักวิจัยของห้อง  
ปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์ ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติที่ให้คำ  
แนะนำและเอื้อเฟื้อเครื่องมือตรวจวัดและสถานที่ในการดำเนินงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้