

สำนักงานคณะกรรมการ พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องเชื่อมแบบ TIG

TUNGSTEN INERT GAS WELDING MACHINE



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 62795
วันที่รับ..... 22 ส.ค. 2549

b. 1730911x
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมแบบ TIG

TUNGSTEN INERT GAS WELDING MACHINE



ปริญญานิพนธ์นี้สำหรับปริญญาวិชากรรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2548

ภาควิชา อีเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่องเครื่องเชื่อมแบบ TIG

ผู้จัดทำ

1. นายธเนศ เทียมสอาด รหัส 46015222
2. นายสมศักดิ์ เผือกไทย รหัส 46015244



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมแบบ TIG

TUNGSTEN INERT GAS WELDING MACHINE

นายธนศ เทียมสอาด รหัส 46015222

นายสมศักดิ์ เพ็อกไทย รหัส 46015244

ปริญญานิพนธ์นี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



(รศ.สมศักดิ์ เจียรศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมโลหะทั้งเสตน

นาย ชเนศ เทียมสอาด รหัส 46015222
นาย สมศักดิ์ เผือกไทย รหัส 46015244
รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2548

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการออกแบบ การทดลองการทำงานของระบบควบคุมเครื่องเชื่อมโลหะทั้งเสตน โดยจะทำการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต ให้กลายเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยใช้วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส หลังจากนั้นนำไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นพัลส์ ที่มีความถี่ประมาณ 27 กิโลเฮิร์ต โดยเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะ ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีไอซี SG3526 ทำหน้าที่เป็นพัลส์วิดท์มอดดูเลชันควบคุมความถี่และคาบเวลาในกานนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต แรงดันที่เอาต์พุตขณะไม่มีโหลดประมาณ 50 โวลต์ และค่ากระแสในการเชื่อมสูงสุดประมาณ 40 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TIG WELDING MACHINE

Mr. Tanat Theamsaord ID. 46015222

Mr. Somsak Phuakthai ID. 46015244

Assoc.Prof. Somsak Cheersirikul Advisor

Educational Year 2005

Abstract

This paper presents a design and test report for electronic welding. Initially, the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz line to direct current 311 Volts. Subsequently, the direct current will change to high frequency pulses (about 27 KHz) by Power Mosfet device which inside are half-bridge converter circuit and control switching characteristic by SG3526. It can variable frequency and pulse width which it receive data from output section to continue the process. Finally, welding electronic has output voltage 50 Volts (no load) and maximum welding current is 40 amps.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาทำโครงการครั้งนี้ที่คำแนะนำและให้คำปรึกษาพร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการศึกษารวมทั้งให้แนวทางแก้ไขปัญหาและชี้แนะข้อบกพร่องที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อต่างๆไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สถานที่และหนังสือข้อมูลจนทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และเครื่องมือในการใช้ทำโครงการนี้จนทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบคุณพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกายและแรงใจ ที่ให้เสมอมาจนจบจนถึงปัจจุบันนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า	19
2.1 วงจรเรียงและกรองกระแส	20
2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	21
2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	21
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	23
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	23
2.2.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	24
2.2.3 พูช-พูล คอนเวอร์เตอร์	24
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	25
2.2.5 พูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์	26
2.3 วงจรควบคุม	27
2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	27
2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	29
2.4 วงจรขับ	32
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	32
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	34
2.5 วงจรสับเบอรั	37
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	41
2.6.1 ฟาสต์-รีคัฟเวอร์และอุตตราฟาสต์-รีไดโอด	41
2.6.2 ซอตคัทไดโอด	41
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	41
2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	43
2.6.5 Insulated Gate Bipola Transister (IGBT)	46
2.7 หลักการทำงานของ IGBT	48
บทที่ 3 หลักการทำงานของวงจร	51
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม	51
3.1.1 วงจรป้อนกลับ	52
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	52
3.1.3 วงจรขับ	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์	54
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท	55
3.2.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	55
บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	60
4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆในวงจร	60
บทที่ 5 บทสรุป	68

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

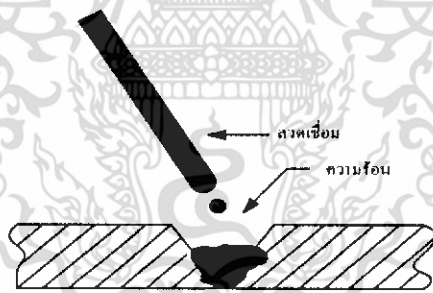
งานเชื่อมในปัจจุบันนั้นเป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลายโดยจะใช้วิธีการเชื่อมในการประกอบชิ้นงานขึ้นสำเร็จรูป งานเชื่อมจึงมีทั้งลักษณะงานที่หายากจนถึงงานที่ละเอียดมากเริ่มตั้งแต่ใช้เทคโนโลยีขั้นพื้นฐานไปจนถึงเทคโนโลยีขั้นสูงเพื่อให้ได้ลักษณะงานตามที่ต้องการ การควบคุมการทำงานจึงเป็นส่วนที่สำคัญมากสามารถแบ่งส่วนย่อยๆได้เป็นการควบคุมการทำงานด้วยตัวเองและการควบคุมด้วยระบบอัตโนมัติ ซึ่งปัจจุบันได้มีการนำคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการทำงานอีกด้วยเนื่องจากคอมพิวเตอร์ช่วยให้สามารถทำงานได้ถูกต้อง และรวดเร็ว

1.1 การจำแนกประเภทของงานเชื่อม

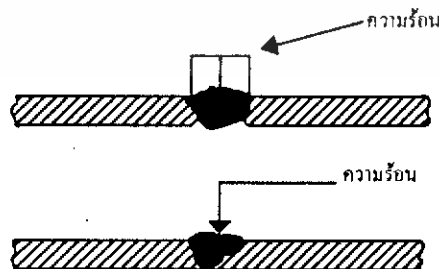
การเชื่อมหลอมเหลว (Welding of Metal) สามารถจำแนกออกได้เป็น 2 ประเภท

1.1.1 การเชื่อมหลอมเหลว (Fusion Welding)

การเชื่อมหลอมเหลว เป็นการเชื่อมโดยใช้ความร้อนทำให้ชิ้นงานหลอมเหลวบริเวณที่จำกัด ณ อุณหภูมิค่าหนึ่ง และใช้วัสดุอย่างเดียวกันกับชิ้นงานเป็นตัวเติมรอยต่อประสาน หรือไม่เติมก็ได้ดังแสดงในรูปที่ 1.1 และ 1.2



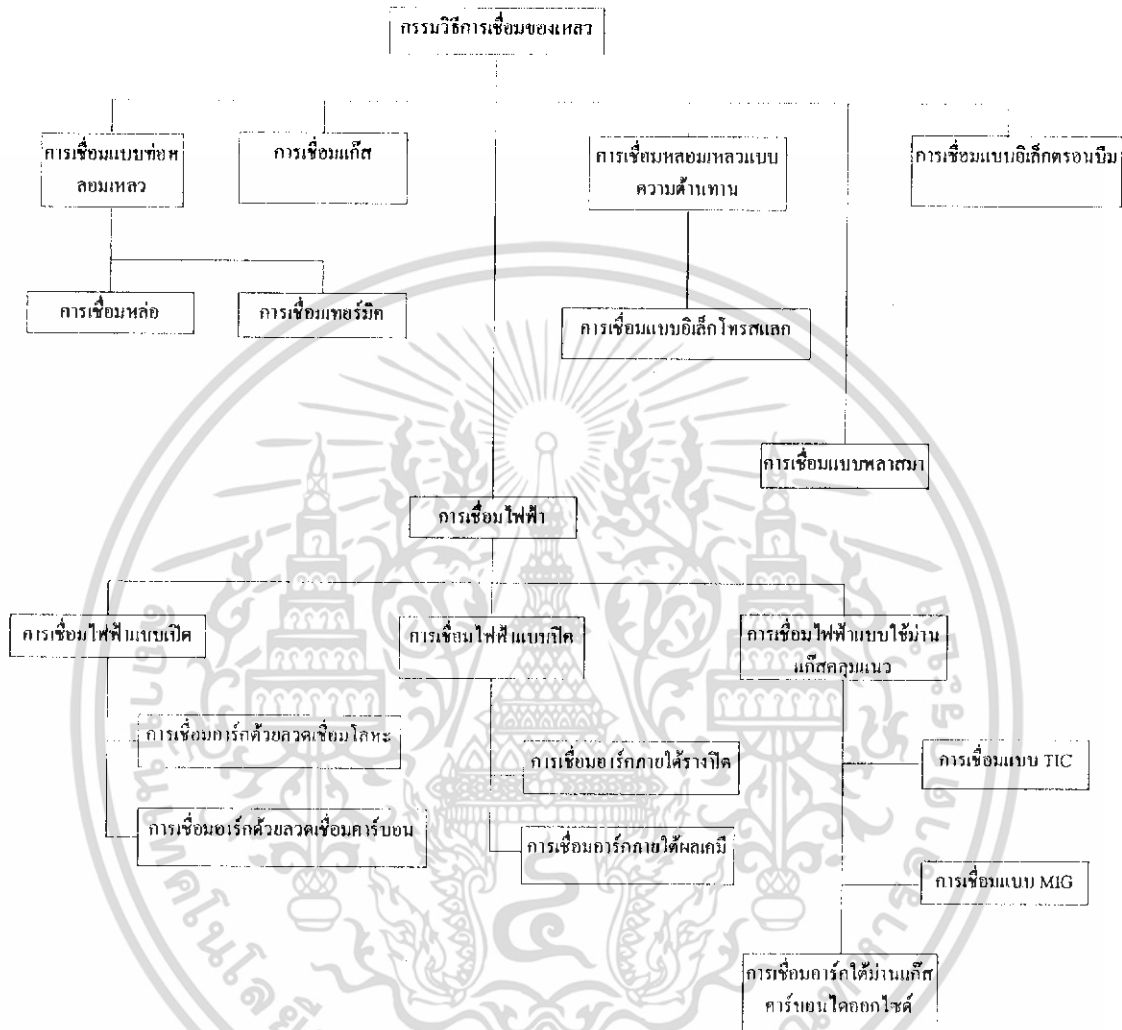
รูปที่ 1.1 การเชื่อมหลอมเหลวใช้ลวดเชื่อมเติมเนื้อประสาน



รูปที่ 1.2 การเชื่อมหลอมเหลวไม่ใช้ลวดเชื่อมเติมเนื้อประสาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

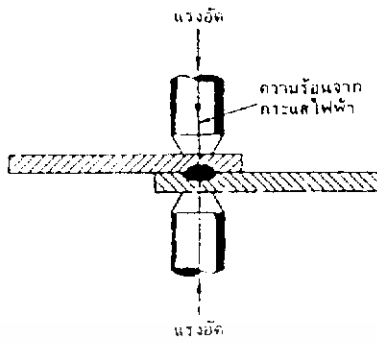
การเชื่อมหลอมเหลวในลักษณะนี้ทำได้หลายวิธีดังแสดงในแผนผังรูปที่ 1.3



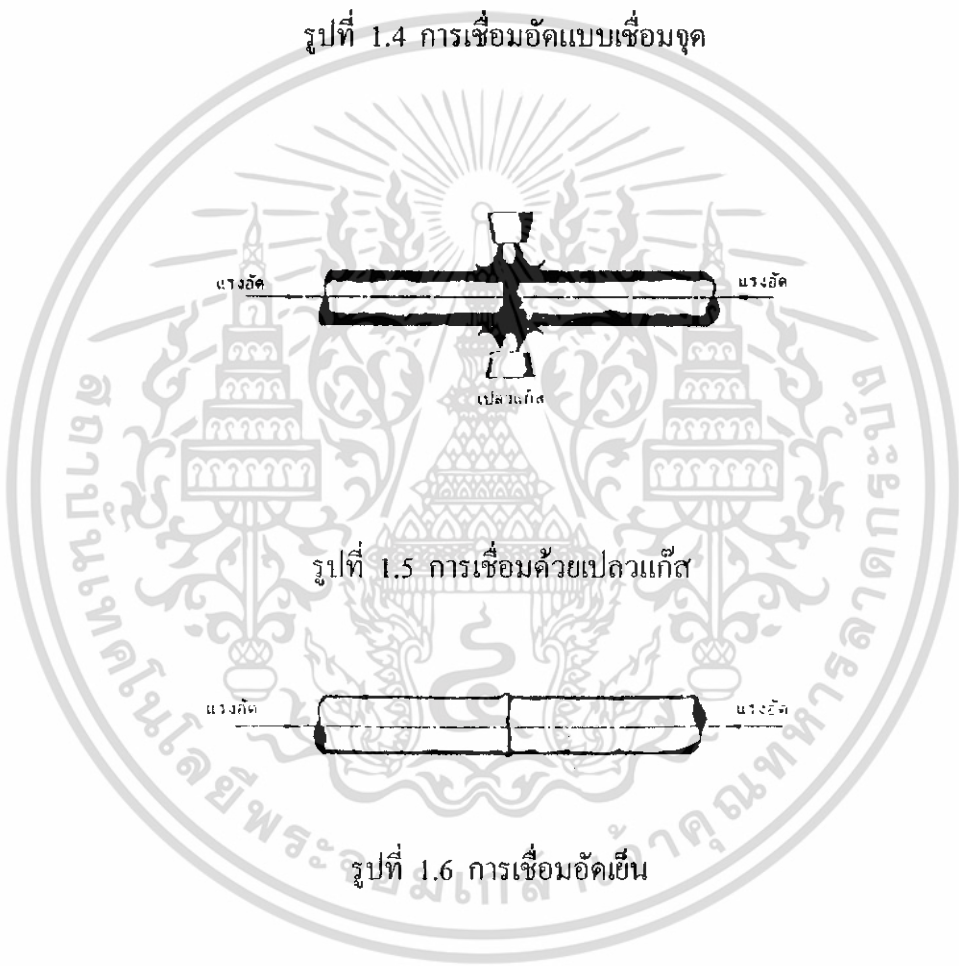
รูปที่ 1.3 แผนผังกรรมวิธีการเชื่อมหลอมเหลวแบบต่างๆ

1.1.2 การเชื่อมอัด เป็นการเชื่อมโดยให้ความร้อนบริเวณที่ต้องการเชื่อมจุดใดจุดหนึ่งเป็นการเฉพาะ โดยให้ความร้อนจนถึงจุดหลอมตัวหรือเกือบจุดหลอมตัว จากนั้นจึงใช้แรงอัดอัดส่วนที่หลอมตัวหรือเกือบจะหลอมตัวจนผิวงานติดกันเป็นจุด หรือรอยเชื่อมตลอดแนวดังรูปที่ 1.4-1.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.4 การเชื่อมอัดแบบเชื่อมจุด



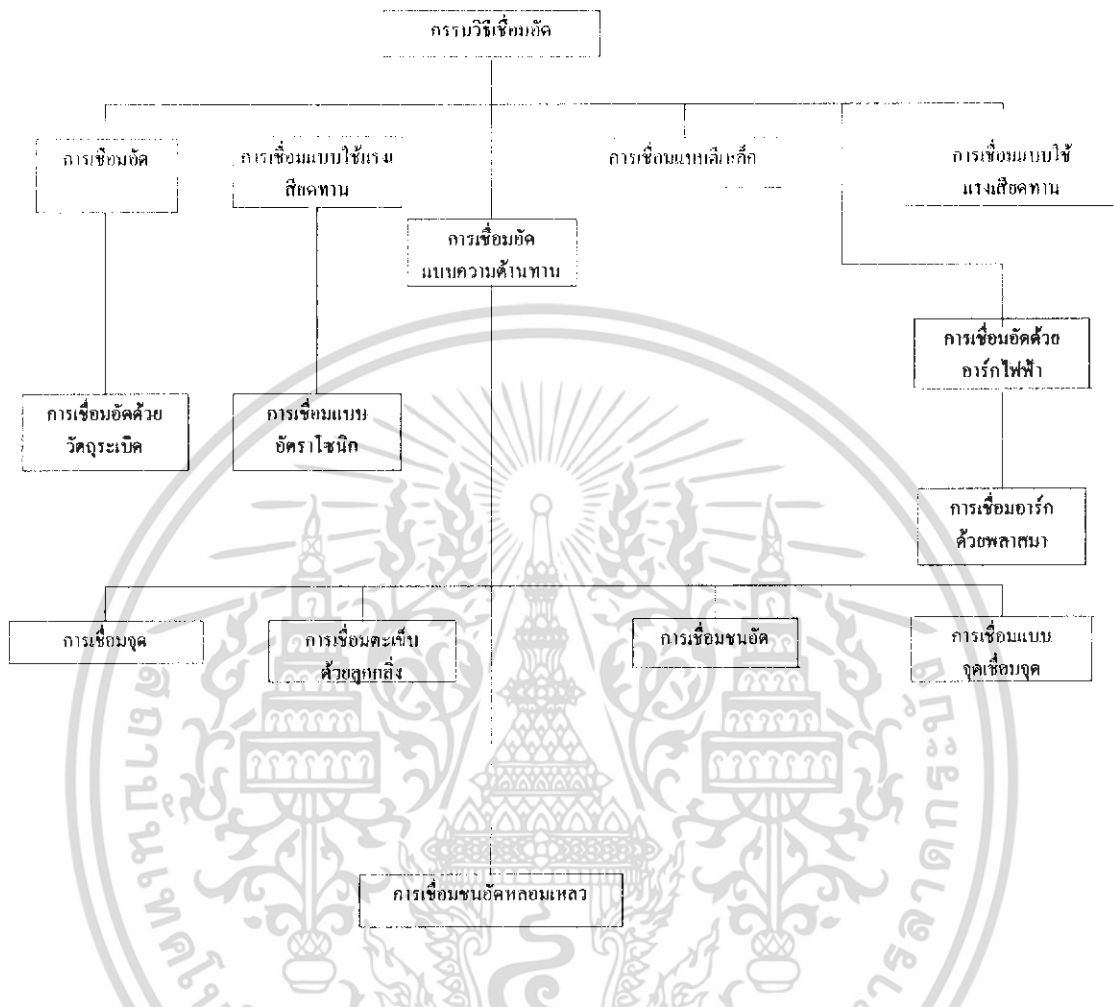
รูปที่ 1.5 การเชื่อมด้วยเปลวแก๊ส



รูปที่ 1.6 การเชื่อมอัดเย็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเชื่อมอัดนี้สามารถทำได้หลายวิธีเช่นกันดังแผนผังดังรูปที่ 1.7



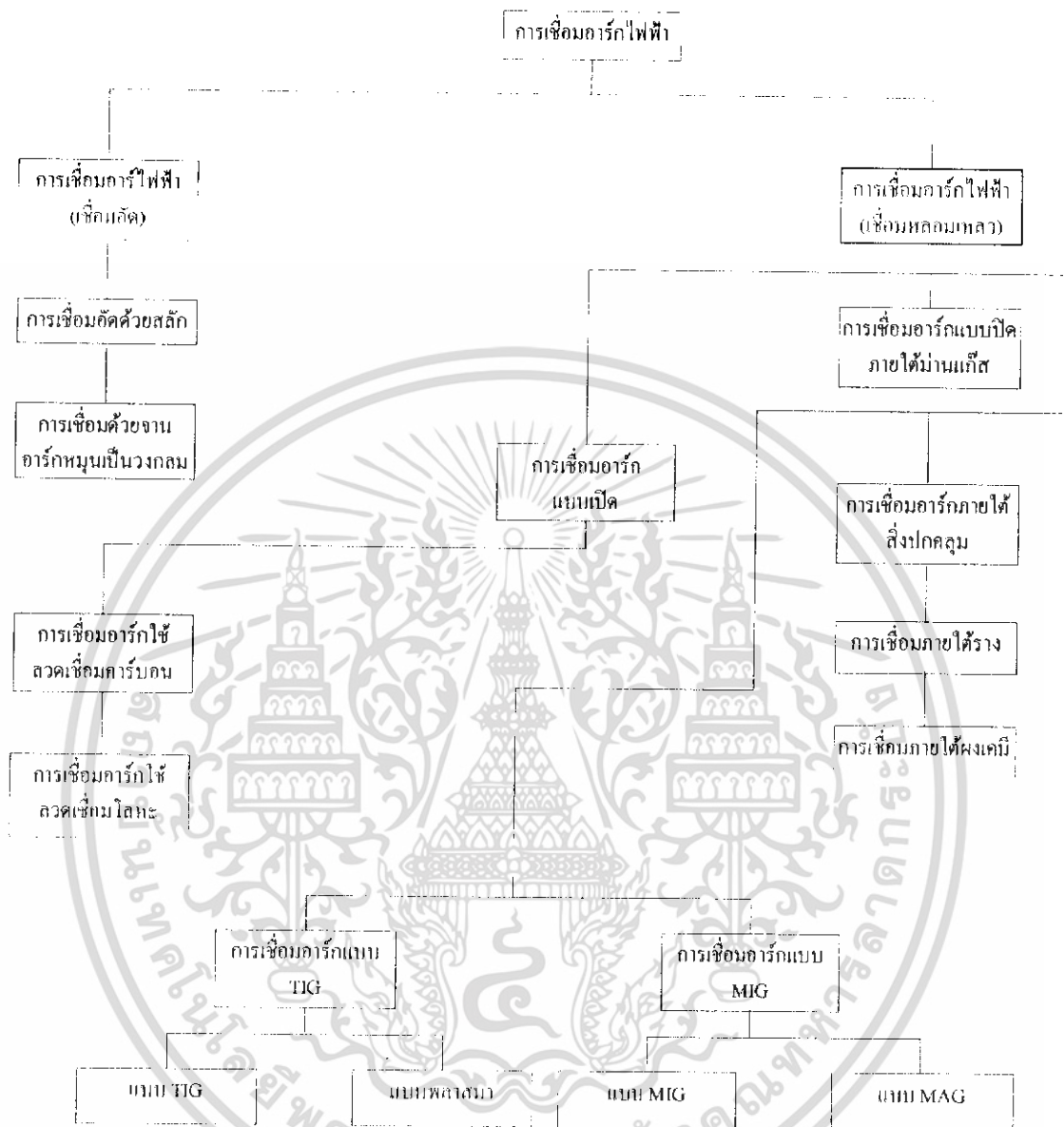
รูปที่ 1.7 แผนผังกรรมวิธีการเชื่อมอัดแบบต่างๆ

งานเชื่อมมีหลายแบบมากมายแต่เรามาสสนใจการเชื่อมแบบหลอมเหลวซึ่งจะแบ่งได้ตาม ชนิด และหลักการดังต่อไปนี้

1.2 การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบหลอมเหลว

การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบหลอมเหลวนั้นสามารถทำได้หลายวิธีซึ่งแตกต่างกันตามชนิดของ งาน วัสดุที่เป็นชิ้นงาน ความหนาของชิ้นงาน วัสดุประสานและชนิดของวัสดุที่ใช้ทำให้เกิดการ อารค์ ส่วนด้านการออกแบบเครื่องเชื่อม จะต้องมีการออกแบบกลไกสำหรับควบคุมการเชื่อม แตกต่างกันไปตามลักษณะการใช้งานดังแสดงในแผนผังรูปที่ 1.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

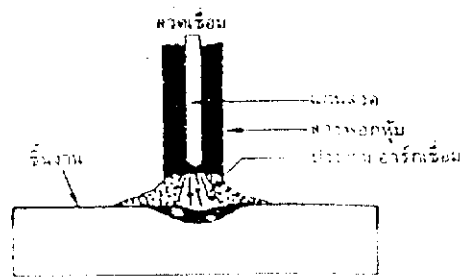


รูปที่ 1.8 การเชื่อมโลหะวิธีต่างๆ ด้วยอาร์คไฟฟ้าแบบหลอมเหลว

การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบหลอมเหลวสามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธีใหญ่ๆด้วยกันคือ

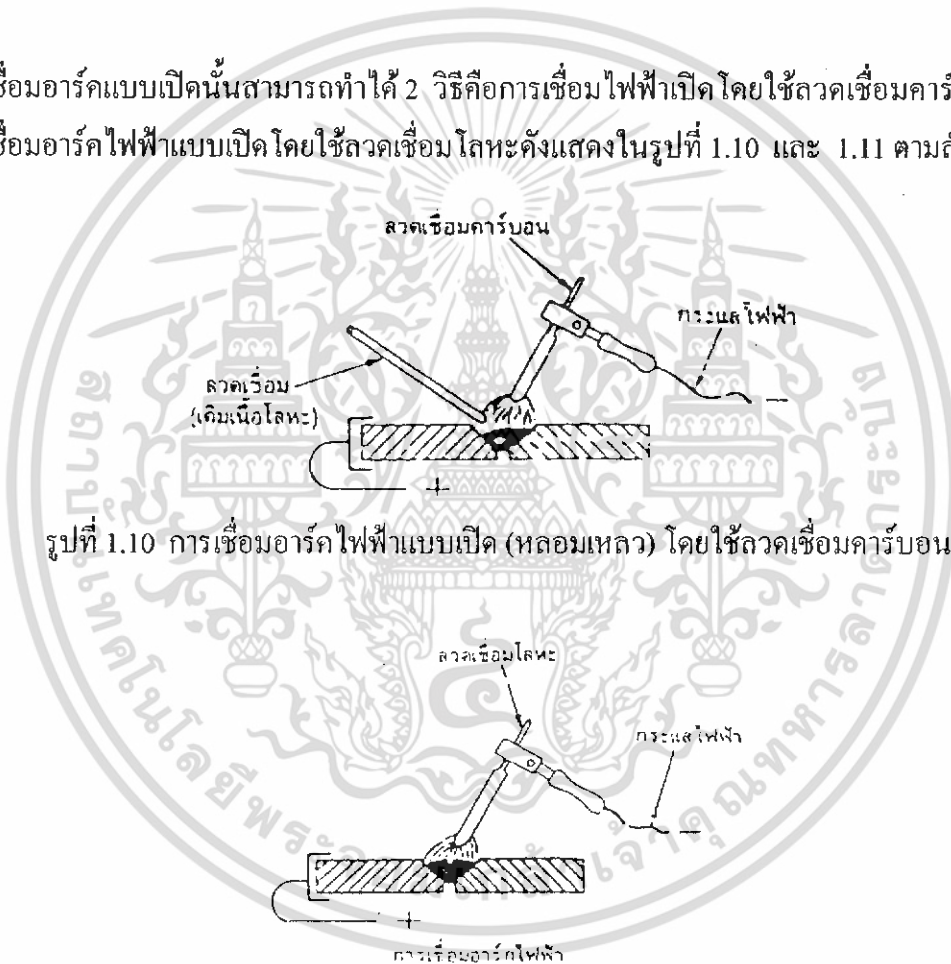
1.2.1 การเชื่อมแบบเปิด เป็นการเชื่อมแบบที่สามารถมองเห็นประกายการอาร์ค ได้ในขณะที่มีการเชื่อมสิ่งที่ปกคลุมจุดที่ทำการเชื่อมในที่เปิด และมีอากาศไหลผ่านคือควันไฟ และแก๊สที่ลุกไหม้เกิดตะกรันเชื่อมซึ่งตะกรันเชื่อมคือสารพอกหุ้ม ซึ่งพอกหุ้มลวดเชื่อมละลายจากการอาร์ครวมตัวกับวัสดุชิ้นงานและสิ่งสกปรก สารพอกหุ้มจะหลอมละลายปิดแนวเชื่อมไว้ดังรูปที่ 1.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.9 การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบเปิด

การเชื่อมอาร์คแบบเปิดนั้นสามารถทำได้ 2 วิธีคือการเชื่อมไฟฟ้าเปิดโดยใช้ลวดเชื่อมคาร์บอนและการเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบเปิดโดยใช้ลวดเชื่อมโลหะดังแสดงในรูปที่ 1.10 และ 1.11 ตามลำดับ

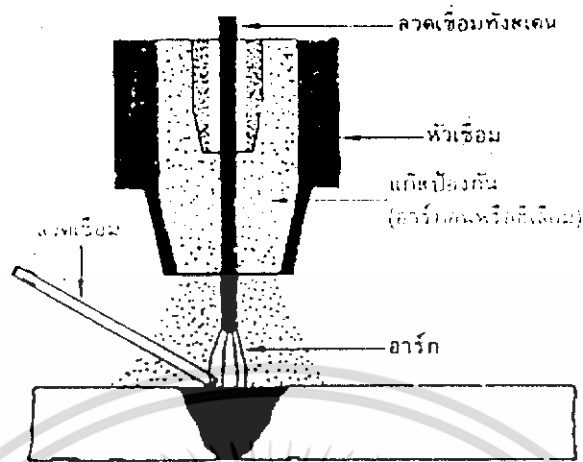


รูปที่ 1.10 การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบเปิด (หลอมเหลว) โดยใช้ลวดเชื่อมคาร์บอน

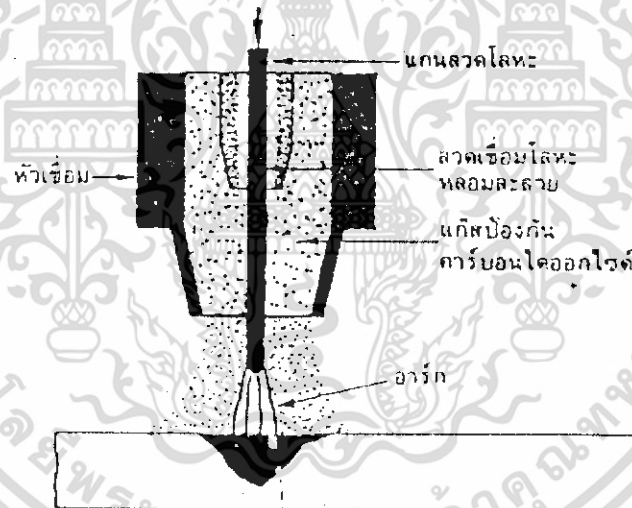
รูปที่ 1.11 การเชื่อมไฟฟ้าแบบเปิด (หลอมเหลว) โดยใช้ลวดเชื่อมโลหะ

1.2.2 การเชื่อมแบบปิด การเชื่อมแบบนี้สามารถมองเห็นประกายไฟของการอาร์คได้แก๊สที่ปล่อยออกมาจากหัวเชื่อมจะทำหน้าที่เป็นฉนวนแก๊สปกคลุมโลหะในบ่อหลอมของการเชื่อมไม่ให้เกิดปฏิกิริยากับอากาศ แก๊สที่ใช้เป็นแก๊สเฉื่อยคุณภาพสูงดังรูปที่ 1.12 และ 1.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.12 การเชื่อมภายใต้มันแก๊สเฉื่อยโดยลวดเชื่อมทั้งสแตน



รูปที่ 1.13 การเชื่อมภายใต้มันแก๊สเฉื่อยโดยใช้ลวดเชื่อมโลหะ

1.3 ชนิดของเครื่องเชื่อม

เครื่องเชื่อมไฟฟ้าสามารถแบ่งลักษณะโครงสร้างได้ดังนี้

1.3.1 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบเจนเนอเรเตอร์ เป็นเครื่องเชื่อมที่ผลิตไฟฟ้ากระแสตรงให้การเชื่อมซึ่งปริมาณของกระแสจะขึ้นอยู่กับขนาดของเครื่องแต่ละเครื่องและเนื่องจากส่วนใหญ่จะมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดใหญ่จึงนิยมให้ โรเตอร์เป็นชุดสนามแม่เหล็กหมุนรอบและสเตเตอร์เป็นชุดอยู่กับที่ โดยอาศัยมอเตอร์หรือเครื่องยนต์เป็นตัวขับเคลื่อนโรเตอร์ ทำให้เกิดการตัดแกนของสนามแม่เหล็กและทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลได้

1.3.2 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบทรานส์ฟอร์เมอร์ ซึ่งอาศัยหลักการส่งผ่านพลังงานในลักษณะของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิมีแรงดันสูงและมีกระแสต่ำ ส่วนขดทุติยภูมินั้นให้มีกระแสสูงแต่แรงดันต่ำ โดยอาศัยหลักการของหม้อแปลง พบว่าขดทางทุติยภูมิใหญ่และมีรอบน้อยเพื่อนำกระแสได้สูง

1.3.3 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบเรกติไฟเออร์ โดยใช้คุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำซึ่งสามารถที่จะนำกระแสได้ทิศทางเดียว ทำให้เอาท์พุทที่ได้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยมีหม้อแปลงเป็นตัวส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าและมีสารกึ่งตัวนำเป็นตัวกรองกระแสอีกทีหนึ่ง

เราสามารถเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของการเลือกใช้เครื่องเชื่อมไฟฟ้าทั้ง 3 แบบดังตารางที่ 1 เครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำและค้นคว้านี้เป็นเครื่องเชื่อมไฟฟ้าหลอมเหลวแบบปิด ซึ่งมีโครงสร้างแบบเรกติไฟเออร์ซึ่งเครื่องเชื่อมนี้สามารถนำไปพัฒนาใช้ได้อีกหลายประเภทชนิดของการเชื่อม

เราสามารถเปรียบเทียบลักษณะการทำงานได้ดังตาราง ต่อไปนี้

ตารางที่ 1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติของเครื่องเชื่อมแต่ละชนิด

คุณสมบัติทั่วไป	เครื่องเชื่อมแบบ เยนอเรเตอร์	เครื่องเชื่อมแบบ เรกติไฟย	เครื่องเชื่อมแบบ หม้อแปลง
ชนิดของกระแสไฟเชื่อม	กระแสไฟตรง	กระแสไฟตรง	กระแสไฟสลับ
การเลือกใช้ขั้วเชื่อม	ได้	ได้	ไม่ได้
การเกิดประกายอาร์กเชื่อม	ง่าย	ง่าย	ง่าย-ยาก
ความแรงของประกายอาร์ก	สูง	สูง	ไม่ดีพอ
ลักษณะของภาวะ Cosφ ไม่ปรับแก้	~	~ 0.3	~ 0.3
Cosφ ปรับแก้แล้ว	ทำไม่ได้	0.7-0.8	0.7-0.8
ความสูญเสียกำลังขณะเปล่งงาน	สูง	ปานกลาง	ต่ำ
ประสิทธิภาพ (η)	0.6	0.7-0.8	0.8-0.9
การบำรุงรักษา	สูง	ปานกลาง	ต่ำ
ราคาต้นทุน	สูง	ปานกลาง	ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 การเชื่อมทิก (TIG WELDING)

การเชื่อมทิก เกิดขึ้นตั้งแต่ปี 1890 โดยเริ่มรู้จักใช้แก๊สเป็นตัวปกคลุมแนวเชื่อม มาในปี ค.ศ. 1920 ได้พัฒนาวิธีการเชื่อมให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น โดยใช้ทังสเตนเป็นลวดอาร์คซึ่งให้ความร้อนสูงและใช้แก๊สฮีเลียมกับแก๊สอาร์กอนปกคลุมแนวเชื่อม จะถึงปี 1930 HENRY M.HOBART และ PHILLIP K. BEVERS ได้จดทะเบียนลิขสิทธิ์ขบวนการเชื่อมนี้เอาไว้

ทิก ย่อมาจาก ทังสเตน อินเสิร์ต แก๊ส (Tungsten Inset Gas) สมาคมการเชื่อมของอเมริกา (American Welding Society หรือ AWS.) เรียกขบวนการเชื่อมนี้ว่า แก๊ส ทังสเตน อาร์ค เวลด์ดิ้ง (Gas Tungsten-Arc Welding) โดยใช้คำย่อว่า GTAW. ซึ่งก็คือวิธีการเชื่อมที่ใช้ลวดทังสเตนเป็นตัวอาร์ค และใช้แก๊สเฉื่อยเป็นเกราะปกคลุมแนวเชื่อม บางตำราอาจเรียกขบวนการนี้ว่า เฮลิอาร์ค (Heliarc) หรือ เฮลิเวลด์ (Heliweld) ซึ่งเป็นชื่อดั้งเดิมของขบวนการนี้โดยใช้แก๊สฮีเลียมปกคลุมแนวเชื่อมและยังเป็นชื่อทางการค้าของบริษัทผู้ผลิตเครื่องเชื่อมทิกในประเทศสหรัฐอเมริกาอีกด้วย

1.4.1 กรรมวิธีการเชื่อมทิก

เป็นกรรมวิธีการเชื่อม โลหะ โดยขึ้นงานหลอมละลายด้วยความร้อนที่เกิดขึ้นจากการอาร์คระหว่างลวดทังสเตน (Non-consumable Electrode) กับชิ้นงานเชื่อม โดยมีแก๊สเฉื่อยปกคลุมบริเวณเชื่อมและบ่อหลอมละลายเพื่อไม่ให้เกิดบรรยากาศภายนอกเข้ามาทำปฏิกิริยากับบริเวณดังกล่าว ความร้อนที่ได้จากการอาร์คสูงประมาณ 1942 องศาเซลเซียส ในการเชื่อมนี้ลวดเชื่อมทังสเตนจะทำหน้าที่อาร์คเพื่อให้เกิดความร้อนเท่านั้น โดยไม่มีการเติมลงในแนวเชื่อม ถ้าต้องการเติมเนื้อเชื่อมต้องเติมลวดเชื่อมลงไป

การเชื่อมทิกสามารถทำได้ทั้งระบบเชื่อมด้วยมือ (Manual) และระบบอัตโนมัติ (Automatic) ซึ่งแตกต่างกันดังนี้

ระบบเชื่อมด้วยมือเป็นระบบที่ช่างเชื่อม (Welder) คล้ายกับการเชื่อมด้วยแก๊สอะเซตีลีนโดยช่างเชื่อมจะใช้มือควบคุมหัวเชื่อมและการเติมลวดเชื่อม ความปราณีตของงานเชื่อมขึ้นอยู่กับความชำนาญของช่างเชื่อมเป็นส่วนใหญ่ ส่วนระบบการเชื่อมอัตโนมัติเป็นระบบการเชื่อมด้วยอุปกรณ์อัตโนมัติ โดยอาศัยผู้ควบคุม (Operator) บังคับการทำงานของเครื่องเชื่อมด้วย การ เปิด-ปิด สวิตช์ เพื่อควบคุมการเริ่มต้นและการหยุดเครื่องเชื่อม

การเชื่อมทิกเป็นกรรมวิธีการเชื่อมที่สามารถเชื่อมโลหะได้เกือบทุกชนิด ซึ่งรวมถึงโลหะผสม เช่น เหล็กกล้าคาร์บอน เหล็กกล้าผสม เหล็กกล้าไร้สนิม โลหะทนความร้อน อลูมิเนียมผสม ทองแดงและทองแดงผสมเป็นต้น สำหรับตะกั่วและสังกะสีไม่ควรเชื่อมแบบ TIG เนื่องจากวัสดุทั้งสองมีจุดหลอมเหลวต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเชื่อมทิกเป็นกรรมวิธีการเชื่อมที่สามารถเชื่อมโลหะบางได้ดี คือมีความหนาตั้งแต่ 0.005 – 1/8 นิ้ว แต่ถ้าโลหะมีความหนาตั้งแต่ 1/4 นิ้ว ควรเชื่อมด้วยกระบวนการเชื่อมอื่นจะประหยัดกว่าเว้นแต่ว่างานนั้นต้องการคุณภาพสูง จึงเชื่อมด้วยทิกและการเชื่อมอาจจะเชื่อมแบบ ซ้อนแนว (Multiple-pass) ก็ได้ ซึ่งงานที่ต้องการคุณภาพสูงได้แก่ งานอากาศยานเป็นต้นสำหรับ ชิ้นงานที่มีรูปร่างซับซ้อนยังสามารถเชื่อมด้วยทิกอาจเป็นระบบเชื่อมด้วยมือหรืออัตโนมัติก็ได้

1.4.2 ข้อดีของการเชื่อมแบบทิก

1. ไม่ต้องใช้ฟลักซ์ (flux) ดังนั้นแนวเชื่อมที่ได้จึงไม่จำเป็นต้องเคาะแสตลิก ซึ่งเป็นการตัดปัญหาในเรื่องแสตลิกฝังในแนวเชื่อม เพราะแสตลิกที่ฝังอยู่ในแนวเชื่อมทำให้แนวเชื่อมไม่แข็งแรงและผุกร่อน ทั้งนี้โดยการใช้แก๊สเฉื่อยทำหน้าที่แทนฟลักซ์สำหรับคลุมแนวเชื่อม ไม่ให้ออกซิเจนและไนโตรเจนจากบรรยากาศมารวมตัวกับแนวเชื่อม หรือโลหะงานหลอมละลาย
2. ส่วนผสมทางเคมีของแนวเชื่อมที่เกิดขึ้นจะมีส่วนผสมเหมือนกับลวดเชื่อม จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นเนื่องจากแก๊สเฉื่อยที่ปกคลุมแนวเชื่อมจะไม่รวมตัวหรือทำปฏิกิริยากับโลหะ ดังนั้นแนวเชื่อมที่ได้จากกรรมวิธีเชื่อมทิกจึงแข็งแรง ทนต่อการกัดกร่อนและเหนียวกว่าแนวเชื่อมที่ได้จากกรรมวิธีอื่นๆ
3. สามารถเชื่อมได้ทุกท่าเชื่อม
4. สามารถมองเห็นแนวเชื่อมและบ่อหลอมละลายได้อย่างชัดเจน เนื่องจากการอาร์คที่เกิดขึ้นสะอาดไม่มีควันและแสตลิกปกคลุม
5. การเชื่อมทิกให้ความร้อนสูงและเป็นบริเวณแคบจึงไม่ทำให้ความร้อนในแนวเชื่อมแผ่กระจายกว้างเกินไป งานจึงมีโอกาสบิดตัวน้อย
6. ไม่มีเม็ดโลหะ (spatter) เกิดขึ้นที่บริเวณแนวเชื่อม เนื่องจากการเชื่อมทิกไม่มีการส่งผ่านน้ำโลหะลวดเชื่อมข้ามบริเวณอาร์คสู่บ่อหลอมละลาย
7. สามารถเชื่อมต่อเหล็กเหนียวที่มีความหนาแตกต่างกันได้
8. สามารถควบคุมแนวเชื่อมได้ง่าย

1.4.3 ส่วนประกอบของหัวเชื่อมทิก

ในการเตรียมหัวเชื่อม प्रकारแรกจะต้องเข้าใจหลักการทำงานและวิธีเลือกใช้ ส่วนประกอบของหัวเชื่อมได้ถูกต้อง ส่วนประกอบของหัวเชื่อม TIG มีดังนี้



รูปที่ 1.14 ส่วนประกอบภายในหัวเชื่อมทิก

1.4.3.1 ตัวทอร์ช (Torch Body) เป็นส่วนลำตัวของหัวเชื่อม ภายในทำด้วยทองแดงผสม พร้อมทั้งเป็นทางเดินของแก๊สปกคลุม น้ำระบายความร้อนและกระแสเชื่อม ซึ่งหุ้มด้วยวัสดุที่เป็นฉนวนกันความร้อนและกระแสไฟได้อย่างดี

1.4.3.2 ฝาครอบ (CAP) เป็นส่วนปลายสุดของหัวเชื่อม มีหน้าที่ป้องกันไม่ให้แก๊สไหลออก และยังเป็นตัวป้องกันไม่ให้อากาศไหลเข้าไปปนกับแก๊สภายในหัวเชื่อม CAP นี้จะมีหลายขนาด กำหนดตามความยาวของขดลวดทั้งสแตน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.3.3 วงแหวนยาง (“O” Ring) เป็นวงแหวนยางกลมที่ประกอบอยู่ที่โคนเกลียวของฝาครอบสำหรับป้องกันการรั่วของแก๊ส

1.4.3.4 คอลเลท (Collet) หรือ อิเล็กโทรด คอลเลท (Electrode Collet) เป็นตัวจับลวดเชื่อมซึ่งกำหนดตามขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของลวดทั้งสแตน โดยทั่วไปที่เป็นทองแดงผสมที่เป็นตัวนำความร้อนและไฟฟ้าที่ดี แต่ก็มีคอลเลท ที่ทำจาก โครเมียมผสม (80-20) ผิวภายในของคอลเลทจะต้องเรียบสม่ำเสมอ ก่อนที่จะนำคอลเลทไปใช้งาน ควรทดสอบครีป (burr) ที่อาจเกิดขึ้นกับคอลเลทเสียก่อน เนื่องจากคอลเลทที่มีครีปอยู่จะทำให้กระแสไปเชื่อมดินไม่สะดวก

1.4.3.5 คอลเลท โฮลเดอร์ (Collet Holder) ยึดติดกับลำตัวหัวเชื่อมด้วยเกลียวคอลเลทโฮลเดอร์ ทำด้วยทองแดงผสมทำหน้าที่บีบจับคอลเลทให้จับลวดทั้งสแตน ได้แน่น และยังมีรูเพื่อให้แก๊สปกคลุมไหลออกมาปกคลุมบ่อหลอมละลาย

1.4.3.6 นอซเซิล (Nozzle) ที่ใช้ในการเชื่อมทิกมีอยู่หลายชนิด ได้แก่ ชนิดกระเบื้องโลหะแก้ว และชนิดคูอัลชีด (Dule-Shield) นอซเซิล แต่ชนิดที่เป็นเซรามิกนั้นนิยมใช้เนื่องจากว่าราคาถูก แต่สำหรับนอซเซิลโลหะที่ระบายความร้อนด้วยน้ำนั้นมีการใช้งานนานกว่าแบบเซรามิก

1.4.4 ระยะเวลาของปลายลวดทั้งสแตน (Electrode Extension)

เป็นระยะที่ลวดทั้งสแตนยื่นออกไปจากนอซเซิล โดยทั่วไปเท่ากับ 1-2 เท่าของเส้นผ่าศูนย์กลางของลวดทั้งสแตน ถ้าระยะเวลาของปลายลวดทั้งสแตนยาวเกินไป จะทำให้ปลายลวดทั้งสแตนสัมผัสบ่อหลอมละลายหรือลวดเชื่อมเดิมได้ง่ายๆ และต้องใช้แก๊สปกคลุมมากกว่าปกติ ถ้าระยะยื่นปลายลวดทั้งสแตนสั้น จะไม่ทำให้ปลายลวดทั้งสแตนสกปรกได้ง่ายเนื่องจากปลายลวดไม่จุ่มในบ่อหลอมละลาย แต่จะมีผลเสียต่อนอซเซิลและการเชื่อมต้องใช้ช่างเชื่อมที่มีความชำนาญ เพราะมองเห็นบ่อหลอมละลายได้ยาก

ระยะยื่นของปลายลวดทั้งสแตนขึ้นอยู่กับลักษณะของรอยต่อขอบ (Edge Flange) ต้องการระยะยื่นปลายลวดทั้งสแตนน้อยหรือไม่ต้องการเลย

1.4.5 อุปกรณ์ปรับความดันและวัดปริมาณการไหลของแก๊สปกคลุมแนวเชื่อม

ความดันและปริมาณการไหลของแก๊สปกคลุมนั้นมีความสำคัญต่อการเชื่อม TIG มาก ดังนั้นจึงต้องใช้ คอมบิเนชั่น เรกิวเรเตอร์ (Combination Regulator) และ โฟลวมิเตอร์ (flowmeter) จะต้องใช้หลอดแก้ววัดปริมาณการไหลของแก๊ส ประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

1.4.5.1 เรกิวเรเตอร์ (Regulator) เป็นอุปกรณ์สำหรับวัดความดันสูงภายในถังหรือท่อเมนฟอยด์ (manifold) มีหน่วยเป็น PSI และต่อผ่านไปยังโฟลวมิเตอร์ที่มีหน่วยวัดเป็นลูกบาศก์ฟุตต่อ

ชั่วโมง (C.F.H.) ซึ่งประกอบด้วยหลอดแก้ว พร้อมทั้งถูกกลบบรรจุอยู่ภายใน และสามารถปรับปริมาณการไหลได้ ในการประกอบโพลิวเมอร์จะต้องให้หลอดแก้ววัดปริมาณการไหลตั้งอยู่ในแนวตั้งจึงจะได้ค่าการวัดที่ถูกต้อง



รูปที่ 1.15 อุปกรณ์ปรับความดันและวัดปริมาณการไหลของแก๊ส

1.4.5.2 ลวดเชื่อมเติม (Filler Metal)

การเลือกลวดเชื่อมเติมสำหรับการเชื่อม TIG ขึ้นอยู่กับโลหะงาน คุณสมบัติเชิงกลกายภาพ การออกและรอยต่อและคุณภาพผิวสำเร็จ การเลือกลวดเชื่อมเติมควรให้มีส่วนผสมเหมือนหรือเหมาะสมกับโลหะงาน ถ้าส่วนผสมของลวดเชื่อมเติมไม่เหมาะสมกับโลหะงานเชื่อมทำให้แนวเชื่อมไม่แข็งแรงหรืออาจแตกร้าวได้ง่ายและสามารถนำเอาเศษที่ตัดออกจากโลหะงานมาใช้กับลวดเชื่อมเติมก็ได้ ลวดเชื่อมเติมที่ใช้กับขบวนการเชื่อมด้วยมือหรืออัตโนมัติจะมีทั้งชนิดที่เป็นเส้น โครง และขดเป็นม้วน

1.4.6 กระแสเชื่อม (Welding Current)

กระแสเชื่อมเป็นตัวควบคุมการซึมลึก ความเร็วของการเชื่อม อัตราการเติมลวดเชื่อมและคุณภาพของแนวเชื่อม

กระแสเชื่อมที่กแบบพื้นฐานมีอยู่ 3 ชนิดคือ

1.4.6.1 กระแสตรงต่อขั้วตรง (direct current straight polarity) หรือเรียกย่อๆว่าดีซีเอสพี (DCSP)

1.4.6.2 กระแสตรงต่อกลับขั้ว (direct current reverse polarity) หรือเรียกย่อๆว่าดีซีอาร์พี (DCRP)

1.4.6.3 กระแสสลับ (Alternating current) หรือเรียกย่อๆว่า เอซี (AC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.6.4 กระแสตรงต่อขั้วตรง

กระแสไฟเชื่อมชนิดไฟตรงต่อขั้วตรง เป็นที่นิยมใช้ในการเชื่อมทึบมาก ซึ่งให้ผลดีแก่การเชื่อมโลหะทั่วไปและโลหะผสมยกเว้นอลูมิเนียมและแมกนีเซียม

การเชื่อมแบบนี้ลวดเชื่อมจะต่อเข้ากับขั้วลบ ส่วนชิ้นงานเชื่อมจะต่อเข้ากับขั้วบวก ดังนั้นอิเล็กตรอนจะไหลจากลวดเชื่อมสู่ชิ้นงาน ความร้อนเกิดขึ้นบนขั้วบวก (ชิ้นงาน) ประมาณ 70% ของความร้อนที่เกิดขึ้นทั้งหมด และความร้อนที่เกิดกับลวดเชื่อมจึงมีน้อยทำให้ลวดเชื่อมสามารถเชื่อมกับกระแสได้สูง ลดการกัดกร่อนของเปลวอาร์คและความร้อน ซึ่งเป็นการเพิ่มอายุการใช้งานของลวด

การเชื่อมด้วยไฟกระแสตรงต่อขั้วตรงจะทำให้แนวเชื่อมแคบและซึมลึกสูง ไม่เหมาะกับการเชื่อมโลหะบางและไม่เกิดปฏิกิริยาทำความสะอาด (กำจัดออกไซด์) ถ้าเชื่อมอลูมิเนียมด้วยไฟกระแสตรงต่อขั้วตรง จะต้องใช้กลวิธีเชื่อมพิเศษ โดยจะต้องทำความสะอาดผิวงานด้วยกลวิธีกลหรือเคมีอย่างดีก่อนเชื่อม

1.4.6.5 กระแสตรงต่อกลับขั้ว

การเชื่อมแบบกระแสตรงต่อกลับขั้วนั้น ลวดเชื่อมต่อเข้ากับขั้วบวกของเครื่องเชื่อมส่วนชิ้นงานต่อเข้ากับขั้วลบ ทำให้อิเล็กตรอนไหลจากงานไปยังลวดเชื่อม ดังนั้นความร้อนจากการอาร์คส่วนใหญ่จะอยู่ที่ลวดเชื่อม และความร้อนส่วนน้อยจะอยู่ที่ชิ้นงาน ถ้ากำหนดให้กระแสเชื่อมและระยะอาร์คที่เท่ากัน จะเห็นว่าการเชื่อมด้วยไฟกระแสตรงต่อกลับขั้ว จะมีแรงเคลื่อนอาร์ค (Arc Voltage) สูงกว่าการเชื่อมด้วยไฟกระแสตรงต่อตรงขั้ว ดังนั้นการเชื่อมด้วยไฟกระแสตรงต่อกลับขั้วจึงเกิดพลังงานทั้งหมดมากกว่าการเชื่อมด้วยไฟกระแสตรงต่อตรงขั้ว

1.4.6.6 กระแสไฟสลับ (AC)

กระแสเชื่อมสลับเป็นกระแสเชื่อมที่ได้รวมเอากระแสไฟตรงต่อกลับขั้วกับกระแสไฟตรงต่อขั้วตรง โดยใน 1 ไซเคิลจะเป็นกระแสไฟตรงต่อกลับขั้วครึ่งหนึ่ง และกระแสไฟตรงต่อขั้วตรงครึ่งหนึ่ง ดังนั้นการกระทำของอิเล็กตรอนและไอออนบวกของแก๊ส จะกระทำกับชิ้นงานและลวดเชื่อมในลักษณะที่สลับกันไปอย่างต่อเนื่อง จากรูปของกระแสไฟสลับ 1 ไซเคิลจะประกอบด้วยลบบครึ่งหนึ่งและบวกอีกครึ่งหนึ่งเช่นกัน

การป้องกันไฟตรงย้อนกลับเข้าเครื่องเชื่อมคือ การต่อคาปาซิเตอร์ (capacitor) เข้ากับวงจ่าย ซึ่งคาปาซิเตอร์นี้จะเป็นตัวป้องกันไฟตรงไม่ให้ไหลเข้ากลับเครื่องเชื่อมได้อีก

การที่ไฟตรงย้อนกลับเข้าเครื่องเชื่อมไฟกระแสสลับ จะทำให้คลื่นของไฟสลับจากการอาร์คไม่สมดุลในตำแหน่งที่คลื่นผ่านศูนย์ การอาร์คที่เกิดขึ้นจะดับลงและติดขึ้นใหม่อีก ซึ่งจุดนี้เป็นจุดที่เปลี่ยนทิศทางของกระแส

1.4.7 ความถี่สูง (High Frequency)

การอาร์คจะเกิดขึ้นได้ง่ายและแน่นอนจะต้องใช้แรงดันไฟฟ้ามากกว่า 70-80 โวลต์ ด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นต้องมีเครื่องผลิตความถี่สูง ซึ่งสามารถผลิตแรงดันได้หลายพันโวลต์ ด้วยขนาดกระแสเป็นมิลลิแอมแปร์เท่านั้น รวมเข้าไว้ในวงจรของขดลวดทุติยภูมิในเครื่องเชื่อมด้วยเพื่อเป็นตัวผลิตแรงดันสูงขดลวดในการทำให้เครื่องเชื่อมเกิดขดลวดที่ขาดหายไปบางส่วน และยังมีแรงพอที่จะไปขจัดออกไซด์ออกไปอีกด้วย ปกติแล้วมักจะเข้าใจกันว่าความถี่สูงจะทำหน้าที่ให้เกิดปฏิกิริยาทำความสะอาด แต่ที่จริงแล้วความถี่สูงเป็นตัวทำหน้าที่ช่วยจุดเปลวอาร์คให้เกิดขึ้น โดยเฉพาะในเครื่องเชื่อมขดลวดและเป็นผลทำให้เกิดการอาร์คที่สม่ำเสมอ และยังทำให้เกิดการขจัดออกไซด์เป็นไปอย่างได้ผลเท่านั้น

จุดประสงค์ของการที่ต้องมีความถี่สูงคือ จะทำให้เกิดสปกคลุมแตกตัวเป็นไอออน ซึ่งจะทำให้เกิดการไหลของกระแสเพิ่มมากขึ้น คำว่าการแตกตัวเป็นไอออน (Ionization) หมายถึงอะตอมของแก๊สที่ต้องสูญเสียอิเล็กตรอนไปหนึ่งตัวหรือมากกว่านั้น แล้วอะตอมยังคงสภาพเป็นไอออนบวกในขณะที่เชื่อมเมื่อชิ้นงานเป็นขั้วลบ แก๊สไอออนซึ่งมีประจุเป็นบวกก็จะวิ่งเข้าชนชิ้นงานด้วยแรงที่มากพอที่จะตีออกไซด์บนผิวงานอนุโมเนียมให้แตกหลุดออกไปได้

สรุปได้ว่าความถี่สูงจะทำหน้าที่สำคัญ 3 ประการคือ

1. ทำหน้าที่เริ่มต้นอาร์ค โดยที่ลวดทั้งสองไม่ต้องสัมผัสกับชิ้นงาน
2. ช่วยทำให้การอาร์คคงที่ โดยการช่วยจุดกระแสไฟในช่วงไซเคิลบวกของการเชื่อมด้วยไฟกระแสสลับ
3. การแตกตัวเป็นไอออน ช่วยในการเริ่มต้นและส่งเสริมให้เกิดปฏิกิริยาทำความสะอาดขึ้น

เครื่องผลิตความถี่สูงจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆ หลายส่วน เช่น หม้อแปลงไฟสูง คอนเดนเซอร์ ขดลวดอาร์คเพื่อสร้างความถี่ รีโอสตาทและคัปปีงคอยล์ซึ่งทำหน้าที่เหนี่ยวนำความถี่สูงเข้าไปในวงจรเชื่อม เครื่องผลิตความถี่สูงบางครั้งจะออกแบบไว้ร่วมกับเครื่องเชื่อมบางครั้งก็แยกกัน ส่วนมากเครื่องเชื่อมที่ออกแบบสำหรับการเชื่อมทิก โดยเฉพาะมักมีเครื่องผลิตความถี่สูงอยู่ในตัว ถ้าเป็นเครื่องที่ออกแบบให้แยกกันจะสามารถนำเครื่องผลิตความถี่สูงมาต่อเข้ากับวงจรเชื่อมได้เลย

1.4.8 การเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง (Pulse Current Welding)

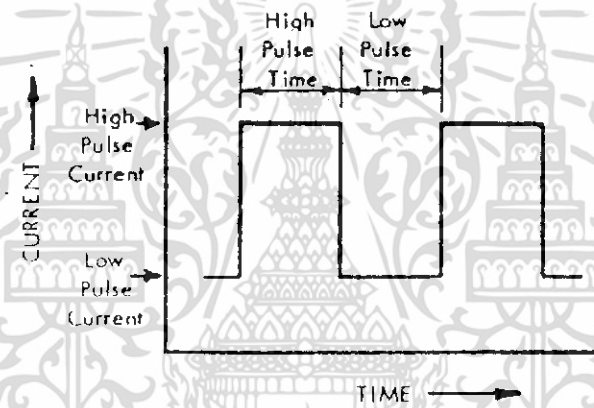
การทำงานของเครื่องเชื่อมทิก จะให้กระแสที่ใช้ในการอาร์คออกมาค่อนข้างคงที่ ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

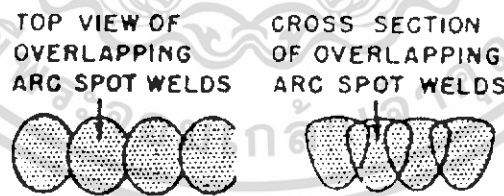
กระแสเป็นช่วงจะให้กระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ 2 ระดับ คือ ระดับสูง (High Pulse Current) กับ ระดับต่ำ (Low Pulse Current)

ระดับสูง เป็นช่วงที่เกิดความร้อนสูงและมีการหลอมละลาย ส่วนระดับต่ำเป็นช่วงที่เกิดการเย็นตัวและโลหะแนวเชื่อมแข็งตัว

ได้มีการพัฒนาระบบการเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วงที่มีสวิตช์อัตโนมัติสำหรับเปลี่ยนแปลงค่าของกระแส ที่สามารถควบคุมเวลาของกระแสแต่ละช่วงได้ แนวเชื่อมแบบนี้จะมีลักษณะเหมือนกับการเชื่อมที่เป็นจุดวางเกยทับกัน จุดเชื่อมแต่ละจุดเกิดจากช่วงที่กระแสที่สูงขึ้นซึ่งจุดเชื่อมนี้จะเกิดความร้อนและการซึมลึก และเมื่อกระแสลดสู่ระดับต่ำแนวเชื่อมจะเย็นตัวและแข็งตัว ซึ่งการเชื่อมจะเกิดขึ้นสลับกันไปตามความยาวแนวเชื่อม



รูปที่ 1.16 กระแสเชื่อมกับเวลาของระบบการเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง



รูปที่ 1.17 ลักษณะของแนวเชื่อมแบบ Pulse

การเชื่อมด้วยระบบกระแสเชื่อมเป็นช่วง จะต้องเข้าใจองค์ประกอบ 4 ประการดังนี้

1. ช่วงของกระแสที่สูงสุด (High Pulse Current) หรือ (Pluse Current) เป็นช่วงที่ให้ความร้อนจากการอาร์คสูงสุด

2. ช่วงของกระแสที่ต่ำสุด (Low Pulse Current) หรือ (Background Current) เป็นช่วงที่ทำให้ความร้อนต่ำสุด

3. ระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสช่วงสูงสุด (High Pulse Time)

4. ระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสช่วงต่ำสุด (Low Pulse Time)

1.4.9 การปรับกระแสและเวลาสำหรับการเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง

การปรับช่วงกระแสสูงสุด จะใช้สูงกว่ากระแสปกติเพียงเล็กน้อยเมื่อเชื่อมงานที่เหมือนกัน สำหรับช่วงของกระแสที่ต่ำสุด ปกติจะปรับให้ต่ำกว่าช่วงของกระแสที่สูงสุดคือประมาณ 25% โดยให้อาร์คยังคงอยู่

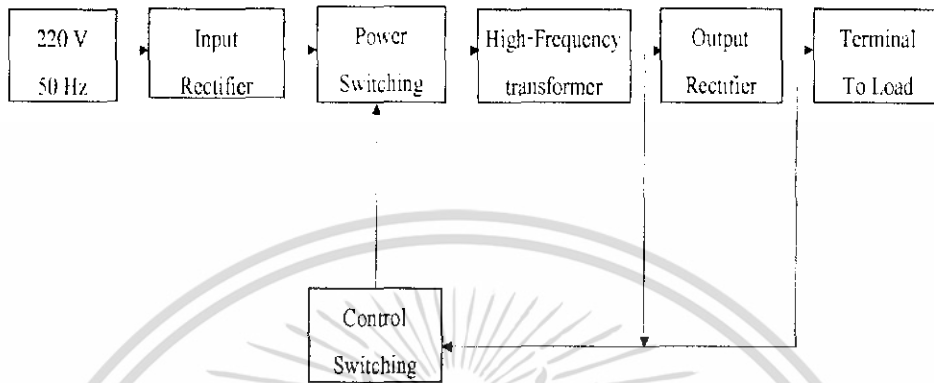
การปรับช่วงเวลาของพัลส์ (pulse) นั้นมีความสำคัญมาก โดยจะต้องปรับที่ระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสช่วงสูงสุดก่อน และต้องพิจารณาถึงบ่อหลอมละลายและการซึมลึกด้วย ถ้างานหนาให้ตั้งเวลามาก ส่วนระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสช่วงต่ำสุดให้ตั้งเพียงพอแก่บ่อหลอมละลายจะเย็นตัวและโดยปกติจะตั้งให้ต่ำกว่าช่วงเวลาเครื่องเชื่อมจ่ายกระแสสูงสุด การตั้งค่าต่างๆ นั้นต้องคำนึงถึงบ่อหลอมละลาย การซึมลึก ชนิดของวัสดุงาน ตำแหน่งการเชื่อม และลักษณะของรอยต่อ เช่นถ้าบ่อหลอมละลายของงานเชื่อม ไต่เกินไปหรือซึมลึกเกินไปควรลดระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสสูงสุดลง

1.4.10 ข้อดีของการเชื่อมแบบ Pluse

1. งานเสียรูปและบิดงอ น้อย
2. สามารถควบคุมขนาดของบ่อหลอมละลายและการละลายตัวของแนวเชื่อมได้
3. สามารถควบคุมการซึมลึกได้
4. สามารถเชื่อมได้ทุกท่าเชื่อม
5. คุณภาพแนวเชื่อมสูง
6. สามารถเชื่อมท่อและแนวเชื่อมซิกแซกได้ดี

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 องค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

การทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรงเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไฟกระแสตรงที่ได้มาสวิทซ์ที่ความถี่สูง โดยวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ สำหรับแหล่งจ่ายที่จัดทำขึ้นนี้ใช้วงจรเพาเวอร์สวิทซ์แบบฮอฟล์-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์พัลส์ที่ได้จากการสวิทซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันที่ใช้งานอยู่ การลดแรงดันให้ต่ำลง สามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วยจากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการคัปปลิงนี้มาผ่านหม้อแปลงเพื่อทำการเรียงกระแสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เมื่อแหล่งจ่ายทำงานจะมีการป้อนกลับที่ค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิมายังวงจรควบคุมการสวิทซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับความเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์สวิทซ์เพาเวอร์มอสเฟตที่วงจรเพาเวอร์สวิทซ์ ให้ได้กระแสตามความต้องการของโหลด

จากพื้นฐานของวงจรสวิทซ์ ซึ่ง โครงสร้างของวงจรสวิทซ์นี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อการใช้งานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่างๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

2.1 วงจรเรียงและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส นับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุต และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์ และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะสมกับการใช้ควรมีข้อพิจารณาต่อไปนี้

2.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก $I(fsm)$

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะ que เครื่องเปิด เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

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

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุต

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

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

2.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I(frm)$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสนั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลค ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

2.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ย เมื่อถูกไบแอสตรง ; $I(fm)$

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด $I(fm)$ ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

2.1.1.4 อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด; $V(rm)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีอาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้นี้ต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้จริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

2.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะส่งผลให้ตัวเก็บประจุนั้นร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะใช้งาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานขึ้นหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

2.1.2.2 แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

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

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรกรองกระแส
 Δt คือ ช่วงเวลาที่เก็บประจุใช้ในการคายประจุ
 ΔV_{ripple} คือ ค่าขยอดถึงยอดของแรงดันกระแสเพื่อ

2.1.2.3. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่สวิตช์ยังยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ หรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีค่าต่ำกว่าที่กำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตช์ซึ่งมีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

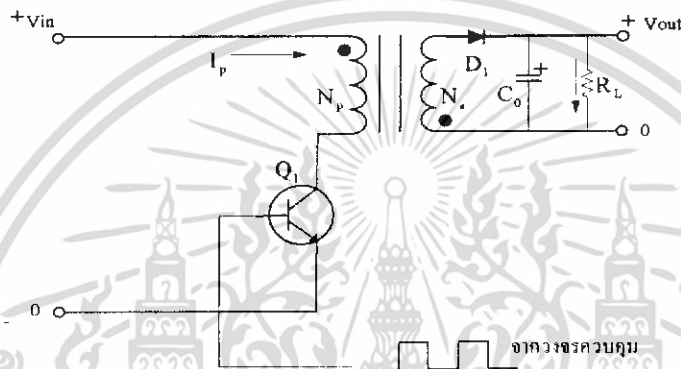
2.1.2.4. อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้คอนเวอร์เตอร์นั้นมีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

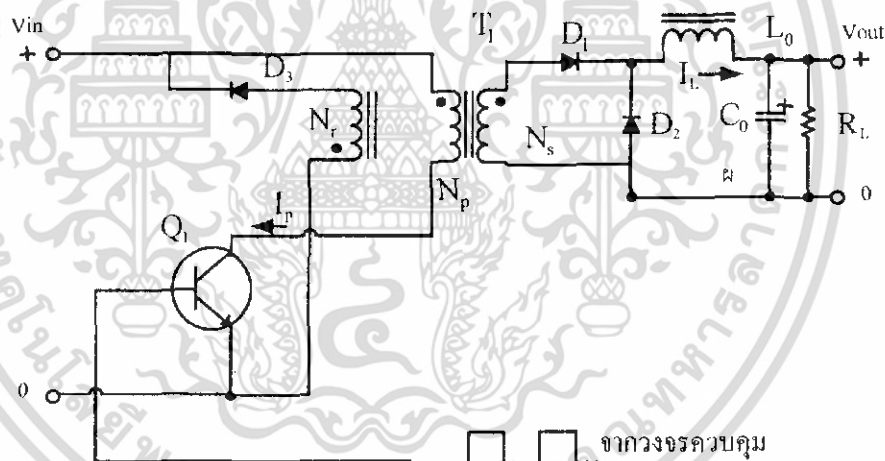
จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์จะนำกระแสตาม คำสั่งของพัลส์ที่เปลี่ยนที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้น Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และไม่นำกระแสทำให้มีการสะสมพลังงานของขดลวดที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 แทนเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสตามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมอยู่ในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และจะมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนักโดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2 ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิให้มีเฟสตรงกันตั้งนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงแต่ D2 จะอยู่ในลักษณะที่ถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแสจึงไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวของมันด้วยเมื่อ Q1 หยุดนำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัวลงตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุทต่ำกว่าค่าของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตามที่ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า



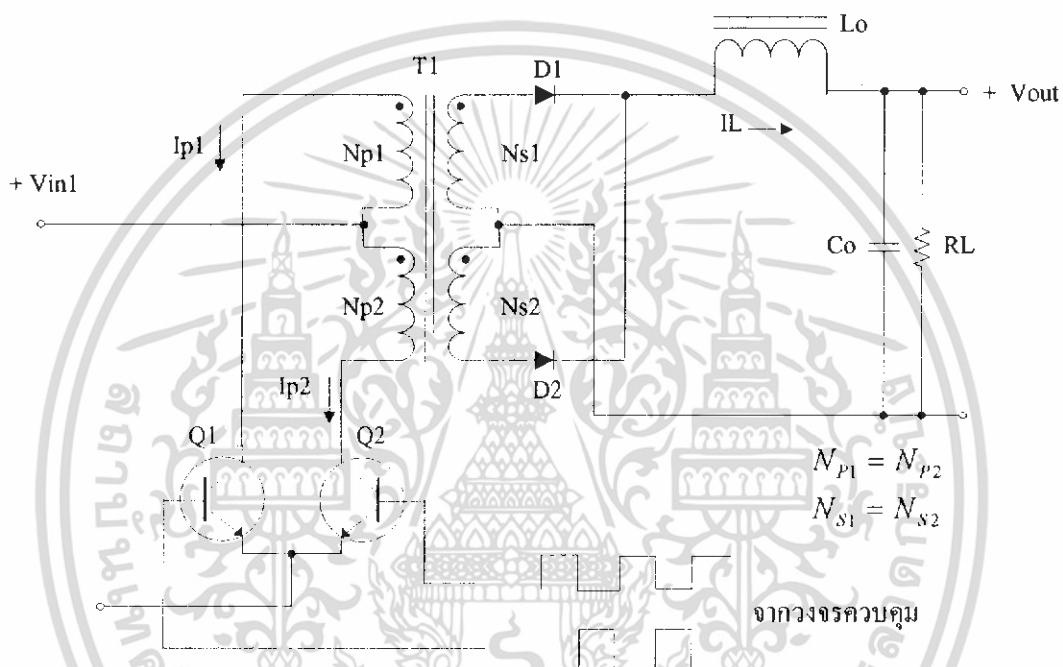
รูปที่ 2.4 วงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงสุดตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิทช์ซึ่งที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

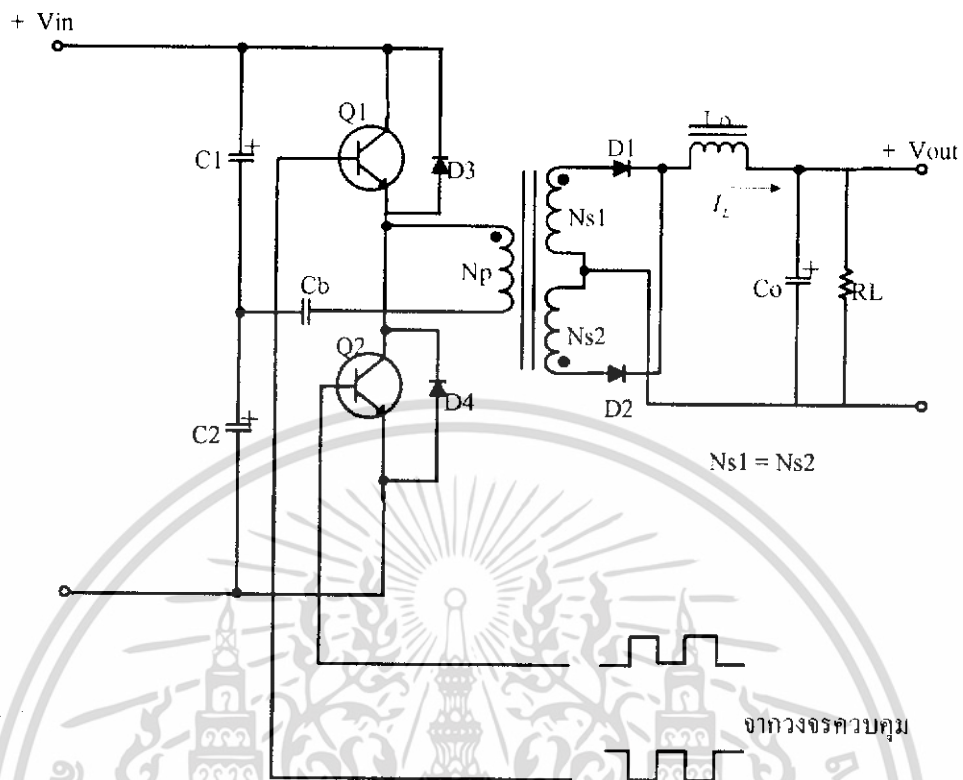
จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับแต่ D2 จะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L โหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลผ่านต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจร พืช-พุลคอนเวอร์เตอร์ เช่นกัน



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพืช-พุลคอนเวอร์เตอร์

2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพืช-พุลคอนเวอร์เตอร์ และให้ค่ากำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันคั่นคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

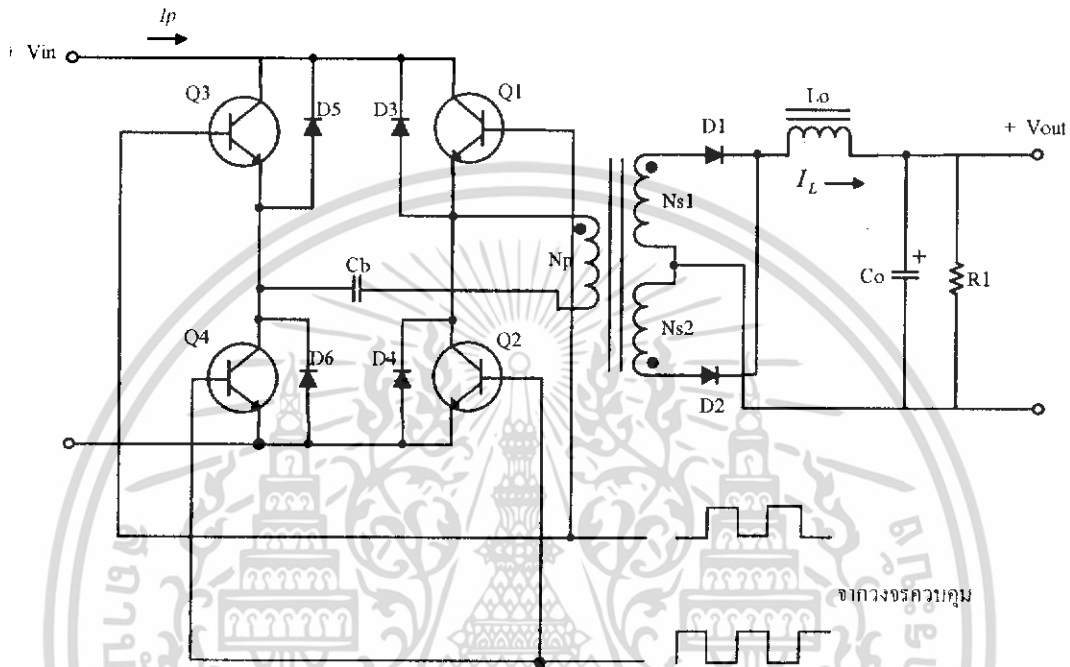
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเกี่ยวกับการทำงานของฟูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะที่ทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 นำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ ค่าแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่าวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตช์ซึ่งที่ต้องการมีกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ จะสามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและ โหมดควบคุมจากกระแส

2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

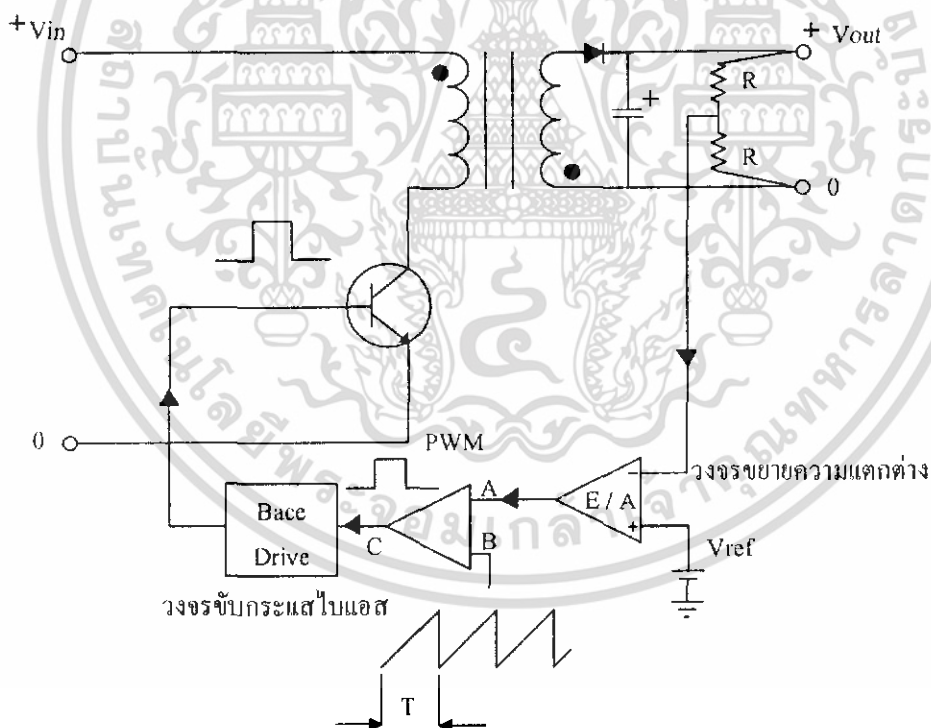
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่จะถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

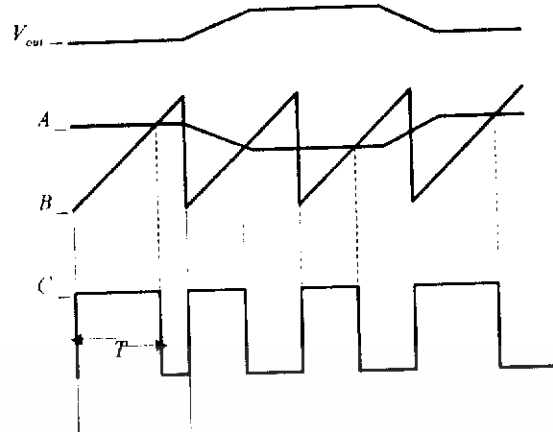
ขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดคูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาท์พุทที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดคูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงตัวเท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดคูเลชันค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการ นำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตึงผลต่างที่ของแรงดันเอาท์พุทและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศาถ้าคือ เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลงความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรพัลส์วิดท์มอดคูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลงแรงดันจุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรพัลส์วิดท์มอดคูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทไว้ได้



รูปที่ 2.8 วงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

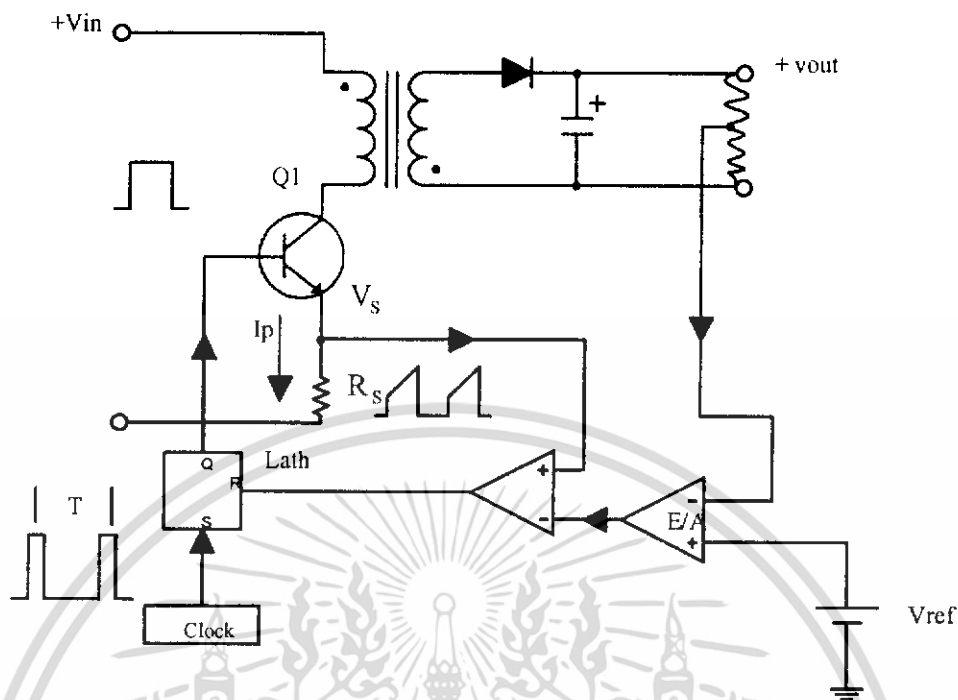
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 รูปสัญญาณที่จุดต่างๆในวงจรควบคุม

2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

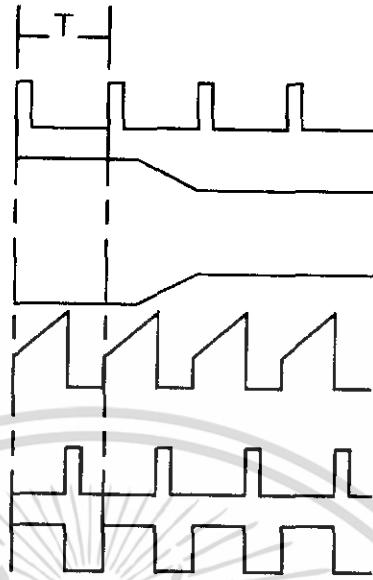
การคงค่าแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาจากรูป 2.10(ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรควบคุมโดยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบกับต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



รูปที่ 2.10 (ก) วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฏิกิริยาและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะหยุดนำกระแสจนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง



รูปที่ 2.10 (ข) ลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วยทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้น ได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.10 (ข)

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนลและกระแสเฟืองของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอให้สัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลคเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

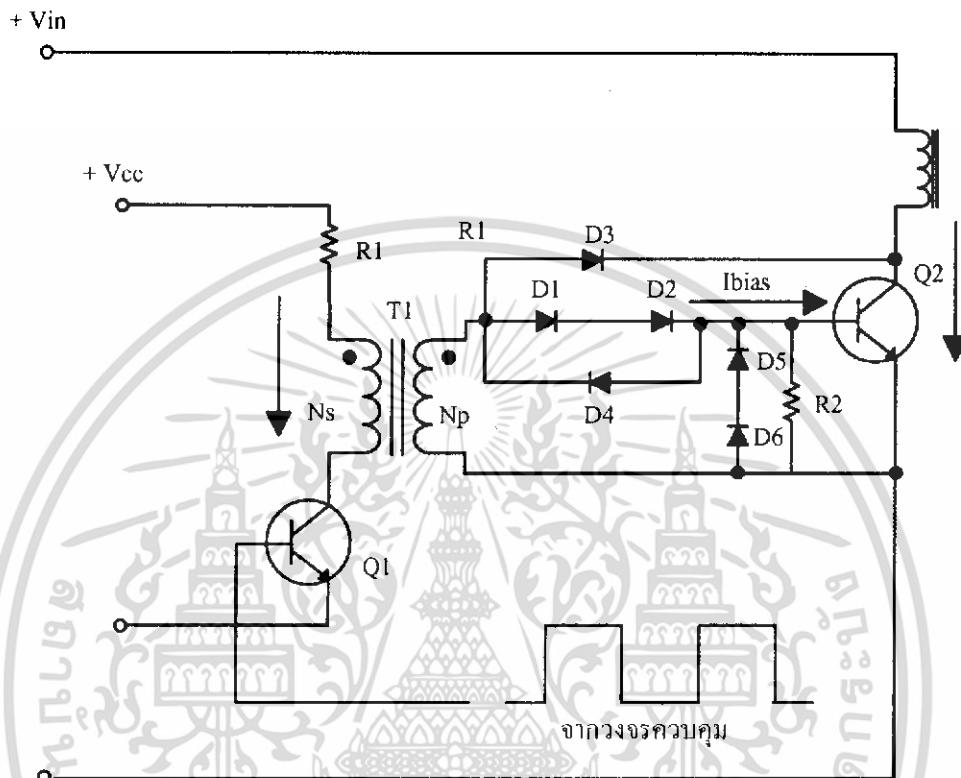
วงจรขับกระแสไบแอส นั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่มีการใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักที่จะนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัว แต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสได้ไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ส่วนประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

2.4.1.1. วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี

เบเกอร์เคลมปีเป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11



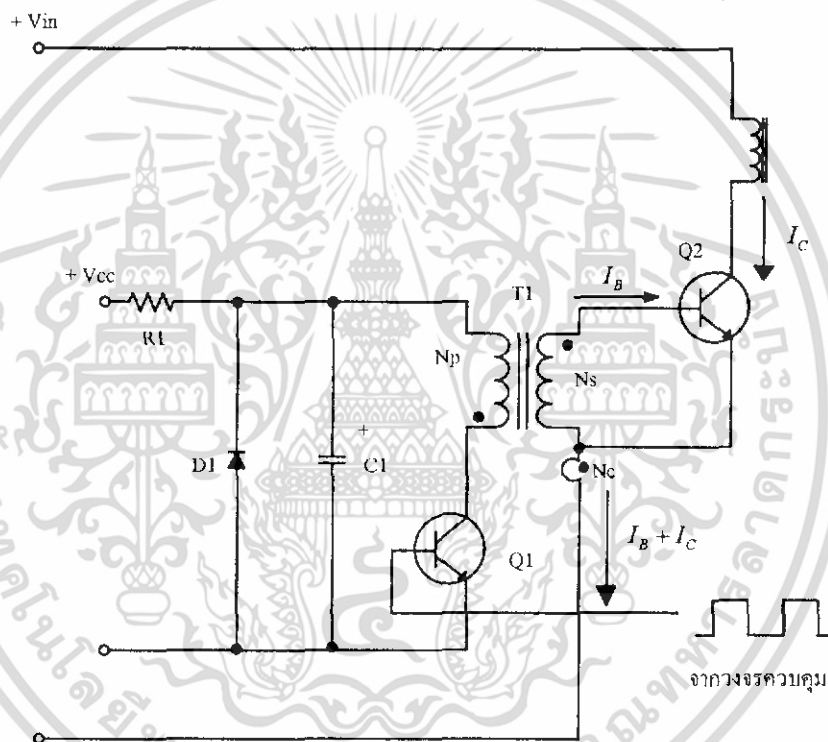
รูปที่ 2.11 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์เคลมบี

2.4.1.2. วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนคงที่แบบเบเกอร์เคลมบี

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็ว ต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมบีที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12

2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่ต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ที่ผ่านตัวทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่มแต่ต้องใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก



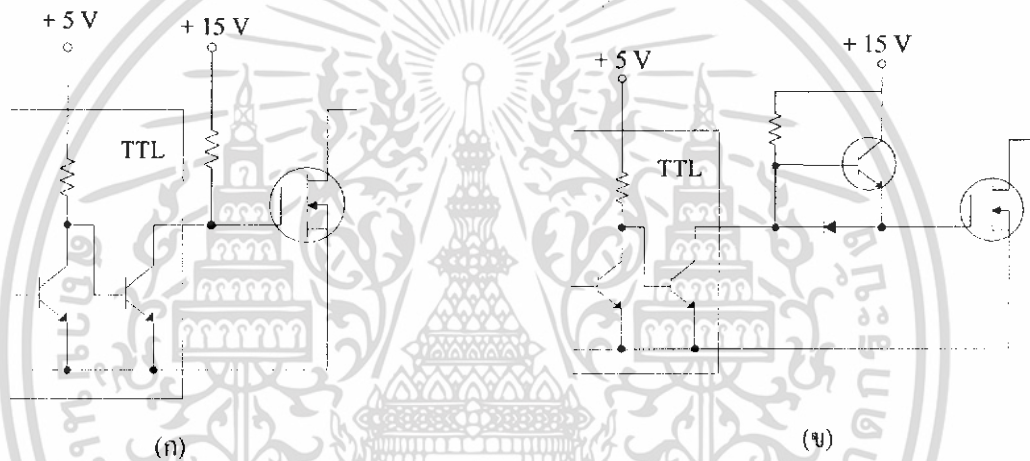
รูปที่ 2.12 วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

2.4.2.1. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

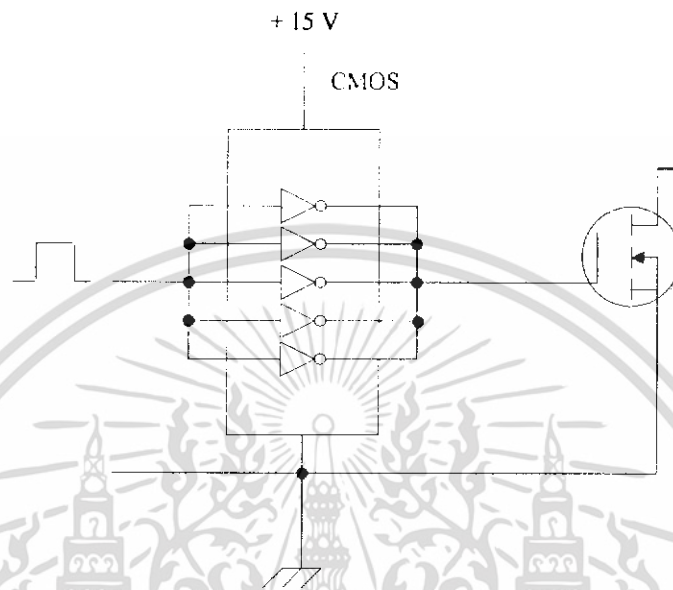
รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรจับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอบเล็คเตอร์เปิด การต่อพูล์อัฟฟริซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน และการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสมักมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล์อัฟฟริซิสเตอร์

รูปที่ 2.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วยและวงจรจับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น



รูปที่ 2.13 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

2.4.2.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS



รูปที่ 2.14 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

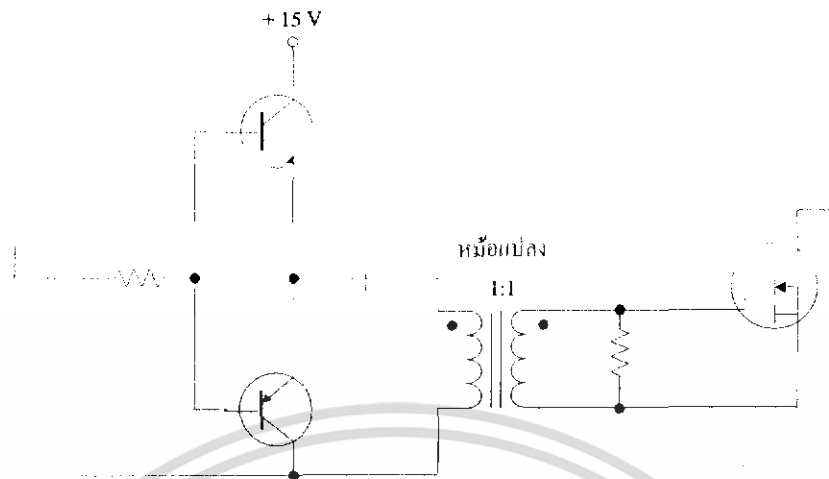
เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ในส่วนเอาต์พุตของ ไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์รี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยง ตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะ ขนานกันจะทำให้สามารถเพิ่มกระแสที่ขานกศ และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ มอสเฟตเป็น ไปได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์ มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือใน กรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงฟัลซ์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการ ถิ่นระดับของค่าแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต ได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

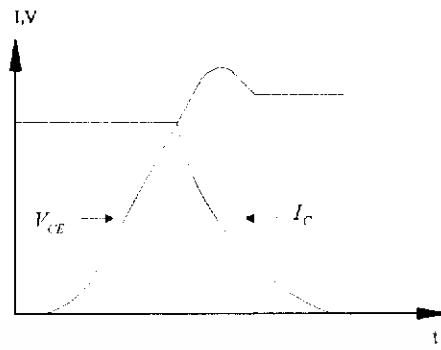
2.5 วงจรสับเบอรั

วงจรสับเบอรั เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อที่ลดการเกิดกำลังสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอรันี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอรัช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอรัทั่วไปจะประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สับเบอรั ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.5.1. วงจรสับเบอรัช่วงหยุดนำกระแส

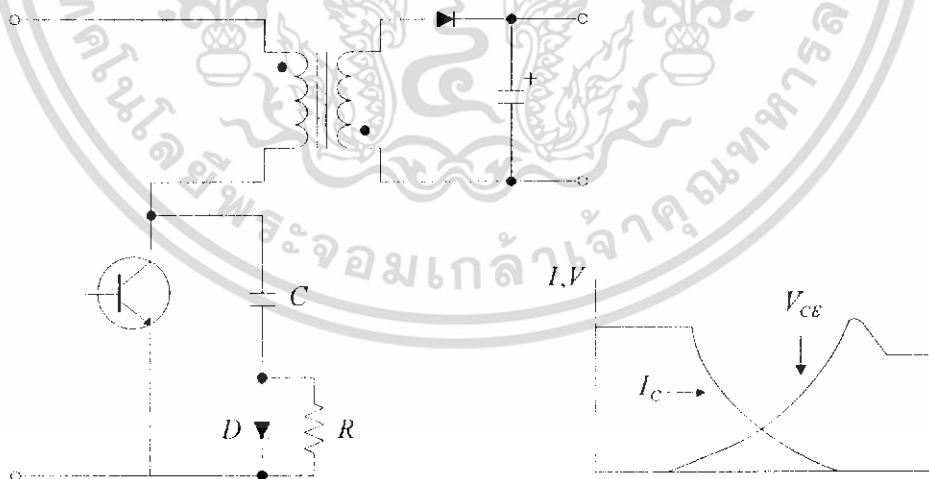
ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.16

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอรัเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมิเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอรัสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.16 ลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดั้งเดิมช่วยหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดั้งเดิมทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้



รูปที่ 2.17 วงจรสับเบอร์ดั้งเดิมช่วยหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง $C1$ จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน $R1$ ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม $C1$ ก็จะลดต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไปค่าของ $C1$ และที่ $R1$ เหมาะสมหาได้จาก

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

$$R1 = \frac{t_{on(min)}}{2.3 \times C1} \quad (2.4)$$

เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_m คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

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

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

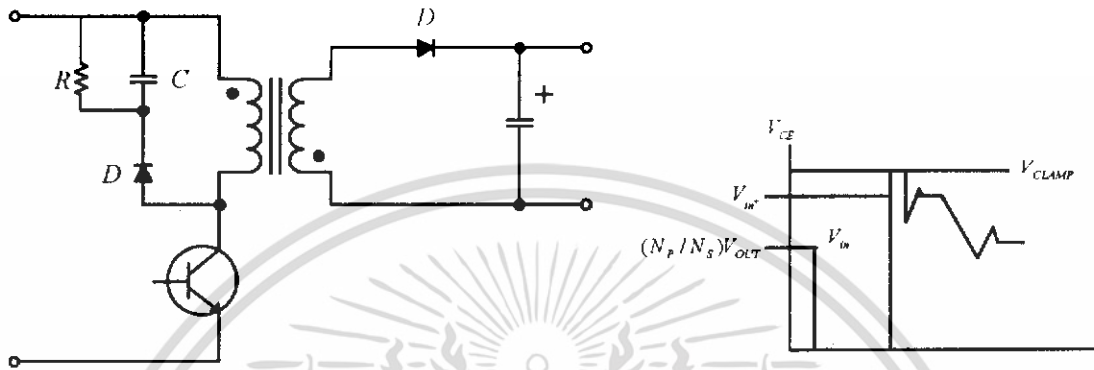
2.5.2 วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงเกินเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัด ปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอว์เว็คค็อนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงเกินเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์การต่อวงจรสับเบออร์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.18

การทำงานของวงจรสับเบออร์ป้องกันแรงเกินเกินเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ $R1$ จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ที่ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปต์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปต์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับค่าสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ



รูปที่ 2.18 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

วงจรสับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปต์ไปที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

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

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

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

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ

I_e คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{ceo} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่การทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไป คือมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูงซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีโคโอค

ฟาสต์-รีคัพเวอร์โคโอคมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาทีซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนโคโอคมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์โคโอคจะมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของโคโอคทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.2 ซอตต์กีโคโอค

ซอตต์กีโคโอคมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์ และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์โคโอค ซอตต์กีโคโอคจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของซอตต์กีโคโอคจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีโคโอคไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอตต์กีโคโอคมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ซอตต์กีโคโอคมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้ในงานจะให้ทรานเซียนด์ชณะเริ่มนำกระแสสูง

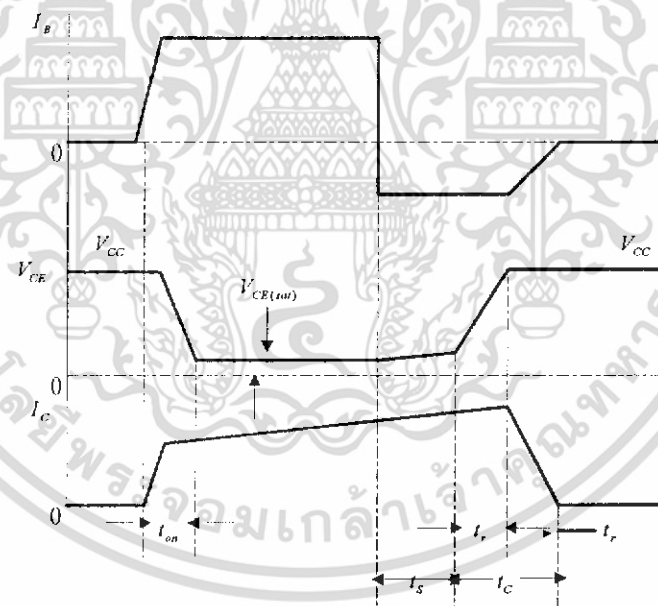
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานใจลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อนขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือมีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะและในขณะที่น่ากระแสอยู่ ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) ข้างล่างกำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตามช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ และกำลังงานสูญเสียในขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบอัสและป้อนกระแสไบอัสค่าลบให้กับตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้น และเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อนำกระแสขณะที่มีกระแสไบอัสอยู่



รูปที่ 2.19 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสจะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา t_r+t_f จะเรียกว่าช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Current)

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงค่าประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการที่จะลดขนาดของตัวคอลเล็กเตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดโมดคูลเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในวงจรมีทั้งแบบที่เป็น N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุด-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

จากที่เราทราบว่าช่วงเวลาหยุดนำกระแส และนำกระแสใช้ช่วงเวลานั้นๆ แต่เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไปจะถูกใช้ที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงทำให้จำเป็นต้องเอาค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องด้วยช่วงหยุดนำกระแสกับหยุดนำกระแสมีช่วงเวลาใกล้เคียงกันมาก เป็นผลให้ต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลา ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานจะมีค่าเท่ากับ

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

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

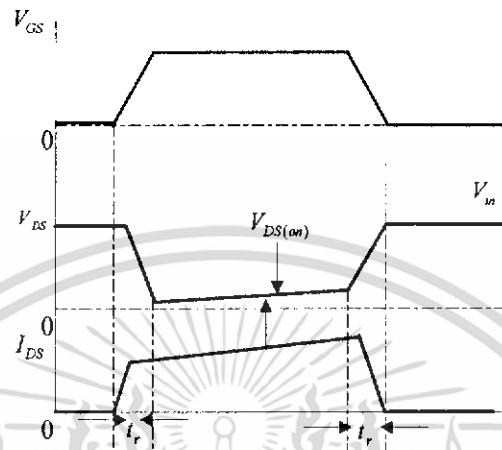
$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.51 I_{PK(OFF)} \times V_{in} t_f}{T} \quad (2.10)$$

$$P_C = I_{Drms}^2 \times R_{DSON}(T_j) \quad (2.11)$$

เมื่อ	P_C	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{SW(OFF)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$P_{SW(ON)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{PK(ON)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดเริ่มนำกระแส
	I_{Drms}	คือ ค่ากระแส rms $R_{ds(on)}$ (Tj) คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- t_r คือ ช่วงเวลาขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



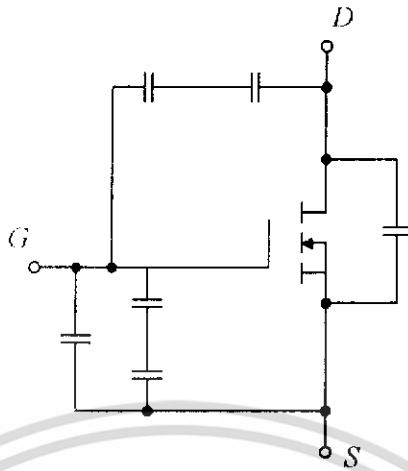
รูปที่ 2.20 ลักษณะของกระแสและแรงดันคั่นคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต
เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส นั้น แตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขในการไบอัสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบอัสผ่านที่ตัวเบส และอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคั่นคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในของเพาเวอร์มอสเฟตจะเสมือนมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ภายในซึ่งมักเกิดในสภาวะที่ใช้กับงานความถี่สูงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

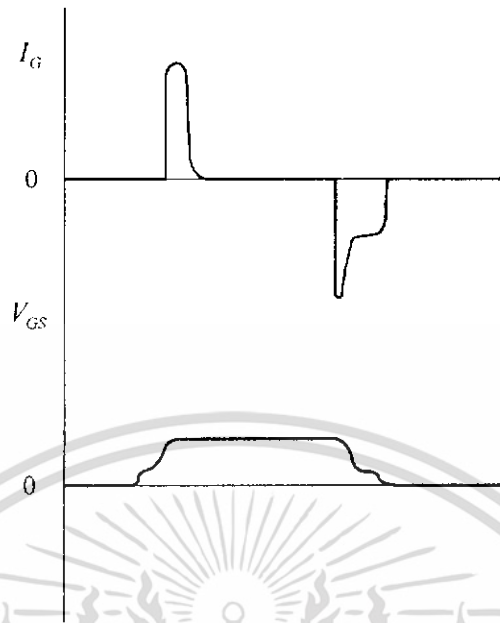
ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเหล่านี้เสียก่อนเพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงระดับแรงดันที่ขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงจะนำกระแส ดังนั้นเมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนกระทั่งแรงดันที่ตกคร่อมขา V_{gs} ลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงจะหยุดทำงาน ซึ่งลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูป 2.22

พบว่าค่าความจุของตัวเก็บประจุ จะเป็นตัวบ่งบอกความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของตัวเพาเวอร์มอสเฟต

รูปคลื่นและลักษณะของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมตัวทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.22

2.6.4.4 ข้อควรพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับในกรณีของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น การเกิดเซกกันคาร์เรียเบรกดาวน์ซึ่งเกิดในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เนื่องจากค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส นั้นจะมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านระหว่างรอยต่อ ทำให้มันมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้กระแสลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยที่อยู่ในกราฟ SOA ที่กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิด เซกกันคาร์เรียเบรกดาวน์อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้กระแส

2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

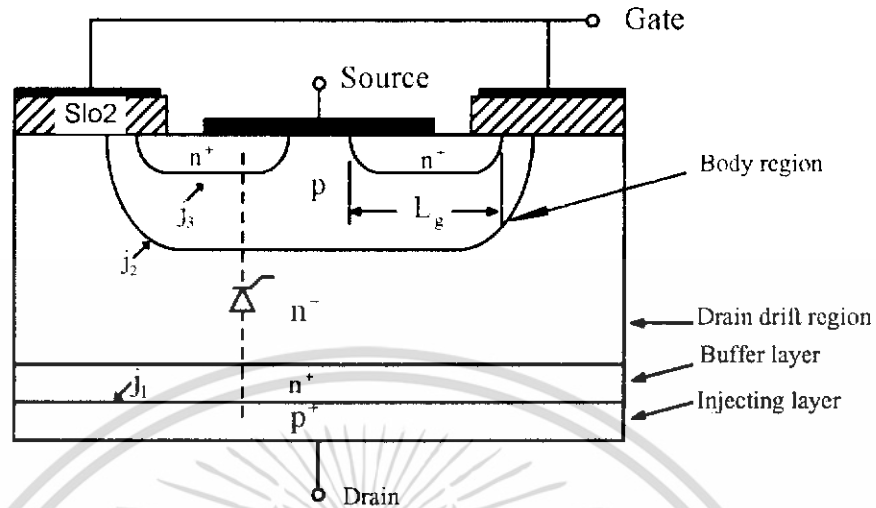
ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมแตรนและซอส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแสแตรน I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานนำกระแส ($R_{ds(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

2.6.5 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

IGBT เป็นอุปกรณ์ที่สร้างจากแนวความคิดที่ว่า จากการที่ทราบว่าทรานซิสเตอร์กำลังมีค่าการสูญเสียในขณะนำกระแสที่ต่ำ มีศักดาพังทลายที่สูง แต่มีความเร็วของการสวิตช์ที่ช้า เนื่องจากผลของการสะสมของประจุที่บริเวณปลอกภาวะ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตมีการสูญเสียตอนนำกระแสที่สูงเนื่องจากผลของความต้านทาน R_{ds} และมีค่าแรงดันพังทลายที่ต่ำแต่มีความเร็วในการสวิตช์ที่สูง ด้วยเหตุนี้จึงมีการคิดสร้างมันขึ้นมา โดยการรวมเอาข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองเข้าด้วยกันเมื่อเรามาศึกษา โครงสร้างของมันพบว่า โครงสร้างของมันเหมือนกับ โครงสร้างของมอสเฟต เพียงแต่มีชั้น P^- ที่เป็นชั้นฐานรองเพิ่มเข้ามาจะช่วยในการฉีดพาหะส่วนมากเข้าไปในชั้น N^-

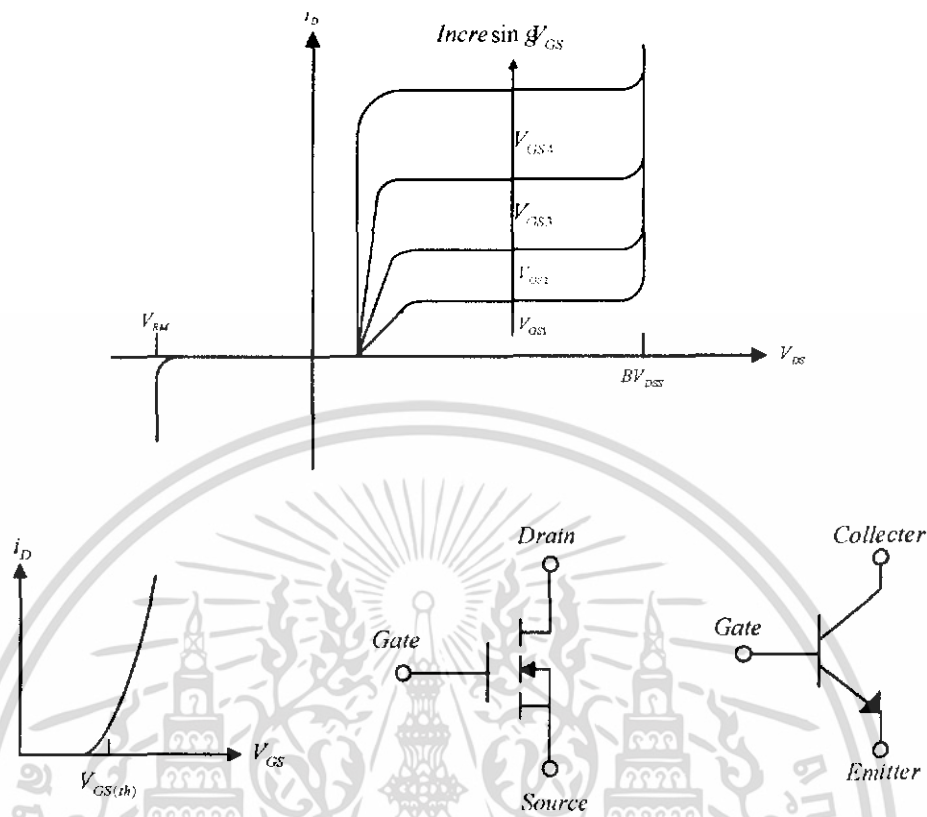
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 หน้าตัดขวางของตัว IGBT

พบว่าตัว IGBT มีหลักการทำงานพื้นฐานคล้ายกับมอสเฟต คือ หาก V_{gs} น้อยกว่า $V_{gs(th)}$ แล้ว มันจะอยู่ในสถานะไม่ทำงาน เนื่องจากชั้นกักเก็บไม่สามารถถูกสร้างขึ้นมาได้ ซึ่งเราพบว่าแรงดันที่ตกคร่อมบริเวณ drain drift region และ body region นั้นจะมีกระแสที่ไหลผ่านน้อยมาก เรียกกระแสรั่วไหล ซึ่งที่สถานะนี้จะสามารถนำมาพิจารณาได้ดังจะได้อธิบายต่อไป

สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้าจะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่ใช้ศักดาไบแอสเป็น V_{gs} แทน นั่นคือ แรงดันที่เริ่มนำกระแสมีค่าเท่ากับแรงดันจิกเริ่ม V_j โดยพิจารณาได้จากคุณสมบัติและสัญลักษณ์ดังรูป



รูปที่ 2.24 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส-แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT

2.7 หลักการทำงานของ IGBT

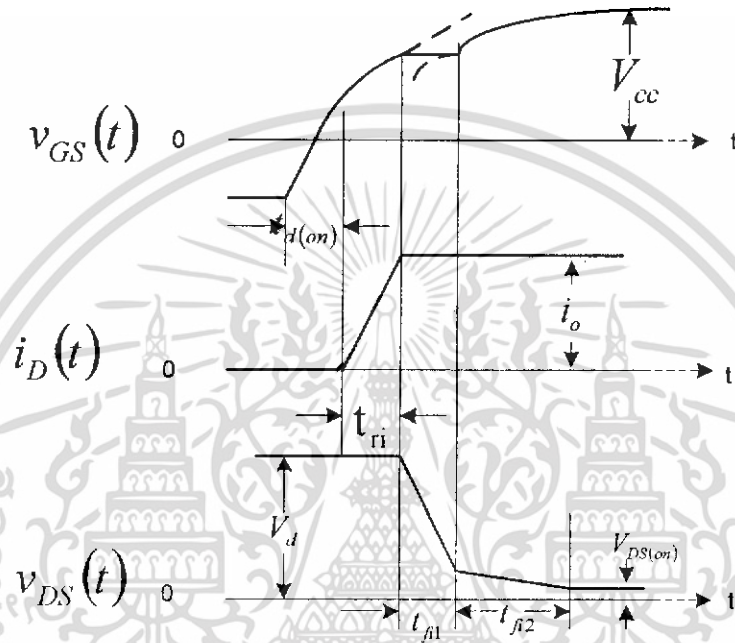
จากลักษณะของชั้นสารที่แสดงดังรูปที่ 2.23 พบว่าตัวของ IGBT นั้นมีลักษณะของการเรียงชั้นสารเหมือนกับมอสเฟต ดังที่ได้กล่าวไปแล้วนั้น ทำให้ลักษณะการไบอัสวงจรมีเหมือนกันกับมอสเฟต กล่าวคือ เมื่อป้อนแรงดันที่ขาคัท คือ V_{GS} มากกว่าแรงดันขีดเริ่มตัวมันจะเริ่มนำกระแสแต่หาก V_{GS} ต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มมันจะไม่ทำงานซึ่งที่สภาวะนี้จะมีกระแสรั่วไหลน้อยมาก

เมื่อมาพิจารณาเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นที่ชั้นสารหลังจากต่อวงจรเรียบร้อยแล้ว เราพิจารณาที่สภาวะทำงานแรงดันไบแอสที่ขาคัทมากกว่าแรงดันขีดเริ่มจะเกิดบริเวณชั้นกับที่บริเวณ N^- ไปจนถึง N^+ ทำให้เกิดการเดินของกระแสขึ้นเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากซอร์สไหลผ่านเขตปลอดพาหะที่ชั้น N^+ และ P^+ ที่ต่อกับเดรน ซึ่งมีโฮลจาก P^+ ถูกฉีดเข้าไปยัง N^+ เป็นผลให้เกิดกระแสไหลผ่าน เราสามารถหาแรงดันขณะ $V_{DS(on)}$ ได้จากสมการ

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

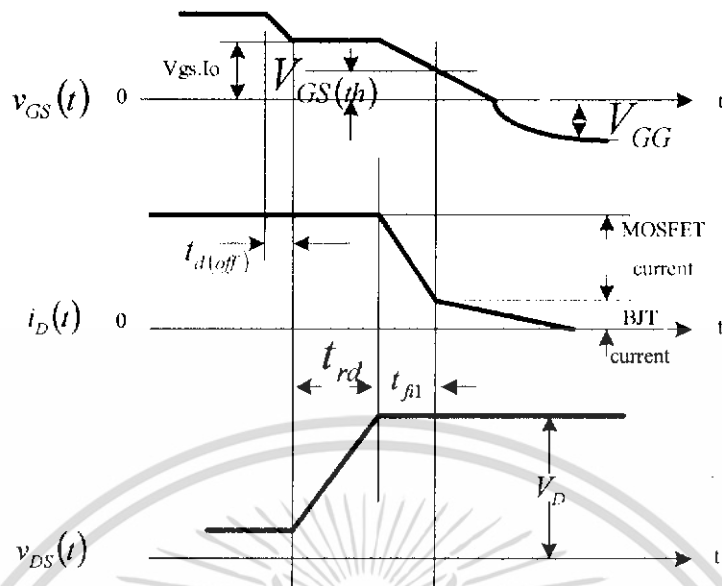
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการที่มันมีลักษณะคล้ายมอสเฟต ทำให้คุณสมบัติทางการสวิตช์ของมันคล้ายกับมอสเฟตด้วย ทั้งในสถานะ on state และ off state ดังรูป



รูปที่ 2.25 รูปคลื่นของ IGBT ขณะ Turn-on ในวงจร Step-down converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

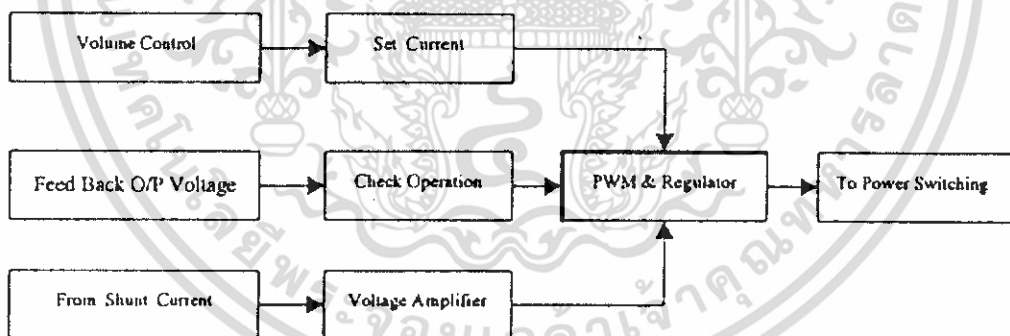
บทที่ 3

หลักการทํางานของวงจร

การทํางานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้สามารถใช้ได้กับการเชื่อมแบบอาร์คทุกแบบสามารถใช้เชื่อมแบบที่ก๊าซเฉื่อยไหลผ่านจุดเชื่อม และแบบที่ไม่มีก๊าซไหลผ่านจุดเชื่อม โดยเครื่องเลื่อนี้จะมีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของเพาเวอร์สวิดจิ่งซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริจ และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางด้านเอาต์พุทมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับ ไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิทช์ของ IGBT ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ได้ 3 ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทํางานของวงจรควบคุมการสวิทช์ของ IGBT

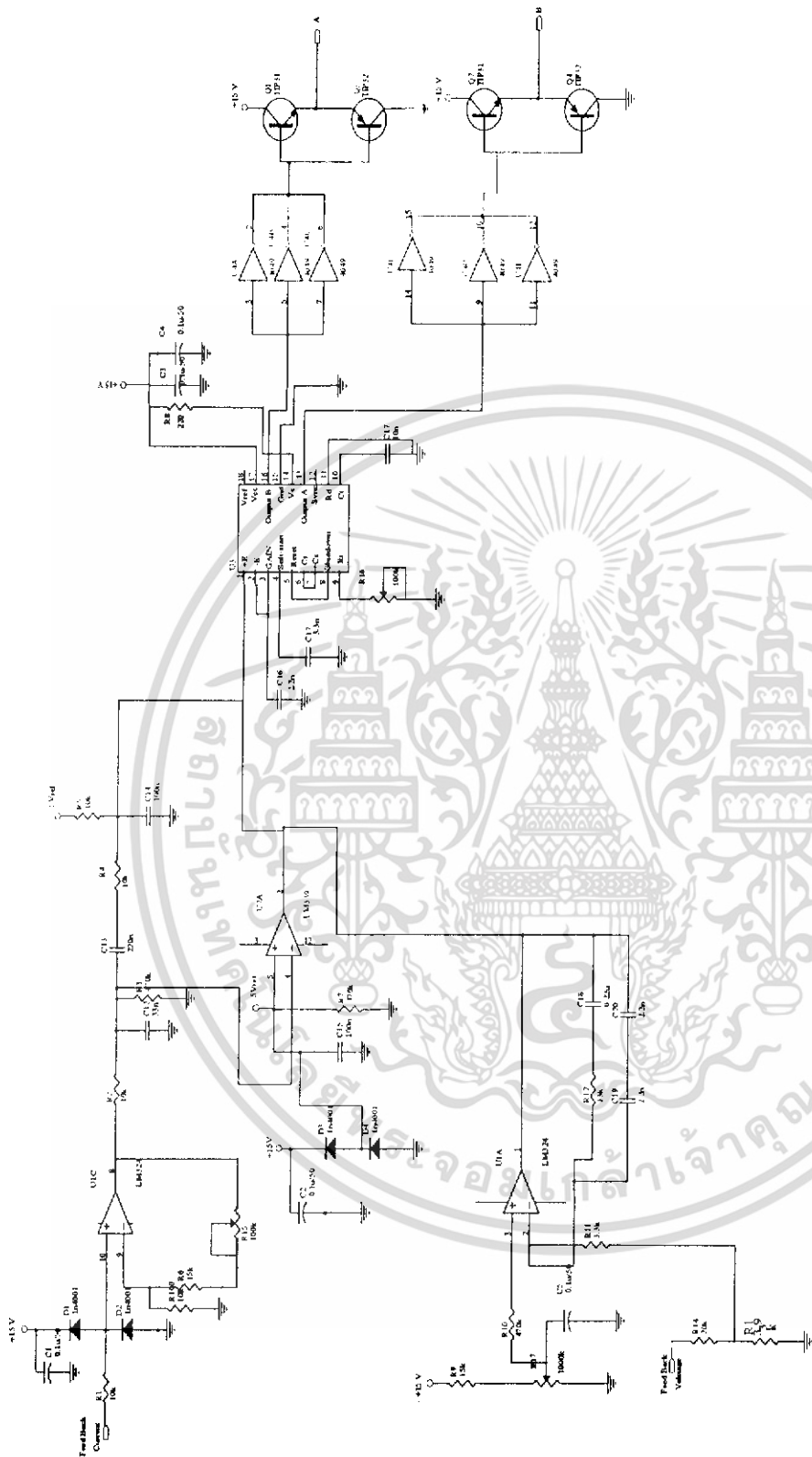
3.1.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่างๆ เช่น กระแส แรงดัน และ อุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกันกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชัน ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของตัว MOSFET ซึ่งเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับวงจรส่วนของการป้อนกลับมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.1 และจะมีรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานดังนี้

Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับของโวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กับ ไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชัน เพื่อที่จะกำหนดค่าเวลาในการนำกระแสของ MOSFET ต่อไป

Voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร โดยรับค่าแรงดันค่าต่ำๆ ที่ตกคร่อมเซ็นเซอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านเซ็นเซอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออปแอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะสมกับการเปรียบเทียบค่าแรงดันซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับ ไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งให้ตัว MOSFET ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุต

No-Load Voltage Regulator การที่เราจะทราบได้ว่าเครื่องเชื่อมกำลังทำงานอยู่หรือไม่เราสามารถตรวจสอบได้จากแรงดันเอาต์พุต ซึ่งวงจรนี้ก็จะทำหน้าที่ดังกล่าว โดยแรงดันที่จะป้อนกลับมาจากเอาต์พุตจะมีค่าแสดงสภาวะ 2 ค่าเท่านั้นคือ หากเครื่องเชื่อมทำงานอยู่แรงดันที่ป้อนกลับมาจะมีค่าต่ำมากเนื่องจากเอาต์พุตเกือบลัดวงจร (ตอนที่เชื่อมอยู่) นั่นคือไม่มีข้อมูลส่งกลับมานั่นเอง แต่ถ้าหากวงจรเชื่อมอยู่ในสภาวะที่ไม่ได้เชื่อมแรงดันที่ป้อนกลับมาจะมีค่าสูงนั้นแสดงว่ามีสัญญาณป้อนกลับมานั่นเอง วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปให้กับตัวไอซี SG3526 ที่ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิดสัญญาณของการสวิทช์ให้มีพัลส์วิดท์กว้างหรือแคบอันจะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลงทำให้เกิดการสูญเสียลดลง



รูปที่ 3.2 รายละเอียดของวงจรควบคุมการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

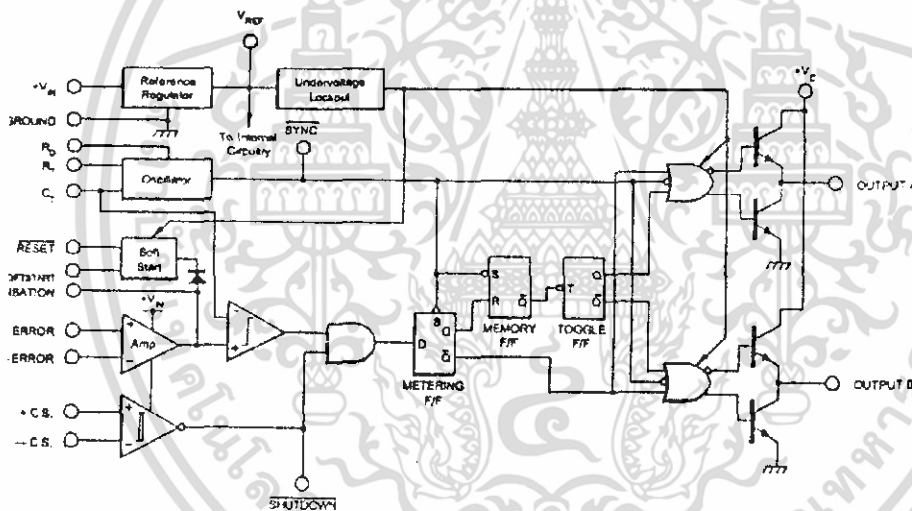
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้

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

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยการต่อตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรขยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของ MOSFET เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start



รูปที่ 3.3 แสดง โครงสร้างภายใน IC SG3526

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งจากการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนทเซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาต์พุตด้วยวงจรเปรียบเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น วงจรเปรียบเทียบก็จะส่งเอาต์พุตไปทำการชัตดาวน์ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสังขัดความถี่จากวงจรภายนอกโดยการป้อนลอจิก “0”

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

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_t ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมาภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต้องร่วมที่ตรงการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

ขา 13,16 เป็นขาเอาต์พุตพัลส์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลส์ที่ออกจากเอาต์พุตทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายในที่ใช้ มอสเฟต คู่กันแบบคอมพลีเมนตารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซี ขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

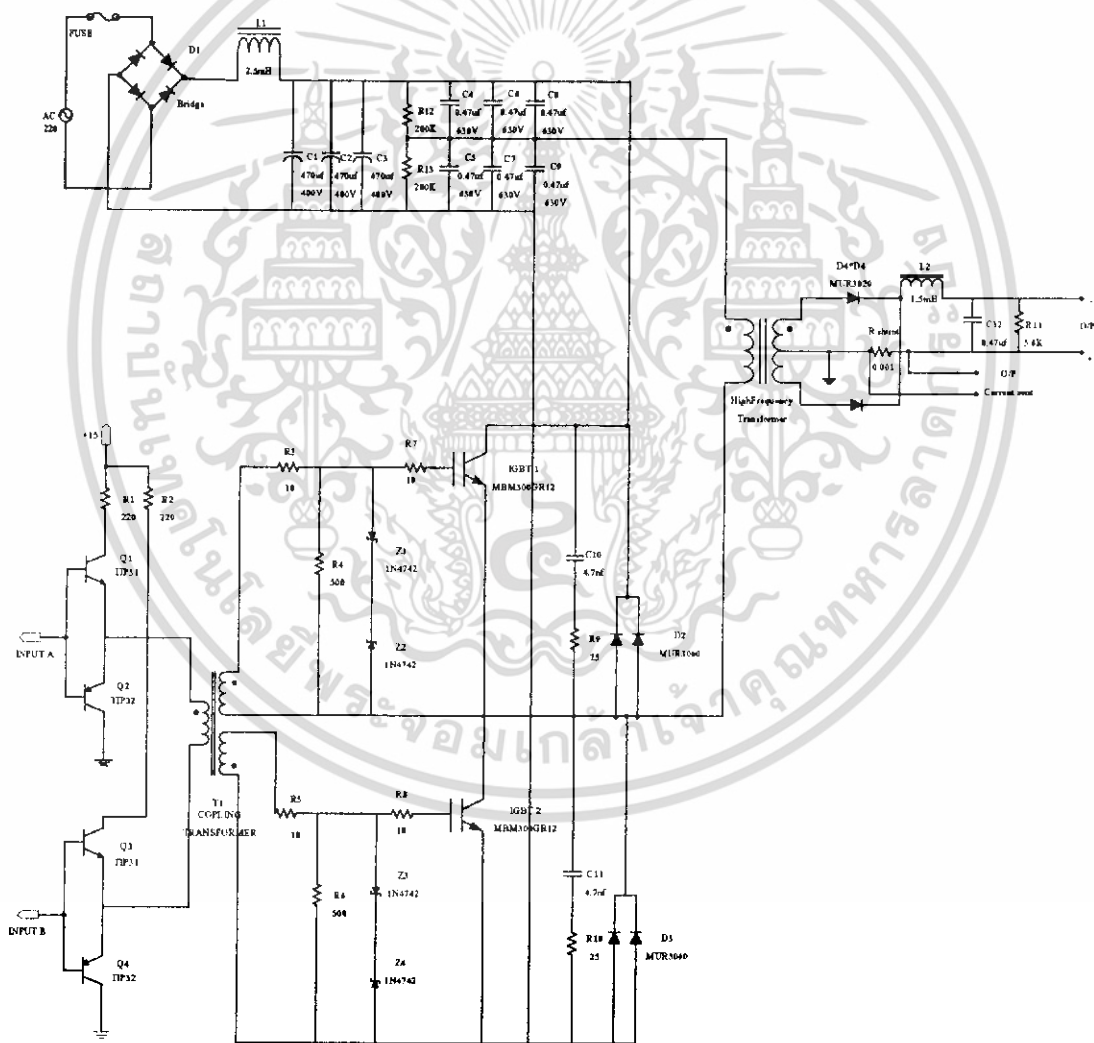
ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปให้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

3.1.3 วงจรขับ

วงจรขับประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และชนิด NPN คู่กันแบบคอมพลีเมนตารี จำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรคอมพลีเมนตารีทั้งสองนั้นจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตชิ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของ MOSFET ต่อไป

3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิทชิง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอชไอไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรตซ์ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิรตซ์ มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งในรูปแบบของพัลส์โดยใช้ MOSFET สวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรในส่วนนี้ว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์พัลส์ที่ได้จากการสวิตช์ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงขดลวดปฐมภูมิ โดยเมื่อพลังงานถูกส่งไปทางขดลวดทุติยภูมิ และทำการเรียงกระแสและกรองกระแสจากนั้นก็จะได้เอาต์พุตซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อนำไปใช้ในการเชื่อมต่อไป



รูปที่ 3.2 แสดงส่วนของเพาเวอร์สวิทชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นแบบฟลูบริดจ์เรกติไฟเออร์โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณชาน์เนลเวฟที่มีค่าความถี่ซิกบนหรือซิกล่างเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสัญญาณซิกบนหรือซิกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันรีปเปลล์มีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกันที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องจากวงจรถูกอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ นั้นอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆ กันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 3.4 และเพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริงจึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลงได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาที่พุทจะไม่ต่อเนื่องในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆ หรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆ ได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายาก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

ไดโอดที่ต่อคร่อม MOSFET คือ ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอรี่ โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตดิงไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อ ป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สองในขณะที่ตัว MOSFET หยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้นเมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว MOSFET สูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอรี่ซึ่งต่ออยู่กับ MOSFET อีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงดังนั้นไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัว MOSFET

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับเครื่องเชื่อมที่ต้องการค่ากระแสเอาที่พุท 150 แอมป์และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 ที่มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตรและมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติ ซึ่งจะคำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

- โดยที่ N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)
 V_p คือ ค่าแรงคั่นตกร่วมขดลวด (โวลต์)
 K คือ ค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
 f คือ ค่าความถี่ (เฮิรต์)
 A_c คือ ค่าพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

แทนค่า

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

$$= 9.8$$

เพราะฉะนั้นจะได้ขดลวดทองแดงทางด้านปฐมภูมิจำนวน 10 รอบคำนวณหาขนาดของเส้นลวดทองแดงที่จะนำมาพันแกนหม้อแปลงได้จากสูตร

$$D = \frac{[1.47 \times f \times B \times A_e \times A_c] \times 10^{-3}}{P_{\text{out}}}$$

โดยที่ D คือ ค่าที่เปรียบเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูล่า-มิลล์ ต่อแอมป์

A_c คือ พื้นที่สำหรับการพันขดลวดบนขี้อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร) แทนค่าจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D = \frac{[1.47 \times 27 \times 10^3 \times 3000 \times (0.7854 \times 3) \times (9.4247 + 12)] \times 10^{-3}}{1500} \quad (3.2)$$

$$= 4007$$

จากค่า D ที่ได้นำไปเปรียบเทียบกับตารางแสดงขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลงจะได้ตรงกับขนาดของขดลวดเบอร์ 14 AWG

สำหรับการคำนวณจำนวนรอบของลวดทองแดงทางด้านเอาต์พุตจะใช้ความสัมพันธ์ดังข้างล่างนี้

แทนค่า

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

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

$$= 5.3$$


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

AWG	Diameter Over Insulation (inchs)		Nominal Circular Mil area	Resistance Per 1000 Ft	Current capacity In milliampares Bases on	
	Min	Max			1000c.m/A	AWG
8	0.310	0.133	16510	0.6281	165110	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2502	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.130	1024	20

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 10 รอบและจำนวนของขดลวดทุติยภูมิ 5 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนเท่ากับ 2 ต่อ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

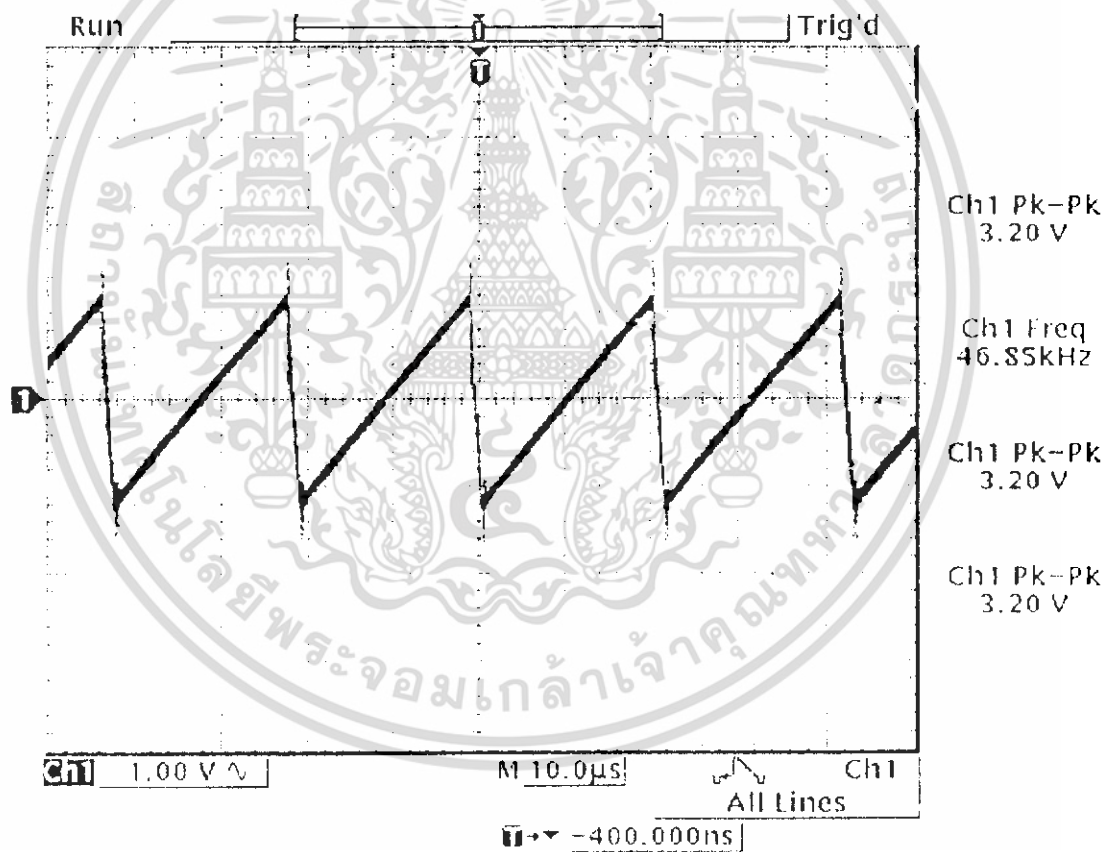
บทที่ 4

การทดสอบการทำงาน

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆในวงจร

ในขณะที่ทำการทดสอบใช้งานเครื่องเชื่อมเมื่อได้ใช้มีการใช้เครื่องเชื่อมจริงนั้น สามารถที่จะวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้ดังนี้

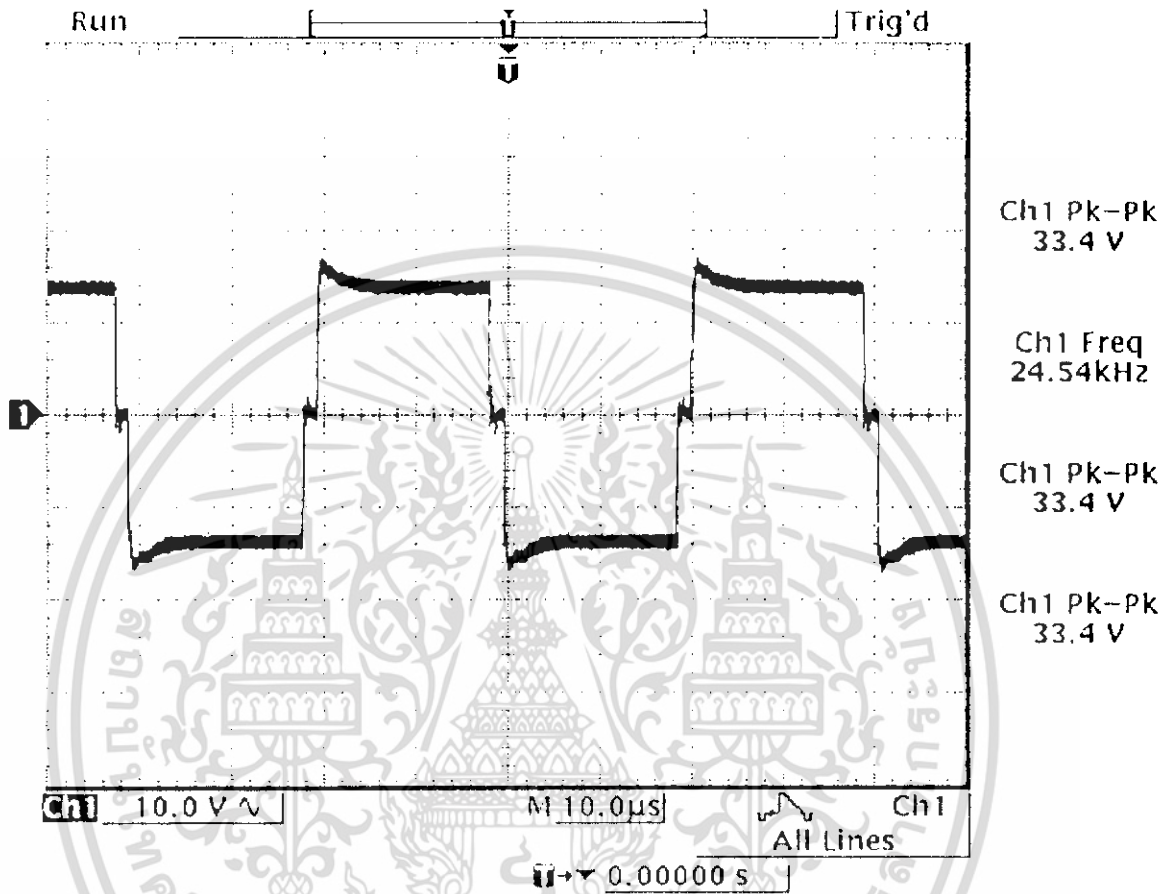
4.1.1 รูปของสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 มีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (Ramp Wave) ส่วนคาบเวลาที่ได้นั้นเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิตซ์ ซึ่ง ส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาลงของรูปสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่รอให้สวิตซ์หยุดนำกระแส (Dead Time)



รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

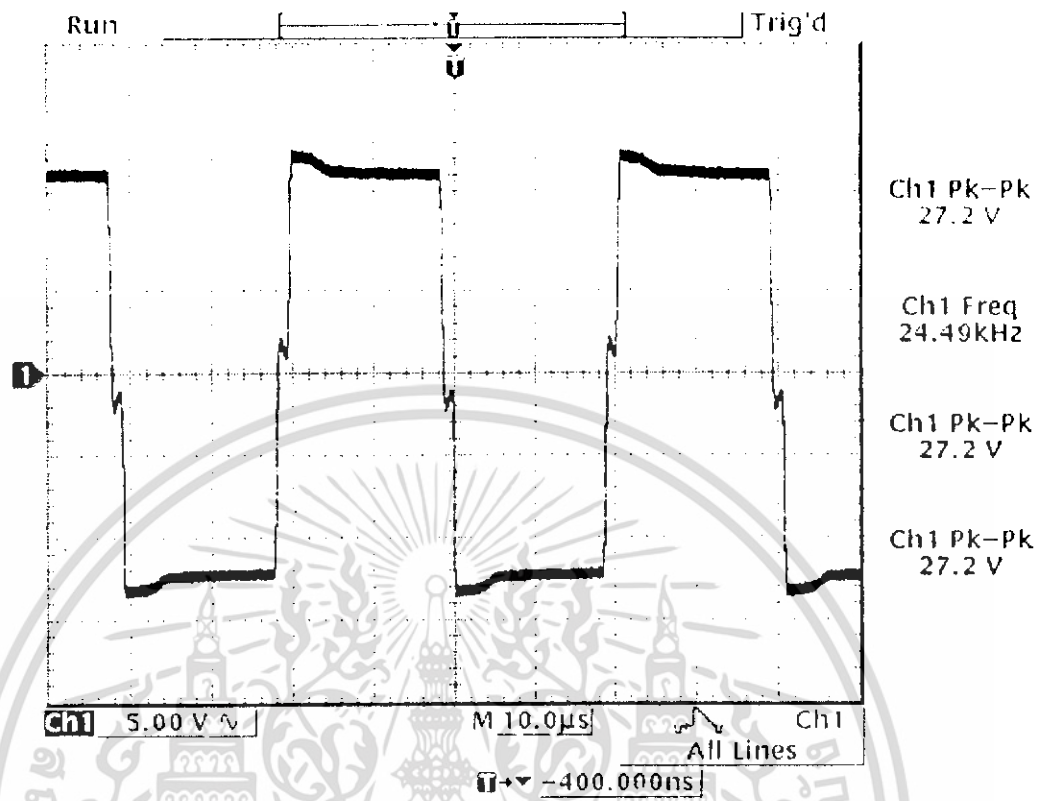
4.1.2 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 13 และ 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตพัลส์ที่จะส่งไปเปรียบเทียบกับเพื่อควบคุมเวลาในการสวิทช์ของ IGBT โดยผ่านทางวงจรจับ



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526

4.1.3 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรจับที่ผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มายังขาเกตของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เกิดของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อม

ผลการทดลองความสัมพันธ์ของค่ากระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุต ทำโดยการต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ แล้วคำนวณหาค่าประสิทธิภาพที่ได้เปรียบเทียบกับและเมื่อทำการเปลี่ยนความถี่ในการสวิตช์ แล้วนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพได้ดังนี้

ตารางที่ 1 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 20 kHz

Load(Ohm)	Vin(V)	Iin(A)	Pin(W)	Vout(V)	Iout(A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No Load	310	0.06	18.6	50	-	-	-
1k	310	0.07	21.7	50	0.05	2.50	11.52
620	310	0.09	27.9	50	0.08	4.00	14.34
200	310	0.12	37.2	50	0.25	12.50	33.60
100	310	0.14	43.4	50	0.5	25	57.6
70	310	0.18	55.8	50	0.71	35.5	63.62
50	310	0.22	68.2	50	1.00	50	73.31
30	310	0.35	108.5	50	1.67	83.5	76.96
20	310	0.49	151.9	50	2.05	125	82.29
15	310	0.63	195.3	50	3.33	166.5	85.25
10	310	0.91	282.1	49.9	4.99	249.0	88.27
5	310	1.73	536.3	49.8	9.96	496.01	92.49
4	310	2.02	626.2	49.5	12.38	612.81	97.86
3	310	2.91	902.1	48.5	16.17	784.25	86.94
2	310	3.98	1233.8	45.7	22.85	1044.25	84.63
1	310	4.89	1515.9	35.3	35.30	1246.09	82.20
0.5	310	5.05	1565.5	22.3	44.6	994.58	63.53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 21 kHz

Load(Ohm)	Vin(V)	Iin(A)	Pin(W)	Vout(V)	Iout(A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No Load	310	0.06	18.6	50	-	-	-
1k	310	0.07	21.7	50	0.05	2.5	11.52
620	310	0.09	27.9	50	0.08	4.0	14.33
200	310	0.14	43.4	50	0.25	12.5	28.8
100	310	0.18	55.8	50	0.50	25	44.8
70	310	0.22	68.2	50	0.71	35.5	52.05
50	310	0.29	89.9	50	1.00	50	55.61
30	310	0.42	130.2	50	1.67	83.5	64.13
20	310	0.52	161.2	50	2.50	125	77.54
15	310	0.79	244.9	49.9	3.99	199.27	81.37
10	310	0.93	288.3	49.8	4.98	248.00	86.02
5	310	1.84	570.4	49.8	9.96	496.00	86.96
4	310	2.09	647.9	48.3	12.08	583.22	90.02
3	310	2.91	902.1	48.2	16.07	774.41	85.84
2	310	3.95	1224.5	43.7	21.85	954.85	77.97
1	310	4.64	1438.4	32.6	32.6	1062.76	73.88
0.5	310	4.92	1525.2	21.6	43.2	933.12	61.18

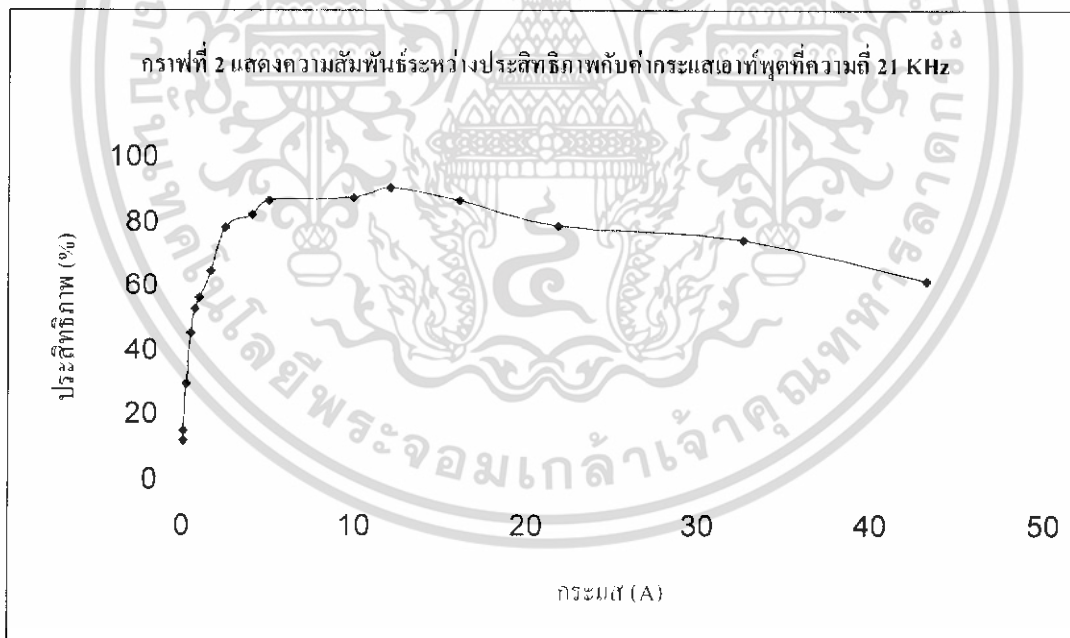
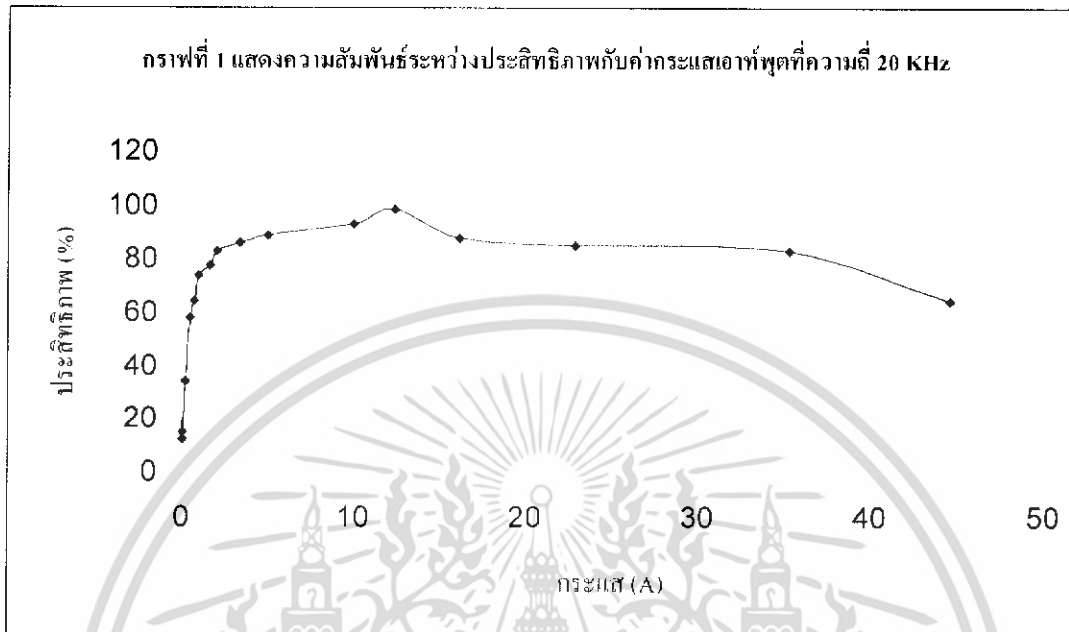
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 22 kHz

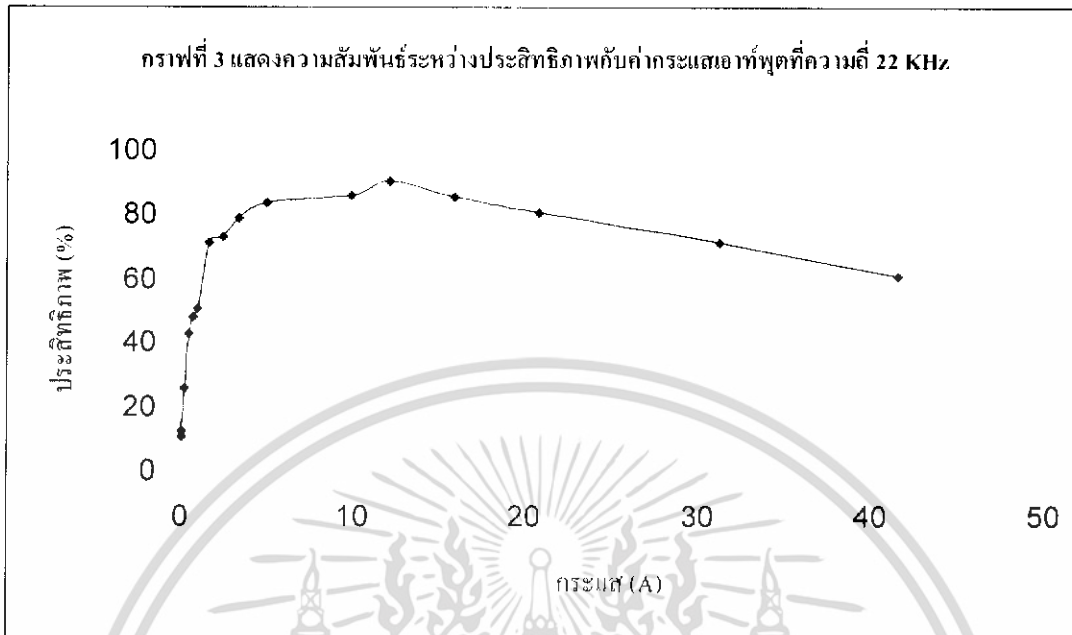
Load(Ohm)	Vin(V)	Iin(A)	Pin(W)	Vout(V)	Iout(A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No Load	310	0.06	21.7	50	-	-	
1k	310	0.08	24.8	50	0.05	2.5	10.08
620	310	0.11	34.1	50	0.08	4.0	11.73
200	310	0.16	49.6	50	0.25	12.5	25.20
100	310	0.19	58.9	50	0.50	25	42.44
70	310	0.24	74.4	50	0.71	35.5	47.52
50	310	0.32	99.2	50	1.00	50	50.4
30	310	0.38	117.8	50	1.67	83.5	70.88
20	310	0.55	170.5	49.9	2.49	124.25	72.87
15	310	0.68	210.8	49.8	3.32	165.34	78.43
10	310	0.96	297.6	49.8	4.98	248.00	83.33
5	310	1.86	576.6	49.7	9.94	494.02	85.68
4	310	2.10	651	48.4	12.1	585.64	89.96
3	310	2.86	886.6	47.6	15.87	755.41	85.20
2	310	3.49	1081.9	41.6	20.8	865.28	79.97
1	310	4.46	1382.6	31.3	31.3	979.69	70.85
0.5	310	4.62	1432.2	20.78	41.56	863.62	60.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาต์พุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทสรุป

จากการทดลองวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน ที่ใช้ไอซี SG3526 ที่เอาต์พุต A และ B ได้สัญญาณที่เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมกลับเฟสกัน 180 องศา ความถี่ประมาณ 27 กิโลเฮิรตซ์ ตามที่ต้องการแล้วเมื่อนำไปผ่านวงจรขับผ่านหม้อแปลงแล้วสัญญาณที่ได้มีขนาดเพิ่มขึ้นตามที่ต้องการเช่นกัน

ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปใช้ขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟต ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะนำไปใช้ในการขับหม้อแปลงความถี่สูงต่อไป

เมื่อนำสัญญาณไปป้อนให้กับ IGBT แล้วกระแสทางด้านเอาต์พุตโดยวัดที่ภาระค่าต่างๆแล้วค่ากระแสที่ได้ยังไม่สามารถนำไปเชื่อมเหล็กให้ติดกันได้ และได้กระแสเอาต์พุตสูงสุดที่ ประมาณ 43 แอมป์ เพาเวอร์เอาต์พุตได้ประมาณ 1200 วัตต์

แนวทางแก้ไข

1. แก้ไขจำนวนรอบของหม้อแปลงความถี่สูงทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิให้เหมาะสมเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อม
2. เพิ่มจำนวนแกนของหม้อแปลงหรือเปลี่ยนชนิดแกนของหม้อแปลงความถี่สูง
3. พินขดลวดของหม้อแปลงให้แน่นเพื่อลดการรื้อของหม้อแปลงความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

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

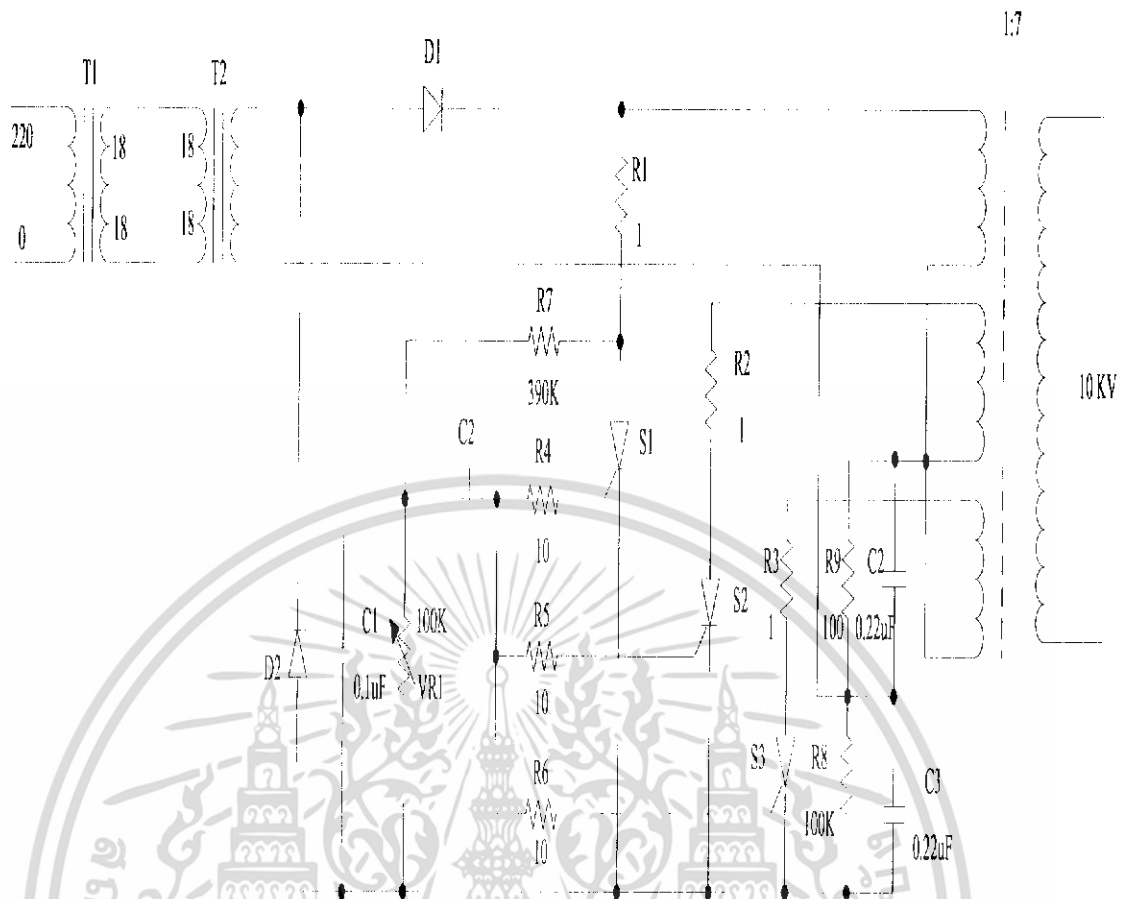


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจร สร้างแรงดัน High Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

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

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

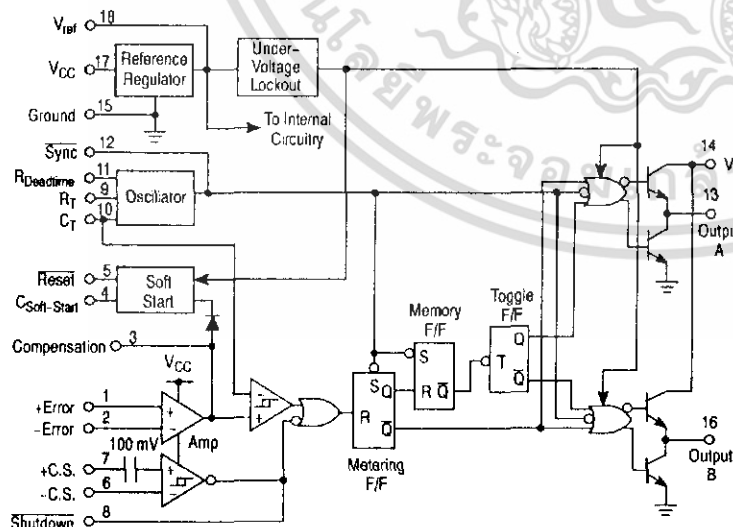


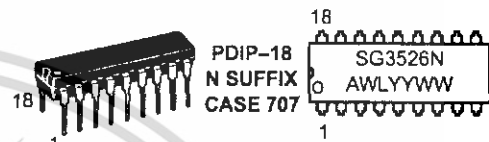
Figure 1. Representative Block Diagram



ON Semiconductor™

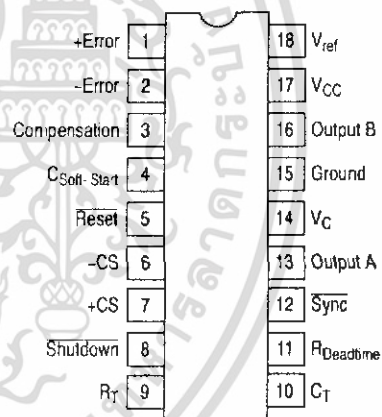
<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAM



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

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SG3526N	PDIP-18	20 Units/Rail

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

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

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

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

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

OSCILLATOR SECTION (Note 8.)

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

ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 9.)

Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	-	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	-	-350	-2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	-	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	72	-	dB
High Output Voltage ($V_{Pin 1} - V_{Pin 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	-	V
Low Output Voltage ($V_{Pin 2} - V_{Pin 1} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OL}	-	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	CMRR	70	94	-	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$)	PSRR	66	80	-	dB

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

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

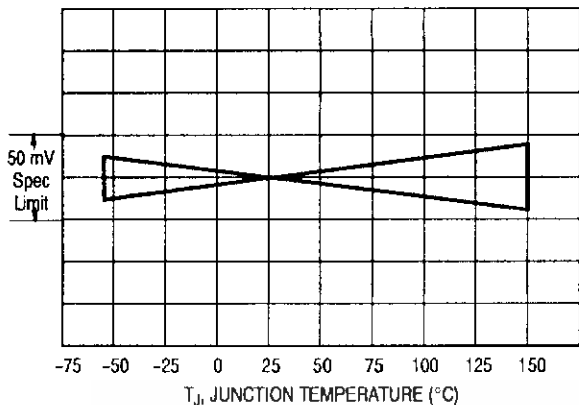


Figure 2. Reference Stability over Temperature

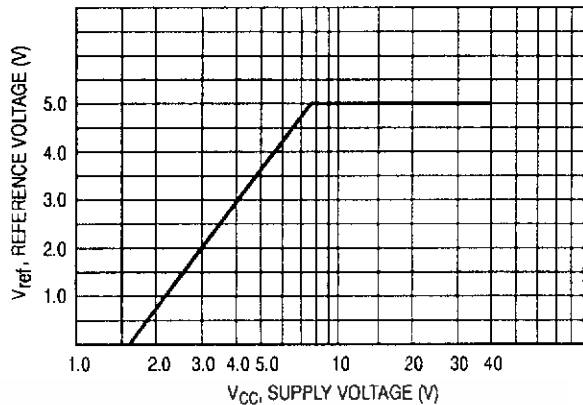


Figure 3. Reference Voltage as a Function of Supply Voltage

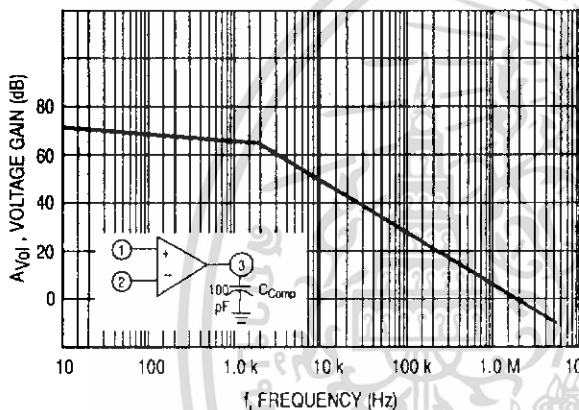


Figure 4. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

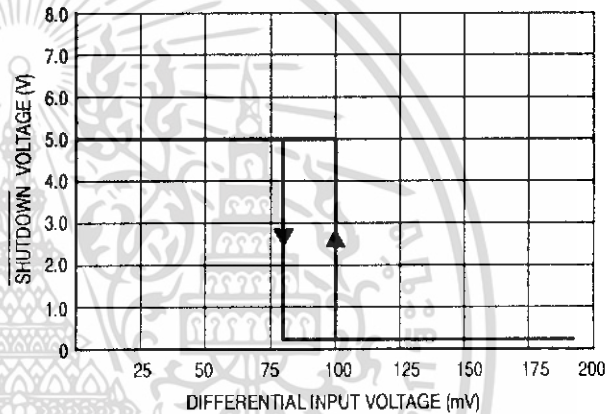


Figure 5. Current Limit Comparator Threshold

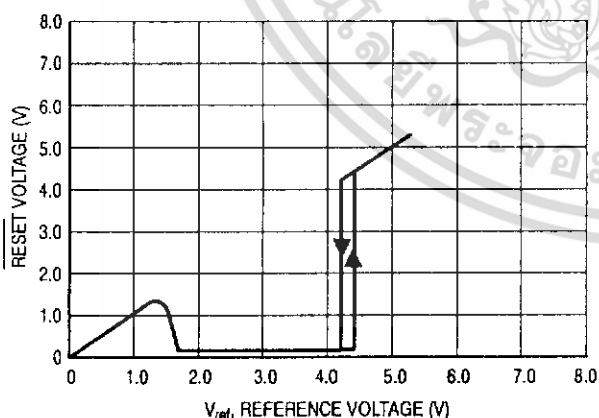


Figure 6. Undervoltage Lockout Characteristic

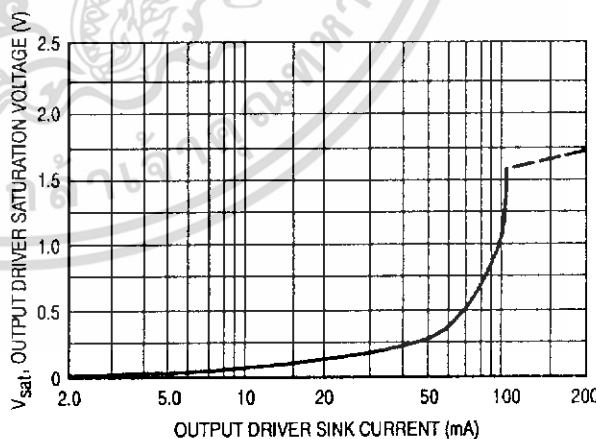


Figure 7. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

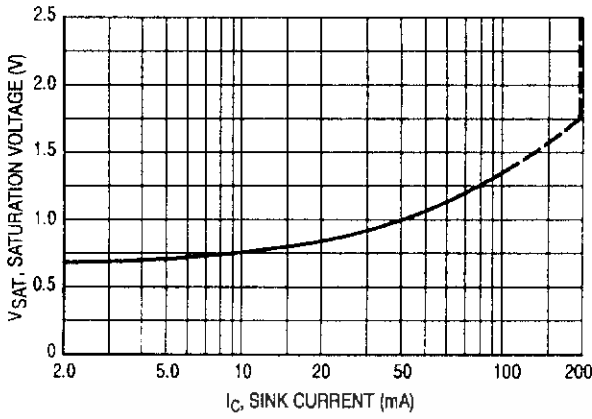


Figure 8. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

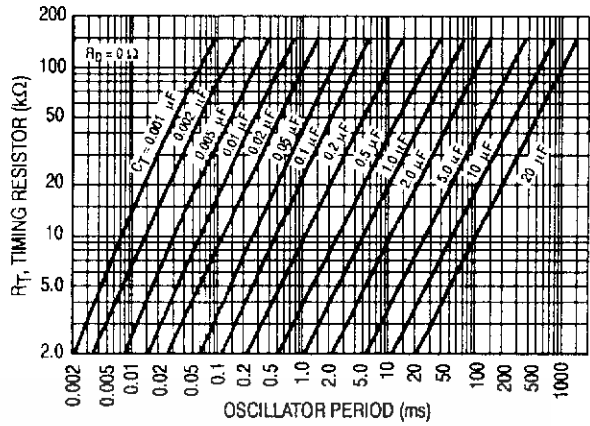


Figure 9. Oscillator Period

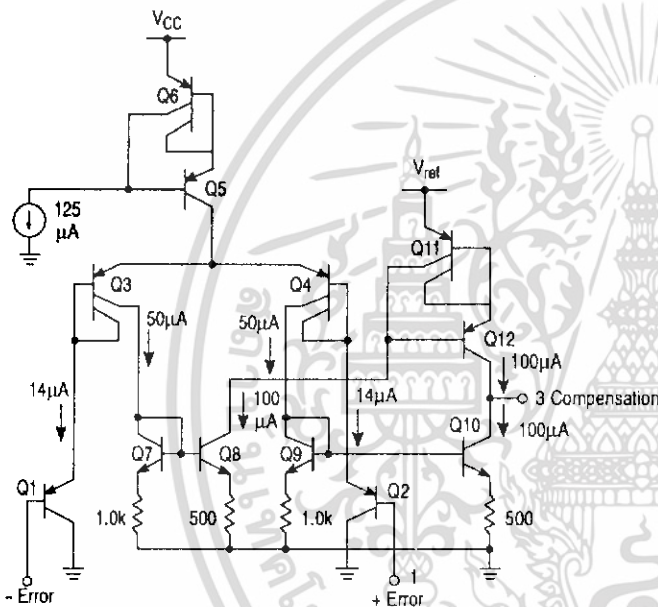


Figure 10. Error Amplifier

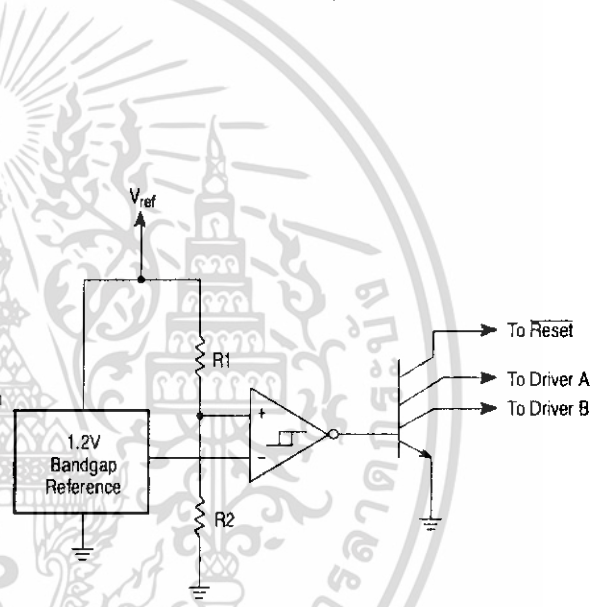
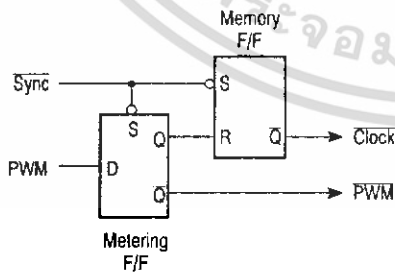


Figure 11. Undervoltage Lockout

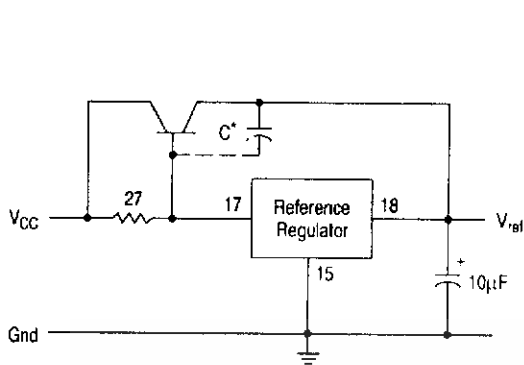


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

Figure 12. Pulse Processing Logic

APPLICATIONS INFORMATION



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Extending Reference Output Current Capability

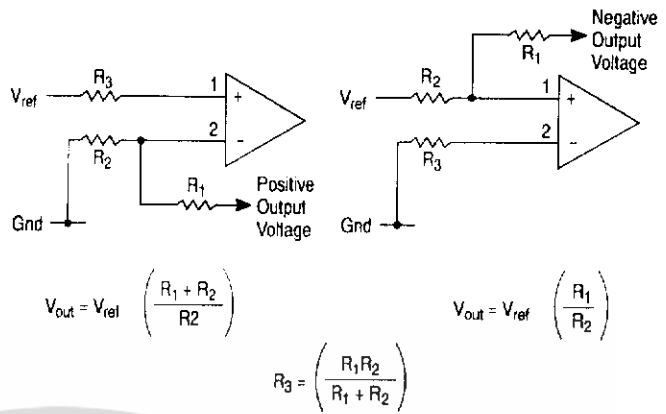


Figure 14. Error Amplifier Connections

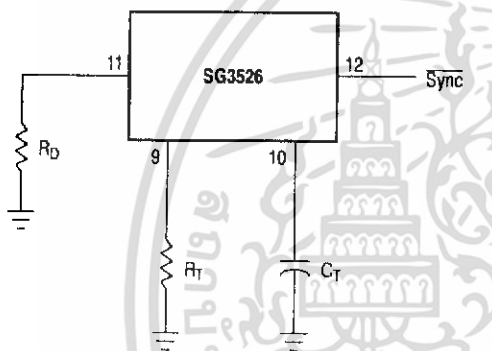


Figure 15. Oscillator Connections

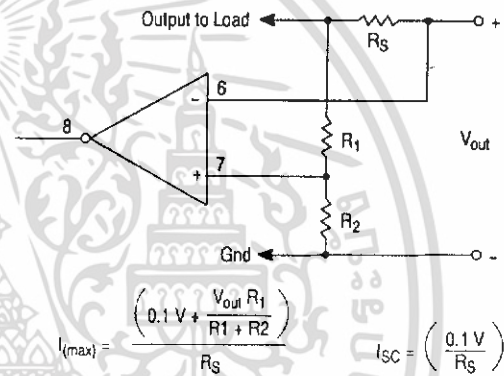


Figure 16. Foldback Current Limiting

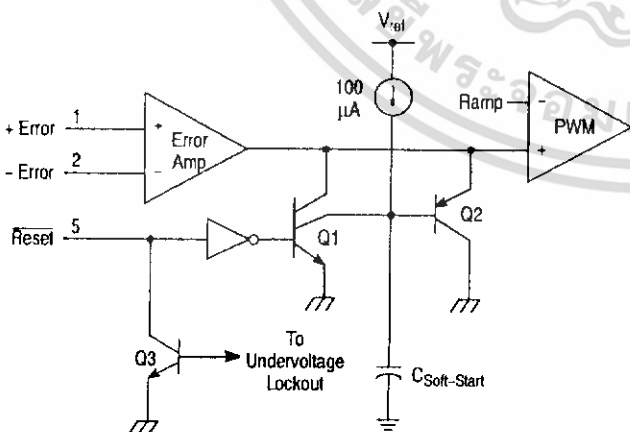
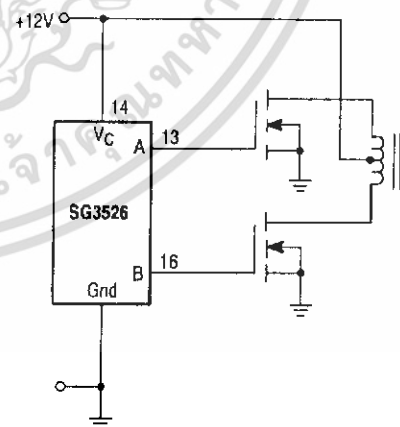


Figure 17. Soft-Start Circuitry



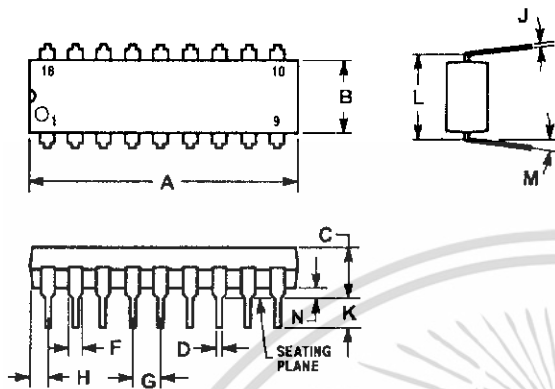
The totem pole output drivers of the SG3526 are ideally suited for driving the input capacitance of power FETs at high speeds.

Figure 18. Driving VMOS Power FETs

SG3526

PACKAGE DIMENSIONS

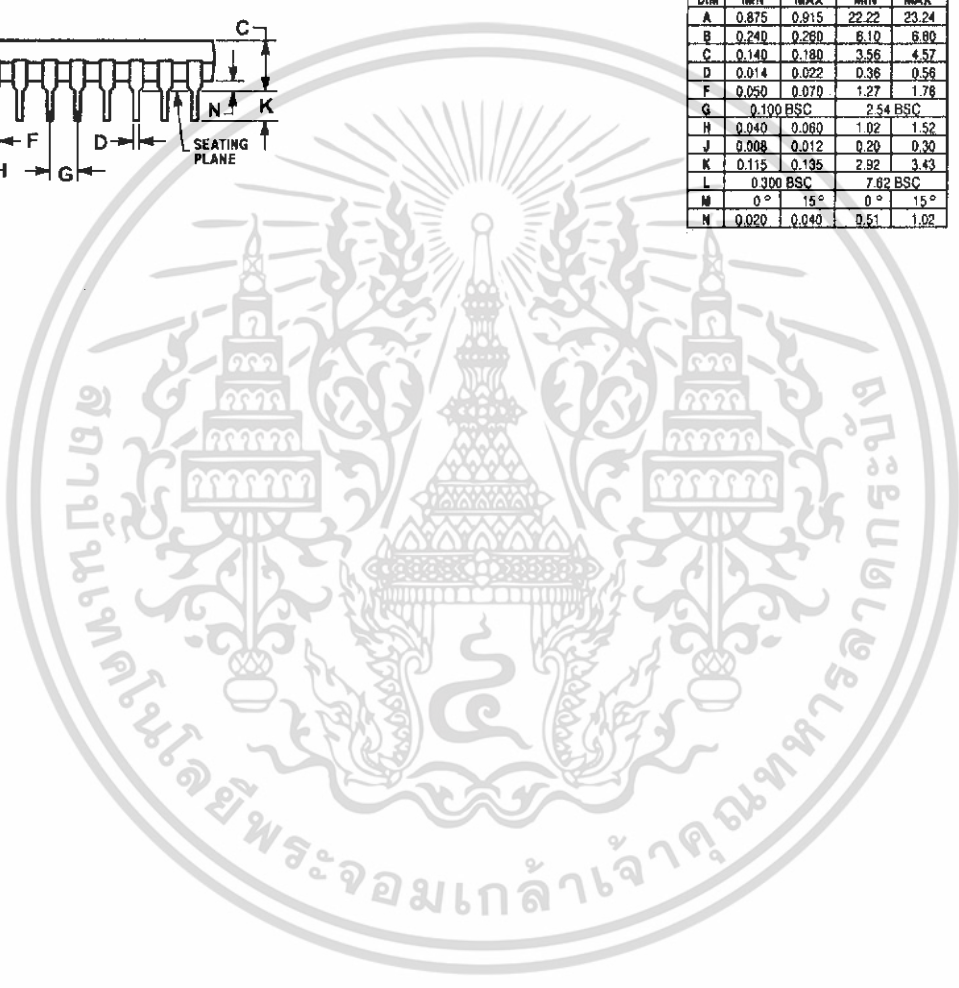
PDIP-18
N SUFFIX
CASE 707-02
ISSUE D




NOTES:

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

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



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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

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

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support

German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon–Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon–Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon–Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

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

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

CENTRAL/SOUTH AMERICA:

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

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support

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

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center

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

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

For additional information, please contact your local Sales Representative.

SG3526/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM324, LM324A, LM224, LM2902

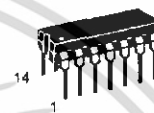
Quad Low Power Operational Amplifiers

The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

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

QUAD DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

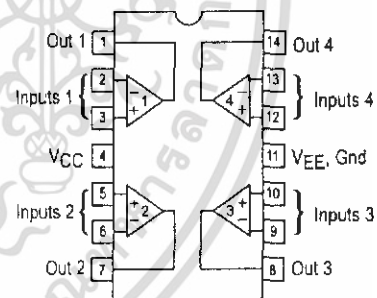


**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646
(LM224, LM324,
LM2902 Only)**



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

PIN CONNECTIONS



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

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

NOTE: 1. Split Power Supplies.

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM2902D	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-14
LM2902N		Plastic DIP
LM224D	$T_A = -25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-14
LM224N		Plastic DIP
LM324AD	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-14
LM324AN		Plastic DIP
LM324D		SO-14
LM324N		Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 5.0 V, V_{EE} = GND, T_A = 25°C, unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage V _{CC} = 5.0 V to 30 V (26 V for LM2902), V _{ICR} = 0 V to V _{CC} - 1.7 V, V _O = 1.4 V, R _S = 0 Ω T _A = 25°C T _A = T _{high} to T _{low} (Note 1)	V _{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage T _A = T _{high} to T _{low} (Note 1)	ΔV _{IO} /ΔT	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	μV/°C
Input Offset Current T _A = T _{high} to T _{low} (Note 1)	I _{IO}	-	3.0	30	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current T _A = T _{high} to T _{low} (Note 1)	ΔI _{IO} /ΔT	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	pA/°C
Input Bias Current T _A = T _{high} to T _{low} (Note 1)	I _{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 2) V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902) V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902), T _A = T _{high} to T _{low}	V _{ICR}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V _{IDR}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain R _L = 2.0 kΩ, V _{CC} = 15 V, for Large V _O Swing, T _A = T _{high} to T _{low} (Note 1)	A _{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Channel Separation 10 kHz ≤ f ≤ 20 kHz, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection R _S ≤ 10 kΩ	CMR	70	85	-	65	70	-	65	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	65	100	-	50	100	-	dB
Output Voltage - High Limit (T _A = T _{high} to T _{low}) (Note 1) V _{CC} = 5.0 V, R _L = 2.0 kΩ, T _A = 25°C V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902), R _L = 2.0 kΩ V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902), R _L = 10 kΩ	V _{OH}	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	V
Output Voltage - Low Limit V _{CC} = 5.0 V, R _L = 10 kΩ, T _A = T _{high} to T _{low} (Note 1)	V _{OL}	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	100	mV
Output Source Current (V _{ID} = +1.0 V, V _{CC} = 15 V) T _A = 25°C T _A = T _{high} to T _{low} (Note 1)	I _{O+}	20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	mA

NOTES: 1. T_{low} = -25°C for LM224 T_{high} = +85°C for LM224
 = 0°C for LM324, A = +70°C for LM324, A
 = -40°C for LM2902 = +105°C for LM2902

2. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is V_{CC} - 1.7 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902

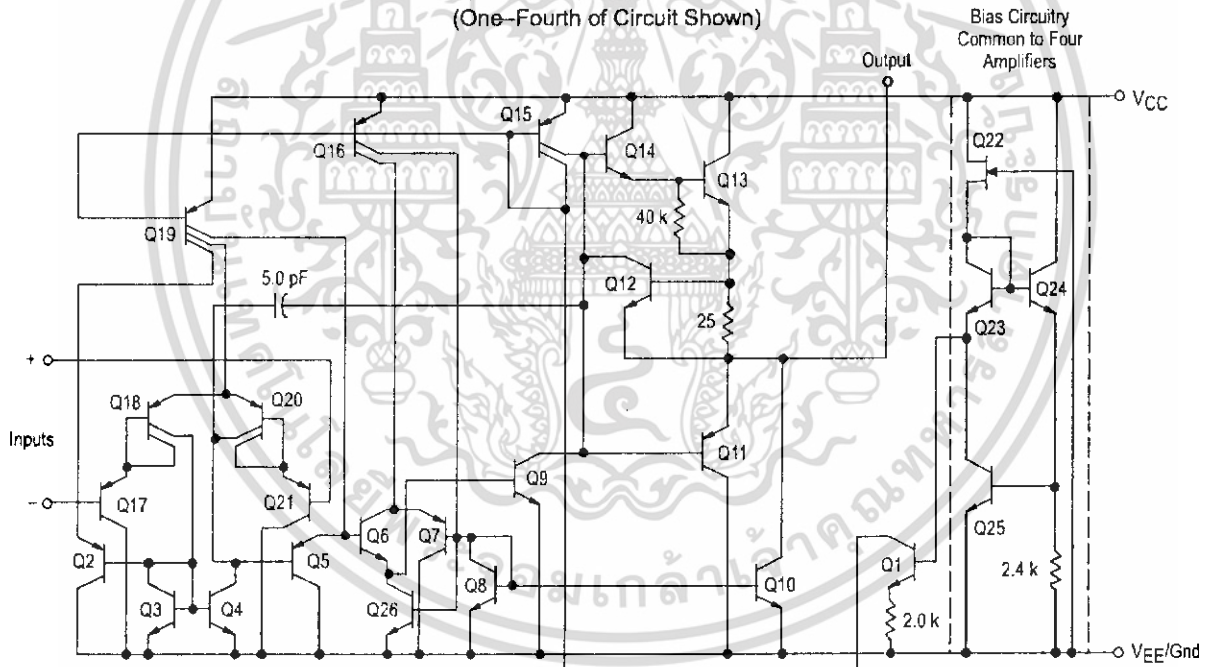
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{GND}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Unit	
Output Sink Current ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$	I_{O-}	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	mA	
		$T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	5.0	8.0	-	5.0	8.0	-	5.0	8.0	-	5.0	8.0	-	μA
Output Short Circuit to Ground (Note 3)	I_{SC}	12	50	-	12	50	-	12	50	-	-	-	-	μA	
		$(V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C})$	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 1)	I_{CC}	$V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902), $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	-	-	3.0	-	1.4	3.0	-	-	3.0	-	-	3.0	mA
		$V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	-	-	1.2	-	0.7	1.2	-	-	1.2	-	-	1.2	mA

NOTES: 1. $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$ for LM224
 $= 0^\circ\text{C}$ for LM324, A
 $= -40^\circ\text{C}$ for LM2902
 $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$ for LM224
 $= +70^\circ\text{C}$ for LM324, A
 $= +105^\circ\text{C}$ for LM2902

3. Short circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Representative Circuit Diagram
(One-Fourth of Circuit Shown)

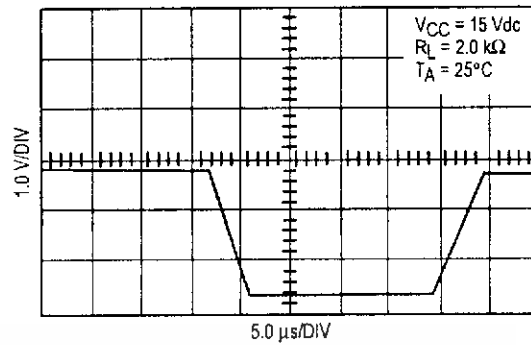


LM324, LM324A, LM224, LM2902

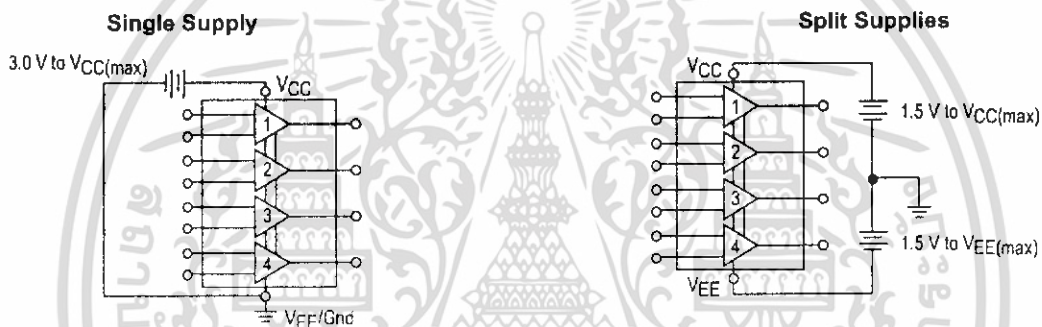
CIRCUIT DESCRIPTION

The LM324 series is made using four internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

Large Signal Voltage Follower Response



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



LM324, LM324A, LM224, LM2902

Figure 1. Input Voltage Range

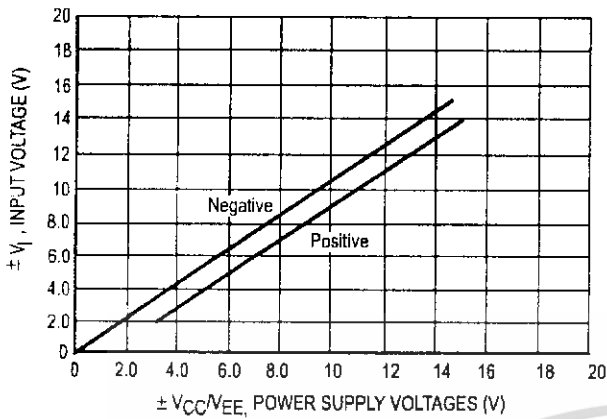


Figure 2. Open Loop Frequency

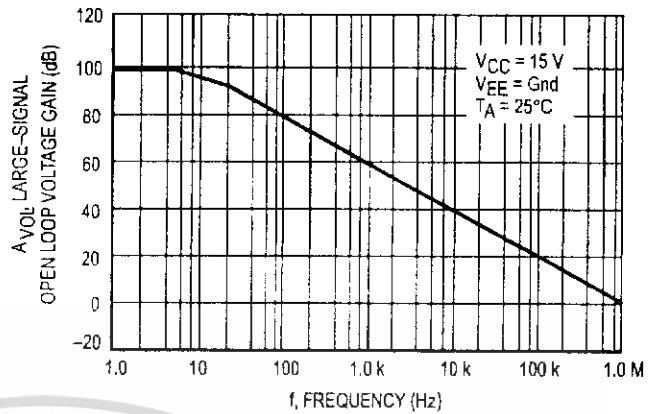


Figure 3. Large-Signal Frequency Response

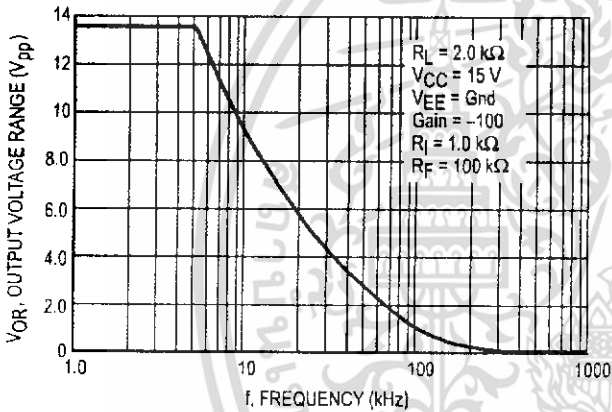


Figure 4. Small-Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

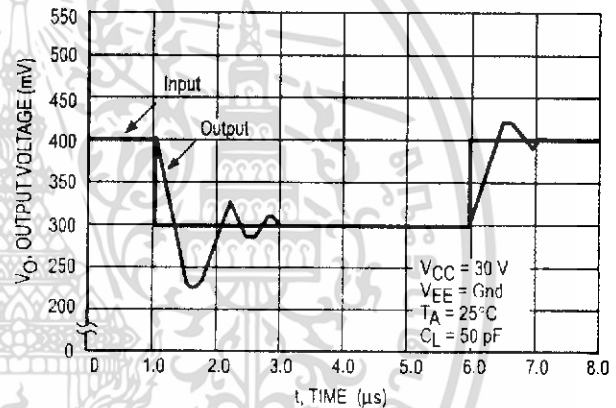


Figure 5. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

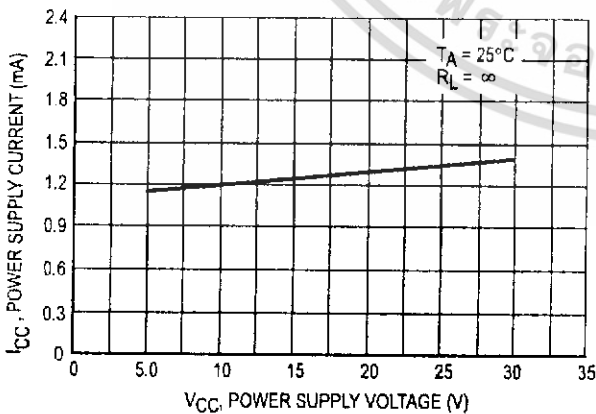
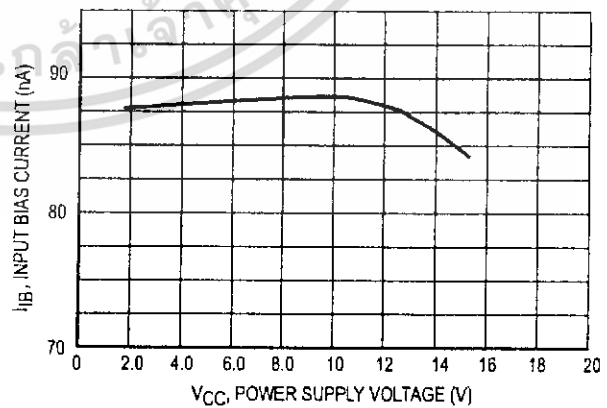


Figure 6. Input Bias Current versus Power Supply Voltage



LM324, LM324A, LM224, LM2902

Figure 7. Voltage Reference

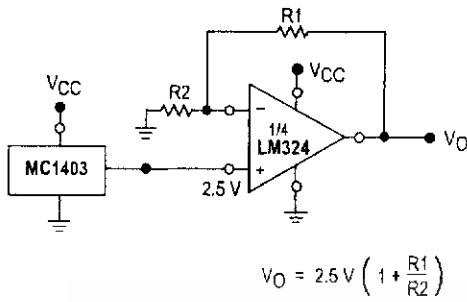


Figure 8. Wien Bridge Oscillator

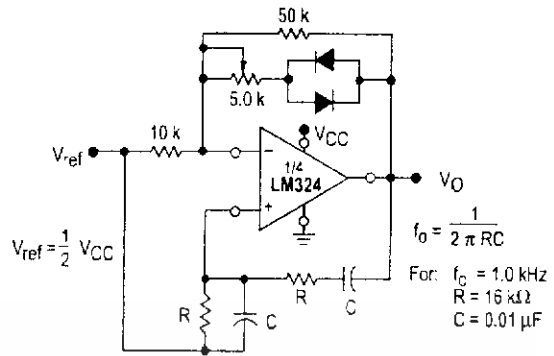


Figure 9. High Impedance Differential Amplifier

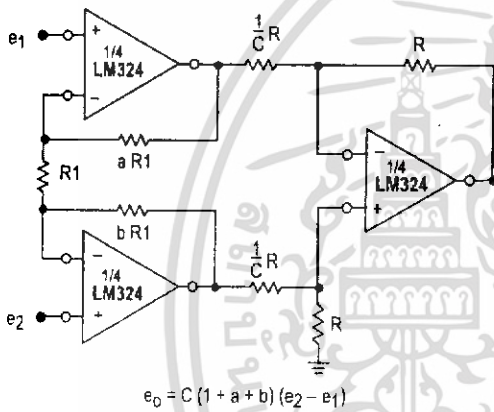


Figure 10. Comparator with Hysteresis

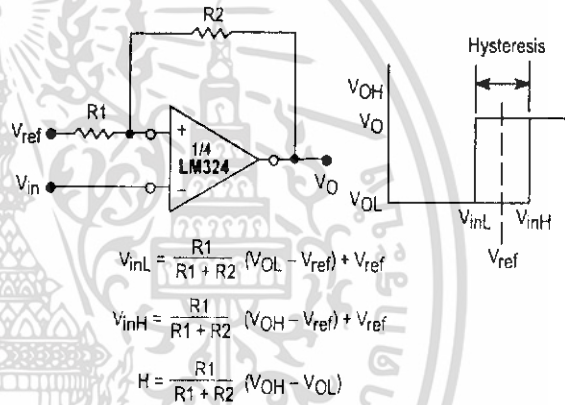
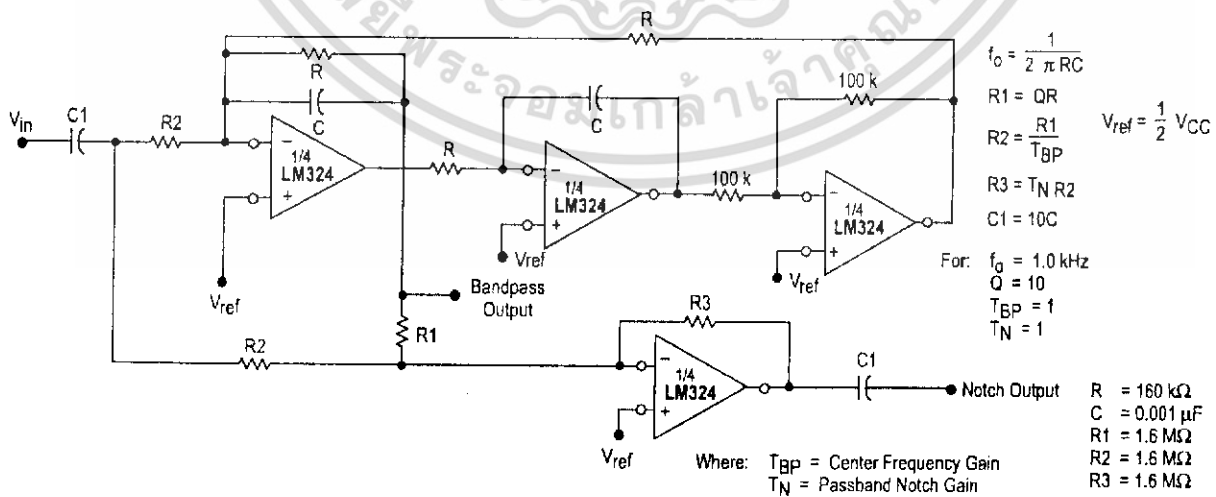
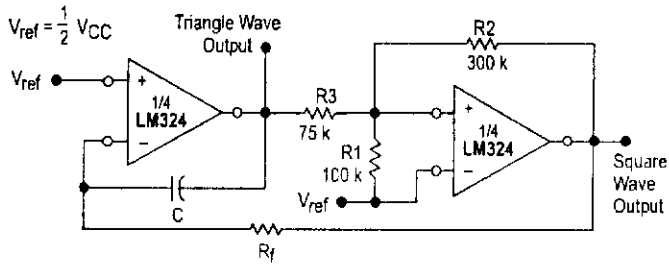


Figure 11. Bi-Quad Filter



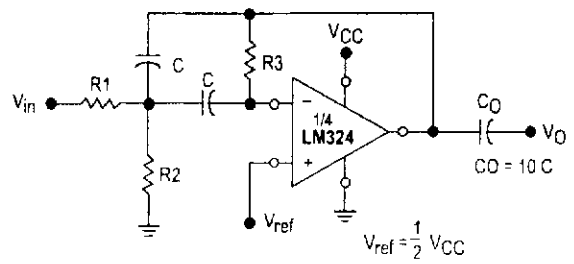
LM324, LM324A, LM224, LM2902

Figure 12. Function Generator



$$f = \frac{R1 + RC}{4 CR_f R1} \quad \text{if } R3 = \frac{R2 R1}{R2 + R1}$$

Figure 13. Multiple Feedback Bandpass Filter



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

Choose value f_0, C

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

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

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

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

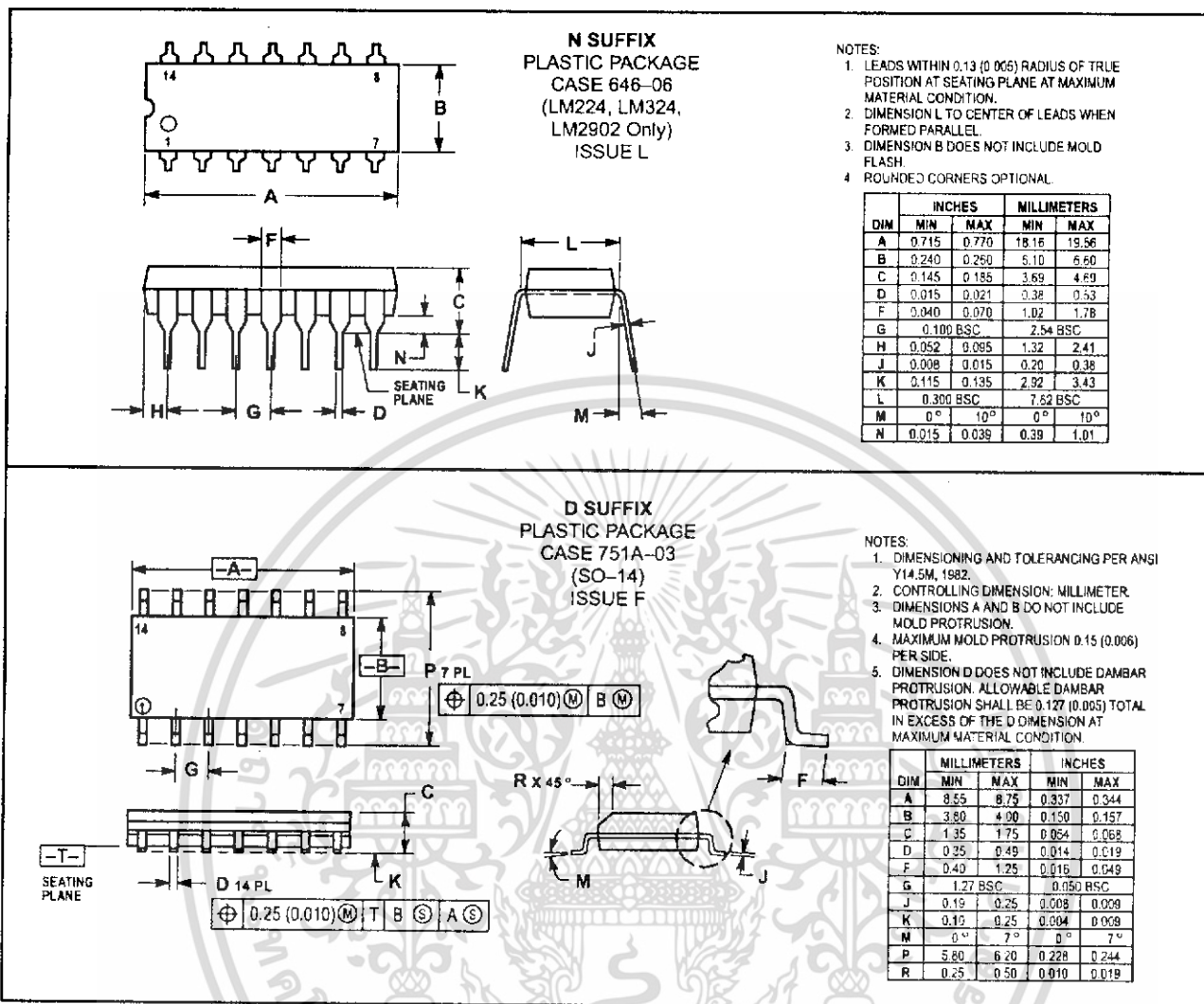
where f_0 and BW are expressed in Hz.

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



LM324, LM324A, LM224, LM2902

OUTLINE DIMENSIONS



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

How to reach us:
USA / EUROPE: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

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

MFAX: RMFAX0@email.spa.mot.com - TOUCHTONE (602) 244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

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



◇ CODELINE TO BE PLACED HERE

ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ที่ปรากฏในเอกสารนี้



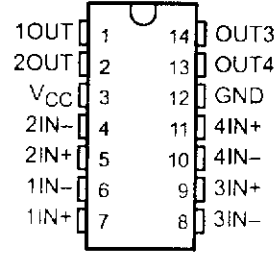
LM324/D

LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS

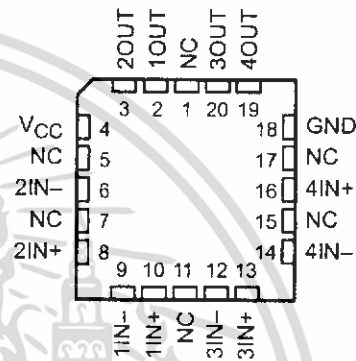
SLCS006F – OCTOBER 1979 – REVISED NOVEMBER 2001

- Single Supply or Dual Supplies
- Wide Range of Supply Voltage . . . 2 V to 36 V
- Low Supply-Current Drain Independent of Supply Voltage . . . 0.8 mA Typ
- Low Input Bias Current . . . 25 nA Typ
- Low Input Offset Current . . . 3 nA Typ (LM139)
- Low Input Offset Voltage . . . 2 mV Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground
- Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage . . . ± 36 V
- Low Output Saturation Voltage
- Output Compatible With TTL, MOS, and CMOS
- Package Options Include Plastic Small-Outline (D, NS), Shrink Small-Outline (DB), Thin Shrink Small-Outline (PW), and Ceramic Dual Flatpack (W) Packages, Ceramic Chip Carriers (FK), and Standard Plastic (N) and Ceramic (J) DIPs

D, DB, J, N, NS, PW, OR W PACKAGE
(TOP VIEW)



FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

description

These devices consist of four independent voltage comparators that are designed to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from dual supplies also is possible as long as the difference between the two supplies is 2 V to 36 V and V_{CC} is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. Current drain is independent of the supply voltage. The outputs can be connected to other open-collector outputs to achieve wired-AND relationships.

The LM139 and LM139A are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The LM239 and LM239A are characterized for operation from -25°C to 125°C . The LM339 and LM339A are characterized for operation from 0°C to 70°C . The LM2901 is characterized for operation from -40°C to 125°C .

symbol (each comparator)



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2001, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901**
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS

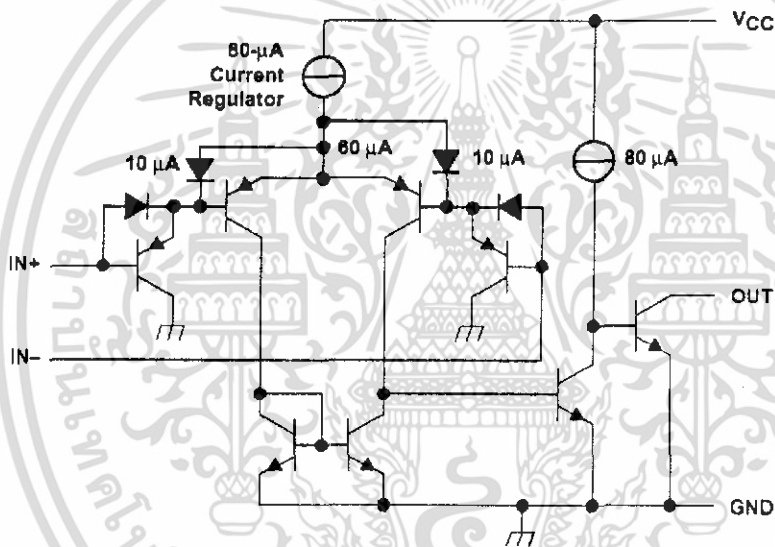
SI C0000F - OCTOBER 1971 - REVISED NOVEMBER 2001

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO(max)} at 25°C	PACKAGED DEVICES						
		PLASTIC SOIC (D, NS)	PLASTIC SSOP (DB)	CERAMIC CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC TSSOP (PW)	CERAMIC DUAL FLATPACK (W)
0°C to 70°C	5 mV 5 mV 2 mV 2 mV	LM339D LM339NS LM339AD LM339ANS	LM339DBR — — —	— — — —	— — — —	LM339N — LM339AN —	LM339PWR — — —	— — — —
-25°C to 85°C	5 mV 2 mV	LM239D LM239AD	— —	— —	— —	LM239N LM239AN	— —	— —
-40°C to 125°C	7 mV 7 mV	LM2901D LM2901NS	LM2901DBR	—	—	LM2901N	LM2901PWR	—
-55°C to 125°C	5 mV 2 mV	LM139D LM139AD	—	LM139FK LM139AFK	LM139J LM139AJ	— —	— —	LM139W LM139AW

The D and NS packages are available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., LM339DR). The DB and PW packages are only available taped and reeled.

schematic (each comparator)



All current values shown are nominal.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS
SLCS006F – OCTOBER 1979 – REVISED NOVEMBER 2001

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	36 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 36 V
Input voltage range, V_I (either input)	-0.3 V to 36 V
Output voltage, V_O	36 V
Output current, I_O	20 mA
Duration of output short circuit to ground (see Note 3)	Unlimited
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 4): D package	86°C/W
DB package	96°C/W
N package	80°C/W
NS package	76°C/W
PW package	113°C/W
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, DB, N, or PW package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J package	300°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to network ground.
 2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 3. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.
 4. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
FK	900 mW	11 mW/°C	68°C	880 mW	715 mW	275 mW
J	900 mW	11 mW/°C	68°C	880 mW	715 mW	275 mW



LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS

SLCS006F – OCTOBER 1979 – REVISED NOVEMBER 2001

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T_A ‡	LM139			LM139A			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to } 30\text{ V}$, $V_{IC} = V_{ICR(\text{min})}$, $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		2	5		1	2	mV
		Full range			9			4	
I_{IO} Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		3	25		3	25	nA
		Full range			100			100	
I_{IB} Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		-25	-100		-25	-100	nA
		Full range			-300			-300	
V_{ICR} Common-mode input-voltage range		25°C		0 to $V_{CC}-1.5$		0 to $V_{CC}-1.5$			V
		Full range		0 to $V_{CC}-2$		0 to $V_{CC}-2$			
A_{VD} Large-signal differential-voltage amplification	$V_{CC} \pm = \pm 7.5\text{ V}$, $V_O = -5\text{ V to } 5\text{ V}$	25°C		200		50	200	V/mV	
I_{OH} High-level output current	$V_{ID} = 1\text{ V}$	$V_{OH} = 5\text{ V}$	25°C		0.1		0.1	nA	
		$V_{OH} = 30\text{ V}$	Full range		1		1	μA	
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{ID} = -1\text{ V}$, $I_{OL} = 4\text{ mA}$	25°C		150	400		150	400	mV
		Full range			700			700	
I_{OL} Low-level output current	$V_{ID} = -1\text{ V}$, $V_{OL} = 1.5\text{ V}$	25°C		6	16		6	16	mA
I_{CC} Supply current (four comparators)	$V_O = 2.5\text{ V}$, No load	25°C		0.8	2		0.8	2	mA

† All characteristics are measured with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

‡ Full range (MIN to MAX) for LM139 and LM139A is -55°C to 125°C . All characteristics are measured with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM139 LM139A			UNIT	
		MIN	TYP	MAX		
Response time	R_L connected to 5 V through 5.1 k Ω , $C_L = 15\text{ pF}$ §, See Note 5	100-mV input step with 5-mV overdrive			1.3	μs
		TTL-level input step			0.3	

§ C_L includes probe and jig capacitance.

NOTE 5: The response time specified is the interval between the input step function and the instant when the output crosses 1.4 V.



LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS
SLCS006F – OCTOBER 1979 – REVISED NOVEMBER 2001

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T_A ‡	LM239 LM339			LM239A LM339A			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to } 30\text{ V}$, $V_{IC} = V_{ICR}(\text{min})$, $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		2	5		1	3	mV
		Full range			9			4	
I_{IO} Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		5	50		5	50	nA
		Full range			150			150	
I_{IB} Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		-25	-250		-25	-250	nA
		Full range			-400			-400	
V_{ICR} Common-mode input-voltage range		25°C	0 to $V_{CC}-1.5$			0 to $V_{CC}-1.5$			V
		Full range	0 to $V_{CC}-2$			0 to $V_{CC}-2$			
A_{VD} Large-signal differential-voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V to } 11.4\text{ V}$, $R_L \geq 15\text{ k}\Omega$ to V_{CC}	25°C	50	200		50	200	V/mV	
I_{OH} High-level output current	$V_{ID} = 1\text{ V}$	$V_{OH} = 5\text{ V}$	25°C	0.1	50		0.1	50	nA
		$V_{OH} = 30\text{ V}$	Full range		1			1	μA
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{ID} = -1\text{ V}$, $I_{OL} = 4\text{ mA}$	25°C	150	400		150	400	mV	
		Full range		700			700		
I_{OL} Low-level output current	$V_{ID} = -1\text{ V}$, $V_{OL} = 1.5\text{ V}$	25°C	6	16		6	16	mA	
I_{CC} Supply current (four comparators)	$V_O = 2.5\text{ V}$, No load	25°C	0.8	2		0.8	2	mA	

† All characteristics are measured with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

‡ Full range (MIN to MAX) for LM239 and LM239A is -25°C to 85°C, for LM339 and LM339A is 0°C to 70°C. All characteristics are measured with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM239, LM239A, LM339, LM339A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
Response time	R_L connected to 5 V through 5.1 k Ω , $C_L = 15\text{ pF}$, See Note 5	100-mV input step with 5-mV overdrive			μs
		TTL-level input step			

§ C_L includes probe and jig capacitance.

NOTE 5: The response time specified is the interval between the input step function and the instant when the output crosses 1.4 V.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับองค์กรที่ได้อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า 5

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS
SLCS006F – OCTOBER 1979 – REVISED NOVEMBER 2001

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITION†	T_A ‡	LM2901			UNIT	
			MIN	TYP	MAX		
V_{IO} Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to } 30\text{ V}$, $V_{IC} = V_{ICR}(\text{min})$, $V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		2	7	mV	
		Full range			15		
I_{IO} Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		5	50	nA	
		Full range			200		
I_{IB} Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C		-25	-250	nA	
		Full range			-500		
V_{ICR} Common-mode input-voltage range		25°C		0 to $V_{CC}-1.5$		V	
		Full range		0 to $V_{CC}-2$			
AVD Large-signal differential-voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V to } 11.4\text{ V}$, $R_L \geq 15\text{ k}\Omega \text{ to } V_{CC}$	25°C		25	100	V/mV	
I_{OH} High-level output current	$V_{ID} = 1\text{ V}$	$V_{OH} = 5\text{ V}$	25°C		0.1	50	nA
		$V_{OH} = 30\text{ V}$	Full range			1	μA
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{ID} = -1\text{ V}$, $I_{OL} = 4\text{ mA}$	25°C		150	500	mV	
		Full range			700		
I_{OL} Low-level output current	$V_{ID} = -1\text{ V}$, $V_{OL} = 1.5\text{ V}$	25°C		6	16	mA	
I_{CC} Supply current (four comparators)	$V_O = 2.5\text{ V}$, No load	25°C		0.8	2	mA	
	$V_{CC} = 30\text{ V}$, No load			1	2.5		

† All characteristics are measured with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

‡ Full range (MIN to MAX) for LM2901 is -40°C to 125°C. All characteristics are measured with zero common-mode input voltage, unless otherwise specified.

switching characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM2901			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
Response time	R_L connected to 5 V through 5.1 k Ω , $C_L = 15\text{ pF}$ §. See Note 5	100-mV input step with 5-mV overdrive			μs
		TTL-level input step			

§ C_L includes probe and jig capacitance.

NOTE 5: The response time specified is the interval between the input step function and the instant when the output crosses 1.4 V.



IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

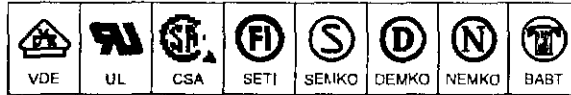
Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2001, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

The 4N35, 4N36 and 4N37 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Current Transfer Ratio — 100% Minimum @ Specified Conditions
- Guaranteed Switching Speeds
- Meets or Exceeds all JEDEC Registered Specifications
- *To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.*

Applications

- General Purpose Switching Circuits
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- Regulation Feedback Circuits
- Monitor & Detection Circuits
- Solid State Relays

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V _R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P _D	120	mW
		1.41	mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	7	Volts
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P _D	150	mW
		1.76	mW/°C
TOTAL DEVICE			
Isolation Source Voltage(1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250	mW
		2.94	mW/°C
Ambient Operating Temperature Range(2)	T _A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range(2)	T _{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _L	260	°C

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.
For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
 2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.
- Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

REV 2

© Motorola, Inc. 1986.

4N35*
4N36
4N37
[CTR = 100% Min]
*Motorola Preferred Device

STYLE 1 PLASTIC

STANDARD THRU HOLE
CASE 730A-04

SCHEMATIC

PIN 1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4N35 4N36 4N37

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ ⁽¹⁾	Max	Unit	
INPUT LED						
Forward Voltage (I _F = 10 mA)	V _F	T _A = 25°C	0.8	1.15	1.5	V
		T _A = -55°C	0.9	1.3	1.7	
		T _A = 100°C	0.7	1.05	1.4	
Reverse Leakage Current (V _R = 6 V)	I _R	—	—	10	μA	
Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz)	C _J	—	18	—	pF	
OUTPUT TRANSISTOR						
Collector–Emitter Dark Current (V _{CE} = 10 V, T _A = 25°C) (V _{CE} = 30 V, T _A = 100°C)	I _{CEO}	— —	1 —	50 500	nA μA	
Collector–Base Dark Current (V _{CB} = 10 V)	I _{CBO}	—	0.2 100	20 —	nA	
Collector–Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1 mA)	V _{(BR)CEO}	30	45	—	V	
Collector–Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μA)	V _{(BR)CBO}	70	100	—	V	
Emitter–Base Breakdown Voltage (I _E = 100 μA)	V _{(BR)EBO}	7	7.8	—	V	
DC Current Gain (I _C = 2 mA, V _{CE} = 5 V)	h _{FE}	—	400	—	—	
Collector–Emitter Capacitance (f = 1 MHz, V _{CE} = 0)	C _{CE}	—	7	—	pF	
Collector–Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{CB} = 0)	C _{CB}	—	19	—	pF	
Emitter–Base Capacitance (f = 1 MHz, V _{EB} = 0)	C _{EB}	—	9	—	pF	
COUPLED						
Output Collector Current (I _F = 10 mA, V _{CE} = 10 V)	I _C (CTR) ⁽²⁾	T _A = 25°C T _A = -55°C T _A = 100°C	10 (100) 4 (40) 4 (40)	30 (300) — —	— — —	mA (%)
Collector–Emitter Saturation Voltage (I _C = 0.5 mA, I _F = 10 mA)	V _{CE(sat)}	—	—	0.14	0.3	V
Turn–On Time	t _{on}	(I _C = 2 mA, V _{CC} = 10 V, R _L = 100 Ω) ⁽³⁾	—	7.5	10	μs
Turn–Off Time	t _{off}		—	5.7	10	
Rise Time	t _r		—	3.2	—	
Fall Time	t _f		—	4.7	—	
Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec)	V _{ISO}	—	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Current ⁽⁴⁾ (V _{I-O} = 3550 Vpk) (V _{I-O} = 2500 Vpk) (V _{I-O} = 1500 Vpk)	I _{ISO}	4N35 4N36 4N37	— — —	— — 8	100 100 100	μA
Isolation Resistance (V = 500 V) ⁽⁴⁾	R _{ISO}	—	10 ¹¹	—	—	Ω
Isolation Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz) ⁽⁴⁾	C _{ISO}	—	—	0.2	2	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).
2. Current Transfer Ratio (CTR) = I_C/I_F × 100%.
3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 11.
4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

4N35 4N36 4N37

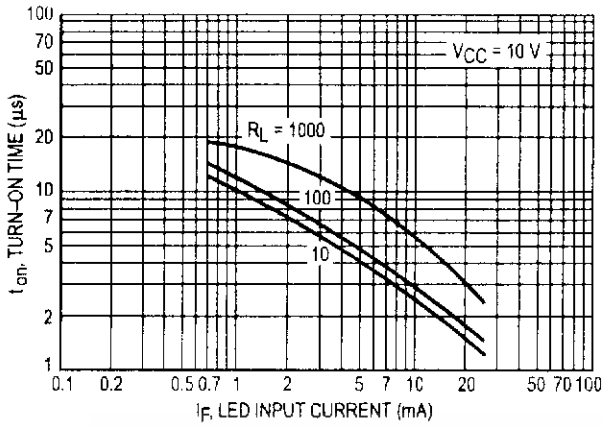


Figure 7. Turn-On Switching Times

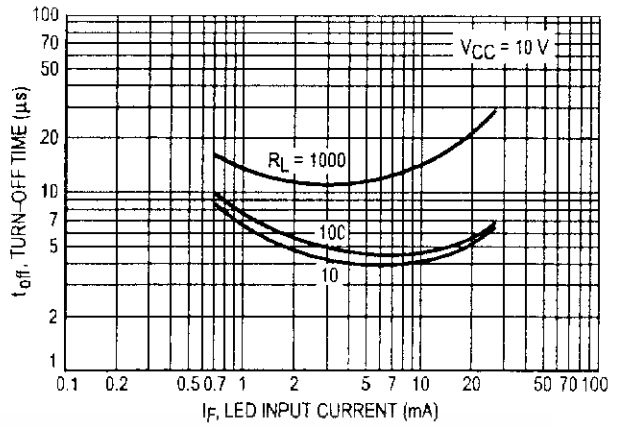


Figure 8. Turn-Off Switching Times

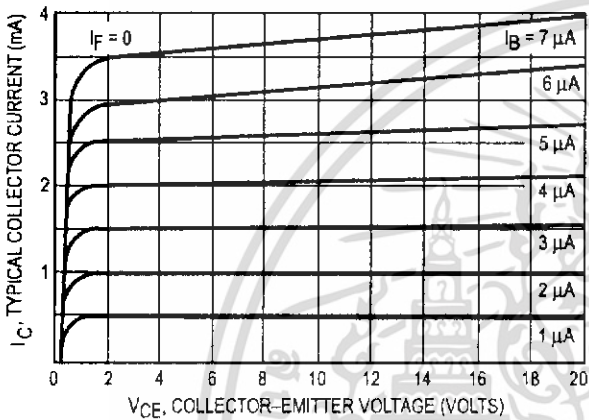


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

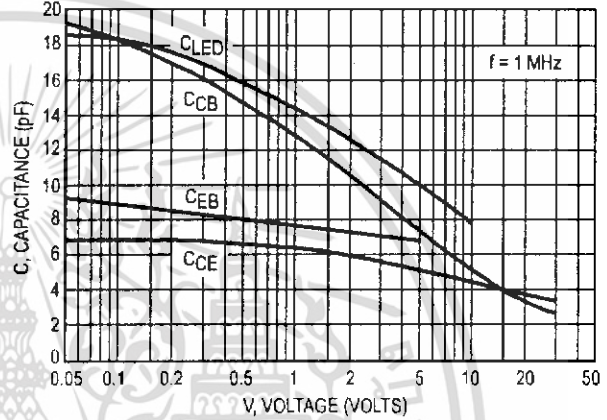


Figure 10. Capacitances versus Voltage

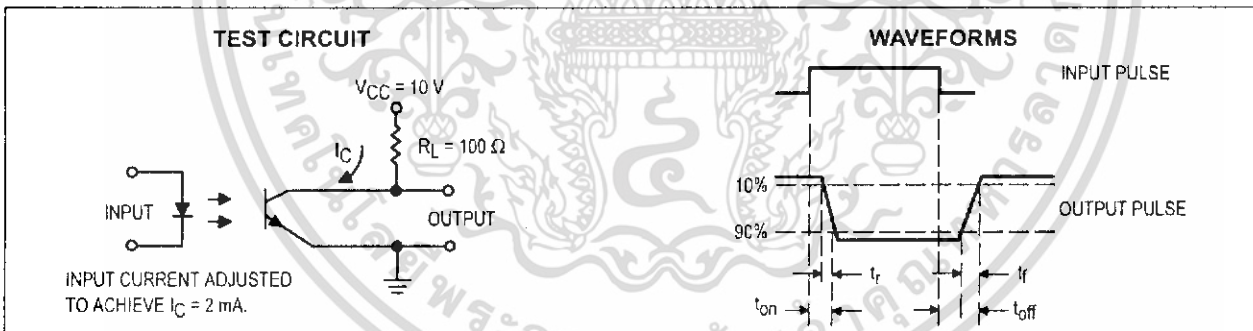
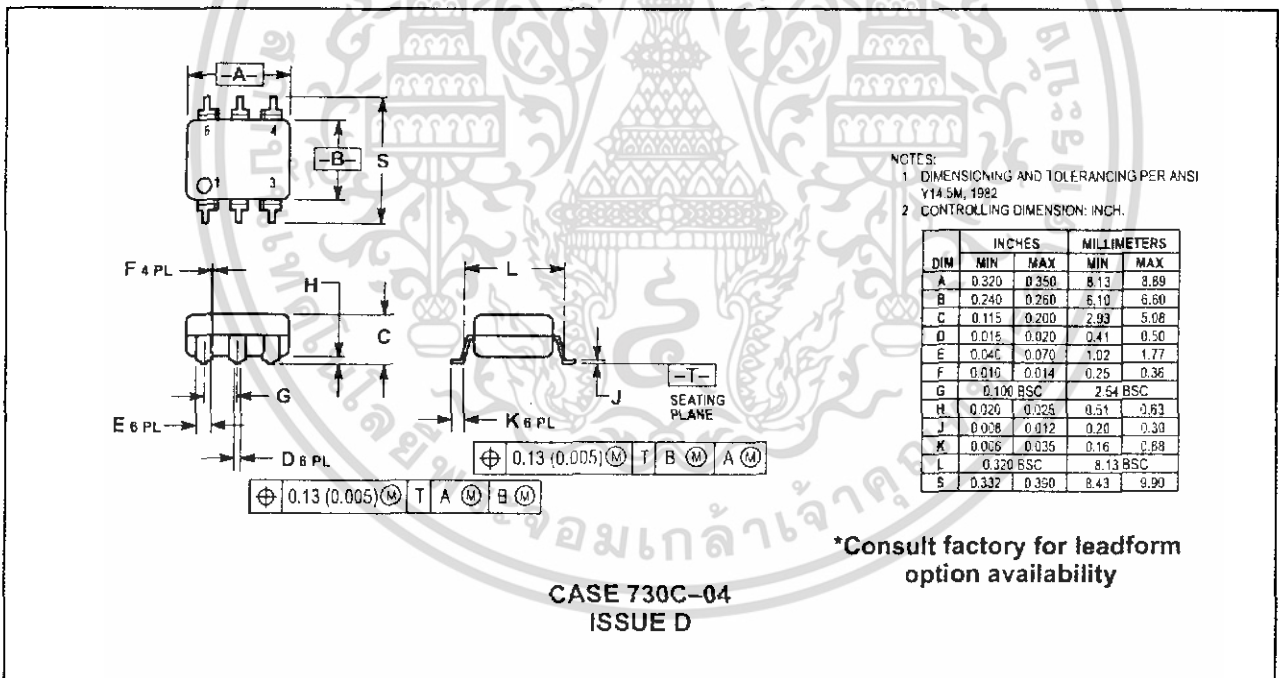
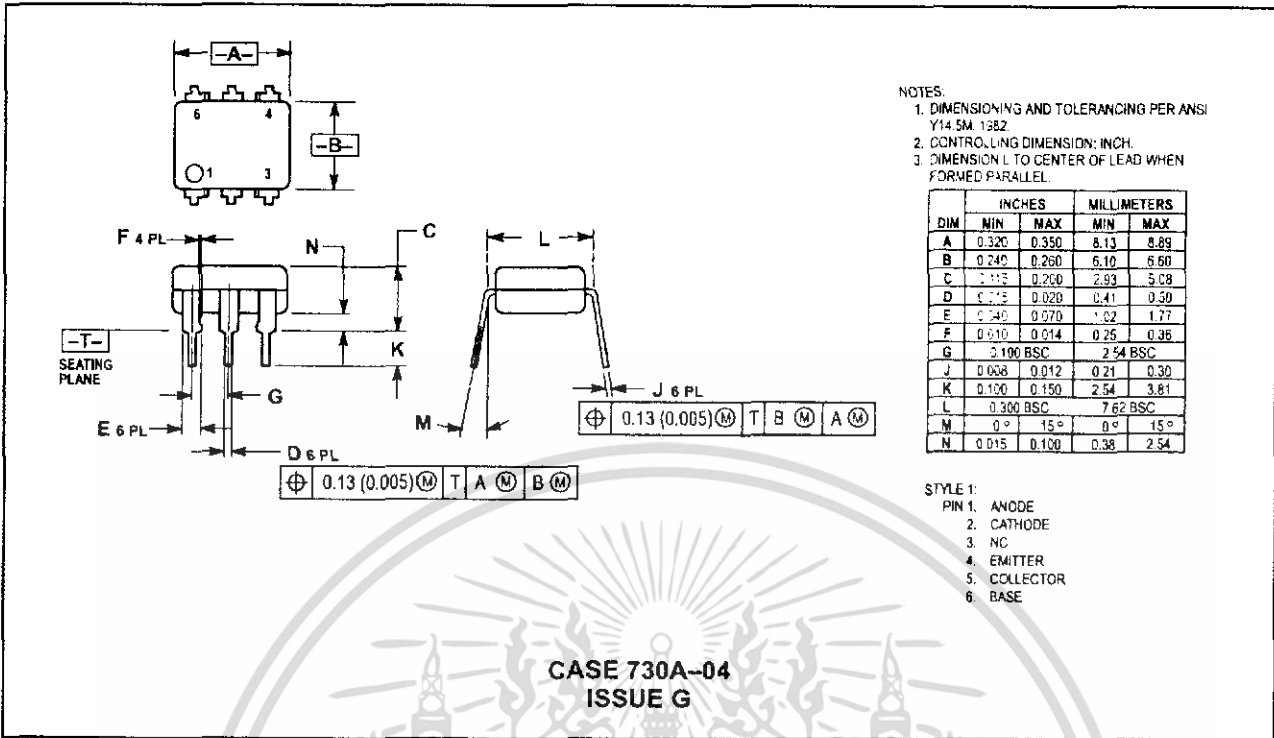


Figure 11. Switching Time Test Circuit and Waveforms

PACKAGE DIMENSIONS



15A, 400V - 600V Ultrafast Dual Diodes

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

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

Features

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

Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

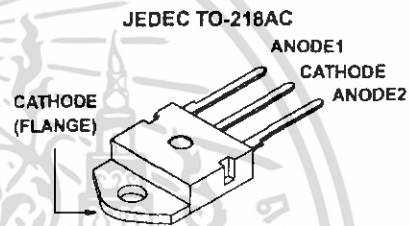
Ordering Information

PACKAGING AVAILABILITY

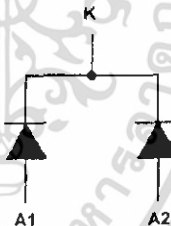
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR3040PT	TO-218AC	MUR3040PT
RURH1540CC	TO-218AC	RURH1540C
MUR3050PT	TO-218AC	MUR3050PT
RURH1550CC	TO-218AC	RURH1550C
MUR3060PT	TO-218AC	MUR3060PT
RURH1560CC	TO-218AC	RURH1560C

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Package



Symbol



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

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

Typical Performance Curves

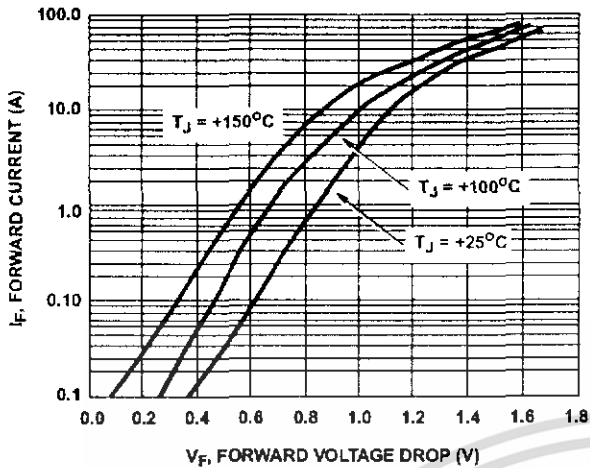


FIGURE 3. FORWARD VOLTAGE vs FORWARD CURRENT CHARACTERISTIC

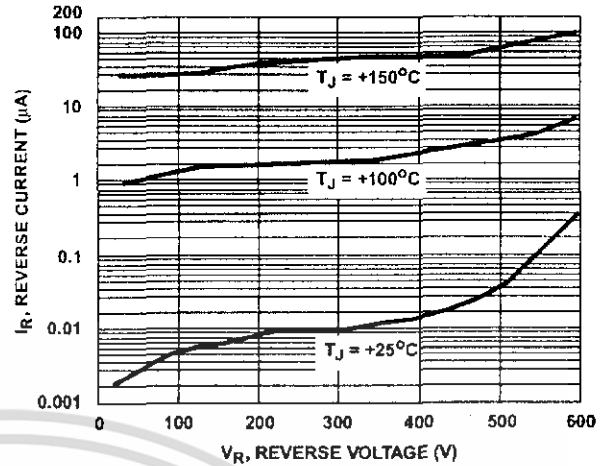


FIGURE 4. REVERSE VOLTAGE vs REVERSE CURRENT CHARACTERISTIC

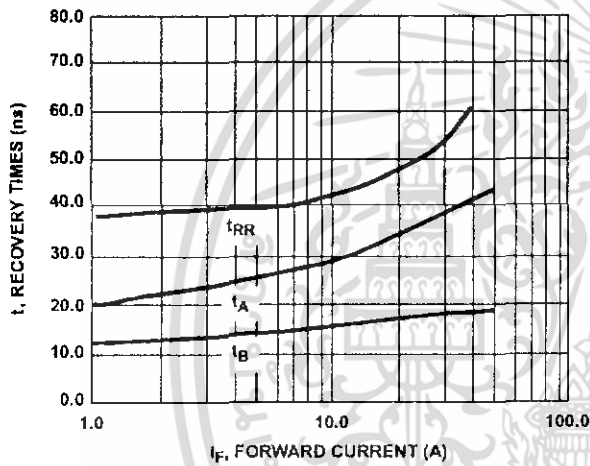


FIGURE 5. TYPICAL t_{RR} , t_A AND t_B CURVES vs FORWARD CURRENT

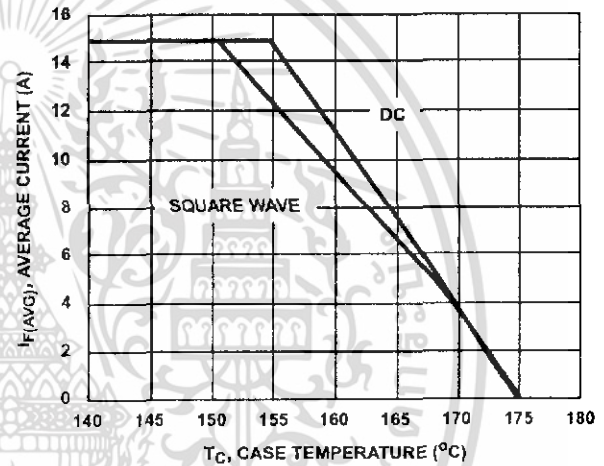


FIGURE 6. TYPICAL CURRENT DERATING CURVE vs CASE TEMPERATURE

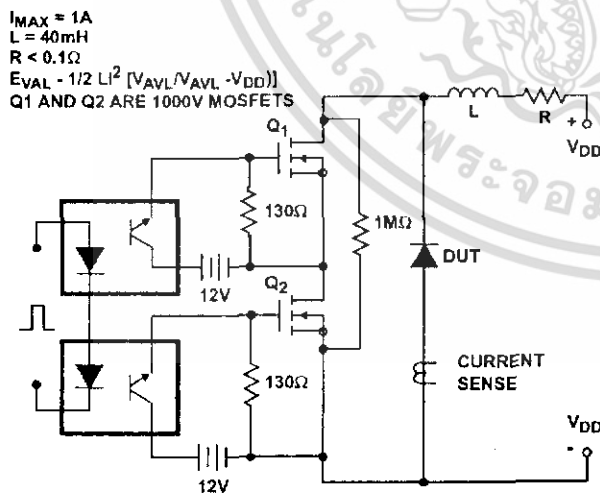


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

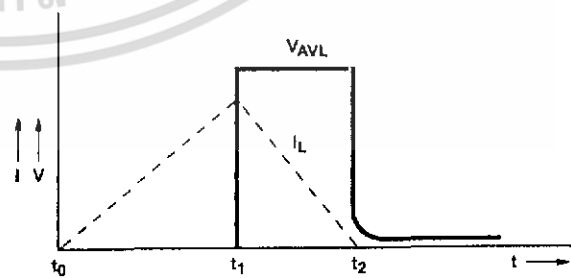


FIGURE 8. CURRENT VOLTAGE WAVEFORM

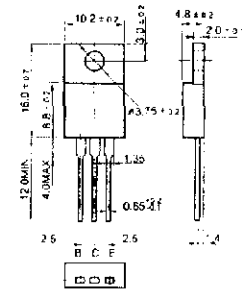


GENERAL DESCRIPTION

Complementary, high power transistors in a plastic envelope, primarily for use in audio and general purpose



TO-220



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP	MAX	UNIT
V_{CE0}	Collector-emitter voltage peak value	$V_{BE} = 0V$	-	100	V
V_{CEO}	Collector-emitter voltage (open base)		-	100	V
I_C	Collector current (DC)		-	3	A
I_{CM}	Collector current peak value		-	5	A
P_{tot}	Total power dissipation	$T_{mb} \leq 25^\circ C$	-	40	W
V_{CEsat}	Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 3A; I_B = 0.4A$	-	1.2	V
V_F	Diode forward voltage	$I_F = 3A$	1.5	2.0	V
t_f	Fall time	$I_{Csat} = 3.0A; f = 16KHz$	0.5	-	μs

LIMITING VALUES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	MAX	UNIT
V_{CESM}	Collector-emitter voltage peak value	$V_{BE} = 0V$	-	100	V
V_{CEO}	Collector-emitter voltage (open base)		-	100	V
V_{EBO}	Emitter-base voltage (open collector)		-	5	v
I_C	Collector current (DC)		-	3	A
I_B	Base current (DC)		-	1	A
P_{tot}	Total power dissipation	$T_{mb} \leq 25^\circ C$	-	40	W
T_{stg}	Storage temperature		-55	150	$^\circ C$
T_J	Junction temperature		-	150	$^\circ C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP	MAX	UNIT
I_{CBO}	Collector-base cut-off current	$V_{CB} = 100V$	-	0.2	mA
I_{EBO}	Emitter-base cut-off current	$V_{EB} = 5V$	-	1.0	mA
$V_{(BR)CEO}$	Collector-emitter breakdown voltage	$I_C = 1mA$	100	-	v
V_{CEsat}	Collector-emitter saturation voltages	$I_C = 3A; I_B = 0.4A$	-	1.2	V
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 1A; V_{CE} = 5V$	25	-	
f_T	Transition frequency at $f = 5MHz$	$I_C = 0.5A; V_{CE} = 10V$	3.0	-	MHz
C_c	Collector capacitance at $f = 1MHz$	$V_{CB} = 10V$	85	-	pF
t_{on}	On times	$I_C = 3A, I_{B1} = -I_{B2} = 0.3A, V_{CC} = 30V$	0.4	-	us
t_s	Turn-off storage time	$I_C = 3A, I_{B1} = -I_{B2} = 0.3A, V_{CC} = 30V$	1.0	-	us
t_f	Fall time	$I_C = 3A, I_{B1} = -I_{B2} = 0.3A, V_{CC} = 30V$	0.5	1.0	us

TIP32 Series(TIP32/32A/32B/32C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complement to TIP31/31A/31B/31C



1 TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP32	- 40	V
	: TIP32A	- 60	V
	: TIP32B	- 80	V
	: TIP32C	- 100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP32	- 40	V
	: TIP32A	- 60	V
	: TIP32B	- 80	V
	: TIP32C	- 100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	- 5	V
I_C	Collector Current (DC)	- 3	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	- 5	A
I_B	Base Current	- 3	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	40	W
P_C	Collector Dissipation ($T_a=25^\circ\text{C}$)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

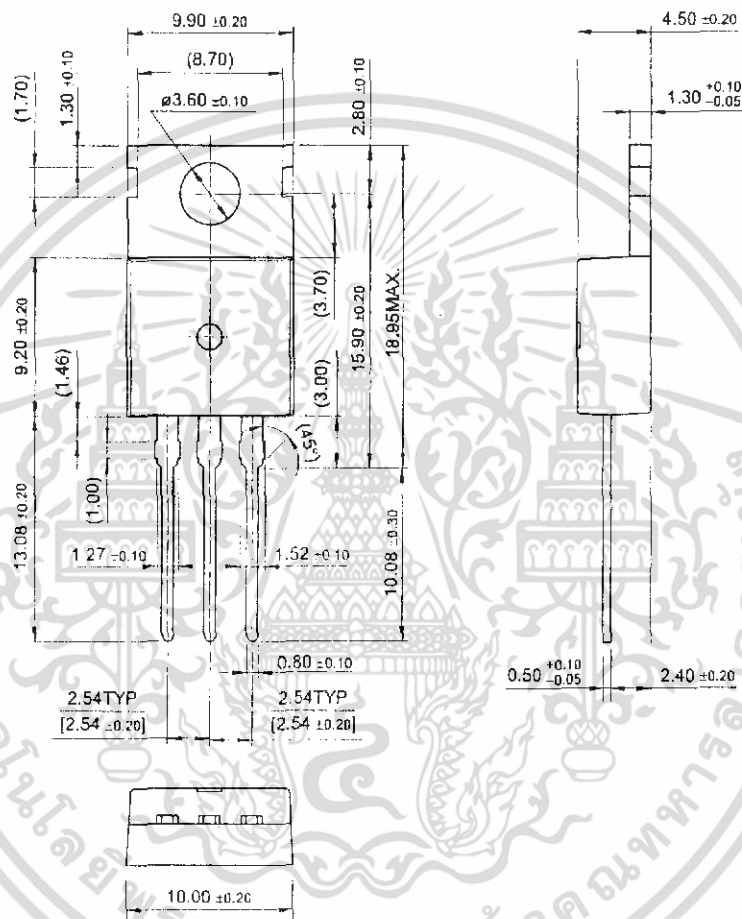
Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = - 30\text{mA}, I_B = 0$	- 40		V
	: TIP32		- 60		V
	: TIP32A		- 80		V
	: TIP32B		- 100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = - 30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = - 60\text{V}, I_B = 0$		- 0.3	mA
	: TIP32/32A : TIP32B/32C			- 0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = - 40\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 60\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 80\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = - 100\text{V}, V_{CE} = 0$		- 200	μA
	: TIP32			- 200	μA
	: TIP32A			- 200	μA
	: TIP32B			- 200	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = - 5\text{V}, I_C = 0$		- 1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	$V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 1\text{A}$ $V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 3\text{A}$	25		
			10	50	
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = - 3\text{A}, I_B = - 375\text{mA}$		- 1.2	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = - 4\text{V}, I_C = - 3\text{A}$		- 1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = - 10\text{V}, I_C = - 500\text{mA}$	3.0		MHz

* Pulse Test: $PW \leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycles $\leq 2\%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

ACEx™	HiSeC™	SuperSOT™-8
Bottomless™	ISOPLANAR™	SyncFET™
CoolFET™	MICROWIRE™	TinyLogic™
CROSSVOLT™	POP™	UHC™
E ² CMOS™	PowerTrench®	VCX™
FACT™	QFET™	
FACT Quiet Series™	QS™	
FAST®	Quiet Series™	
FASTr™	SuperSOT™-3	
GTO™	SuperSOT™-6	

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

As used herein:

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TN12, TS12 and TYNx12 Series

SENSITIVE & STANDARD

12A SCRs

Table 1: Main Features

Symbol	Value	Unit
$I_{T(RMS)}$	12	A
V_{DRM}/V_{RRM}	600 to 1000	V
I_{GT}	0.2 to 15	mA

DESCRIPTION

Available either in sensitive (**TS12**) or standard (**TN12 / TYN**) gate triggering levels, the 12A SCR series is suitable to fit all modes of control, found in applications such as overvoltage crowbar protection, motor control circuits in power tools and kitchen aids, inrush current limiting circuits, capacitive discharge ignition and voltage regulation circuits...

Available in through-hole or surface-mount packages, they provide an optimized performance in a limited space area.

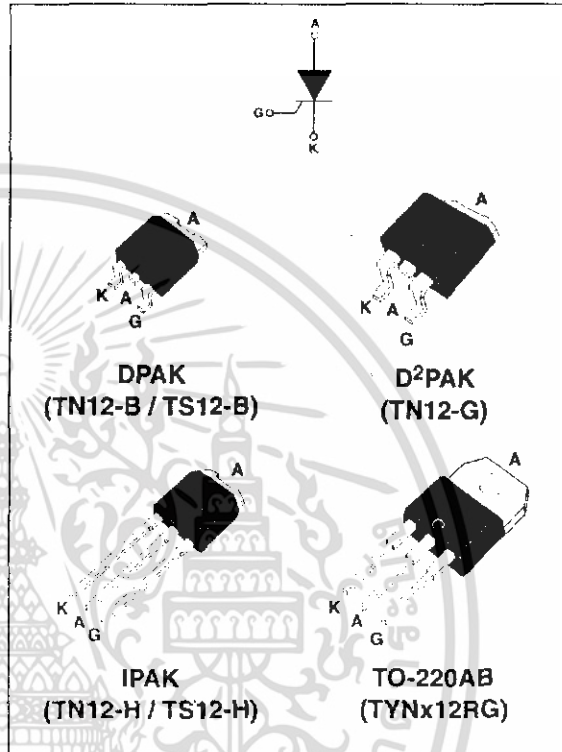


Table 2: Order Codes

Part Numbers	Marking
TN1215-x00B	TN1215x00
TN1215-x00B-TR	TN1215x00
TN1215-x00G	TN1215x00G
TN1215-x00G-TR	TN1215x00G
TN1215-x00H	TN1215x00
TS1220-x00B	TS1220x00
TS1220-x00B-TR	TS1220x00
TS1220-x00H	TS1220x00
TYNx12RG	TYNx12
TYNx12TRG	TYNx12T

TN12, TS12 and TYNx12 Series

Table 3: Absolute Ratings (limiting values)

Symbol	Parameter		Value		Unit	
			TN12-G TYN12	TN12-B/H TS12-B/H		
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current (180° conduction angle)	$T_c = 105^\circ\text{C}$	12		A	
$I_{T(AV)}$	Average on-state current (180° conduction angle)	$T_c = 105^\circ\text{C}$	8		A	
I_{TSM}	Non repetitive surge peak on-state current	$t_p = 8.3\text{ ms}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	145	115	A
		$t_p = 10\text{ ms}$		140	110	
I^2t	I^2t Value for fusing	$t_p = 10\text{ ms}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	98	60	A^2s
di/dt	Critical rate of rise of on-state current $I_G = 2 \times I_{GT}$, $t_r \leq 100\text{ ns}$	$F = 60\text{ Hz}$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	50		$\text{A}/\mu\text{s}$
I_{GM}	Peak gate current	$t_p = 20\text{ }\mu\text{s}$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	4		A
$P_{G(AV)}$	Average gate power dissipation		$T_j = 125^\circ\text{C}$	1		W
T_{stg} T_j	Storage junction temperature range Operating junction temperature range			- 40 to + 150 - 40 to + 125		$^\circ\text{C}$
V_{RGM}	Maximum peak reverse gate voltage (for TN12 & TYN12 only)			5		V

Tables 4: Electrical Characteristics ($T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

■ SENSITIVE

Symbol	Test Conditions			TS1220	Unit		
I_{GT}	$V_D = 12\text{ V}$	$R_L = 140\text{ }\Omega$	MAX.	200	μA		
V_{GT}			MAX.	0.8	V		
V_{GD}	$V_D = V_{DRM}$	$R_L = 3.3\text{ k}\Omega$	$R_{GK} = 1\text{ k}\Omega$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	MIN.	0.1	V
V_{RG}	$I_{RG} = 10\text{ }\mu\text{A}$				MIN.	8	V
I_H	$I_T = 50\text{ mA}$		$R_{GK} = 1\text{ k}\Omega$		MAX.	5	mA
I_L	$I_G = 1\text{ mA}$		$R_{GK} = 1\text{ k}\Omega$		MAX.	6	mA
dV/dt	$V_D = 65\% V_{DRM}$		$R_{GK} = 220\text{ }\Omega$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	MIN.	5	$\text{V}/\mu\text{s}$
V_{TM}	$I_{TM} = 24\text{ A}$		$t_p = 380\text{ }\mu\text{s}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	MAX.	1.6	V
V_{i0}	Threshold voltage			$T_j = 125^\circ\text{C}$	MAX.	0.85	V
R_d	Dynamic resistance			$T_j = 125^\circ\text{C}$	MAX.	30	$\text{m}\Omega$
I_{DRM} I_{RRM}	$V_{DRM} = V_{RRM}$	$R_{GK} = 220\text{ }\Omega$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	MAX.	5	μA	
			$T_j = 125^\circ\text{C}$		2	mA	

■ STANDARD

Symbol	Test Conditions		TN1215		TYN		Unit	
			B / H	G	x12T	x12		
I_{GT}	$V_D = 12\text{ V}$	$R_L = 33\ \Omega$	MIN.	2	0.5	2	mA	
			MAX.	15	5	15		
V_{GT}			MAX.	1.3			V	
V_{GD}	$V_D = V_{DRM}$	$R_L = 3.3\text{ k}\Omega$	$T_J = 125^\circ\text{C}$	MIN.	0.2		V	
I_H	$I_T = 500\text{ mA}$ Gate open		MAX.	40	30	15	30	mA
I_L	$I_G = 1.2\ I_{GT}$		MAX.	80	60	30	60	mA
dV/dt	$V_D = 67\% V_{DRM}$	Gate open	$T_J = 125^\circ\text{C}$	MIN.	200	40	200	V/ μs
V_{TM}	$I_{TM} = 24\text{ A}$	$t_p = 380\ \mu\text{s}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	MAX.	1.6			V
V_{IO}	Threshold voltage		$T_J = 125^\circ\text{C}$	MAX.	0.85			V
R_d	Dynamic resistance		$T_J = 125^\circ\text{C}$	MAX.	30			m Ω
I_{DRM} I_{RRM}	$V_{DRM} = V_{RRM}$		$T_J = 25^\circ\text{C}$	MAX.	5			μA
			$T_J = 125^\circ\text{C}$		2			mA

Table 6: Thermal resistance

Symbol	Parameter	Value	Unit	
$R_{th(j-c)}$	Junction to case (DC)	1.3	$^\circ\text{C/W}$	
$R_{th(j-a)}$	Junction to ambient (DC)	$S = 0.5\text{ cm}^2$ DPAK	70	$^\circ\text{C/W}$
		$S = 1\text{ cm}^2$ D ² PAK	45	
		IPAK	100	
		TO-220AB	60	

S = Copper surface under tab.

Figure 1: Maximum average power dissipation versus average on-state current

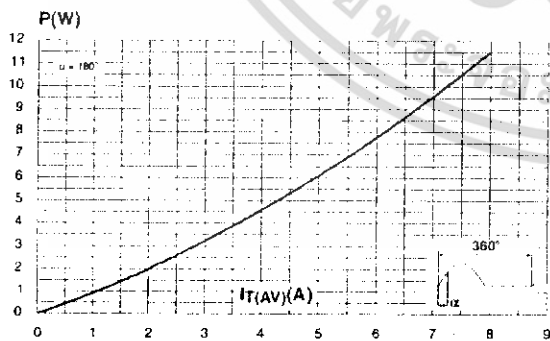


Figure 2: Average and D.C. on-state current versus case temperature

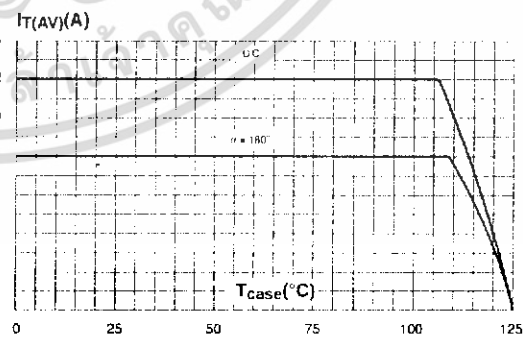


Figure 3: Average and D.C. on-state current versus ambient temperature (device mounted on FR4 with recommended pad layout) (DPAK)

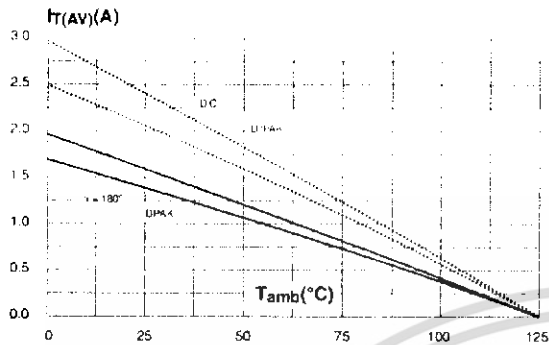


Figure 4: Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration

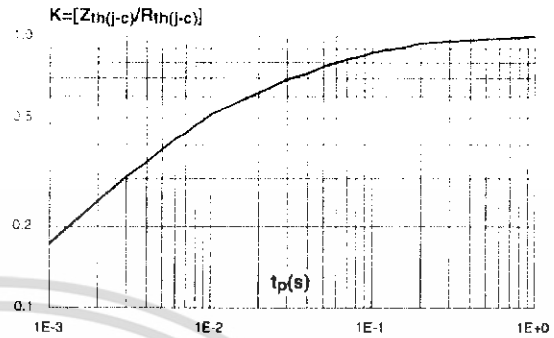


Figure 5: Relative variation of thermal impedance junction to ambient versus pulse duration (recommended pad layout, FR4 PC board for DPAK)

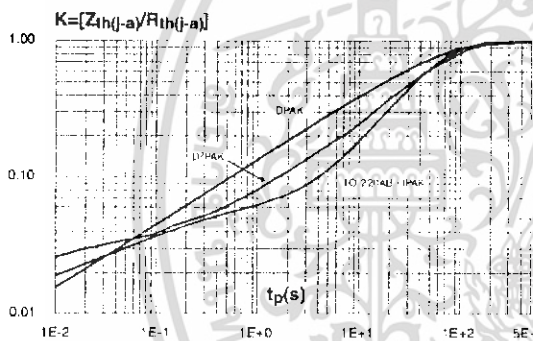


Figure 6: Relative variation of gate trigger current and holding current versus junction temperature for TS8 series

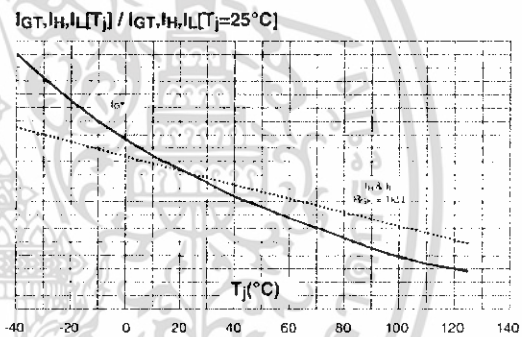


Figure 7: Relative variation of gate trigger current and holding current versus junction temperature for TN8 & TYN08 series

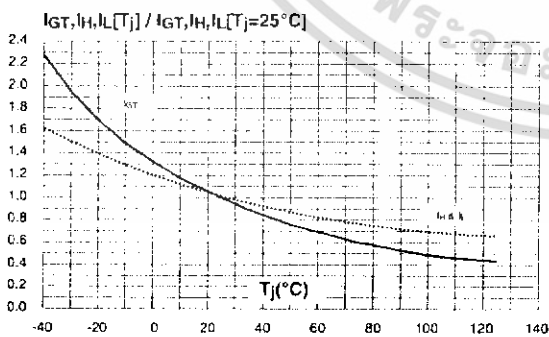


Figure 8: Relative variation of holding current versus gate-cathode resistance (typical values) for TS8 series

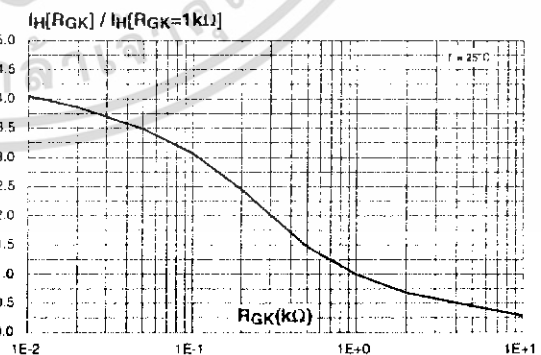


Figure 9: Relative variation of dV/dt immunity versus gate-cathode resistance (typical values) for TS8 series

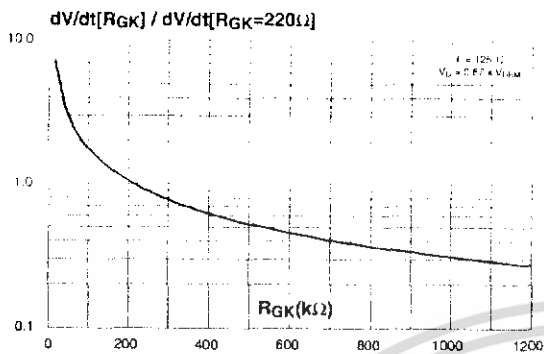


Figure 10: Relative variation of dV/dt immunity versus gate-cathode capacitance (typical values) for TS8 series

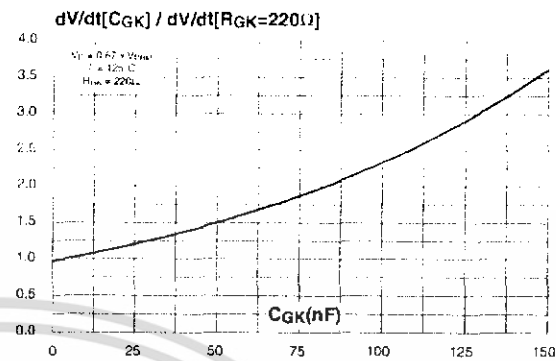


Figure 11: Surge peak on-state current versus number of cycles

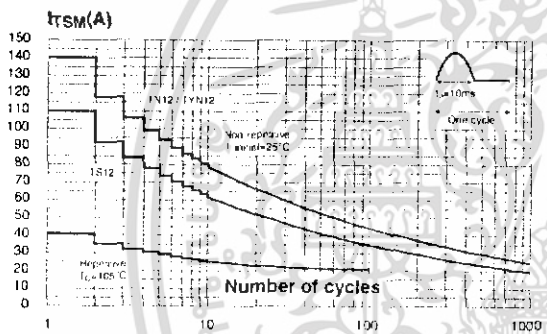


Figure 12: Non-repetitive surge peak on-state current for a sinusoidal pulse with width $t_p < 10\text{ ms}$, and corresponding values of I^2t

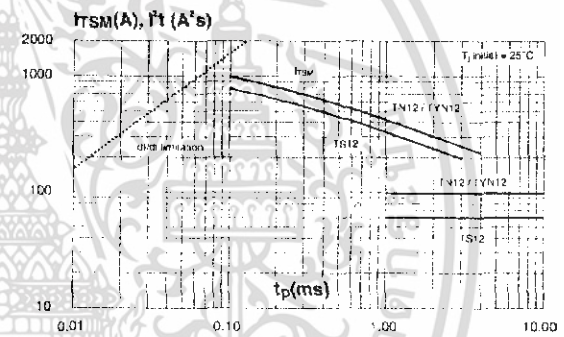


Figure 13: On-state characteristics (maximum values)

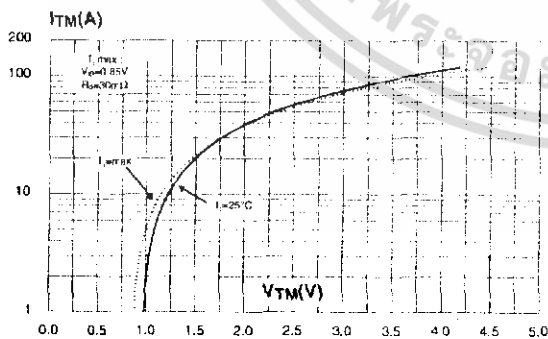


Figure 14: Thermal resistance junction to ambient versus copper surface under tab (epoxy printed circuit board FR4, copper thickness: $35\mu\text{m}$) (DPAK and D²PAK)

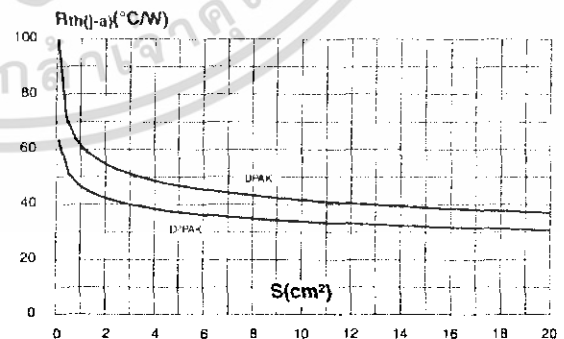


Figure 15: Ordering Information Scheme (TN8 series)

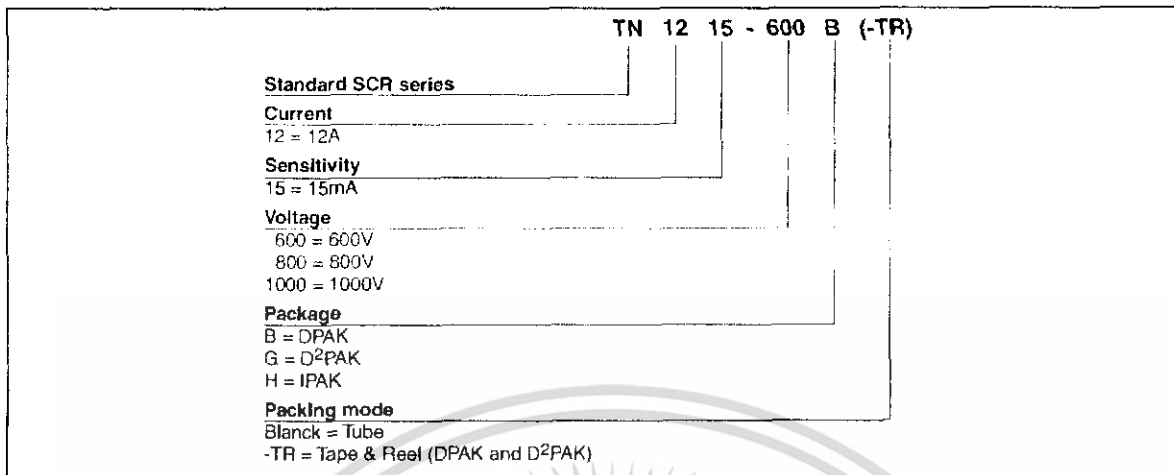


Figure 16: Ordering Information Scheme (TS8 series)

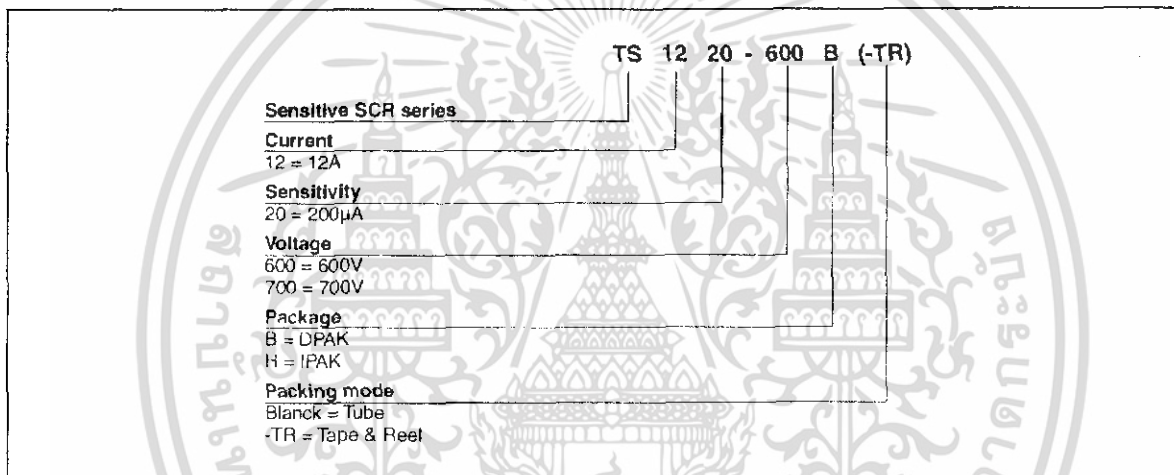


Figure 17: Ordering Information Scheme (TYN08 series)

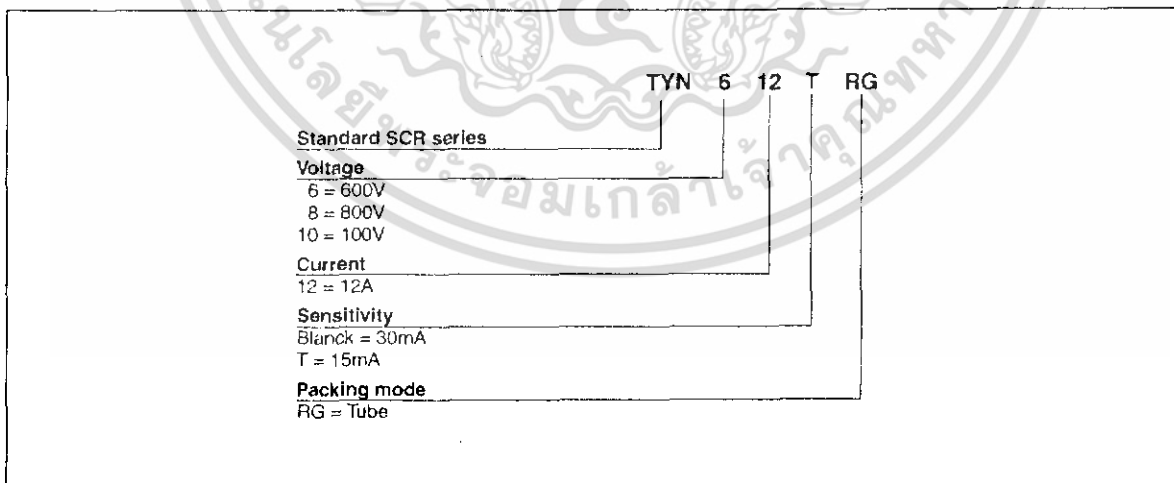


Table 7: Product Selector

Part Numbers	Voltage (xxx)				Sensitivity	Package
	600 V	700 V	800 V	1000 V		
TN1215-xxxB	X		X		15 mA	DPAK
TN1215-xxxG	X		X	X	15 mA	D ² PAK
TN1215-xxxH	X		X		15 mA	IPAK
TS1220-xxxB	X	X			0.2 mA	DPAK
TS1220-xxxH	X	X			0.2 mA	IPAK
TYNx12	X		X	X	15 mA	TO-220AB
TYNx12T	X		X	X	5 mA	TO-220AB

Figure 18: DPAK Package Mechanical Data

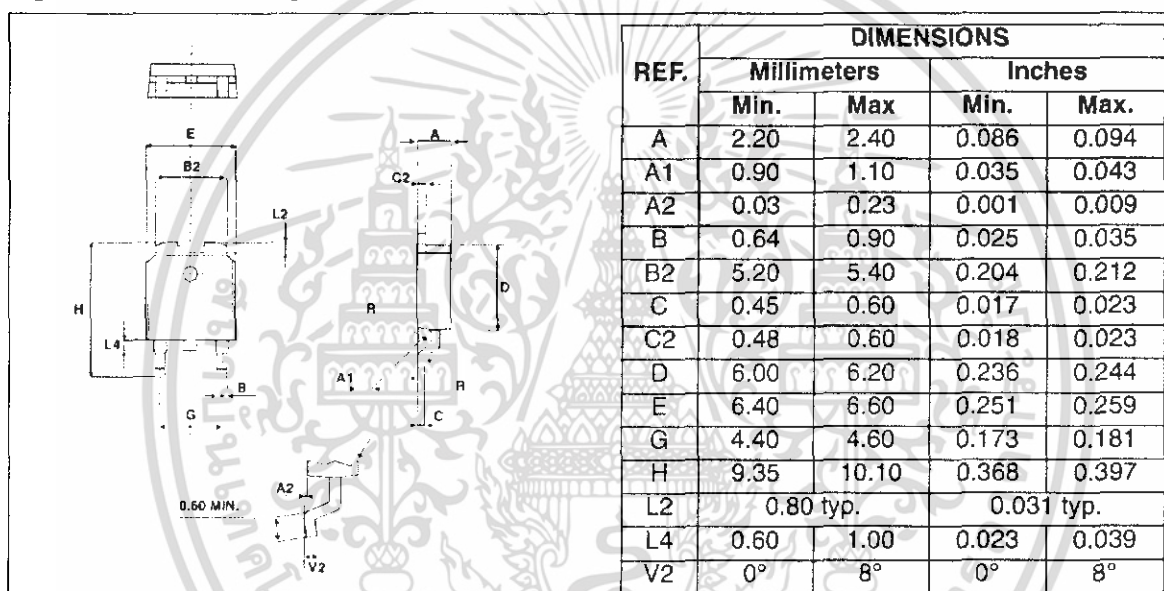


Figure 19: DPAK Foot Print Dimensions (in millimeters)

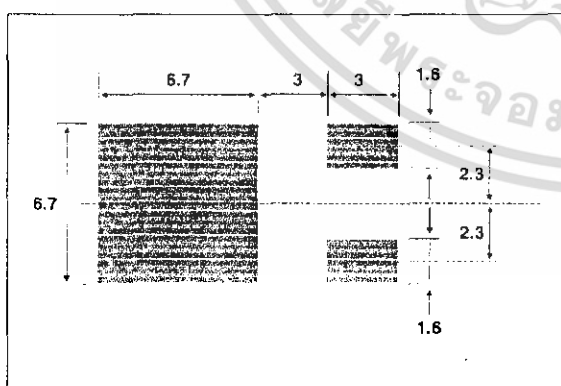


Figure 20: D²PAK Package Mechanical Data

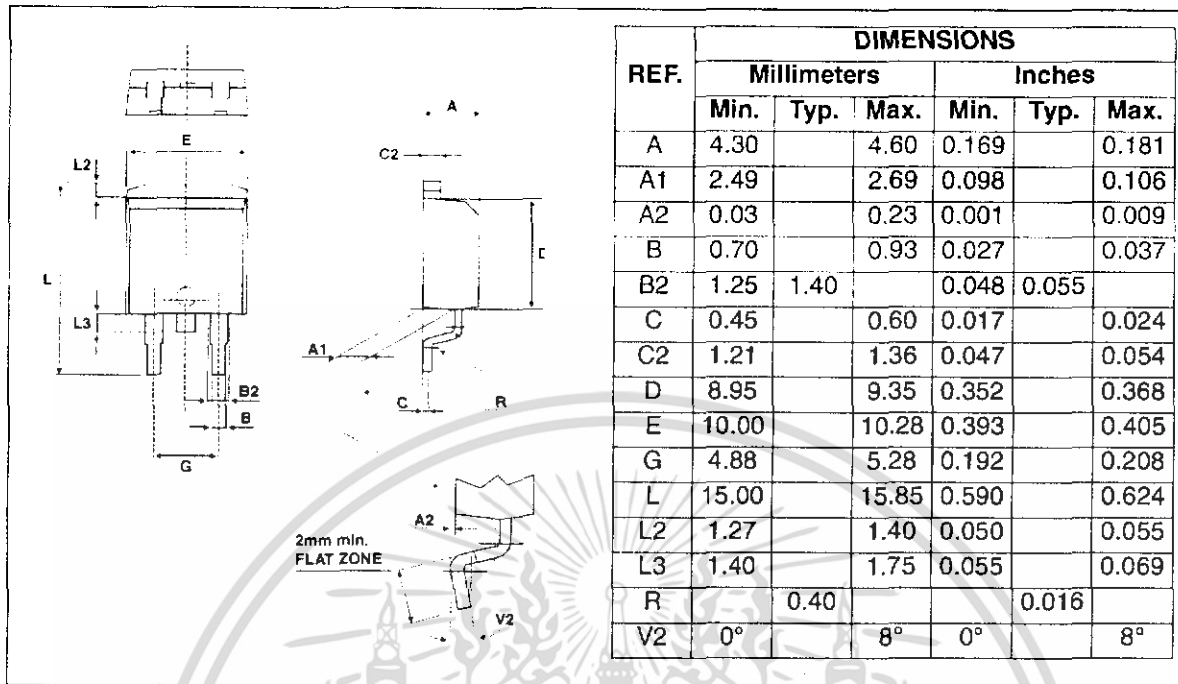
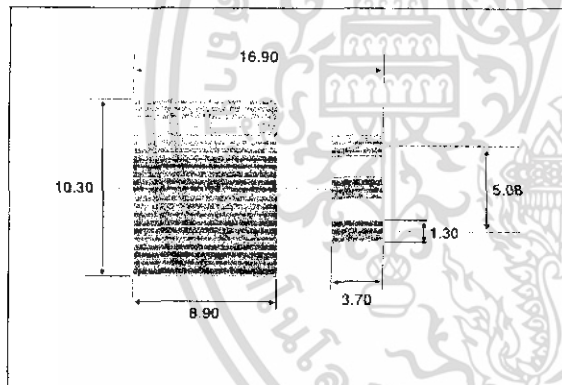


Figure 21: D²PAK Foot Print Dimensions (in millimeters)



In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in ECOPACK® packages. These packages have a Lead-free second level interconnect . The category of second level interconnect is marked on the package and on the inner box label, in compliance with JEDEC Standard JESD97. The maximum ratings related to soldering conditions are also marked on the inner box label. ECOPACK is an ST trademark. ECOPACK specifications are available at: www.st.com.

Table 8: Ordering Information

Ordering type	Marking	Package	Weight	Base qty	Delivery mode
TN1215-x00B	TN1215x00	DPAK	0.3 g	75	Tube
TN1215-x00B-TR	TN1215x00	DPAK	0.3 g	2500	Tape & reel
TN1215-x00G	TN1215x00G	D ² PAK	1.5 g	50	Tube
TN1215-x00G-TR	TN1215x00G	D ² PAK	1.5 g	1000	Tape & reel
TN1215-x00H	TN1215x00	IPAK	0.3 g	75	Tube
TS1220-x00B	TS1220x00	DPAK	0.3 g	75	Tube
TS1220-x00B-TR	TS1220x00	DPAK	0.3 g	2500	Tape & reel
TS1220-x00H	TS1220x00	IPAK	0.3 g	75	Tube
TYNx12RG	TYNx12	TO-220AB	2.3 g	50	Tube
TYNx12TRG	TYNx12T	TO-220AB	2.3 g	50	Tube

Note: x = voltage

Table 9: Revision History

Date	Revision	Description of Changes
Sep-2000	3	Last update.
25-Mar-2005	4	TO-220AB delivery mode changed from bulk to tube.
14-Oct-2005	5	Changed sensitivity values in Table 7 for TYNx12 (30 to 15 mA) and TYNx12T (15 to 5 mA). Added ECOPACK statement



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

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics.
All other names are the property of their respective owners

© 2005 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics group of companies

Australia - Belgium - Brazil - Canada - China - Czech Republic - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan -
Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States of America
www.st.com



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้