สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

PLASMA CUTTING MACHINE

โดย

จ.อ.ธวัทชัย ติแก้ว

นายบรรดิษฐ์ จำปาทอง

จ.อ.พิเชษฐ์ สุริยศ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 62895
วัน,เดือน,ปี 23 ส.ค. 2549

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

PLASMA CUTTING MACHINE

โดย

จ.อ.ธวัทชัย ติแก้ว รหัส 46015224

นายบรรดิษฐ์ จำปาทอง รหัส 46015228

จ.อ.พิเชษฐ์ สุริยศ รหัส 46015233

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่องเครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

ผู้จัดทำ

จ.อ.ธวัทชัย ติแก้ว รหัส 46015224

นายบรรดิษฐ์ จำปาทอง รหัส 46015228

จ.อ.พิเชษฐ์ สุริยศ รหัส 46015233

(.....)อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

Plasma Cutting Machine

จ.อ.ธวัทชัย ติแก้ว รหัส 46015224

นายบรรดิษฐ์ จำปาทอง รหัส 46015228

จ.อ.พิเชษฐ์ สุริยศ รหัส 46015233

โครงงานนี้ได้รับการตรวจแล้ว พร้อมที่จะทำการสอบได้

(.....)อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

PLASMA CUTTING MACHINE

จ.อ.ธวัทชัย ติแก้ว
นายบรรดิษฐ์ จำปาทอง
จ.อ.พิเชษฐ์ สุริยศ
รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล
อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษาที่2548

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอส่วนประกอบของเครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา (ในส่วนที่เกี่ยวข้องกับไฟฟ้า) การทำงานและผลการทดสอบในส่วนของแหล่งจ่ายกำลังที่เป็นแบบสวิทชิ่งอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีการทำงานคือ จะทำการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลท์ ความถี่ 50 เฮิร์ท มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่ 311 โวลท์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส ต่อมานำมาเปลี่ยนเป็นพัลส์ความถี่ประมาณ 25 กิโลเฮิร์ท โดยมอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และมีไอซีเบอร์ SG3526 ทำการควบคุมคาบเวลาและความถี่ในการนำกระแสของมอสเฟต ตามข้อมูลที่ป้อนกลับ จากเอาท์พุทของสวิทชิ่งกำลัง ด้วยแรงดันไฟตรงที่เอาท์พุทของส่วนสวิทชิ่งกำลังในสภาวะที่ไม่มีโหลด จะมีค่าแรงดันอยู่ที่ 250 โวลท์ ให้กำลังสูงสุดประมาณ 2.5 กิโลวัตต์ โดยแรงดัน 250 โวลท์ สำหรับป้อนเข้าหัวตัด และ 10 กิโลโวลท์ สำหรับกระตุ้นให้เกิดลำพลาสมาและมีวงจรควบคุมการจุดดับของลำพลาสมา เป็นตัวควบคุมการตัดต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLASMA CUTTING MACHINE

Thawatchai Tikeaw

Bundit Jumpathong

Piched Suriyot

Somsak Cheersirikul Advisor

2005

ABSTRACT

This paper is present the component of Plasma Cutting Machine. (in the path of power circuit) Initially the rectifier and filter circuit transform the alternating current 220 Volts 50 Hz to direct 311 Volts. Subsequently the direct current will be changed to high frequency pulses (25kHz) by the MOSFET that it's inside of Full-Bridge converter. Switching characteristic is produced by SG3526 entire pulse width and frequency which it received data from output section to continue the procession. Finally, output voltage of power switching is 250 Volts. That about power 2.5 kW. For 250 D.C voltage feeding to head cutting and 10 A.C Kilo voltage use for trig to generate the plasma beam. It controlled by the plasma cutoff circuits.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้คงจะไม่ประสบความสำเร็จ ถ้าไม่มีท่านอาจารย์ที่ปรึกษา(รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล) ที่ได้คอยให้คำปรึกษาพร้อมทั้งแนวทางความคิดและขั้นตอนจนถึงเรื่องการแก้ไขปัญหาต่างๆ เป็นผลทำให้ปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้สำเร็จมาด้วยดี พร้อมทั้งขอขอบคุณ ฝ่ายสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ บริษัทการท่าอากาศยานไทย จำกัด มหาชน ที่ให้ความเอื้อเฟื้อในด้านสถานที่ และเครื่องมืออุปกรณ์ อีกทั้งขอขอบคุณ กองมาตรฐานเครื่องวัดกรมสื่อสารทหารอากาศ กองทัพอากาศ ที่ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือวัดต่างๆ อีกทั้งขอขอบคุณเพื่อนๆพี่ๆที่คอยช่วยเหลือในเรื่องต่างๆหลายๆเรื่องเช่น ให้ยืมเครื่องมือและคอยให้กำลังใจที่ดีตลอดมาในการทำปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หัวข้อ	หน้า
บทคัดย่อ	
ABSTRACT	
สารบัญ	
บทที่ 1 เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา	1
1.1พลาสมาคืออะไร	1
1.2 เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา	1
1.2.1 ความได้เปรียบของเครื่องเชื่อมพลาสมา	2
1.2.2 แก๊สพลาสมา	3
1.2.3 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสมา	3
1.2.4 แก๊สปกคลุมพลาสมา	3
1.2.5 เครื่องประกอบของเครื่องตัดพลาสมา	3
1.2.6 เครื่องจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมา	4
1.2.7 การต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็ก	4
1.2.8 ค่าเอ้าท์พุทที่ใช้งานของเครื่องเชื่อมพลาสมา	5
1.2.9 หัวเชื่อมพลาสมา	5
1.2.10 เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสมา	5
1.2.11 เทคนิคการหลอมละลาย	5
1.2.12 เทคนิคการเจาะทะลุเป็นรูกุญแจ	6
1.2.13 ตารางค่าตัวแปรต่างๆ ของเครื่องเชื่อมพลาสมา	6
1.3 เครื่องตัดพลาสมา	6
1.3.1 ทำไมถึงใช้พลาสมาในการตัด	7
1.3.2 ความเร็วในการตัด	7
1.3.3 องค์ประกอบของเครื่องตัดพลาสมา	8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

1.3.4 หัวตัดพลาสมา 8
1.3.5 ควบคุมเครื่องตัดพลาสมา 8
1.3.6 แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสมา 9
1.3.7 การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสมา 9
1.3.8 การปรับแต่งเครื่องตัดพลาสมา 10
1.3.9 พลาสมาคู่ 10
1.3.10 เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้น้ำปกคลุม 10
1.3.11 เครื่องพลาสมาที่มีน้ำอัดฉีด 10
1.3.12 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสมา 11
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 12
2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส 12
2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส 13
2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส 14
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 16
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 16
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ 17
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ 18
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ 19
2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ 20
2.3 วงจรควบคุม 20
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน 21
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส 23
2.4 วงจรขับ 25
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 25
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟท 27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5 วงจรสนับเบอร์ 30

2.5.1วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส 30

2.5.2 วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน 32

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ 34

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอรี่และอุลตร้าฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด 34

2.6.2 ชอตต์กี้ไดโอด 35

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 35

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟท 37

2.6.5 ไอจีบีที 41

บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร 42

3.1 ส่วนของวงจรควบคุม 42

3.1.1 การควบคุมกระแส 43

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลซ์ 43

3.1.3 วงจรขับ 45

3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิ่ง 46

3.2.1 วงจงเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท 47

3.2.2วงจรคอนเวอร์เตอร์ 47

3.2.3การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง 48

3.2.4 วงจรแรงดันสูง 49

3.2.5 วงจรควบคุมการจุด / ดับพลาสมา 50

3.3 วงจรสนับเบอร์ 50

3.4 การออกแบบวงจร 51

3.4.1 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Switching Power Supply 51

3.4.2 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Drive Gate 51

3.4.3 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Feedback และ Control 52

3.4.4 การออกแบบวงจรในส่วนของภาคควบคุมด้วย IC SG3526A 52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.4.5 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค High Voltage 53

3.4.6 การออกแบบวงจรควบคุมการจุด-ดับพลาสมา 54

บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน 55

4.1 การตรวจวัดสัญญาณที่จุดต่างๆของวงจร 55

บทที่ 5 สรุป 66

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

1.1 พลาสมาคืออะไร

การเกิดของพลาสมานั้น เป็นเรื่องเกี่ยวกับการแตกตัวของอะตอมแก๊สที่ไหลผ่านกระบวนการอาร์คไฟฟ้า แต่ถ้าเราทำการทดลองสร้างพลาสมาในสุญญากาศแล้วจะปรากฏผลเกิดพลาสมาที่ไม่มีแก๊สปะปนอยู่ แต่พลาสมาจะเกิดจากอิเล็กตรอนแทนเราเรียกว่า แก๊สอิเล็กตรอน

1.2 เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา (Plasma Arc welding : PAW)

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

การต่อใช้งานของเครื่องพลาสมานั้นจะต่อได้ 2 ลักษณะ คือ แบบส่งผ่าน (Transferred arc) และแบบไม่ส่งผ่าน (Nontransfered arc) ก่อนจะกล่าวถึงการต่อใช้งานทั้ง 2 แบบนั้นเราจะเริ่มต้นจากการจุดระเบิดพลาสมาก่อน คือ เมื่อเริ่มปล่อยแก๊สที่ลำเลียงจากถังมาสู่หัวตัดแล้วจากนั้นทำการตั้งค่ากระแสที่เครื่องแหล่งจ่ายกำลังค่าหนึ่ง ลำดับต่อไปให้ทำการจุดพลาสมาด้วยการอาร์คด้วยแรงดันความถี่สูง(Frequency Arc Starting) ซึ่งลำดับขั้นตอนจะเหมือนกับการจุดของแก๊สทังสเตน

การใช้งานเครื่องตัดพลาสมานั้นสามารถที่จะต่อใช้งานได้ 2 รูปแบบคือ แบบส่งผ่านและแบบไม่ส่งผ่าน แบบส่งผ่านนั้นหมายความว่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังนั้นไหลผ่านจากแท่งอิเล็กทรอดที่อยู่ในหัวตัดมายังปากท่อของหัวดัด และส่งต่อไปให้กับชิ้นงาน และไหลกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายกำลังอีกครั้งหนึ่งครบวงจร ส่วนในแบบไม่ส่งผ่านนั้นจะหมายถึงกระแสจากแหล่งกำลังไหลจากแท่งอิเล็กทรอดภายในหัวตัดและไหลผ่านปากท่อของน็อตเซิล์น และกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายกำลังครบวงจร เห็นได้ว่าทั้งสองแบบนั้นแตกต่างกันตรงที่กระแสไหลผ่านสู่ชิ้นงานหรือไม่เท่านั้นและเรานิยมเรียกการต่อแบบส่งผ่านว่า "พลาสมาอาร์ค" และแบบไม่ส่งผ่านว่า "พลาสมา เจ็ส" ในแบบส่งผ่านนั้นจะเป็นที่นิยมใช้งานตัดโลหะมากกว่าแบบไม่ส่งผ่าน

ในส่วนของการปรับเปลวพลาสมาให้มีลักษณะกรวยบางนั้น สามารถปรับแต่งอัตราการไหลของแก๊สที่ปุ่มบริเวณส่วนบนของหัวตัด ซึ่งการปรับนั้นเราควรเริ่มที่จะปรับแต่งให้เปลวที่ออกมามีลักษณะเป็นเส้นตรงหรือทรงกระบอกและส่วนบ่ายเป็นกรวย และนี่ก็เป็นเหตุผลหนึ่งที่หัวตัดของพลาสมามีลักษณะเป็นน็อนเซิล์นเซรามิคที่ปากท่อบีบแคบ เพราะมันจะช่วยให้เกิดพลาสมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นลำและมีความร้อนสูงได้ดีและเมื่อเราได้ทำการเพิ่มจำนวนของกระแสและแรงดันจากแหล่งจ่ายกำลังจะทำให้พลาสมานั้นมีความร้อนสูงขึ้นอีก

1.2.1 ความได้เปรียบของเครื่องตัดพลาสมา

ความได้เปรียบกว่าเครื่องตัดธรรมดานั้นมีอยู่หลายประการอันจะแบ่งเป็นหัวข้อได้ดังนี้

1.การปรับปรุงถึงเรื่องของการควบคุมความร้อนที่ให้กับชิ้นงานได้โดยตรง โดยที่ปราศจากความสกปรกในบริเวณรอบข้าง

2.การรักษาระยะการตัดได้คงที่และสามารถยืนห่างจากชิ้นงานได้มากกว่าเนื่องจากผู้ตัดส่วนใหญ่นั้นมีปัญหาเกี่ยวกับการรักษาระดับทิศทางตำแหน่งและระยะของการตัดซึ่งในแบบเก่านั้นต้องยืนทำงานเป็นระยะใกล้มาก

3.พลาสมานั้นจะมีความไวต่ำของการเปลี่ยนขนาดการเชื่อมต่อการเปลี่ยนระยะการเชื่อมซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อเราเคลื่อนมือในการเชื่อมหรือตัดจึงอาจกล่าวได้ว่ามีความราบเรียบในการตัดสูงก็ได้

4.จากข้อได้เปรียบของระยะห่างในการทำงานที่มากกว่านั้น ทำให้ลดอันตรายที่เกิดจากการกระเด็นของเศษโลหะที่เราทำการเชื่อมหรือตัด โดยเฉพาะเมื่อเรามีชิ้นงานเป็นสเตนเลส, อลูมิเนียมและไททาเนียมหรือในสถานที่ที่มีความร้อนสูงมากเช่นในโรงพลังนิวเคลียร์,ท่อในโรงงานเคมีหรือในอวกาศยาน

5.จากเหตุผลที่ว่าพลาสมามีความร้อนสูงมากทำให้ความเร็วในการตัดหรือเชื่อมนั้นเร็วมากจึงส่งผลให้การกระจายความร้อนในโลหะมีจำกัดในวงแคบๆ

6.โอกาสในการกระเด็นของอิเล็กทรอดที่หลอมละลายนั้นมีค่าต่ำเพราะแท่งอิเล็กทรอดของหัวตัดพลาสมานั้นจะบรรจุอยู่ภายในน็อนเซิล์นเซรามิค ซึ่งแตกต่างกับหัวตัดทังสเตนที่มีแท่งอิเล็กทรอดโผล่ออกมาจากปากท่อ

7.สามารถบังคับเหล็กที่หลอมละลายหรือการเจาะโดยวิธีโฮลได้

8.สามารถเชื่อมหรือตัดได้ทั้งแนวตั้งและเหนือศีรษะ

แต่ในความได้เปรียบหลายประการของพลาสมานั้นก็ยังมีข้อด้อยที่สำคัญประการหนึ่ง คือ เรื่องของราคาต้นทุนที่สูงและปัญหาอายุการใช้งานที่สั้นของเซรามิคน็อนเซิล์นอันเนื่องมาจากอุณหภูมิที่สูงของพลาสมานั่นเองและแก๊สที่ใช้มีราคาสูงซึ่งสิ่งทั้งสองนั้นเป็นสิ่งจำเป็นของกระบวนการอันไม่อาจขาดสิ่งใดสิ่งหนึ่งไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.2 แก๊สพลาสมา

เราสามารถใช้แก๊ส 2 ชนิดที่อยู่ในแต่ละถังในการใช้งานได้พร้อมกัน ซึ่งแก๊สอันหนึ่งใช้เป็นเชื้อเพลิงในการกำเนิดพลาสมาและอีกอันหนึ่งใช้ปกคลุมผิวชิ้นงานจากบรรยากาศ

1.2.3 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสมา

ในกระบวนการพลาสมานั้น ประกอบด้วยอิเล็กตรอนจากแหล่งจ่ายกำลังและไอออนของแก๊ส ซึ่งทั้งสองนั้นจะทำปฏิกิริยาเคมีป้องกันการเกิดออกไซด์อันเป็นสาเหตุของการเกิดสนิมในที่นี้สมมุติว่าใช้อาร์กอนเป็นเชื้อเพลิงในการใช้งานจริงนั้นเราจะเลือกอาร์กอนมาใช้งานแทนที่ฮีเลียมเพราะราคาถูกกว่าและฮีเลียมมีปัญหาในการจุดพลาสมาได้ลำบาก

ในการจัดลำดับความเร็วในการตัดจะขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสจากแหล่งจ่ายกำลัง และอัตราการไหลของแก๊ส กล่าวคือ อัตราการไหลของแก๊สถ้าไหลช้าการเจาะโลหะจะทำได้ยากและต้องใช้เวลานาน เพราะปริมาณการเกิดพลาสมาต่อวินาทีมีน้อยนั้น หมายถึง ความร้อนต่ำด้วยเพราะฉะนั้นเราควรพิจารณาความหนาของชิ้นงานและธาตุที่มีอยู่ในชิ้นงานเป็นหลักยกตัวอย่างเช่นในกรณีเรามีชิ้นงานที่เป็นโลหะบางๆ เราควรใช้อัตราแก๊สที่ต่ำเพื่อลดความสิ้นเปลืองหรือชิ้นงานเป็นโลหะประเภทอลูมิเนียม หรือทองแดงซึ่งโลหะทั้งสองนี้เป็นชนิดที่มีการนำความร้อนสูง เราควรที่จะใช้แก๊สในอัตราที่สูงเพื่อจะได้ตัดอย่างรวดเร็ว เพื่อความสะดวกอาจตั้งค่าตัวแปรในกระบวนการตามตารางที่ให้ประกอบ

1.2.4 แก๊สปกคลุมพลาสมา

ในขณะที่ทำการตัดด้วยพลาสมานั้นลำพลาสมาจะไหลพุ่งออกมาจากอิเล็กทรอด ในขณะเดียวกันก็จะมีแก๊สปกคลุมไหลออกมารอบๆอิเล็กทรอดปกคลุมชิ้นงานเอาไว้ และในระยะเวลาอันสั้นเพียงเสี้ยววินาที แก๊สปกคลุมจะเกิดอิออไนซ์ โดยความร้อนจากพลาสมา ส่วนที่เหลือจึงกลายเป็นแก๊สธรรมดาปกคลุมชิ้นงานป้องกันการเกิดออกไซด์แก๊สปกคลุมที่ใช้ในกระบวนการเชื่อมธรรมดาก็สามารถที่จะนำมาใช้ในกระบวนการพลาสมาได้ ตัวอย่างเช่น อาร์กอน ฮีเลี่ยม หรือเป็นการผสมผสานของแก๊สทั้งสองได้

1.2.5 เครื่องประกอบของเครื่องตัดพลาสมา

นอกเหนือจากน็อนเซิล์นที่ต่างกันและแก๊สที่ใช้มี 2 ชนิดแล้ว ที่เหลือจะมีองค์ประกอบที่เหมือนกับเครื่องเชื่อมทังสเตนทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมหรือตัดพลาสมานั้นมีอุปกรณ์สำคัญอย่างหนึ่งที่ขาดไม่ได้นั่นคือ กล่องควบคุมปริมาณกระแสของเครื่องจ่ายกำลังโดยจะมีลักษณะเป็นกล่องแยกกับตัวเครื่องจ่ายกำลัง กล่องนี้จะมีหน้าปัดแสดงถึงค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับงานในขณะนั้นซึ่งถือว่าเป็นค่าที่มีประโยชน์มาก เพราะเราสามารถที่จะตั้งค่าของอัตราของแก๊สที่จะใช้และปริมาณน้ำหล่อเย็นด้วย

หัวเชื่อมพลาสมาทั้งหลายในปัจจุบันนี้จะมีสายไฟฟ้าที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกำลังและมีท่อส่งแก๊สที่ต่อกับถังแก๊สเชื้อเพลิงและแก๊สปกคลุมต่ออยู่บริเวณปลายทางหางของหัวเชื่อม และในส่วนบนของหัวเชื่อมจะมีปุ่มควบคุม ทั้งปริมาณของการไหลของแก๊สและมีปุ่มการจุดพลาสมาด้วย ทำให้มีความสะดวกในระหว่างการทำงาน

1.2.6 เครื่องจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมา

โดยส่วนมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นลักษณะของไฟฟ้ากระแสตรง สาเหตุนั้นเป็นเพราะการบำรุงรักษาง่ายกว่าการใช้กระแสสลับ และสาเหตุที่สำคัญอีกอย่างนั้นเพราะไฟฟ้ากระแสสลับมีรูปคลื่นเป็นแบบไซเคิลทุกๆ 1 ไซเคิล จะมีจุดที่กระแสนั้นมีค่าเป็นศูนย์ทำให้มีกระแสทางเอ้าท์พุทไม่คงที่ จุดที่แตกต่างกันของแหล่งจ่ายกำลังของพลาสมาและทังสเตนคือ ค่าโวลท์เตจทางเอ้าท์พุทของพลาสมาในขณะที่เปิดวงจรนั้นมีค่าสูงประมาณ 200-400 โวลต์ และแรงดันที่ตกคร่อมชิ้นงานในขณะเชื่อมมีค่าประมาณ 80 โวลต์

1.2.7 การต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็ก

ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาถึงการต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กที่มีกำลังงานทางเอ้าท์พุทต่ำให้สามารถทำงานกันกระบวนการของพลาสมาที่ต้องการกำลังงานทางเอาท์พุทสูงในกรณีที่เรามีแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กจำนวนที่มากกว่าหนึ่งตัวนั้น เราสามารถที่จะเพิ่มกำลังงานทางเอ้าท์พุทโดยนำเอาเอ้าท์พุทของแหล่งจ่ายแต่ละตัวมาร่วมกันและจะแยกพิจารณาใน 2 กรณี คือ กรณีแรกเป็นการเพิ่มค่าแรงดันจะทำได้โดยการต่อเอ้าท์พุทของแหล่งจ่ายกำลังในแบบอนุกรมกัน ส่วนในกรณีของการเพิ่มกระแสนั้นเราทำได้โดยการต่อเอ้าท์พุทของแหล่งจ่ายกำลังแต่ละตัวในลักษณะขนาดกระแสรวมของเอ้าท์พุท(ที่รวมกันแล้ว) จะเท่ากับผลรวมค่ากระแสของแหล่งจ่ายกระแสรวม

การต่อเอ้าท์พุทแหล่งจ่ายแบบผสมกันทั้งอนุกรมและขนานกันก็สามารถทำได้ และสิ่งที่ผู้ใช้งานจะลืมไม่ได้อย่างหนึ่ง คือ เมื่อเราได้ทำการเพิ่มกระแสและแรงดันทางเอ้าท์พุทแล้ว จะส่งผลทำให้เกิดปัญหาสายไฟที่เราเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายกับหัวเชื่อมร้อนและละลายได้ซึ่งเป็นอันตรายอย่างยิ่งไม่ควรมองข้ามสิ่งนี้ไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.8 ค่าเอ้าท์พุทที่ใช้งานของเครื่องเชื่อมพลาสมา

โดยมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมานั้น จะมีค่าเอ้าท์พุทเป็นกิโลวัตต์ เช่น 250 แอมแปร์ 200 โวลต์ มีค่ากำลังงานเท่ากับ 50 กิโลวัตต์ เป็นต้น แต่ก็มีเครื่องบางเครื่องที่แสดงค่าเอ้าท์พุทแยกเป็นจำนวนกระแส และจำนวนแรงดัน แต่เราก็สามารถที่จะหาค่าของกำลังงานทางเอ้าท์พุทได้ โดยนำค่ากระแสและแรงดันทางเอ้าท์พุทมาทำการคูณกันจะเป็นค่ากำลังทางเอ้าท์พุทนั่นเอง

1.2.9 หัวเชื่อมพลาสมา

น็อนเซิล์นเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดของหัวเชื่อมพลาสมาเพราะเส้นผ่านศูนย์กลางของปากน็อนเซิล์นนั้นเล็กกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของลำพลาสมาอาร์ค ซึ่งอยู่ภายในน็อนเซิล์นทำให้เกิดการรวมตัวกันของพลังงานเพื่อปลดปล่อยลำพลาสมาออกมาใช้งานโดยจะมีลักษณะที่ตีบ อย่างไรก็ตามอุณหภูมิที่สูงของพลาสมาก็จะส่งผลกระทบต่อน็อนเซิล์นโดยตรง หัวเชื่อมพลาสมามีการใช้งานทั้งแบบส่งผ่าน(การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กทรอดและชิ้นงาน)และไม่ส่งผ่าน(การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กทรอดและน็อนเซิล์น)ในแบบไม่ส่งผ่านลำพลาสมาจะออกมาในลักษณะกรวยที่พุ่งออกมาและมีความร้อนต่ำเพราะการเกิดพลาสมาในแบบไม่ส่งผ่านนั้นมีลักษณะเหมือนการพ่นละอองแก๊สเผาไหม้ออกมาทำให้ความหนาแน่นของพลังงานและความร้อนต่ำ จึงเหมาะที่จะใช้งานกับแผ่นโลหะที่มีความหนาไม่มากในแบบส่งผ่านนั้นเป็นการใช้งานที่มีความร้อนออกมามากเพราะลำพลาสมาพุ่งออกมาเป็นลักษณะทรงกระบอกลำเล็กๆ และอิเล็กตรอนที่อยู่ภายในชิ้นงานสามารถกระโดดเข้าหาแท่งอิเล็กทรอดของหัวเชื่อมได้สะดวกจึงเกิดพลังงานที่บริเวณชิ้นงานสูง

1.2.10 เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสมา

เทคนิคการเชื่อมนั้นจะใช้กับการเชื่อมด้วยมือเท่านั้นและไม่ยุ่งยากเพราะระยะห่างระหว่างชิ้นงานกับผู้เชื่อมนั้นมีมากพอสมควรจึงหลีกเลี่ยงอันตรายที่มีต่อผู้เชื่อมและอิเล็กทรอดของหัวเชื่อมที่บางครั้งอาจไปกระแทกกับชิ้นงานที่กำลังละลายอยู่ได้

1.2.11 เทคนิคการหลอมละลาย

วิธีนี้เป็นการเชื่อมโดยที่ทำให้โลหะที่จะนำมาเชื่อมหลอมละลายและค่อยๆที่มลวดประสานหรือฟล๊กลงไปในเหล็กที่ละลายอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.12 เทคนิคการเจาะรูกุญแจ

เป็นอีกวิธีหนึ่งในการเชื่อมหรือตัดชิ้นงานด้วยเครื่องพลาสมาวิธีนี้เหมาะกันชิ้นงานที่มีความหนาไม่มากหรือแผ่นโลหะบางๆ และในวิธีนี้เราจะไม่ใช้ลวดประสานหรือฟลั๊กใดๆ เพราะเราจะต้องแช่หัวเชื่อมหรือหัวตัดไว้จนโลหะละลายและทะลุในที่สุด รูจะมีลักษณะเหมือนกับกุญแจจึงเรียกว่าเทคนิคเจาะทะลุแบบรูกุญแจเมื่อเกิดรูขึ้นเราจะนำลำพลาสมาที่อยู่ภายในรูลากตรงไปตามแนวเชื่อมโลหะที่หลอมละลายจะไหลอยู่รอบๆรูกุญแจ และจะเกิดเป็นแนวเชื่อมขึ้นแต่ควรระวังในการเคลื่อนหัวเชื่อมอย่าเคลื่อนไหวเร็วเกินไปเพราะจะทำให้เกิดแนวเชื่อมที่เล็กเกินไปและสิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งคือหัวเชื่อมควรวางในแนวตั้งฉากกับชิ้นงานเสมอเพื่อป้องกันน็อนเซิล์นแตกร้าว ส่วนในเรื่องของแก๊สที่ใช้ในการเชื่อมนั้นจะต้องมีอัตราไหลสูงกว่าวิธีหลอมละลาย เพราะการที่จะให้เกิดรูกุญแจนั้นจำต้องใช้ความร้อนสูงมาก ขนาดของโลหะที่จะนำมาใช้นั้นควรหนาประมาณ 6 มิลลิเมตรหรือบางกว่านั้นแต่ถ้ากรณีที่ชิ้นงานมีความหนามากกว่า 6 มิลลิเมตรแล้วเราก็ยังสามารถใช้วิธีนี้ได้ แต่ต้องปรับค่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังให้มีค่ามากขึ้นกว่าเดิมตามความเหมาะสม

1.2.13 ตารางค่าตัวแปรต่างๆของเครื่องเชื่อมพลาสมา

สมาคมการเชื่อมอเมริกันได้จัดทำสิ่งตีพิมพ์ขึ้น โดยมีรายละเอียดที่สำคัญคือ"แนะนำวิธีปฏิบัติเมื่อใช้เครื่องเชื่อมพลาสมา"ในสิ่งตีพิมพ์ดังกล่าวจะพูดถึงสิ่งที่ควรรู้เบื้องต้นในการใช้พลาสมา เช่น ขนาดสายลำเลียงที่จะต้องใช้ลำเลียงกระแสหรือแก๊ส ค่าของกระแส ขนาดชิ้นงานที่ใช้ อัตราการไหลของแก๊ส เป็นต้น

ก่อนที่เราจะใช้อัตราเพื่อตั้งค่าองค์ประกอบให้เหมาะสมนั้นเราควรที่จะต้องรู้ก่อนว่าระบบเครื่องเชื่อมนั้นเป็นแบบอัตโนมัติหรือแบบใช้มือภายในตารางจะมีข้อมูลที่จำเป็นต่อการใช้งานดังต่อไปนี้ ค่ากระแสขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของน็อนเซิล์น(ปากท่อ)อัตราการไหลของแก๊สพลาสมา แก๊สเชื้อเพลิงนั้นเป็นอาร์กอนเสมอ ส่วนแก๊สปกคลุมนั้นอาจจะเป็นอาร์กอน อาร์กอน-ฮีเลียม หรือเป็นอาร์กอนผสมไฮโดรเจนแต่ต้องไม่ใช่ฮีเลียมบริสุทธิ์เพราะการจุดพลาสมาที่ลำบากและรักษาระดับการเชื่อมไม่คงที่ การเลือกชนิดของแก๊สปกคลุมนั้นจะขึ้นอยู่กับกระแสที่ให้กับโหลดและความหนาของชิ้นงานและก่อนใช้งานจริงควรทดลองสักเล็กน้อยก่อนทำงานจริงจะป้องกันความผิดพลาดได้

1.3 เครื่องตัดพลาสมา (Plasma Arc Cutting : PAC)

เครื่องตัดพลาสมานั้นใช้ตัดโลหะได้หลากหลายและง่ายกว่าเครื่องตัดที่มีมาก่อนหน้านี้ โลหะที่ตัดได้ เช่น คาร์บอน , อลูมิเนียม , สเตนเลส , ทองแดง , ทองเหลือง , บรอนซ์ , นิกเกิล , อัลลอย , เซอร์โครเมียม , ยูเรเนียม เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3.1 ทำไมจึงใช้พลาสมาในการตัด

พลาสมาสามารถตัดชิ้นงานเป็นจำนวนมากได้ในเวลารวดเร็ว ทำมุมในการตัดและเจาะได้ดี ในการใช้งานความร้อนที่ใช้ชิ้นงานนั้นมีน้อยกว่าเครื่องตัดออกซิเจน ทั้งๆ ที่พลาสมานั้นร้อนกว่า นั่นเป็นเพราะพลาสมาตัดด้วยความเร็วที่สูงกว่าจึงมีความร้อนสะสมน้อยกว่าบนชิ้นงาน แต่อีกอย่างหนึ่ง คือ พลาสมามีปัญหาในเรื่องไอที่ลอยออกมาจากคลองเลื่อยซึ่งเป็นสาเหตุที่เกิดความเพี้ยนในการตัดได้ แต่อย่างไรก็ตามพลาสมายังได้รับความนิยมใช้ในอุตสาหกรรมที่มีการตัดแบบอัตโนมัติที่ชิ้นงานจำนวนมากๆ และมีความเว้าโค้งหรือรูปร่างต่างๆ

อย่างไรก็ตามในส่วนน้อยเท่านั้นที่ใช้งานแบบมือ เพราะเสียงที่เกิดจากพลาสมาเจ็สนั้นดังมากและในขณะที่ตัดนั้นจะเกิดควันมากมาย ซึ่งนับว่าเป็นปัญหาสำคัญในการควบคุมแต่ปัญหาดังกล่าวนั้นไม่มีต่อการตัดแบบอัตโนมัติ วิธีที่แก้ปัญหาความร้อน , เสียงรบกวนและควันนั้นยังมี คือ ทำการตัดบนโต๊ะที่มีน้ำขังอยู่น้ำบนโต๊ะจะสัมผัสกับผิวด้านล่างของชิ้นงานซึ่งเป็นที่พักของควันและขี้โลหะ ส่วนเสียงรบกวนที่เกิดจากลำพลาสมาใต้คลองเลื่อยนั้นจะถูกน้ำดูดซับเสียงไปแต่ก็ยังไม่หมด ทางที่ดีควรสวมเครื่องป้องกันไว้ด้วย

1.3.2 ความเร็วในการตัด

ในการใช้เครื่องตัดพลาสมานั้นสามารถทำความเร็วในการตัดได้ประมาณ100-150 นิ้ว/นาที (2.5-3.8 เมตร/นาที) ซึ่งการตัดด้วยเครื่องตัดออกซิเจนนั้นทำความเร็วอยู่แค่ 20.25 นิ้ว/นาที (0.5-0.63 เมตร/นาที) เท่านั้น ในการตัดแผ่นโลหะที่มีความหนาไม่มาก พลาสมาทำความเร็วอยู่ที่ 300 นิ้ว/นาที(7เมตร/นาที)แต่อย่างไรก็ตามในการตัดด้วยการใช้มือนั้นจะไม่สามารถรักษาระดับความเร็วและประสิทธิภาพให้คงที่ได้เหมือนกับการตัดแบบอัตโนมัติ ถึงแม้จะเป็นเครื่องพลาสมาก็ตาม

การตัดแผ่นคาร์บอนที่มีความหนาประมาณ 3 นิ้ว(75ม.ม.)นั้นสามารถทำได้เร็วโดยการตัดด้วยออกซิเจน แต่ถ้าความหนาต่ำกว่า 1 นิ้ว(25 ม.ม.) แล้วพลาสมาจะทำการตัดได้เร็วกว่าถึง 3 เท่า สำหรับการตัดสินใจที่จะเลือกนำมาใช้งานนั้นก็ควรพิจารณาจากการลงทุนที่คุ้มค่าหรือไม่เพราะราคาของพลาสมานั้นค่อนข้างสูงกว่าออกซิเจนมาก จะสังเกตเห็นว่าในธุรกิจที่ต้องการความเร็วในการผลิตและมีผลผลิตเป็นจำนวนมาก ล้วนแล้วแต่ใช้เครื่องตัดพลาสมาในกระบวนการผลิตแทบทั้งสิ้น เพราะให้ผลคุ้มค่ากว่าเมื่อเทียบกันระหว่างต้นทุนและผลผลิต และเครื่องตัดพลาสมานั้นจะส่งผลที่ได้เปรียบในเชิงเศรษฐศาสตร์ เมื่อการลงทุนเป็นแบบระยะยาวดังจะพบเห็นการใช้งานกับงานหนักๆ เช่น ในอู่ต่อเรือ , โรงงานทำแท็งค์น้ำ , การต่อโครงสร้างสะพาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3.3 องค์ประกอบของเครื่องตัดพลาสมา

เครื่องตัดพลาสมามีความต้องการหัวตัด , แหล่งจ่ายกำลัง , ระบบน้ำหล่อเย็นที่สะอาดเป็นสิ่งสำคัญ

1.3.4 หัวตัดพลาสมา

หัวตัดพลาสมานั้นประกอบด้วย แกนจับอิเล็กทรอด , แท่งอิเล็กทรอดที่บรรจุภายในน็อนเซิล์น , ระบบน้ำหล่อเย็นที่ระบายความร้อนให้กับอิเล็กทรอด และน็อนเซิล์น และแก๊สพลาสมาที่ไหลพุ่งรอบๆ อิเล็กทรอดใช้ผลิตลำพลาสมาออกมาจากปากน็อนเซิล์นน็อนเซิล์นนั้นจะมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางหลายขนาดแล้วแต่จะนำมาประกอบกับหัวตัดรุ่นใด เส้นผ่านศูนย์กลางของปากน็อนเซิล์นจะขึ้นอยู่กับขนาดของกระแสที่ใช้ตัด เช่น เมื่อใช้กระแสในการตัดสูงก็ควรใช้เส้นผ่านศูนย์กลางที่มีขนาดใหญ่ เป็นต้น

ในการเลือกใช้น็อนเซิล์นแบบชั้นเดียว(Single port) หรือหลายชั้น(Multiple port) ในการทำงานนั้นสามารถใช้ได้ทั้งคู่แต่มีความแตกต่างกันคือ แบบหลายชั้นนั้นจะสนับสนุนการไหลของแก๊สปกคลุมรอบๆ แก๊สที่ใช้เป็นหลักอยู่และแก๊สทั้งสองจะไหลพุ่งผ่านปากท่อหลัก(ท่อแกนกลางในสุด)ด้วยอัตราการไหลของแก๊สที่เร็วมาก เมื่อเทียบต่อหน่วยพื้นที่หรืออาจกล่าวอีกอย่างว่า อัตราไหลเร็วเท่ากับซุปเปอร์โซนิค(เร็วกว่าเสียง) ด้วยเหตุผลนี้จึงไม่แปลกที่พลาสมานั้นมีเสียงรบกวนที่สูงมาก จึงเป็นข้อเสียของหัวหลายชั้นแต่ข้อดีก็คือความเร็วในการตัดเท่ากันนั้นคุณภาพการตัดจะดีกว่าการใช้หัวชั้นเดียว

1.3.5 ควบคุมเครื่องตัดพลาสมา

กล่องควบคุมเครื่องตัดพลาสมานั้นจะประกอบด้วยวาล์วโซลินอยด์ที่ใช้ในการเปิด-ปิดแก๊สและน้ำหล่อเย็น ที่ตัวกล่องนี้จะมีหน้าปัดบอกปริมาณเพื่อความสะดวกในการปรับแต่งค่าอัตราการไหลของแก๊สและน้ำหล่อเย็นเพื่อใช้งานที่หลากหลาย และมีสวิทช์เพื่อเปิดและปิดการทำงานของเครื่องและในกล่องควบคุมที่มีโปรแกรมควบคุมอัตโนมัติจะมีคุณสมบัติพิเศษคือ เมื่อเราใช้งานที่กระแสสูงนั้นกล่องควบคุมจะคอยตรวจสอบว่าอัตราไหลของน้ำหล่อเย็นนั้นไหลต่ำกว่าระดับความปลอดภัยที่กำหนดหรือไม่ ถ้าต่ำกว่ากล่องควบคุมจะทำการเพิ่มอัตราไหลน้ำหล่อเย็นให้เร็วขึ้นโดยอัตโนมัติ ในทางกลับกันก็จะปรับให้ต่ำลงอัตโนมัติเมื่อใช้กระแสต่ำในการตัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3.6 แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสมา

แหล่งจ่ายกำลังที่จะนำมาใช้งานกับเครื่องตัดพลาสมานั้น จะต้องออกแบบพิเศษ โดยที่จะต้องใช้เอ้าท์พุทเปิดวงจรอยู่ในช่วง 120-400 โวลต์ (แตกต่างกับแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมาอยู่ประมาณ 70-85 โวลต์) หลักสำคัญที่จะมากำหนดขนาดของแหล่งจ่าย คือ ชนิด และความหนาของโลหะที่จะนำมาตัด ความเร็วที่ต้องการในการตัด กระแสคงที่และค่าแรงดันที่ตกคร่อมในขณะที่ตัดชิ้นงาน เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้ในโหมด DCSP อิเล็กทรอดต่อขั้วลบของแหล่งจ่ายกำลังต่อใช้งานแบบส่งผ่านในการที่ต่อลักษณะนี้นั้นเมื่อนำไปใช้กับงานหนักๆแล้วระบบต้องการแรงดันเปิดวงจรถึง 400 โวลต์ เพื่อใช้เจาะโลหะที่หนาประมาณ 2 นิ้ว (51 ม. ม.) ที่เครื่องตัดที่ใช้มือตัด และที่กระแสต่ำระบบต้องการแรงดันเมื่อเปิดวงจรประมาณ 120-200 โวลต์ ในกรณีที่เป็นเครื่องเซาะร่องด้วยแล้งนั้นแรงดันจะจ่ายให้ชิ้นงานในขณะทำงานควรปรับได้ด้วยเพื่อเพิ่มความยืดหยุ่นให้รับกับชิ้นงานหลากหลายชนิด ผู้ผลิตเครื่องเชื่อมทั้งหลายนั้นส่วนใหญ่แล้วจะไม่ผลิตแหล่งจ่ายกำลังที่ใช้กับเครื่องเชื่อมมือเพราะเกิดปัญหาเรื่องความปลอดภัยมากจึงไม่คุ้มที่จะสร้าง ส่วนใหญ่จะสร้างแบบที่ใช้กับเครื่องอัตโนมัติ

กระแสเอ้าท์พุทจากแหล่งจ่ายกำลังเครื่องตัดพลาสมานั้นจะมีค่าประมาณที่7.0-100 แอมแปร์ ขึ้นอยู่กับชิ้นงานที่นำมาตัดว่าหนาขนาดไหน และความต้องการความเร็วในการตัดแค่ไหนถ้าชิ้นงานที่นำมาตัดหนาและเราต้องการความเร็วในการตัดเราจะต้องใช้กระแสที่สูงจากแหล่งจ่ายกำลังในการตัด เป็นต้น ในแหล่งจ่ายกำลังทั่วๆ ไปนั้นจะมีวงจรความถี่สูง (High Frequency Circuit) ที่ใช้ในการจุดพลาสมารวมอยู่ด้วย

1.3.7 การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสมา

ในการต่อใช้งานแบบส่งผ่านการอาร์คนั้นจะเกิดเมื่อมีการชนกันของแท่งอิเล็กทรอดกับชิ้นงาน โดยจะมีการกระตุ้นจากวงจรความถี่สูงเป็นตัวจุดพลาสมา จะปรากฏลำพลาสมามาพุ่งออกมาจากน็อนเซิล์น แหล่งจ่ายกำลังได้ถูกออกแบบเพื่อรักษาระดับกระแสต่ำให้คงที่ การแตกตัวของอะตอมแก๊สจากลำพลาสมาที่พุ่งผ่านมาจากน็อนเซิล์น

เนื่องน็อนเซิล์นที่ใช้นั้นเป็นตัวที่ปลดปล่อยอุณหภูมิที่สูงมาก(ประมาณ 18,000-25,000 °F หรือ 9,000-13,870 °C) ทำให้วัสดุที่นำมาใช้ทำนั้นสำคัญมากทำจากทองแดงชุบแข็ง น็อนเซิล์นที่นำมาใช้ ควรมีสัญลักษณ์ที่บ่งบอกขอบรอยต่อภายในน็อนเซิล์นอย่างชัดเจนระหว่างแก๊สและพลาสมา อีกอย่างหนึ่ง คือ อุณหภูมิที่สูงมากนั้นจะส่งผลให้เกิดการหลอมละลายหรือไอความร้อนขึ้นที่น็อนเซิล์นแทนที่จะส่งความร้อนทั้งหมดไปให้กับชิ้นงานทำให้อายุการใช้งานของน็อนเซิล์นสั้นลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3.8 การปรับแต่งเครื่องพลาสมา

หลายครั้งที่การปรับแต่งค่าตัวแปรต่างๆ ในระบบจะช่วยให้คุณภาพการตัดดีขึ้นอย่างเช่น เราต้องการตัดโลหะที่มีความหนา 3-38 ม.ม. นั้นการใช้แก๊สปกคลุมและน้ำผสมกับลำพลาสมาจะทำให้คุณภาพการตัดดีขึ้น

1.3.9 พลาสมาคู่(Dual flow Plasma cutting)

พลาสมาคู่นั้นเกิดจากการใช้หัวตัดที่มีช่องแก๊สทั้งสองชั้นนั่นเอง โดยจะประกอบด้วยช่องที่พลาสมาพุ่งออกมาและจะมีช่องแก๊สปกคลุมชั้นที่สองไหลปกคลุมรอบๆลำพลาสมาอีกทีหนึ่ง ซึ่งเป็นพลาสมาที่ใช้แก๊สไนโตรเจนเป็นเชื้อเพลิงและแก๊สปกคลุมสามารถเลือกตามแต่ละชนิดของชิ้นงานที่นำมาใช้ตัด สำหรับโลหะที่มีความละเอียดนั้นอาจใช้แก๊สคาร์บอนไดออกไซด์ หรืออากาศก็ได้ ผลที่ได้คือจะทำความเร็วในการตัดได้สูงแต่คุณภาพในการตัดไม่ดีเท่าที่ควร สำหรับงานบางอย่างแก๊สคาร์บอนไดออกไซด์นิยมใช้เป็นแก๊สปกคลุมเมื่อใช้สเตนเลสอาร์กอน-ไฮโดรเจน เป็นแก๊สผสมที่ใช้ในการตัดอะลูมิเนียม

1.3.10 เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้เครื่องปกคลุม

เทคนิคนี้จะคล้ายกับพลาสมาคู่เพียงแต่ใช้น้ำแทนที่แก๊สปกคลุมชั้นที่สองเท่านั้น แต่ปรากฏว่าอายุการใช้งานน็อนเซิล์นนั้นสูงขึ้นแต่การตัดนั้นงานที่ได้อาจไม่เป็นเหลี่ยมที่สวยงามและความเร็วต่ำลงกว่าพลาสมาที่มีการใช้แก๊สปกคลุมเล็กน้อย

1.3.11 เครื่องตัดพลาสมาที่มีน้ำอัดฉีด

การใช้เทคนิคนี้เราใช้หัวตัดที่มีช่องสมมาตรบริเวณปากท่อของน็อนเซิล์นฉีดน้ำออกมาใส่ลำพลาสมา โดยน้ำจะปกคลุมลำพลาสมาที่มีการเผาไหม้รุนแรง อันเกิดจากบรรยากาศโดยรอบ ชั้นนอกสุดของน็อนเซิล์นนั้น ทำจากเซรามิคเพื่อป้องกันการอาร์คซ้อน(Double arcing) การอาร์คซ้อนนั้นเกิดขึ้นได้จากการที่อาร์คจากอิเล็กทรอดกระโดดไปที่น็อนเซิล์นแล้วจึงไปที่ชิ้นงาน ซึ่งการเกิดเหตุการณ์ดังกล่าวนั้นเป็นสาเหตุทำให้เกิดน็อนเซิล์นเสียหายได้

การใช้น้ำร่วมกับพลาสมานั้นเสมือนเป็นการจำกัดพลาสมา ทำให้งานที่ได้มีความคมของรอยตัดสูงและความเร็วที่ได้ก็ดีกว่าเครื่องตัดพลาสมาธรรมดาทั่วๆไปเพราะน้ำที่ฉีดออกมาเป็นลักษณะของละอองที่มีความเย็นอยู่ทำให้คลองเลื่อยนั้นมีความคมของเหลี่ยมมุมมากกว่าปกติ เมื่อน้ำและแก๊สที่ไหลอยู่ในหัวตัดสัมผัสกันแก๊สภายในน็อนเซิล์นจะเกิดการหมุนวนออกมาจากปากท่อ และผสานกับละอองน้ำที่พ่นออกมาจะทำให้การตัดเกิดเหลี่ยมฉากบริเวณรอยต่อคลองเลื่อยได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดี กระบวนการลักษณะนี้จึงเหมาะกับงานที่ต้องการความคมสูง แต่สิ่งที่ควรคำนึงถึงอีกอย่างหนึ่ง คือการตัดนั้นหรือระดับของหัวตัดควรต้องทำมุมฉากกับชิ้นงานเสมอ

1.3.12 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสมา

การเลือกใช้แก๊สเชื้อเพลิงนั้นมีพื้นฐานอยู่ว่าเราใช้โลหะที่จะนำมาตัดเป็นชนิดใดความต้องการ คุณภาพ ความเรียบของผิวชิ้นงานที่ตัดแล้วมากแค่ไหน โดยทั่วไปโลหะที่ไม่มีแม่เหล็กผสมอยู่ แก๊สเชื้อเพลิงจะใช้ไนโตรเจนหรือไนโตรเจน-ไฮโดรเจนหรืออาร์กอน-ไฮโดรเจนผสมกัน ในส่วนของการตัดไททาเนียมหรือเซอร์โคเนียมนั้น จะใช้อาร์กอนบริสุทธิ์เป็นแก๊สเชื้อเพลิง เพราะโลหะเหล่านั้นมีความไวอย่างมากต่อปฏิกิริยาแตกตัวของแก๊สโดยเฉพาะอย่างยิ่งแล้วเมื่อใช้ไฮโดรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิง

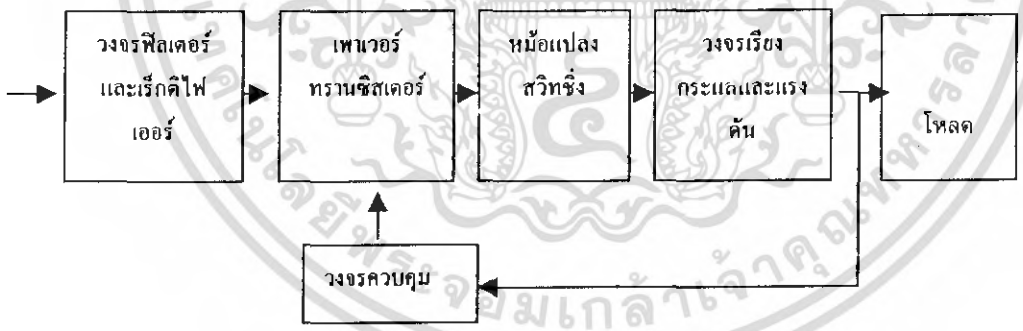
โลหะที่ผสมคาร์บอนจะใช้อากาศในการอัดตัว(ไนโตรเจน 80% กับออกซิเจน 20%) หรือไนโตรเจนบริสุทธิ์ ไนโตรเจนควรใช้กับหัวตัดที่มีระบบน้ำอัดฉีดในการตัดโลหะที่ไม่มีเหล็กปนอยู่นั้น บางครั้งเราใช้วิธีพลาสมาคู่ก็ได้โดยใช้ไนโตรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิงและคาร์บอนไดออกไซด์เป็นแก๊สปกคลุมหรือเพื่อที่จะให้คุณภาพที่ดียิ่งขึ้น ควรใช้อาร์กอน-ไฮโดรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิงและไนโตรเจนเป็นแก๊สปกคลุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสวิทซ์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนมากนัก ซึ่งจะมีองค์ประกอบ พื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานเกี่ยวกันเป็นลำดับดังนี้

แรงดันไฟสลับ220โวลต์จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงโดยเพาเวอร์มอสเฟท, ทรานซิสเตอร์หรือไอจีบีที จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสนับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจรในส่วนอินพุทและเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์และวงจรกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะสมกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณา ดังนี้

2.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก : I(fsm)

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{Vp}{(Rs+ERS)}$$

เมื่อ VP คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

RS คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก I(fsm)ประมาณ 20-30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากมากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ RS แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

2.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง : I (fsm)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุต้องมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาค่าได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

2.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง : I(fm)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงานการพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรเผื่อค่ากระแสสูงสุด I(fm) ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณไว้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1.4 อัตราแรงดันไบอัสกลับสูงสุด : V(rrm)

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลท์ ดังนั้นอัตราการทนแรงดันไบอัสกลับของไดโอด ควรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบอัสกลับให้มีค่ามากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดการทรานเซียนส์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้นี้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

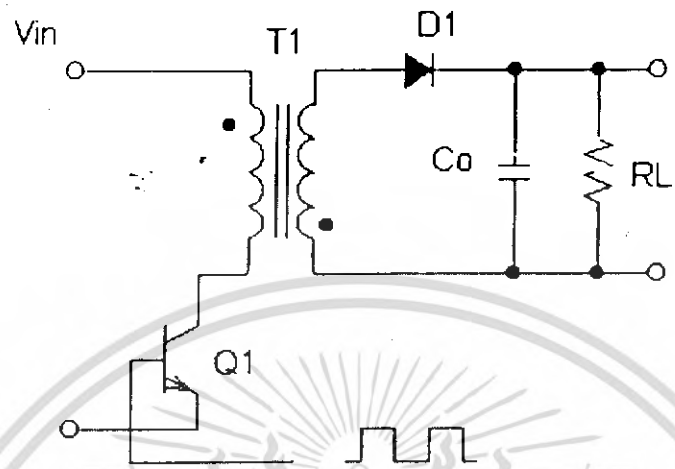
2.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS : Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะต้องเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุขนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

2.1.2.2 แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสยอมให้มีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรกรองกระแส

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส C สามารถคำนวณได้จาก

เมื่อ Ie คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

ρt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

$\rho V_{ripplre}$ คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

2.1.2.3 ช่วงเวลาโฮลด์อัพ (Hold Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัพเป็นช่วงเวลาที่วงจรสวิตชิ่งยังสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตชิ่งนี้มีค่าเวลาโฮลด์อัพตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

2.1.2.4 อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

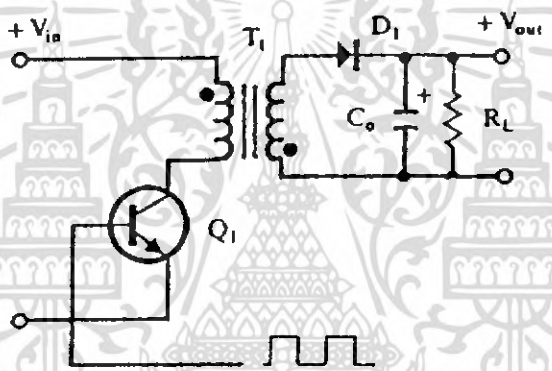
ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุทมีค่าอยู่ในช่วง 187-264 โวลต์ ควรมีค่าอัตราการทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายในโดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดี-ข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



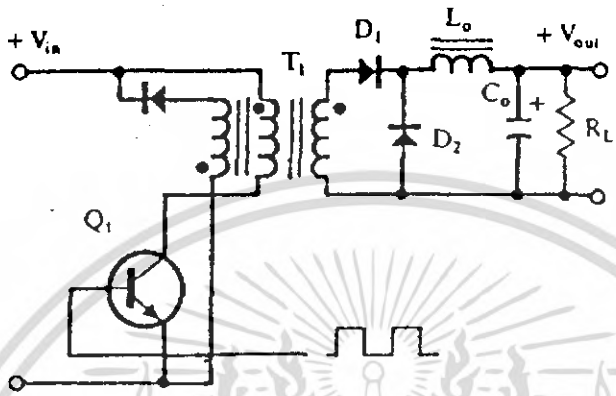
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัส กลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนักโดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

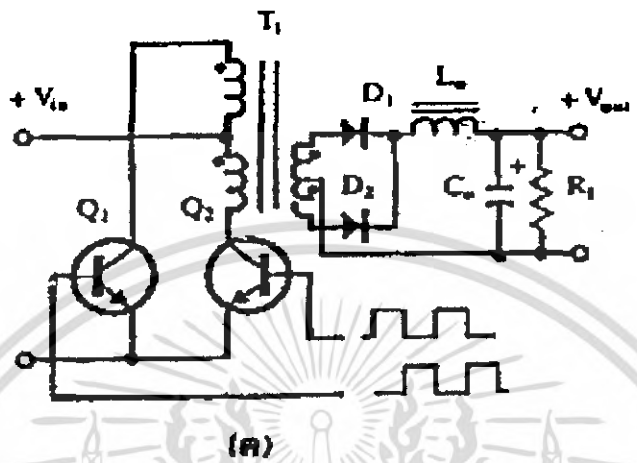


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอร์เวอร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่าอย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

62895
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์



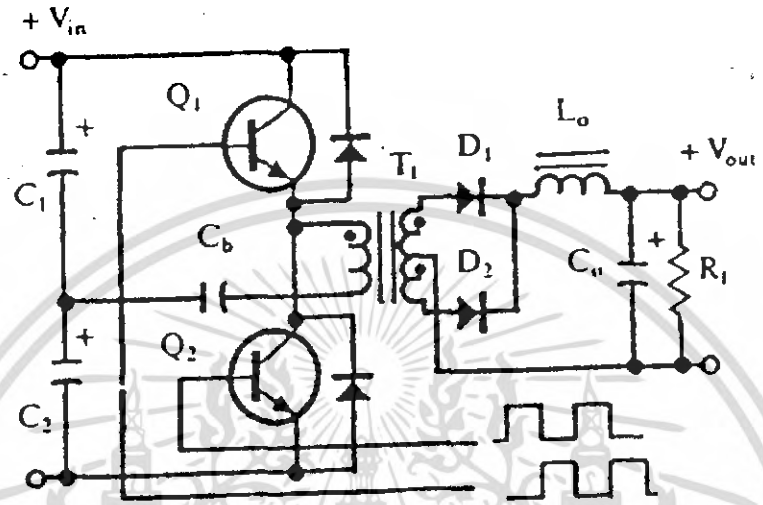
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช - พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



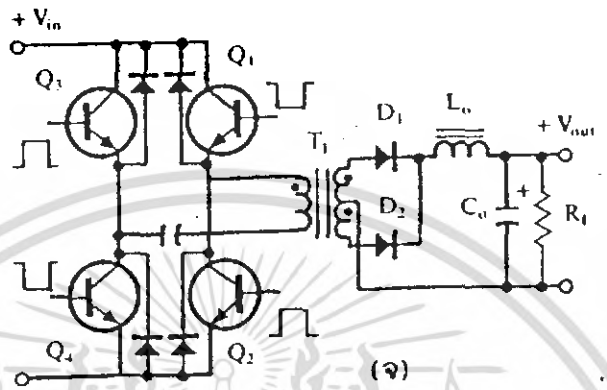
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

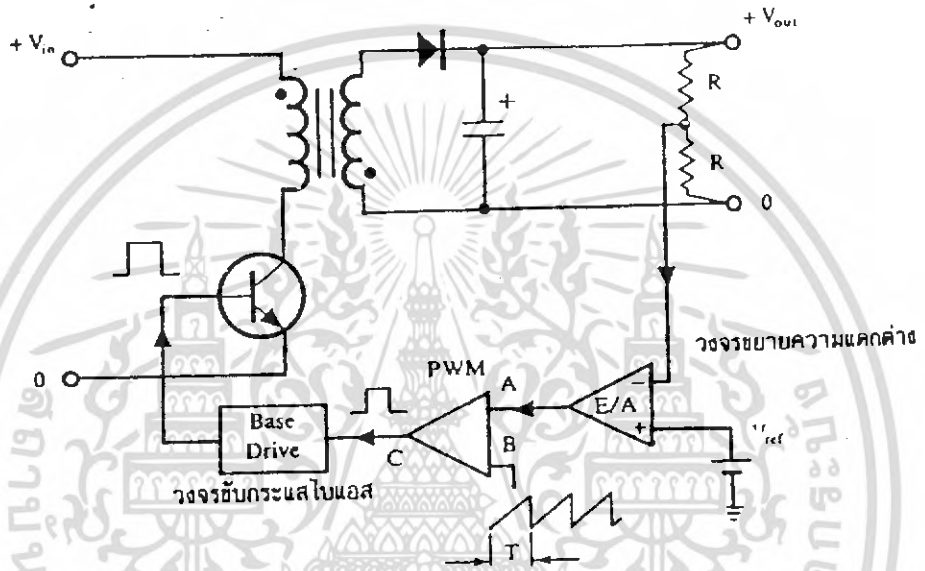
2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอรดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลซ์วิดธ์มอดูเลชั่นเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลซ์วิดท์มอดูเลชั่น เพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

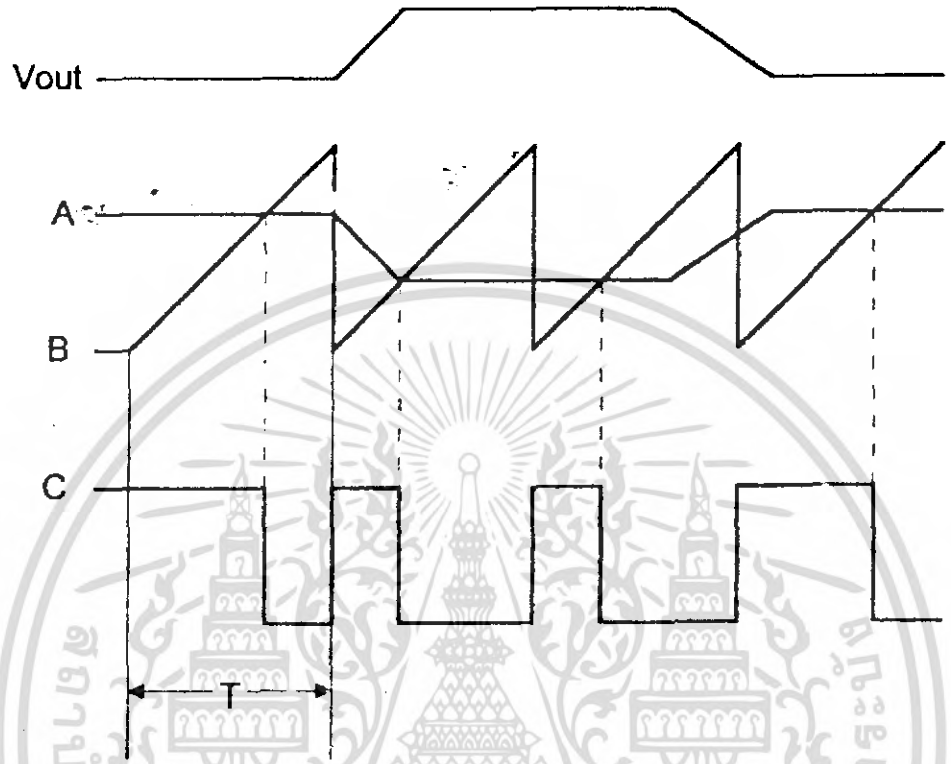
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจาพัลซ์วิดท์มอดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลซ์วิดท์มอดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลซ์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลซ์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลซ์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



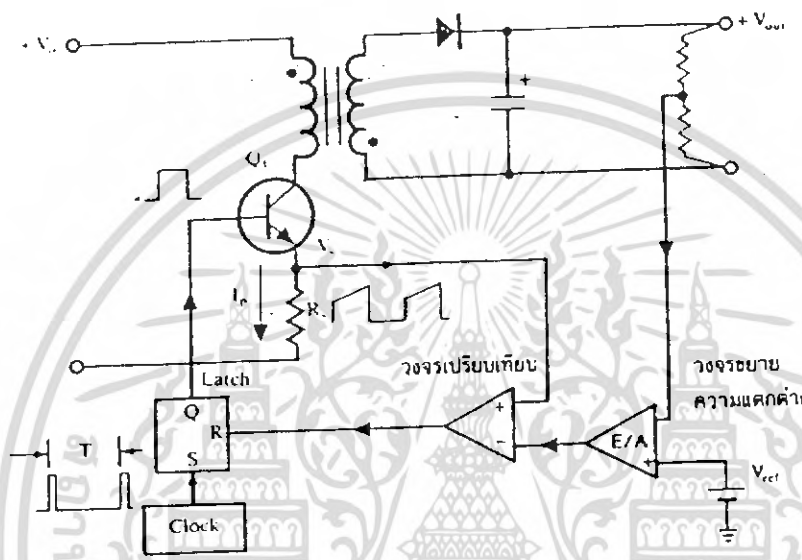
รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ติ้ง ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลซ์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลซ์วิดท์มอดูเลชั่นจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลซ์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลซ์วิดท์มอดูเลชั่นจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เดอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 2.10 การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ติ้ง ของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง Vref วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน Rs ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน Vs ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน Rs ด้วย

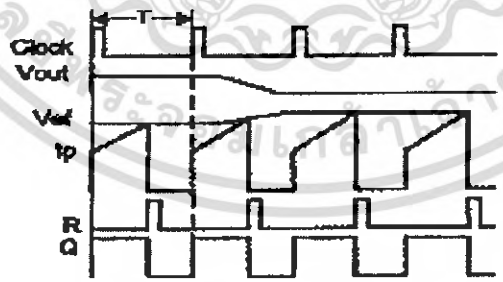
แรงดันดกคร่อม Rs ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง Vref โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ Vs เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง Vref เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน Vs ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน Rs นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง Vref ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน Vs มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต

2. สามารถป้องกันกระแสโหลดเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลซ์ต่อพัลซ์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชั่นที่ดีมาก

4. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉื่อยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

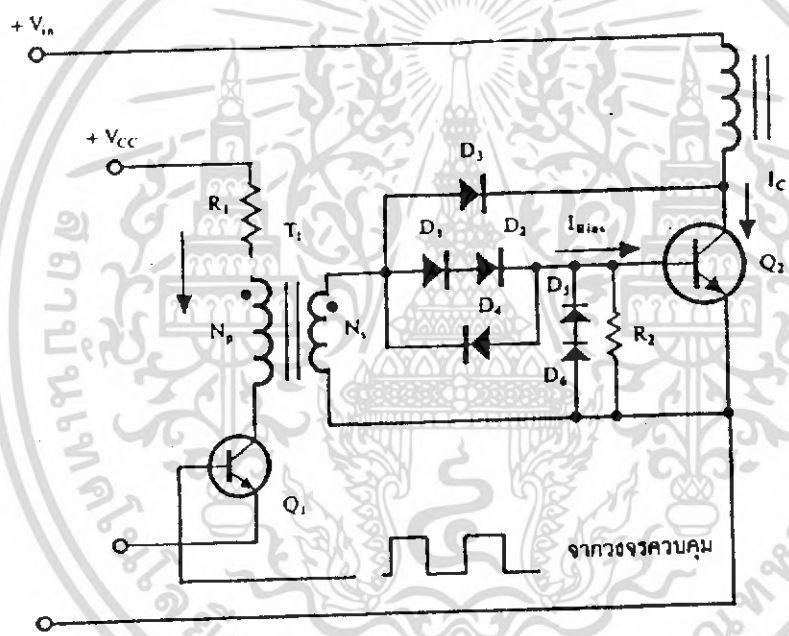
ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสจะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบอัสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ (Fixed BaseDrive)และวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแสในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงาร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12

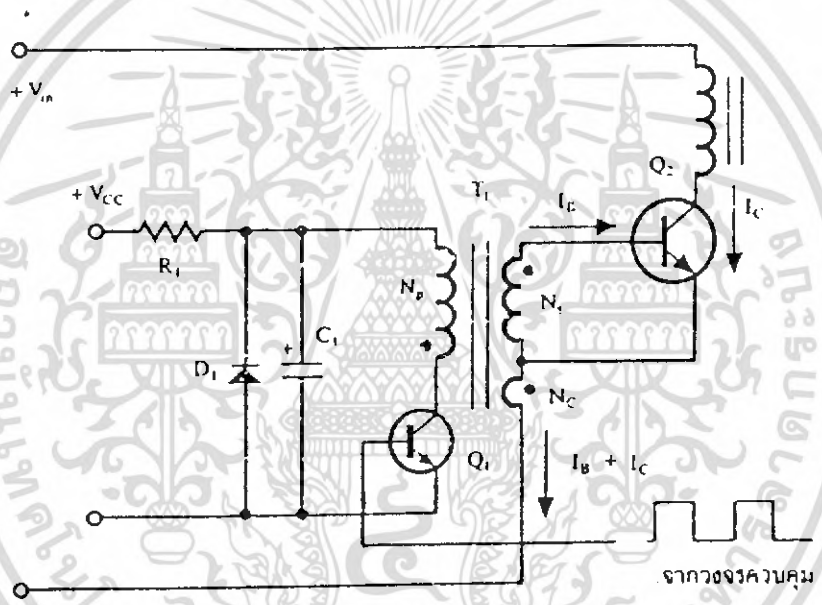


รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1.2 วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้ จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีแรงดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุด ขณะนำกระแสจากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็ว แตกต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่มีการป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

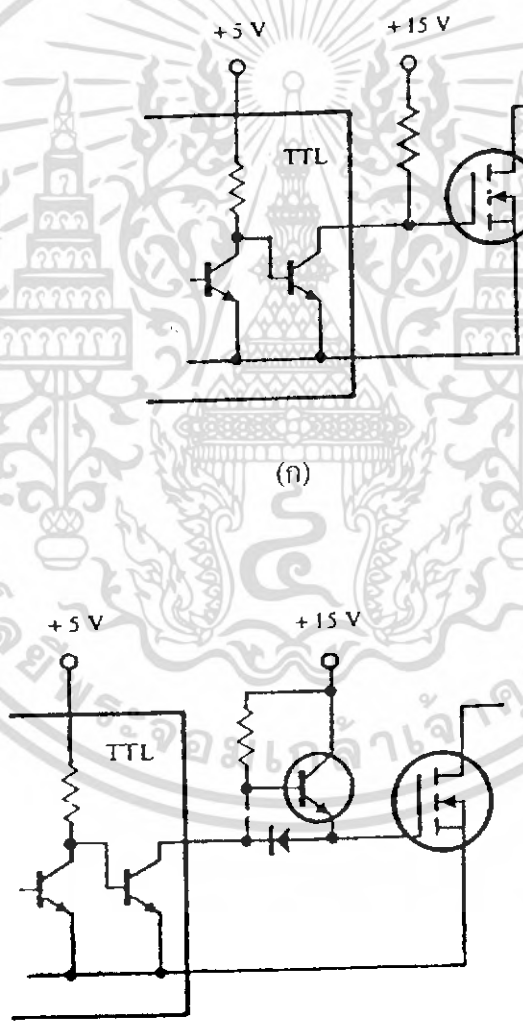
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟท

การขับเพาเวอร์มอสเฟทให้นำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟทจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกทและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟท ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาต์พุต ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟท และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟทเป็นไปอย่างรวดเร็ว

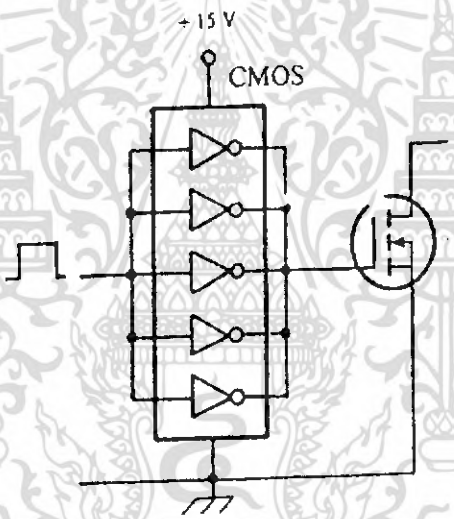


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.14 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็คเตอร์เปิด การต่อพูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟทให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟทเป็นไปได้เร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.14 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟทดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกทเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น



รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วยไอซี CMOS

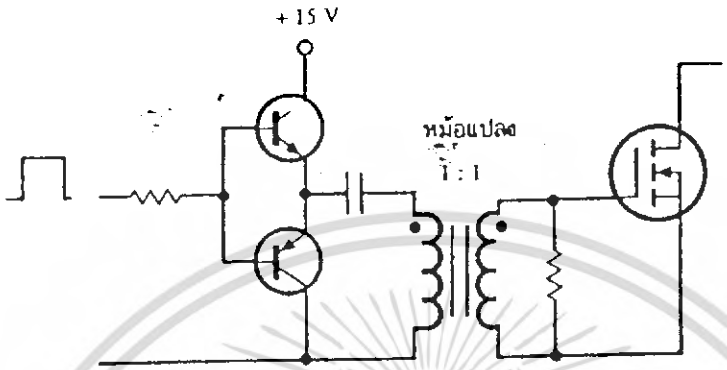
2.4.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟทสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นมอสเฟทต่อกันในลักษณะคอมพลีเมนตารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟท

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟทที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกท และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟทเป็นไปได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วบนและด้วล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟทมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลซ์เข้ากับขาเกทและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟทได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟทด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.16

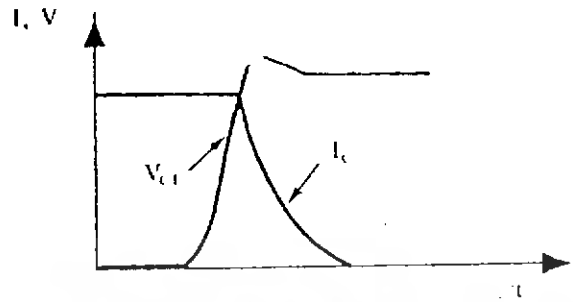
2.5 วงจรสนับเบอร์

วงจรสนับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสนับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสนับเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวด้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่าวงจร RCD สนับเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.5.1 วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

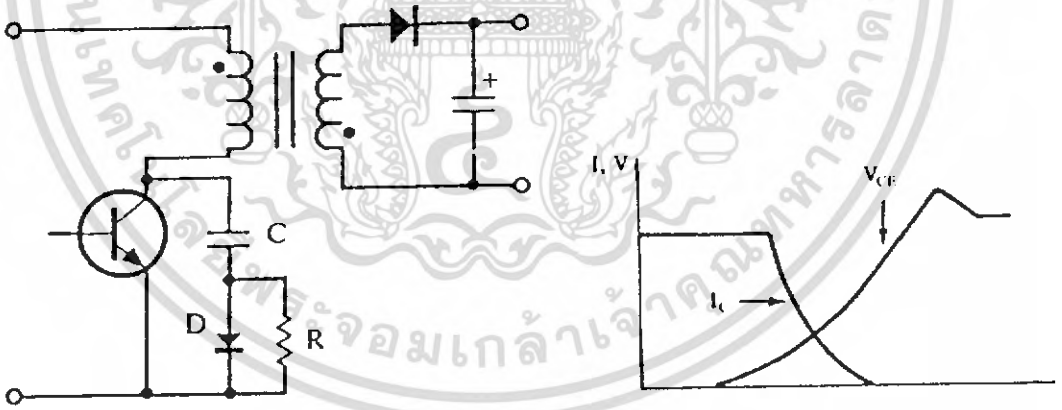
ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานเกิดขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแสก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสนั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้ สามารถที่จะทำได้โดยการต่อวงจรสนับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสนับเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสนับเบอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสนับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

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

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

$$R1 = \frac{t_{on(min)}}{2 \times 3 \times C_1} \tag{2.4}$$

เมื่อ Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

Vin คือ ค่าแรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์

ton คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

toff คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

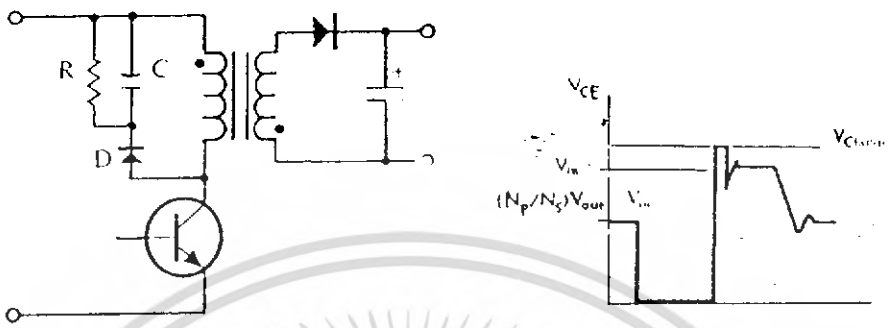
$$P_d = \frac{C_1(2V_{in})^2}{2T} \tag{2.5}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.5.2 วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ส่วนใหญ่มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสนับเบอร์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

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

วงจรสนับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝง อันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_e^2 = \frac{1}{2}LiI_p^2 \qquad (2.6)$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน Vceo-Vclamp ดังนั้น

$$C = \frac{LiI_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \qquad (2.7)$$

เมื่อ Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ip คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

Vceo คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

Vclamp คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ค่าของตัวต้านทาน R หาได้

$$R = \frac{t_{off\,(min)}}{2 \times 3 \times C} \qquad (2.8)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{\left[\left(\frac{1}{2}\right) L I_p^{\,2}\right]}{T} \qquad (2.9)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอรี่และอุลตร้าฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอน ไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตร้าฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบอัส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 ชอตต์กี้ไดโอด

ชอตต์กี้ไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รัพคัพเวอรี่และอุลตร้าฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด ชอตต์กี้ไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของชอตต์กี้ไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าชอตต์กี้ไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ชอตต์กี้ไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ชอตต์กี้ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดมีค่าน้อยและมีกระแสรั่วไหลสูงยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

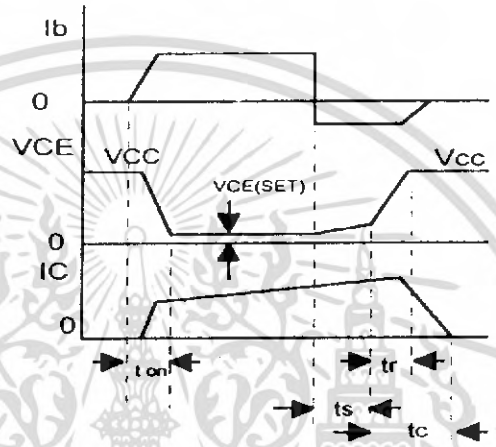
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมัน เมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแสรวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน(Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิ่มตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแสไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอีมิตเตอร์ (Vce) จะยังมีค่าเท่ากับ Vcc และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ ton เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น Vce(sat) ดังรูปด้านล่าง กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา ton นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา ton นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบอัสและป้อนกระแสไบอัสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อหยุดการนำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา ts ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา ts นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา ts นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบอัสอยู่



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา tr (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ tf (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา tr และ tf จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา tr+tf จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสนั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5V_{cc}I_{pk}tc}{T} \qquad (2.10)$$

เมื่อ Pd(sw) คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

Vcc คือ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส

Ipk คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

tc คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส

T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟท

เพาเวอร์มอสเฟท สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิรตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิรตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟทนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟทให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลซ์วิดมอดูเลชั่น โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟทที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุชพูลหรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟท

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟทขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟทจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟทจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟทจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

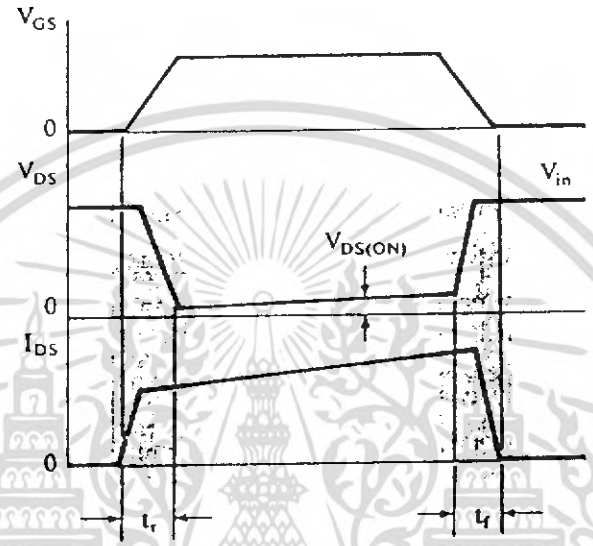
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟทจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟทมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิรตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟทมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟทขณะทำงาน Pd จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \qquad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} \times Vin.tr}{T} \quad (2.12)$$

$$P_{sw(OFF)} = \frac{0.5 I_{pk(off)} \times Vin.tr}{T} \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟทเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน

$$P_C = I^2_{Drms} \times R_{Dson}(Tj) \quad (2.14)$$

เมื่อ P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟท

$Psw_{(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

$Psw_{(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟท

$Ipk_{(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms Rdson (Tj) คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอสที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟท

t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟท

t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟท

2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟท

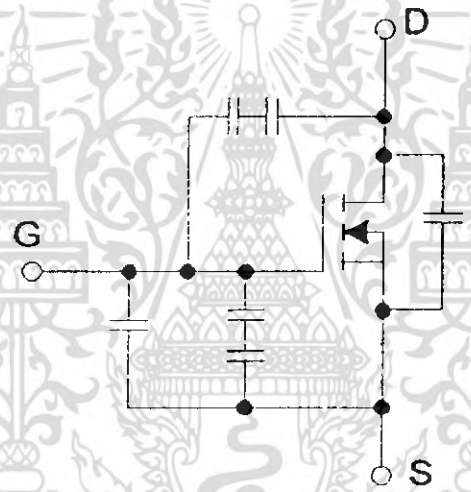
การขับเพาเวอร์มอสเฟทให้นำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบอัสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟทจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกทและซอสมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟทให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.6.4.๖ ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟทจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 2.22



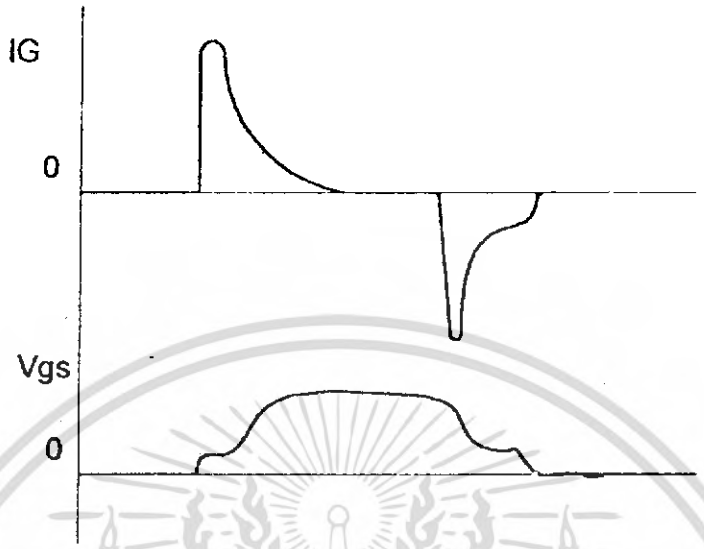
รูปที่ 2.22 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟท

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟทต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกท Vgs มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟทจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟทจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกท Vgs มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟทจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกทจึงมีลักษณะดังในรูป

โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟทนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.23 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกทขณะเพาเวอร์มอสเฟทถูกไบอัสให้นำกระแส

2.6.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟท

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟทการเกิดเซคคันดารี่เบรคดาวน์เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟทจึงมีพิกัดความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟทไม่เกิดเซคคั่นดารี่เบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟทนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้ คือ

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

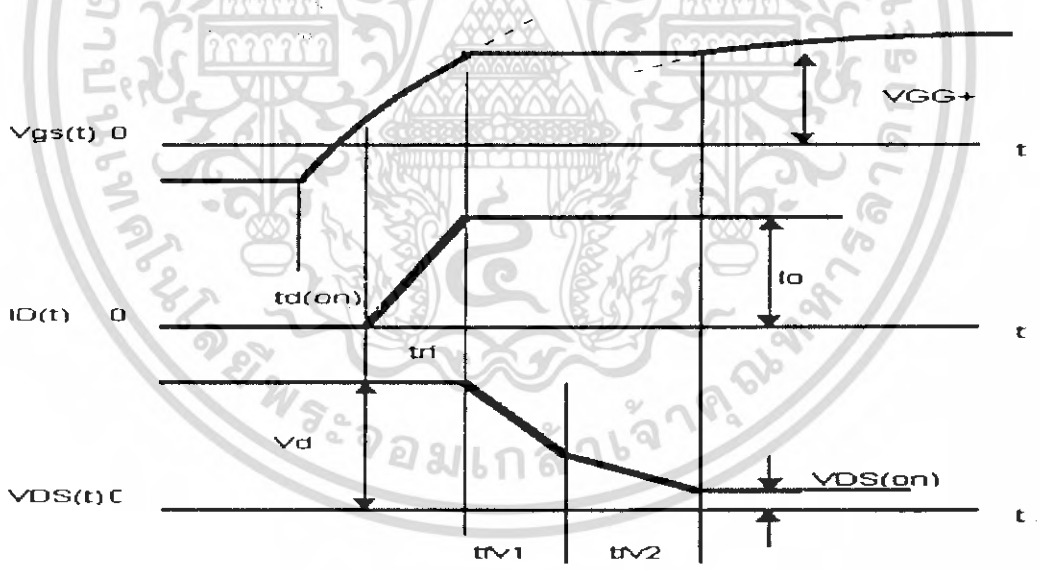
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.5 ไอจีบีที

ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor) เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า Conduction ต่ำเวลาในการสวิตซ์ชิ่งช้า และมีศักดาพังทลายกำลังมีค่าต่ำ V_{BO}สูงและสามารถเกิดศักดาพังทลายครั้งที่ 2 ได้ เมื่ออุปกรณ์มีอุณหภูมิสูง สำหรับมอสเฟทกำลังจะมีค่า Conduction สูงซึ่งขึ้นกับค่าของ (RDS)เวลาในการสวิทซ์ชิ่งเร็ว แต่มีศักดาพังทลาย V_{BO}ต่ำ ดังนั้น IGBT กำลังจึงพัฒนาข้อดีของ BJT+MOSFET รวมกันเป็นอุปกรณ์ขึ้น สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้า ID, VDS จะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่ใช้ศักดาไบอัส Vgs โดยอุปกรณ์เริ่มทำงานเมื่อ Vgs > VT

$$VDS(on)=V_{j1}+V_{drift}+I_D R_{channe}$$

คุณสมบัติสวิทซ์ชิ่งในวงจร Stepdown Converter จะเป็นดังรูปข้างล่างนี้

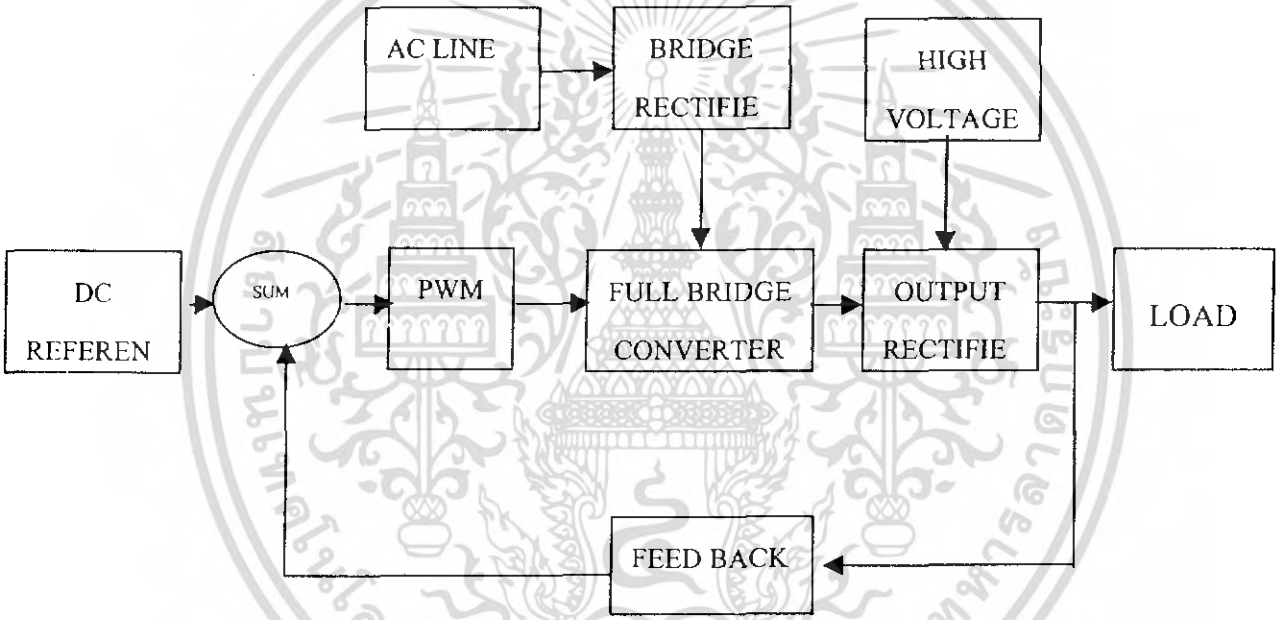


รูปที่ 2.24 แสดงลักษณะขณะแรงดัน และกระแสในสภาวะ Turn on ของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
หลักการทำงานและการออกแบบวงจร

ส่วนประกอบของภาคสวิทช์ชิ่งกำลังในเครื่อง Plasma Cutting มีอยู่ 3 ส่วนหลัก คือส่วนที่เป็น Pulsewidth modulation, Converter และ high voltage



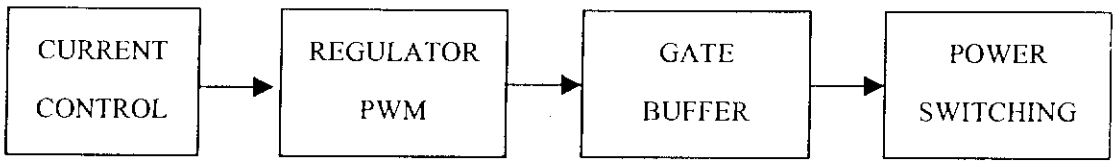
รูปที่ 3.1 BLOCK DIAGRAM ของเครื่อง SWITCHING POWER SUPPLY

3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

ส่วนที่เป็นวงจรควบคุมจะประกอบด้วยวงจรป้อนกลับโดยการเปรียบเทียบแรงดันและกระแสจากทางด้านเอ้าท์พุท ส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG 3525 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของพัลซ์ แล้วผ่านวงจรขับไปยัง INVERTER ต่อไปซึ่งมีรายละเอียดการทำงานดังรูปที่ 3.2

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิทช์ของเพาเวอร์มอสเฟท สามารถแบ่งได้เป็นส่วนต่างๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



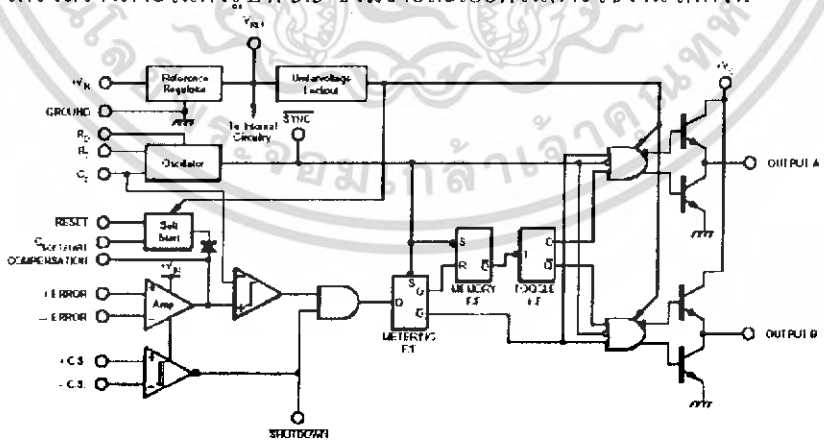
รูปที่ 3.2 แสดง BLOCK DIAGRAM ของภาคควบคุม PWM

3.1.1 การควบคุมกระแส

ชุดควบคุมกระแสเป็นชุดที่รับค่าจากตัวตรวจจับมาเป็นตัวจำกัดกระแสชุดควบคุมชุดนี้ประกอบด้วยCOMPATORซึ่งหลักการของCOMPATORคือจะมีการตั้ง VOLTAGE REFERANCE ไว้ แล้วอีกขาหนึ่งเป็นขาอินพุทคือรับค่ามาเปรียบเทียบกับขา REFERANCE ในที่นี้คือได้ค่า VOLTAGE REFERANCE ไว้ค่าๆ หนึ่งแล้ว ถ้าอินพุทที่เข้ามามีค่ามากกว่าก็จะทำให้ชุดนี้ทำงานแล้วรับค่า COMPARATOR ไปป้อนให้กับชุด PWM ค่านี้จะเป็นค่าคงที่คือเป็น VOLTAGE คงที่ มีค่าประมาณ 5 V

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลซ์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลซ์ สามารถจะทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี SG3526

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขาอินเวอร์ติ้ง และ นอนอินเวอร์ติ้ง ของวงจรขยายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะ

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ หรือนำไปหาประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งไปยังวงจรพัลซ์วิดธ์มอดดูเลชั่นเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลซ์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูปโดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราการขยายให้กับวงจรขยายความผิดพลาดโดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอสเฟท เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต พื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัดดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัดดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกหลังจากทำการชัดดาวน์

ขา 6 ,7 เป็นขา Current Sense ทำหน้าที่รับกระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแส เอาท์พุท ด้วยวงจรเปรียบเทียบความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น วงจรเปรียบเทียบก็จะส่ง เอาท์พุทไปชัดดาวน์ทันที เพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสั่งชัดดาวนจากวงจรภายนอกโดยการป้อนลอจิก " 0 "

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ RT เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายในให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ท

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ Ct ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

ขา 13, 16 เป็นขาเอาท์พุทพัลซ์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลซ์ที่ออกจากเอ้าท์พุททั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลซ์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาท์พุทภายในทีใช้ มอสเฟท ต่อกันแบบคอมพลีเมนตารี่ สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

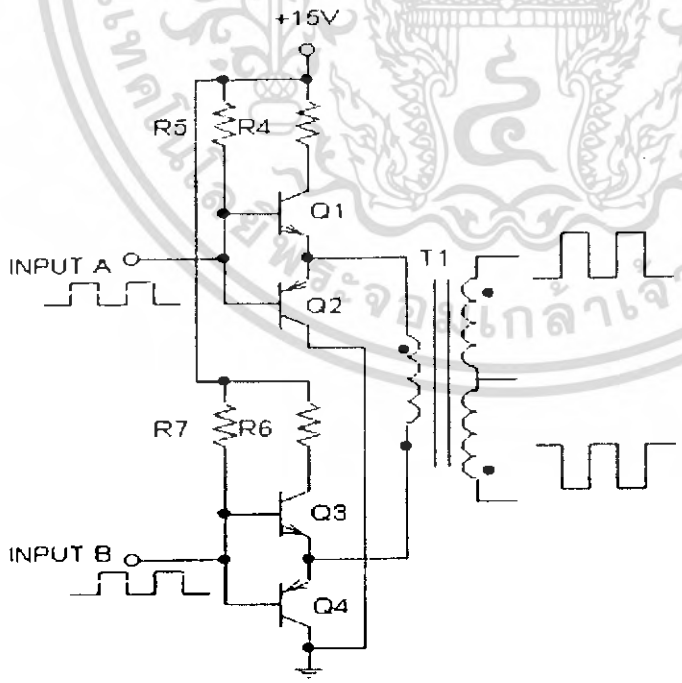
ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซีโดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอ้าท์พุทของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอก เพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกันโดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

3.1.3 วงจรขับ

วงจรขับประกอบด้วยมอสเฟทเอ็น-เชนแนล และ พี-เชนแนลต่อกันแบบคอมพลีเมนตารี่จำนวนสอง โดยเอาท์พุตของวงจรคอมพลีเมนตารี่ทั้งสองนั้น จะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตชิ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟทต่อไป

ในการทำงานในภาคนี้จะใช้ตัวทรานซิสเตอร์ต่อแบบคอมพลีเม้นตารี่จำนวน 2 ชุด เมื่อป้อนสัญญาณพัลซ์ในช่วงบวกและลบให้กับหม้อแปลงคับปลิ้งเพื่อส่งผ่านพลังงานไปขับ MOSFET ในวงจร CONVERTER ต่อไป และเพื่อแยกกราวด์กับวงจรในส่วนของการคอนโทรลด้วย ซึ่งมีความปลอดภัยขึ้นเมื่อมีความเสียหายในวงจรภาค POWER SWITCHING



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับสัญญาณให้กับขาเกตของ POWER MOSFET

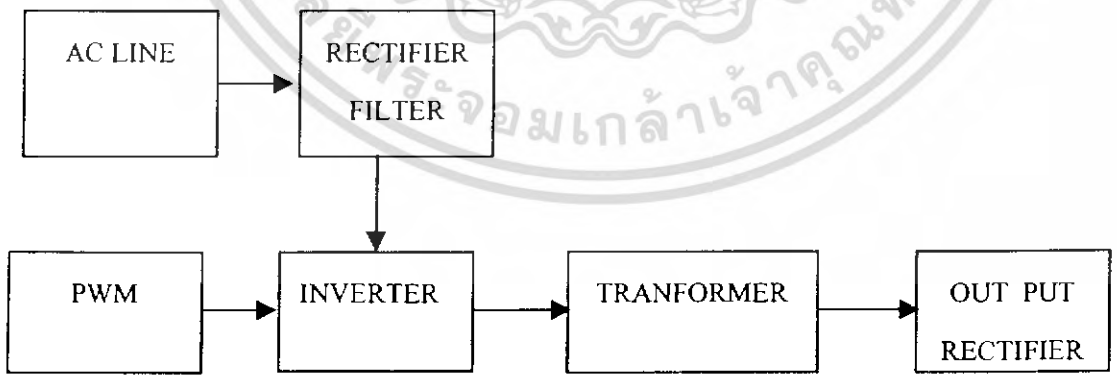
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการทำงานนั้นอธิบายได้ดังนี้ Out put จาก IC SG3526 ขา 13 และ 16 นั้นจะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา ดังนั้นการทำงานจากรูปที่ 3.4 เป็นดังนี้

เมื่อ Q1และ Q4 นำกระแสจะทำให้เกิดพัลซ์บวกไหลผ่านขดลวดทาง primary ในทางตรงกันข้ามเมื่อ Q2 และ Q3 นำกระแสจะทำให้เกิดพัลซ์ไหลผ่านขดลวดทาง primary แทน และจากนั้นทางขด Secondary จะทำการขยายเป็น 2 ชุด และกลับเฟสกันอยู่เพื่อให้ MOS ทั้ง 2 ตัวนั้นทำงานไม่พร้อมกัน และส่วนที่เป็น POWER SWITCHING จะประกอบด้วยส่วนที่เป็นวงจรเรียงกระแสทางด้านอินพุทและวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ BRIDGE INVERTER

3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิ่ง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิร์ท ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูงโดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ท มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลซ์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟทสวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์ พัลซ์ที่ได้จากการสวิตช์นี้ ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาท์พุทความถี่สูงของขดลวดปฐมภูมิ เมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปยังขดลวดทุติยภูมิและทำการเรียงกระแส กรองกระแสแล้ว ก็จะได้เอาท์พุทเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ โดยมีรายระเอียดของวงจรดังนี้



รูปที่ 3.5 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจรส่วน CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นแบบฟลูบริดจ์เรกติไฟเออร์โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณซายน์เวฟที่มีค่าความถี่ซีกบนหรือซีกล่างเป็นสองเท่า เมื่อเทียบกับสัญญาณซีกบนหรือซีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันริปเปิ้ลมีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกันที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้นั้นอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นที่ต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆ กันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่3.4และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริงจึงจำเป็นที่ต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่า ๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลงได้มิเช่นนั้นกระแสที่เอาท์พุทจะไม่ต่อเนื่อง ในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูง เราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆหรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายากการขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องมาจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟท โดยเพาเวอร์มอสเฟท ชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟทจะเป็นไปตามพัลซ์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมซึ่งผ่านหม้อแปลงขับโดยพัลซ์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกันกับพัลซ์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลซ์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟท มีค่าสูงมากเกินกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟท จะเกิดการอิ่มตัวโดยวงจรดังกล่าวประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลซ์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรกดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟท คือ ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขณะเพาเวอร์มอสเฟทเริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อ-แปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟท หยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้นเมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว เพาเวอร์มอสเฟทสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอร์รี่ ซึ่งต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟทตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงดังนั้นไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัวเพาเวอร์มอสเฟท

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการแรงดันเอ้าท์พุท 250 โวลต์ และกระแสเอ้าท์พุท 10 A โดยใช้แกนเฟอร์ไรท์ที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.9 ตารางเซนติเมตร ซึ่งในการใช้งานที่อุณหภูมิปกติจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวประมาณ 2400 เกาส์ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิหาได้จากสมการ

$$NP=(Vp\times10^{8})/KfB_{max}A_e$$

เมื่อ Np คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)

Vp คือแรงดันสูงสุดที่ขด primary

K คือค่าคงที่ (สำหรับพัลซ์ใช้ค่า =4)

F คือค่าความถี่ในการใช้งาน

B_{max} คือค่าความหนาแน่นฟลั๊กแม่เหล็กไฟฟ้า

A_e คือขนาดของแกนหม้อแปลง

$$NP = (311*10^{8}) / (4*25*10^{3}*(2.9)^{2}*2350)$$

$$=15.74$$

$$= 16 \text{ รอบ}$$

เราก็จะได้จำนวนขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 16 รอบ

เราสามารถหาจำนวนขดลวดทุติยภูมิได้ดังนี้

$$NP/NS = Vin/Vout$$

$$NS = (250/311)\times16$$

$$= 12.86$$

$$= 13 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

AWG	Dimeter Over Insuration (inch)		Nominal Circular Mil area	Resistance Per 1000 Ft	Current capacity In milliampares Bases on 1000 c.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	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.130	1024	20

3.2.4 วงจรแรงดันสูง

วงจรแรงดันสูงเป็นวงจรที่ใช้ในการกระตุ้นให้เกิดลำพลาสมา โดยวงจรที่ใช้จะเป็นวงจรที่ใช้อุปกรณ์ Silicon rectifier (SCR) และใช้การเพิ่มแรงดันทางเอ้าท์พุทโดยการพันหม้อแปลงแบบ Step up และนำไปใช้งาน

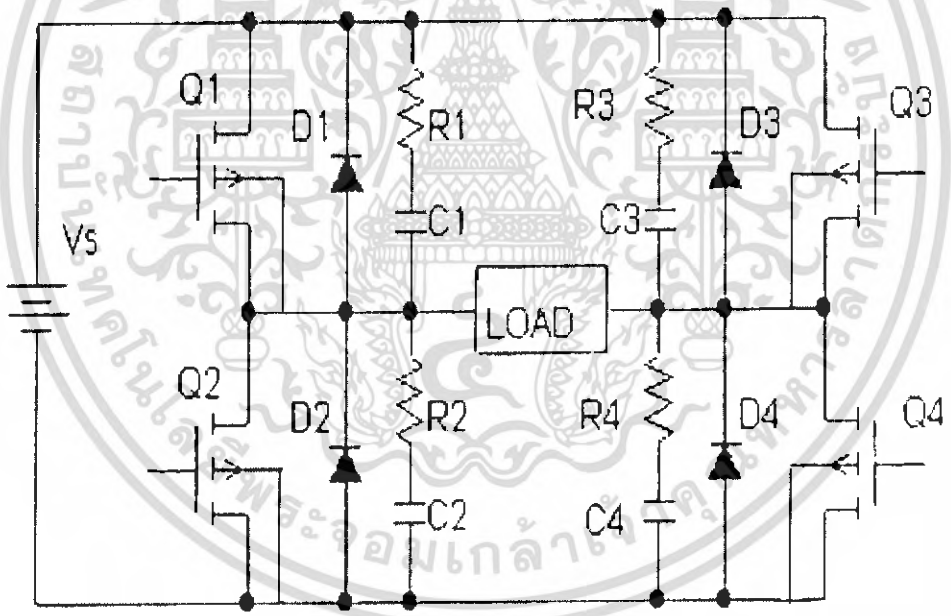
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.5 วงจรควบคุมการจุด / ดับพลาสมา

เนื่องจากการเกิดพลาสมาและการดับของพลาสมานั้น จะต้องควบคุมจากสวิทช์ที่หัวตัดเพียงสวิทช์เดียวการออกแบบเพื่อรองรับเงื่อนไขดังกล่าวจึงได้นำรีเลย์สวิทช์มาใช้ในการประกอบเป็นวงจรตัดต่อวงจรแรงดันสูงและการดับของพลาสมาก็ใช้รีเลย์สวิทช์ควบคุมสัญญาณ Logic ของขา Reset ของ SG3525

3.3 วงจรสนับเบอร์

วงจรสนับเบอร์เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในขณะที่ทำงานปกติ วงจรสนับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสนับเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สนับเบอร์ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจร INVERTER ที่มีส่วนของ RCD สนับเบอร์

ในวงจรนี้เราจะพูดแต่วงจรสนับเบอร์ที่เป็นส่วนประกอบอยู่ในวงจรอินเวอร์เดอร์ ไดโอดจะทำงานเป็นคู่ คือคู่ของD1กับ D4 และ D2 กับ D3 เมื่อไดโอดชุดใดทำงานอีกชุดก็จะหยุดทำงาน ถ้า Q1 และ Q4 หยุดนำกระแส LOAD ก็ยังไหลอย่างต่อเนื่องผ่านทาง D3 และ D4 จน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage V_{CC} = 5.0 V to 30 V (26 V for LM2902, V), V_{ICR} = 0 V to V_{CC} −1.7 V, V_O = 1.4 V, R_S = 0 Ω	V_{IO}																mV
T_A = 25°C		–	2.0	5.0	–	2.0	3.0	–	2.0	7.0	–	2.0	7.0	–	2.0	7.0	
T_A = T_{high} (Note 2)		–	–	7.0	–	–	5.0	–	–	9.0	–	–	10	–	–	13	
T_A = T_{low} (Note 2)		–	–	7.0	–	–	5.0	–	–	9.0	–	–	10	–	–	10	
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage T_A = T_{high} to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	–	7.0	–	–	7.0	30	–	7.0	–	–	7.0	–	–	7.0	–	μV/°C
Input Offset Current T_A = T_{high} to T_{low} (Note 2)	I_{IO}	– –	3.0 –	30 100	– –	5.0 –	30 75	– –	5.0 –	50 150	– –	5.0 –	50 200	– –	5.0 –	50 200	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current T_A = T_{high} to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	–	10	–	–	10	300	–	10	–	–	10	–	–	10	–	pA/°C
Input Bias Current T_A = T_{high} to T_{low} (Note 2)	I_{IB}	– –	−90 –	−150 −300	– –	−45 –	−100 −200	– –	−90 –	−250 −500	– –	−90 –	−250 −500	– –	−90 –	−250 −500	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) V_{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V)	V_{ICR}																V
T_A = +25°C		0	–	28.3	0	–	28.3	0	–	28.3	0	–	24.3	0	–	24.3	
T_A = T_{high} to T_{low} (Note 2)		0	–	28	0	–	28	0	–	28	0	–	24	0	–	24	
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain R_L = 2.0 kΩ, V_{CC} = 15 V, for Large V_O Swing	A_{VOL}	50	100	–	25	100	–	25	100	–	25	100	–	25	100	–	V/mV
T_A = T_{high} to T_{low} (Note 2)		25	–	–	15	–	–	15	–	–	15	–	–	15	–	–	
Channel Separation 10 kHz ≤ f ≤ 20 kHz, Input Referenced	CS	–	−120	–	–	−120	–	–	−120	–	–	−120	–	–	−120	–	dB
Common Mode Rejection, R_S ≤ 10 kΩ	CMR	70	85	–	65	70	–	65	70	–	50	70	–	50	70	–	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	–	65	100	–	65	100	–	50	100	–	50	100	–	dB

2. LM224: T_{low} = −25°C, T_{high} = +85°C
   LM324/LM324A: T_{low} = 0°C, T_{high} = +70°C
   LM2902: T_{low} = −40°C, T_{high} = +105°C
   LM2902V & NCV2902: T_{low} = −40°C, T_{high} = +125°C
   NCV2902 is qualified for automotive use.
3. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is V_{CC} −1.7 V.
4. Guaranteed by design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage–High Limit (T_A = T_{high} to T_{low}) (Note 5)	V_{OH}																V
V_{CC} = 5.0 V, R_L = 2.0 kΩ, T_A = 25°C		3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	
V_{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), R_L = 2.0 kΩ		26	–	–	26	–	–	26	–	–	22	–	–	22	–	–	
V_{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), R_L = 10 kΩ		27	28	–	27	28	–	27	28	–	23	24	–	23	24	–	
Output Voltage – Low Limit, V_{CC} = 5.0 V, R_L = 10 kΩ, T_A = T_{high} to T_{low} (Note 5)	V_{OL}	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	100	–	5.0	100	mV
Output Source Current (V_{ID} = +1.0 V, V_{CC} = 15 V)	I_{O+}																mA
T_A = 25°C		20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	
T_A = T_{high} to T_{low} (Note 5)		10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	
Output Sink Current (V_{ID} = –1.0 V, V_{CC} = 15 V)	I_{O-}																mA
T_A = 25°C		10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	
T_A = T_{high} to T_{low} (Note 5)		5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	
(V_{ID} = –1.0 V, V_O = 200 mV, T_A = 25°C)		12	50	–	12	50	–	12	50	–	–	–	–	–	–	–	µA
Output Short Circuit to Ground (Note 6)	I_{SC}	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	mA
Power Supply Current (T_A = T_{high} to T_{low}) (Note 5)	I_{CC}																mA
V_{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), V_O = 0 V, R_L = ∞		–	–	3.0	–	1.4	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	
V_{CC} = 5.0 V, V_O = 0 V, R_L = ∞		–	–	1.2	–	0.7	1.2	–	–	1.2	–	–	1.2	–	–	1.2	

5. LM224: T_{low} = –25°C, T_{high} = +85°C
   LM324/LM324A: T_{low} = 0°C, T_{high} = +70°C
   LM2902: T_{low} = –40°C, T_{high} = +105°C
   LM2902V & NCV2902: T_{low} = –40°C, T_{high} = +125°C
   NCV2902 is qualified for automotive use.
6. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is V_{CC} –1.7 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

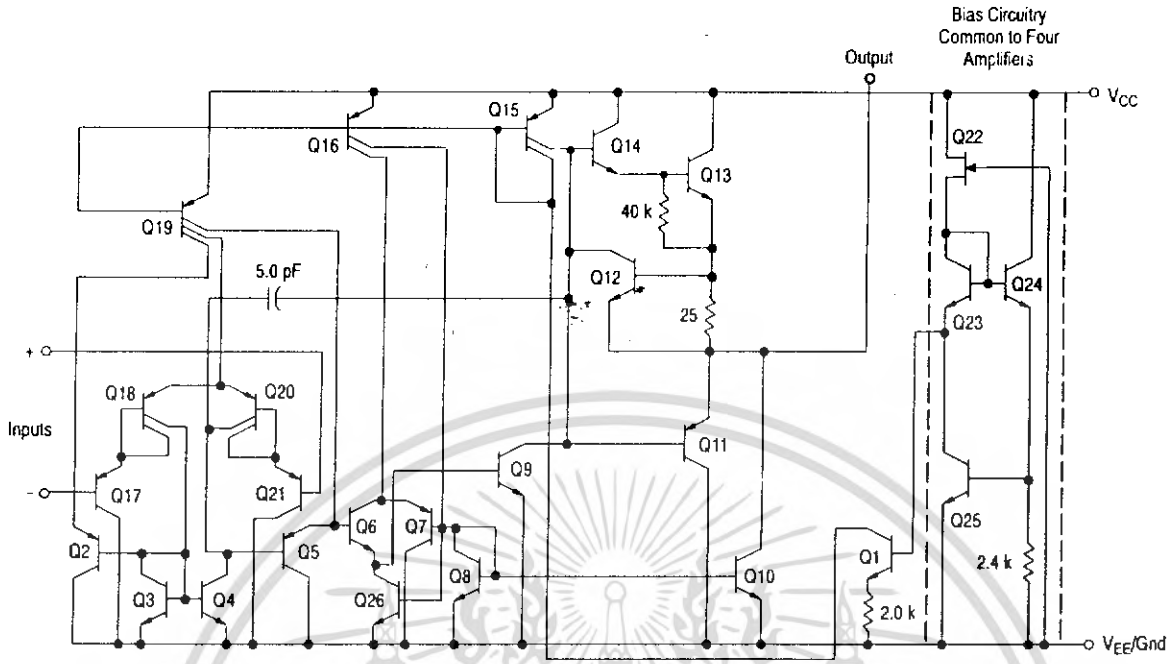


Figure 1. Representative Circuit Diagram
(One–Fourth of Circuit Shown)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 transeonductanee reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single–ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

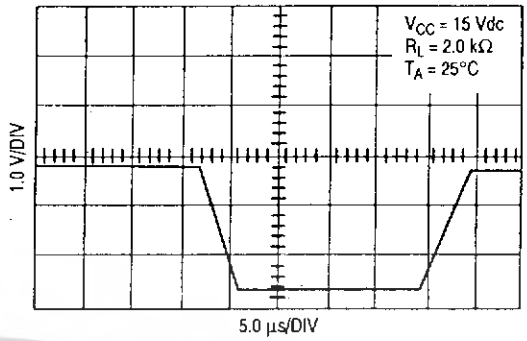


Figure 2. Large Signal Voltage Follower Response

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

Figure 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

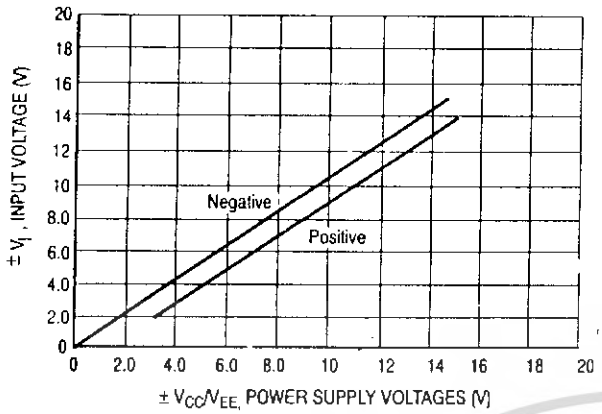


Figure 4. Input Voltage Range

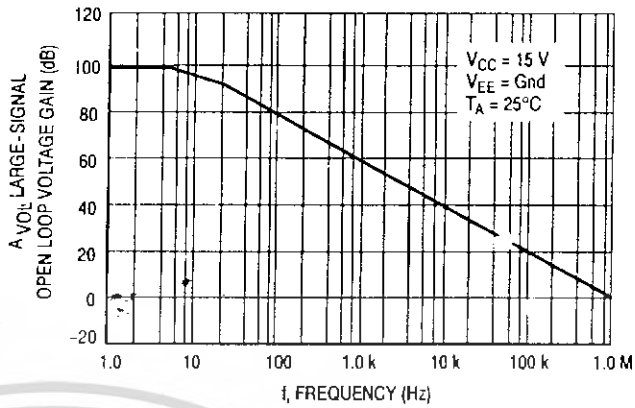


Figure 5. Open Loop Frequency

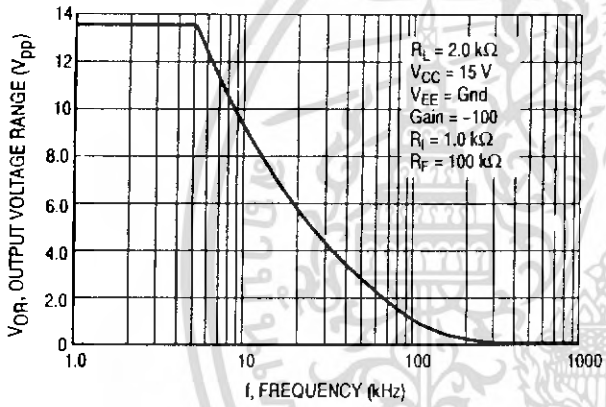


Figure 6. Large−Signal Frequency Response

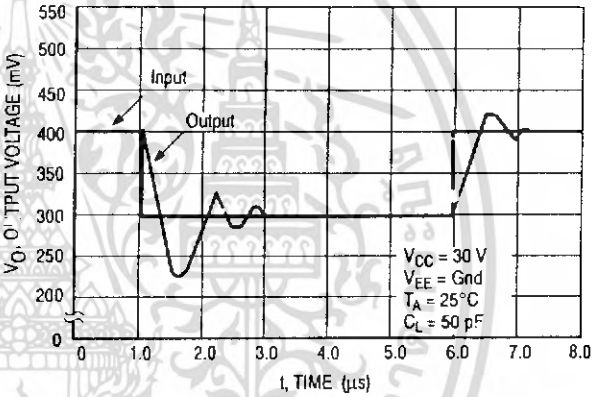


Figure 7. Small−Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

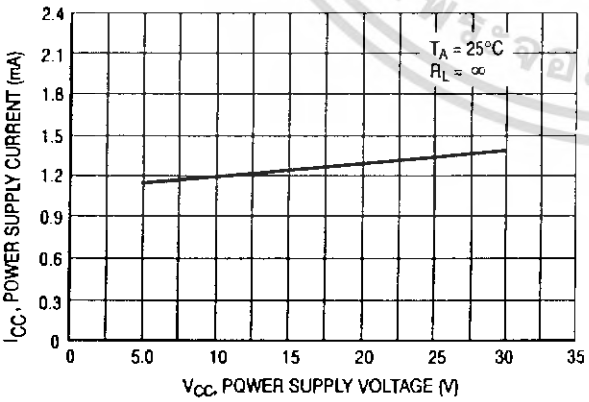


Figure 8. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

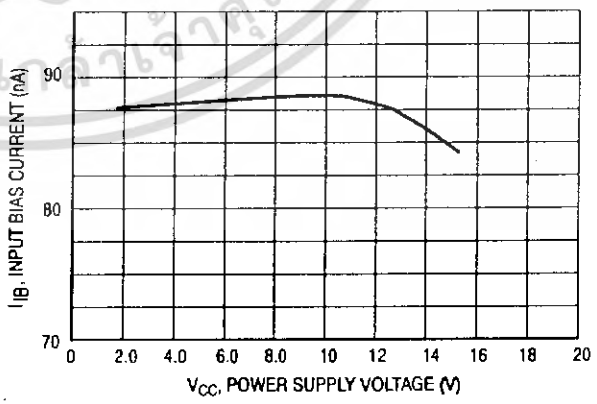


Figure 9. Input Bias Current versus Power Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

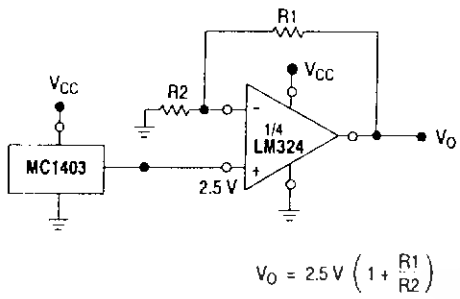


Figure 10. Voltage Reference

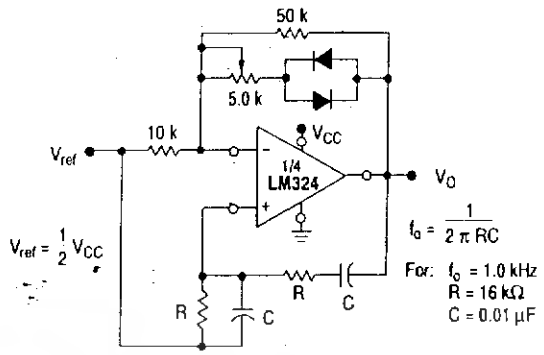


Figure 11. Wien Bridge Oscillator

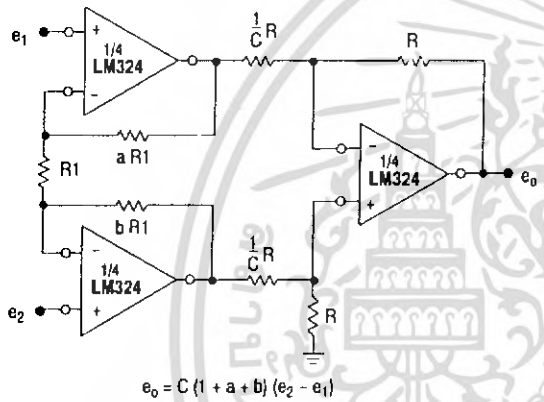


Figure 12. High Impedance Differential Amplifier

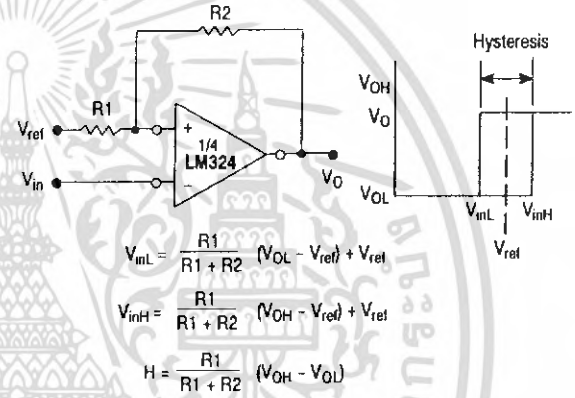


Figure 13. Comparator with Hysteresis

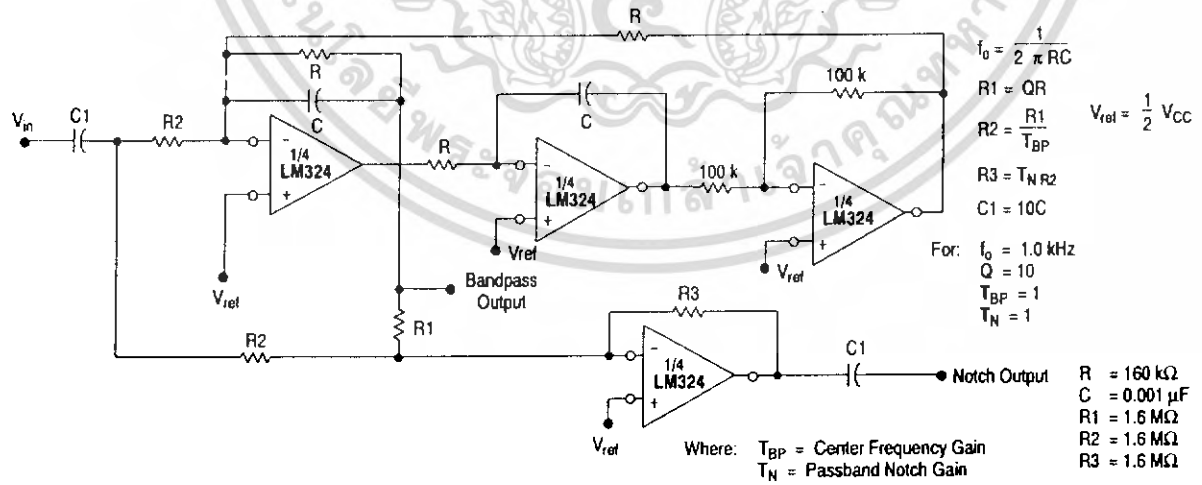


Figure 14. Bi−Quad Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

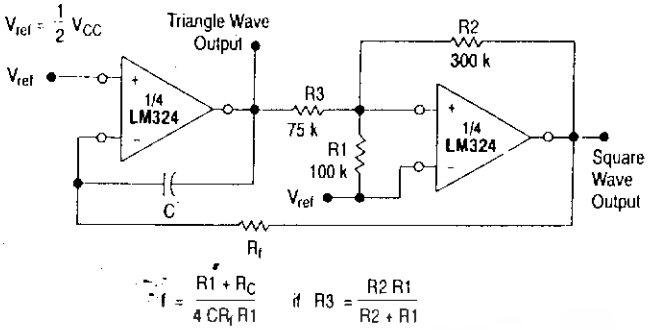


Figure 15. Function Generator

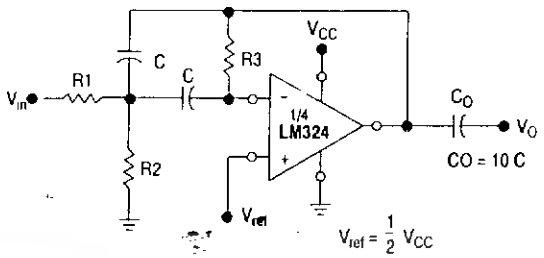


Figure 16. Multiple Feedback Bandpass Filter

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

Choose value f_o, C

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

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

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

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

where f_o and BW are expressed in Hz.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

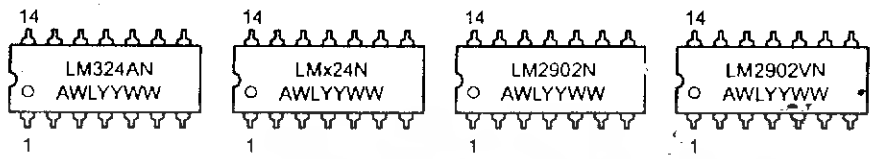
ORDERING INFORMATION

Device	Package	Operating Temperature Range	Shipping
LM224D	SO−14	−25° to +85°C	55 Units/Rail
LM224DR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM224DTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM224DTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM224N	PDIP−14		25 Units/Rail
LM324D	SO−14	0° to +70°C	55 Units/Rail
LM324DR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM324DTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM324DTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM324N	PDIP−14		25 Units/Rail
LM324AD	SO−14		55 Units/Rail
LM324ADR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM324ADTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM324ADTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM324AN	PDIP−14		25 Units/Rail
LM2902D	SO−14	−40° to +105°C	55 Units/Rail
LM2902DR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM2902DTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM2902DTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM2902N	PDIP−14		25 Units/Rail
LM2902VD	SO−14	−40° to +125°C	55 Units/Rail
LM2902VDR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM2902VDTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM2902VDTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM2902VN	PDIP−14		25 Units/Rail
NCV2902DR2	SO−14		2500 Tape & Reel

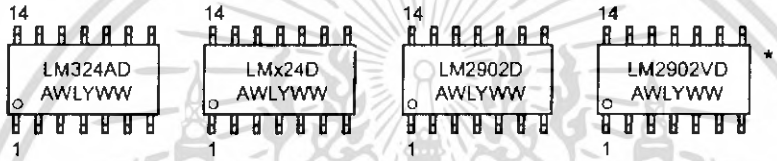
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MARKING DIAGRAMS

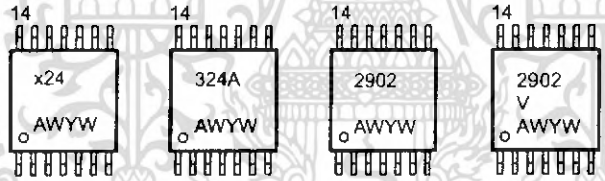
PDIP–14
N SUFFIX
CASE 646



SO–14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP–14
DTB SUFFIX
CASE 948G

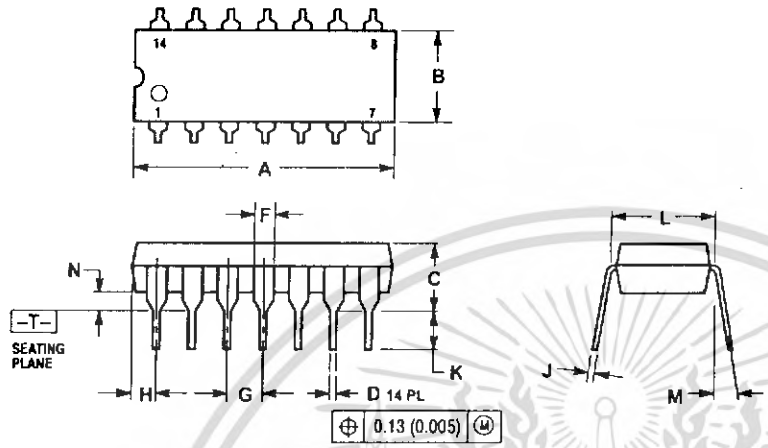


x = 2 or 3
A = Assembly Location
WL = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week
*This marking diagram also applies to NCV2902.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS

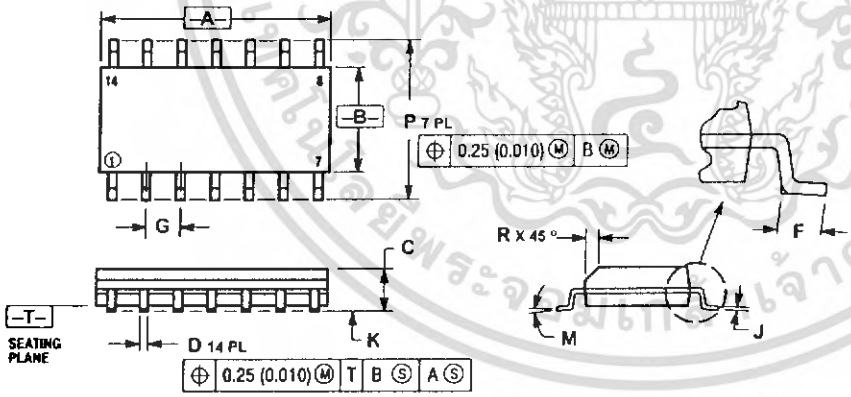
PDIP–14
N SUFFIX
CASE 646–06
ISSUE M



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

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	18.80
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.290	0.310	7.37	7.87
M	---	10°	---	10°
N	0.015	0.039	0.38	1.01

SO–14
D SUFFIX
CASE 751A–03
ISSUE F



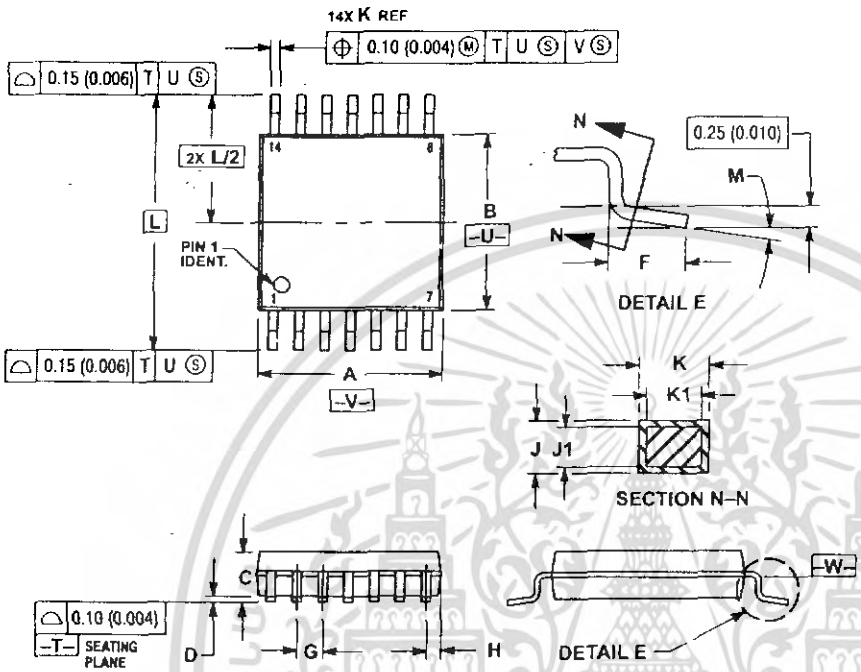
NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005)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

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS

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



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

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

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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

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

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

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

ON Semiconductor Website: http://onsemi.com

For additional information, please contact your local Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

www.fairchildsemi.com

LM2901,LM339/LM339A,LM3302, LM239/LM239A

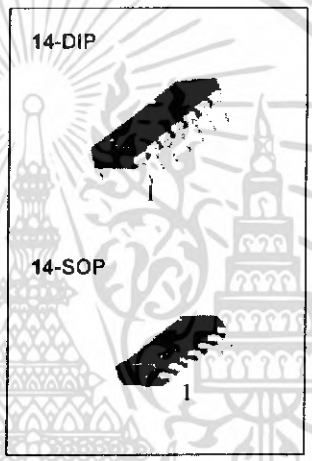
Quad Comparator

Features

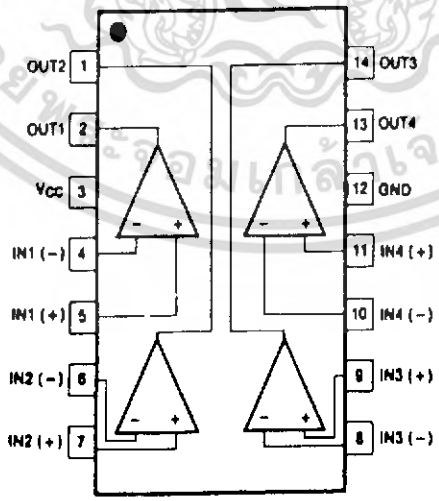
- Single or dual supply operation
- Wide range of supply voltage
  LM2901,LM339/LM339A,LM239/LM239A : 2 ~ 36V
  (or ±1 ~ ±18V)
  LM3302 : 2 ~ 28V (or ±1 ~ ±14V)
- Low supply current drain 800μA Typ.
- Open collector outputs for wired and connectors
- Low input bias current 25nA Typ.
- Low Input offset current ±2.3nA Typ.
- Low input offset voltage ±1.4mV Typ.
- Common mode input voltage range includes ground.
- Low output saturation voltage
- Output compatible with TTL. DTL and MOS logic system

Description

The LM2901, LM339/LM339A ,LM239/LM239A, LM3302 consist of four independent voltage comparators designed to operate from single power supply over a wide voltage range.

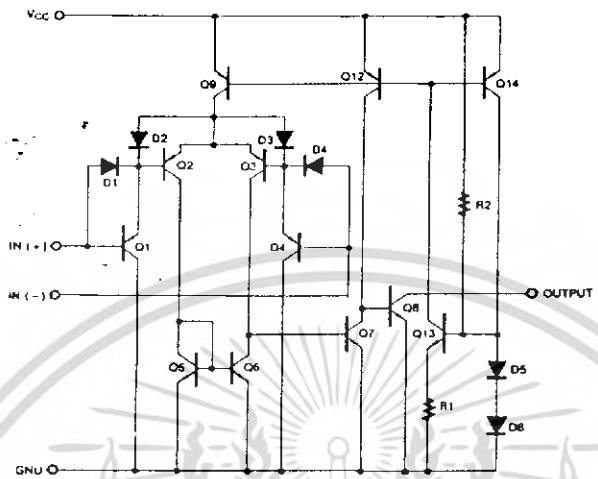


Internal Block Diagram



©2001 Fairchild Semiconductor Corporation
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	±18 or 36	V
Supply Voltage only LM3302	V_{CC}	±14 or 28	V
Differential Input Voltage	$V_{I(DIFF)}$	36	V
Differential Input Voltage only LM3302	$V_{I(DIFF)}$	28	V
Input Voltage	V_I	- 0.3 to +36	V
Input Voltage only LM3302	V_I	- 0.3 to +28	V
Output Short Circuit to GND	-	Continuous	-
Power Dissipation	P_D	570	mW
Operating Temperature LM339/LM339A LM2901/LM3302 LM239/LM239A	T_{OPR}	 0 ~ + 70 -40 ~ + 85 -25 ~ + 85	°C
Storage Temperature	T_{STG}	- 65 ~ + 150	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics

(V_{CC} = 5V, T_A = 25°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions		LM239A/LM339A			LM239/LM339			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	V_{IO}	$V_{O(P)}$ =1.4V, R_S =0Ω		-	±1	±2	-	±1.4	±5	mV
			Note 1	-		±4.0	-	-	±9.0	
Input Offset Current	I_{IO}			-	±2.3	±50	-	±2.3	±50	nA
			Note 1	-		±150	-	-	±150	
Input Bias Current	I_{BIAS}			-	57	250	-	57	250	nA
			Note 1	-	-	400	-	-	400	
Input Common Mode Voltage Range	$V_{I(R)}$			0	-	V_{CC}-1.5	0	-	V_{CC}-1.5	V
			Note 1	0	-	V_{CC}-2	0	-	V_{CC}-2	
Supply Current	I_{CC}	V_{CC} = 5V R_L = ∞		-	1.1	2.0	-	1.1	2.0	mA
Voltage Gain	G_V	V_{CC} =15V, R_L ≥ 15KΩ (for large swing)		50	200	-	50	200	-	V/mV
Large Signal Response Time	T_{LRES}	V_I = TTL Logic Swing V_{REF} = 1.4V, V_{RL} = 5V, R_L = 5.1KΩ		-	350	-	-	350	-	ns
Response Time	T_{RES}	V_{RL} = 5V, R_L = 5.1KΩ		-	1.4	-	-	1.4	-	µs
Output Sink Current	I_{SINK}	$V_{I(-)}$ ≥ 1V, $V_{I(+)}$ = 0V, $V_{O(P)}$ ≤ 1.5V		6	18	-	6	18	-	mA
Output Saturation Voltage	V_{SAT}	$V_{I(-)}$ ≥ 1V, $V_{I(+)}$ = 0V		-	140	400	-	140	400	mV
		I_{SINK} = 4mA	Note 1	-		700	-		700	
Output Leakage Current	$I_{O(LKG)}$	$V_{I(-)}$ = 0V $V_{I(+)}$ = 1V	$V_{O(P)}$ = 5V	-	0.1	-	-	0.1	-	nA
			$V_{O(P)}$ = 30V	-	-	1.0	-	-	1.0	µA
Differential Voltage	$V_{I(DIFF)}$		Note 1	-	-	36	-	-	36	V

Note 1.
LM339/LM339A : 0 ≤ T_A ≤ +70°C
LM2901/LM3302 : -40 ≤ T_A ≤ +85°C
LM239/LM239A : -25 ≤ T_A ≤ +85°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

(V_{CC} = 5V, T_A = 25°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	LM2901			LM3302			Unit
			Min	Typ	Max.	Min	Typ	Max.	
Input Offset Voltage	V_{IO}	$V_{O(P)}$ =1.4V, R_S =0Ω	-	2	7	-	2	20	mV
		Note 1	-	9	15	-	-	40	
Input Offset Current	I_{IO}		-	2.3	50	-	3	100	nA
		Note 1	-	50	200	-	-	300	
Input Bias Current	I_{BIAS}		-	57	250	-	57	250	nA
		Note 1	-	200	500	-	-	1000	
Input Common Mode Voltage Range	$V_{I(R)}$		0	-	V_{CC} -1.5	0	-	V_{CC} -1.5	V
		Note 1	0	-	V_{CC} -2	0	-	V_{CC} -2	
Supply Current	I_{CC}	R_L =∞, V_{CC}=5V	-	1.1	2.0	-	1.1	2.0	mA
		R_L =∞,V_{CC}=30V	-	1.6	2.5	-	-	-	
Voltage Gain	G_V	V_{CC} =15V, R_L ≥ 15KΩ (for large swing)	25	100	-	2	30	-	V/ mV
Large Signal Response Time	T_{LRES}	V_I =TTL Logic Swing V_{REF} =1.4V, V_{RL} =5V, R_L =5.1KΩ	-	350	-	-	350	-	ns
Response Time	T_{RES}	V_{RL} = 5V, R_L = 5.1KΩ	-	1.4	-	-	1.4	-	µs
Output Sink Current	I_{SINK}	$V_{I(-)}$ ≥ 1V, $V_{I(+)}$ =0V, $V_{O(P)}$ ≤ 1.5V	6	18	-	6	18	-	mA
Output Saturation Voltage	V_{SAT}	$V_{I(-)}$ ≥ 1V, $V_{I(+)}$ = 0V I_{SINK} =4mA	-	140	400	-	140	400	mV
		Note 1	-	-	700	-	-	700	
Output Leakage Current	$I_{O(LKG)}$	$V_{I(-)}$ = 0V, $V_{I(+)}$ = 1V, $V_{O(P)}$ = 5V	-	0.1	-	-	0.1	-	nA
		$V_{I(-)}$ = 0V, $V_{I(+)}$ = 1V, $V_{O(P)}$ = 30V	-	-	1.0	-	-	1.0	µA
Differential Voltage	$V_{I(DIFF)}$	Note 1	-	-	36	-	-	36	V

Note 1.
LM339/LM339A : 0 ≤ T_A ≤ +70°C
LM2901/LM3302 : -40 ≤ T_A ≤ +85°C
LM239/LM239A : -25 ≤ T_A ≤ +85°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

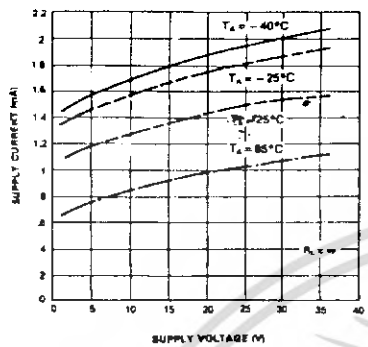


Figure 1. Supply Current vs Supply Voltage

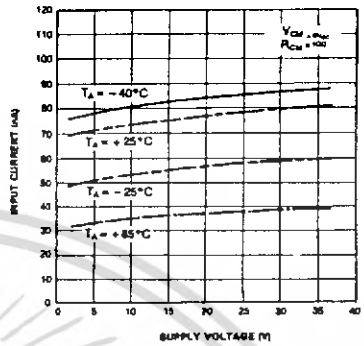


Figure 2. Input Current vs Supply Voltage

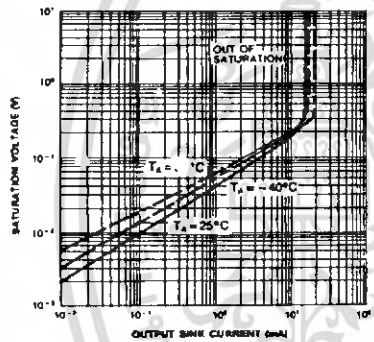


Figure 3. Output Saturation Voltage vs sink Current

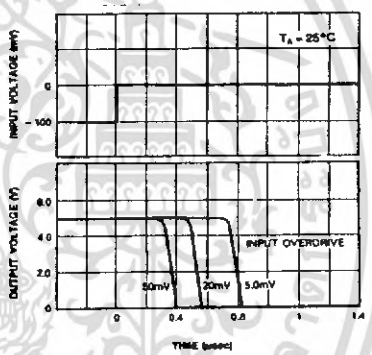


Figure 4. Response Time for Various Input Overdrive-Negative Transition

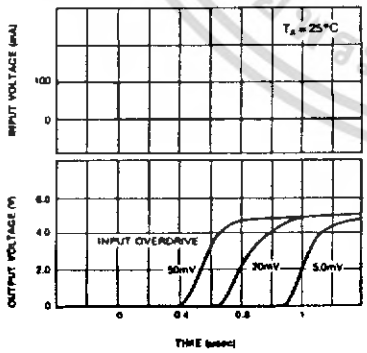


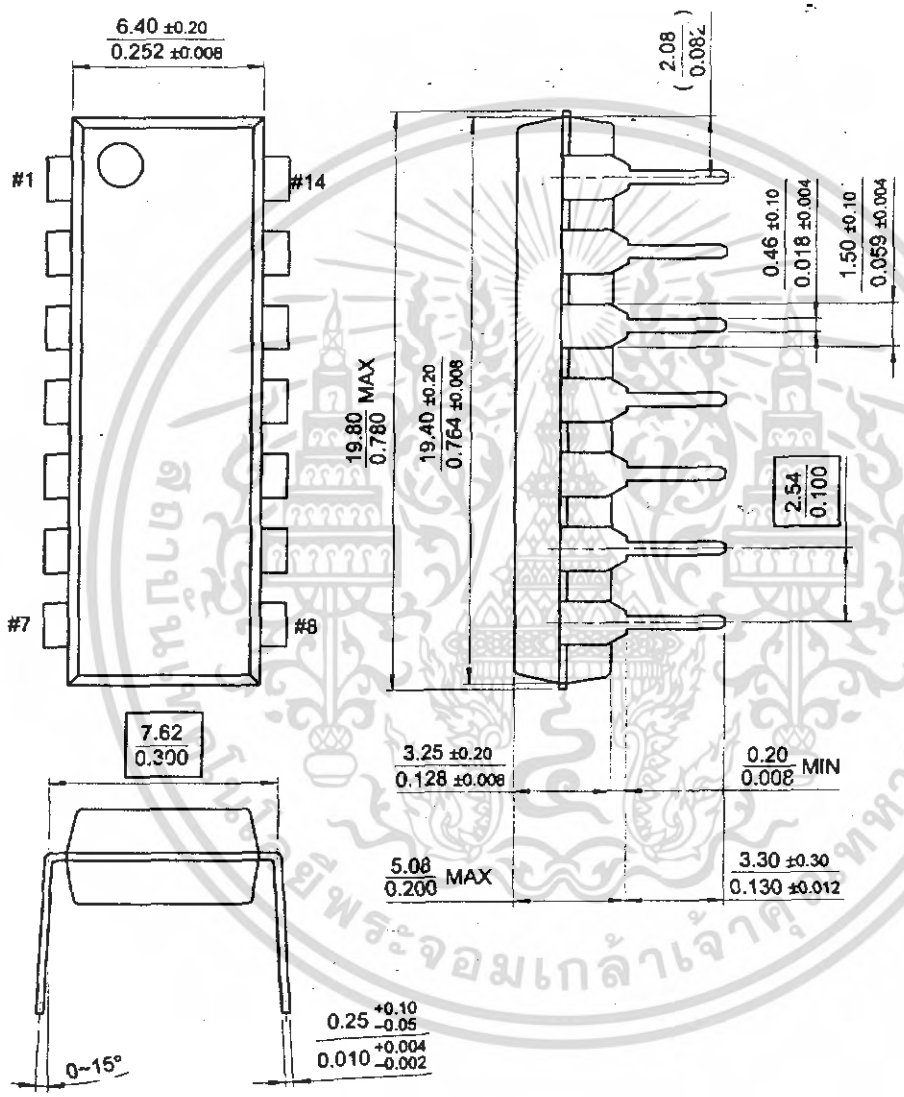
Figure 5. Response Time for Various Input Overdrive-Positive Transition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions

Package

14-DIP

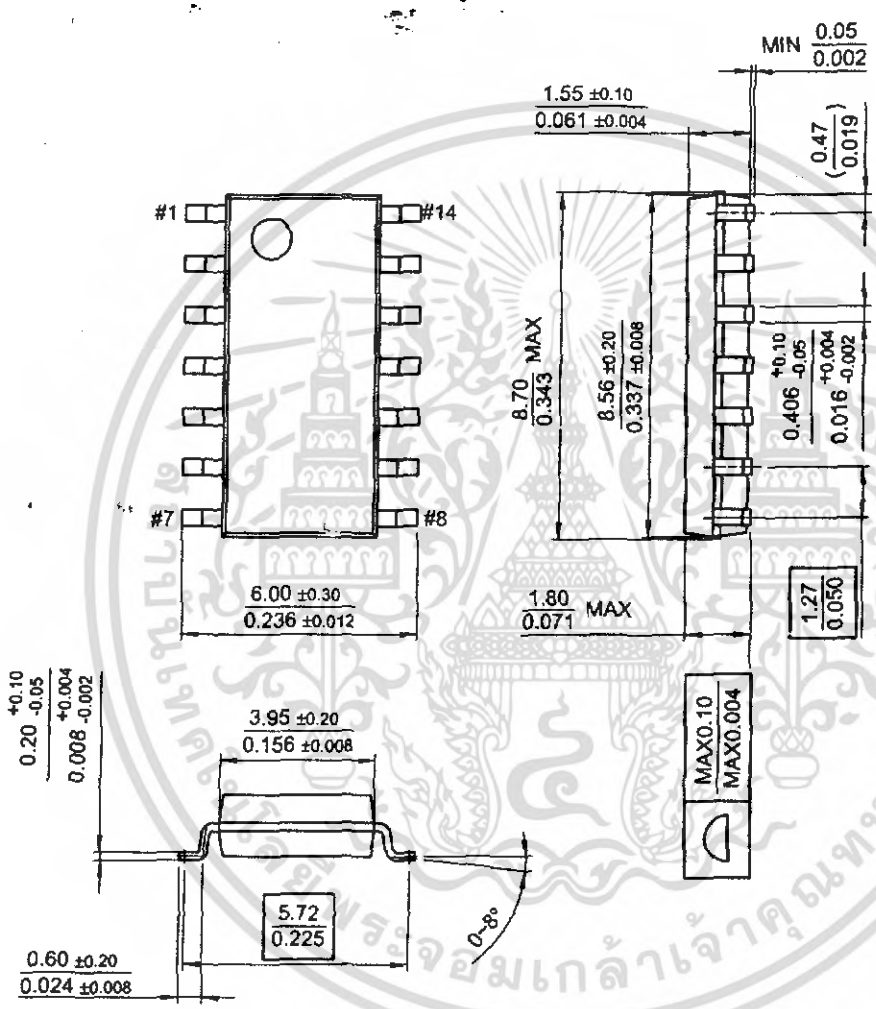


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanica Dimensions (Continued)

Package

14-SOP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

·M·C·C·

Micro Commercial Components
21201 Itasca Street Chatsworth
CA 91311
Phone: (818) 701-4933
Fax: (818) 701-4939

MUR3005WT THRU MUR3060WT

30 Amp Super Fast Recovery Rectifier 200 to 600 Volts

Features

- High Surge Capability
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- Super Fast Switching Speed For High Efficiency

Maximum Ratings

- Operating Temperature: -55°C to +150°C
- Storage Temperature: -55°C to +150°C

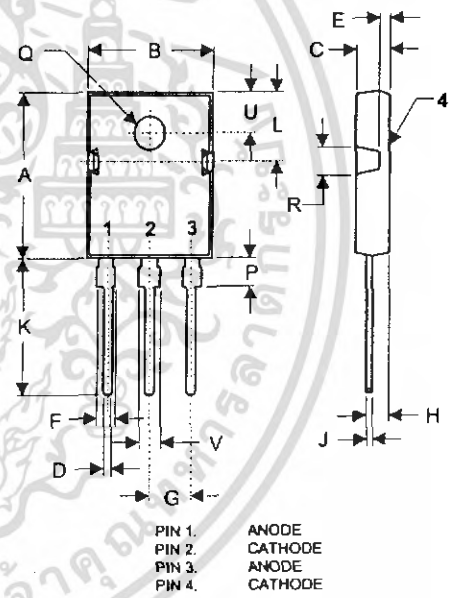
MCC Part Number	Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	Maximum RMS Voltage	Maximum DC Blocking Voltage
MUR3005WT	50V	35V	50V
MUR3010WT	100V	70V	100V
MUR3020WT	200V	140V	200V
MUR3040WT	400V	280V	400V
MUR3060WT	600V	420V	600V

Electrical Characteristics @ 25°C Unless Otherwise Specified

Average Forward Current	$I_{F(AV)}$	30 A	T_C = 100°C
Peak Forward Surge Current	I_{FSM}	300A	8.3ms, half sine
Maximum Instantaneous Forward Voltage MUR3005WT-3020WT MUR3040WT MUR3060WT	V_F	 1.05V 1.30V 1.70V	 I_{FM} = 15.0A; T_C = 25°C
Maximum DC Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	I_R	10μA 500μA	T_C = 25°C T_C = 125°C
Maximum Reverse Recovery Time MUR3005WT-3040WT MUR3060WT	T_{rr}	 50ns 80ns	 I_F=0.5A, I_R=1.0A, I_{rr}=0.25A

*Pulse Test: Pulse Width 300μsec, Duty Cycle 1%

TO-247



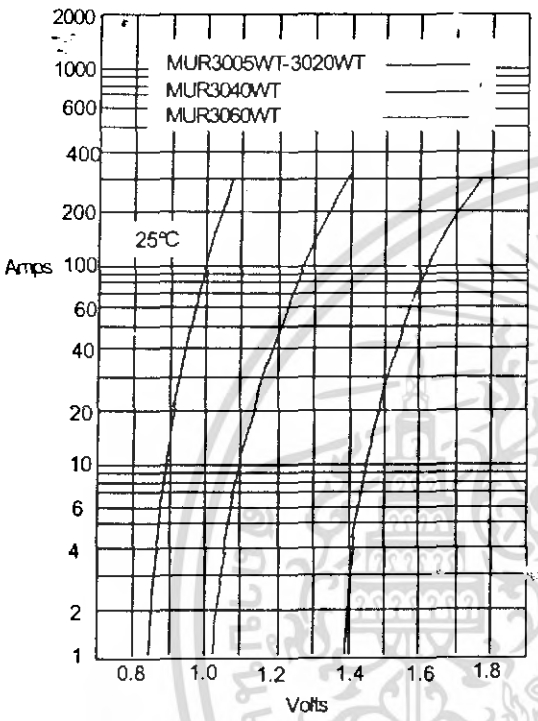
PIN 1. ANODE
PIN 2. CATHODE
PIN 3. ANODE
PIN 4. CATHODE

DIM	INCHES MIN	INCHES MAX	MM MIN	MM MAX	NOTE
A	.803	.823	20.40	20.90	
B	.608	.628	15.44	15.95	
C	.185	.205	4.70	5.21	
D	.043	.051	1.09	1.30	
E	.059	.064	1.50	1.63	
F	.071	.086	1.80	2.18	
G	.215	BSC	5.45	BSC	
H	.101	.130	2.56	2.87	
J	.019	.027	0.48	0.68	
K	.613	.633	15.57	16.08	
L	.286	.295	7.26	7.50	
P	.122	.133	3.10	3.38	
Q	.138	.145	3.50	3.70	ø
R	.130	.150	3.30	3.80	
U	.209	BSC	5.30	BSC	
V	.120	.134	3.05	3.40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

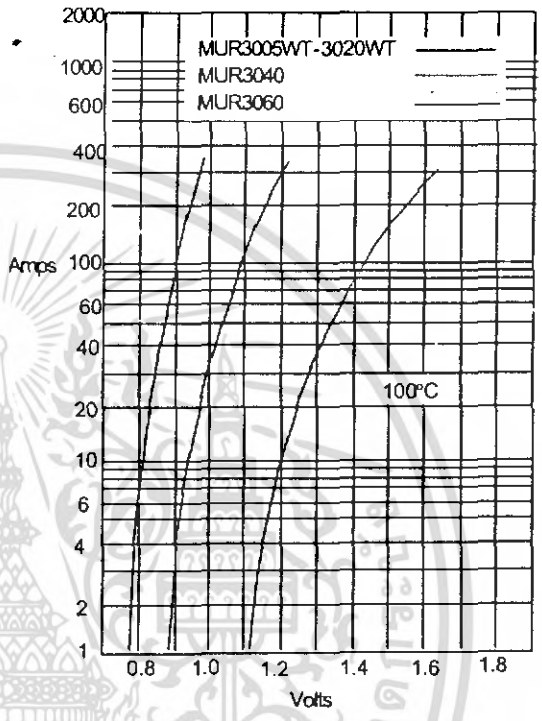
MUR3005WT thru MUR3060WT

Figure 1
Typical Forward Characteristics @ T_J = 25°C



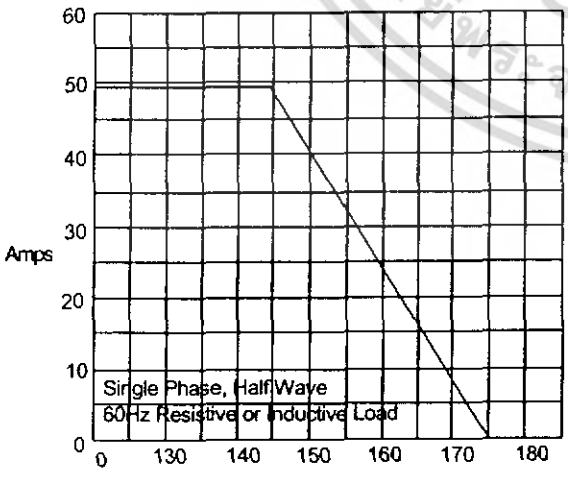
Instantaneous Forward Current - Amperes *versus*
Instantaneous Forward Voltage - Volts

Figure 2
Typical Forward Characteristics @ T_J = 100°C



Instantaneous Forward Current - Amperes *versus*
Instantaneous Forward Voltage - Volts

Figure 3
Forward Derating Curve

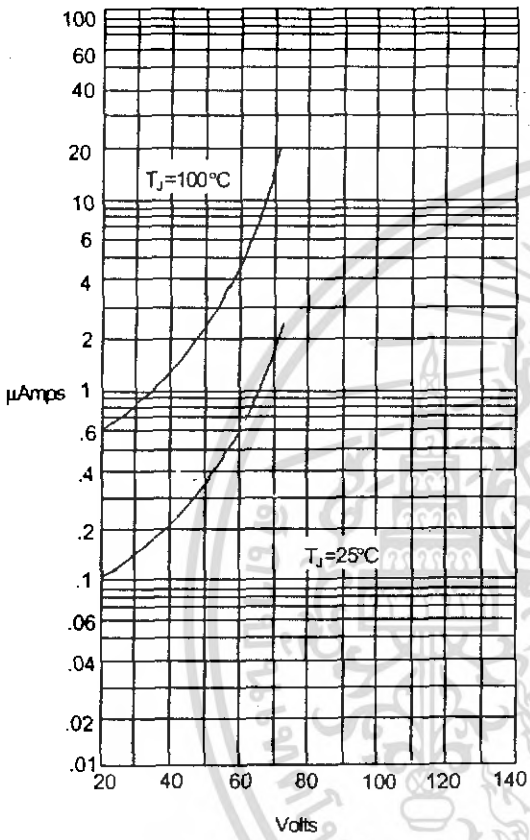


Average Forward Rectified Current Per Leg - Amperes *versus*
Case Temperature - °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

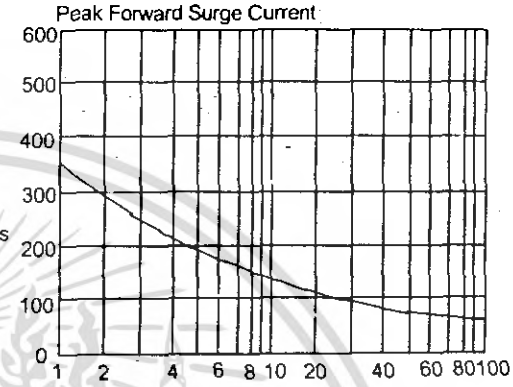
MUR3005WT thru MUR3060WT

Figure 4
Typical Reverse Characteristics



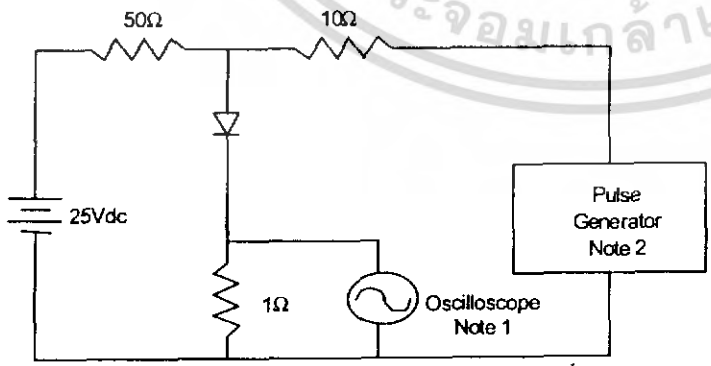
Instantaneous Reverse Leakage Current - MicroAmperes
versus

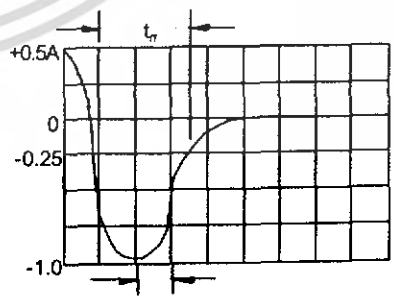
Figure 5
Peak Forward Surge Current



Peak Forward Surge Current - Amperes *versus*
Number Of Cycles At 60Hz - Cycles

Figure 7
Reverse Recovery Time Characteristic And Test Circuit Diagram





Notes:
1. Rise Time = 7ns max.
Input impedance = 1 megohm, 22pF
2. Rise Time = 10ns max.
Source impedance = 50 ohms
3. Resistors are non-inductive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

TIP31 Series(TIP31/31A/31B/31C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complementary to TIP32/32A/32B/32C

TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	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	1	A
P_C	Collector Dissipation (T_C=25°C)	40	W
P_C	Collector Dissipation (T_a=25°C)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	°C
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	°C

Electrical Characteristics T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
V_{CEO}(sus)	* Collector-Emitter Sustaining Voltage				
	: TIP31	I_C = 30mA, I_B = 0	40		V
	: TIP31A		60		V
	: TIP31B		80		V
	: TIP31C		100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current				
	: TIP31/31A	V_{CE} = 30V, I_B = 0		0.3	mA
	: TIP31B/31C	V_{CE} = 60V, I_B = 0		0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current				
	: TIP31	V_{CE} = 40V, V_{EB} = 0		200	μA
	: TIP31A	V_{CE} = 60V, V_{EB} = 0		200	μA
	: TIP31B	V_{CE} = 80V, V_{EB} = 0		200	μA
	: TIP31C	V_{CE} = 100V, V_{EB} = 0		200	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = 5V, I_C = 0		1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	V_{CE} = 4V, I_C = 1A	25		
		V_{CE} = 4V, I_C = 3A	10	50	
V_{CE}(sat)	* Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 3A, I_B = 375mA		1.2	V
V_{BE}(sat)	* Base-Emitter Saturation Voltage	V_{CE} = 4V, I_C = 3A		1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	V_{CE} = 10V, I_C = 500mA	3.0		MHz

* Pulse Test: PW≤300μs, Duty Cycle≤2%

©2000 Fairchild Semiconductor International

Rev. A, February 2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

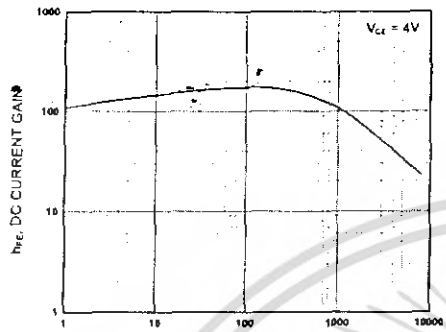


Figure 1. DC current Gain

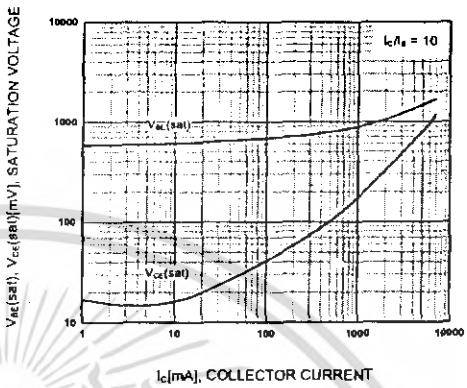


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

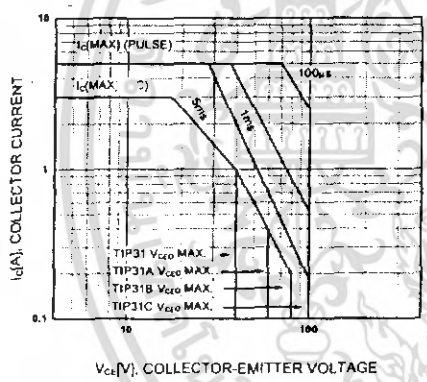


Figure 3. Safe Operating Area

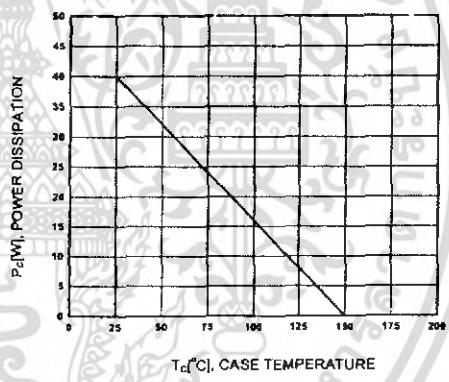


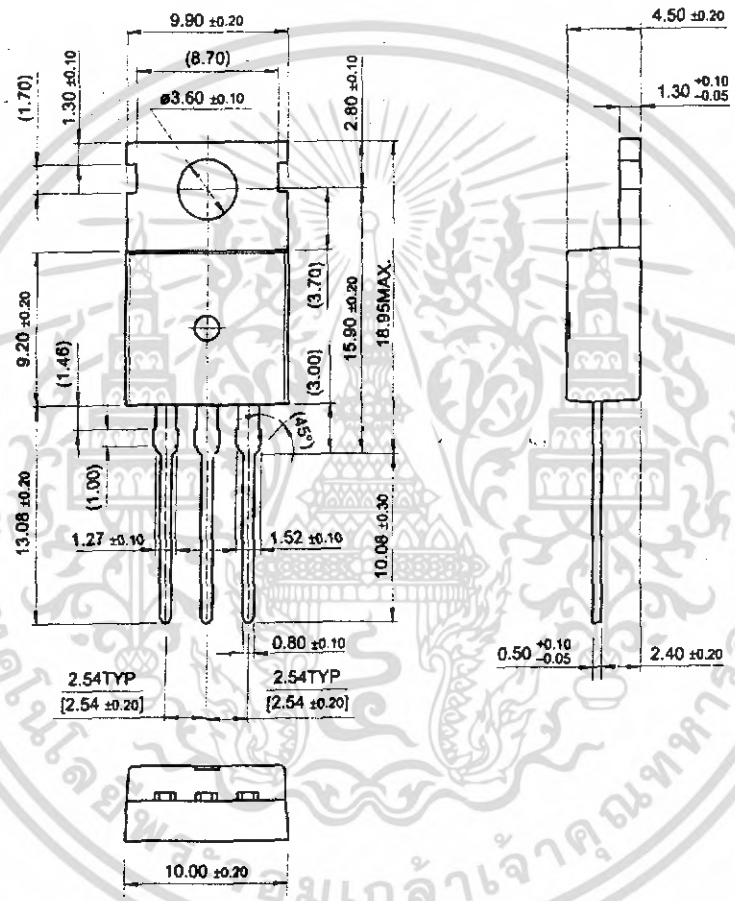
Figure 4. Power Derating

©2000 Fairchild Semiconductor International

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Demensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

©2000 Fairchild Semiconductor International

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

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.

©2000 Fairchild Semiconductor International

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

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

Medium Power Linear Switching Applications

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

TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings T_C=25°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°C)	40	W
P_C	Collector Dissipation (T_a=25°C)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	°C
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	°C

Electrical Characteristics T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
V_{CEO}(sus)	* Collector-Emitter Sustaining Voltage				
	: TIP32	I_C = - 30mA, I_B = 0	-40		V
	: TIP32A		-60		V
	: TIP32B		-80		V
	: TIP32C		-100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current				
	: TIP32/32A	V_{CE} = - 30V, I_B = 0		- 0.3	mA
	: TIP32B/32C	V_{CE} = - 60V, I_B = 0		- 0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current				
	: TIP32	V_{CE} = - 40V, V_{EB} = 0		- 200	μA
	: TIP32A	V_{CE} = - 60V, V_{EB} = 0		- 200	μA
	: TIP32B	V_{CE} = - 80V, V_{EB} = 0		- 200	μA
	: TIP32C	V_{CE} = - 100V, V_{CE} = 0		- 200	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = - 5V, I_C = 0		- 1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	V_{CE} = - 4V, I_C = - 1A	25		
		V_{CE} = - 4V, I_C = - 3A	10	50	
V_{CE}(sat)	* Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = - 3A, I_B = - 375mA		- 1.2	V
V_{BE}(sat)	* Base-Emitter Saturation Voltage	V_{CE} = - 4V, I_C = - 3A		- 1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	V_{CE} = - 10V, I_C = - 500mA	3.0		MHz

* Pulse Test: PW≤300μs, Duty Cycle≤2%

©2000 Fairchild Semiconductor International

Rev. A, February 2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

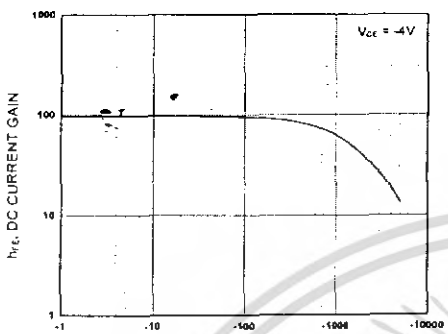


Figure 1. DC current Gain

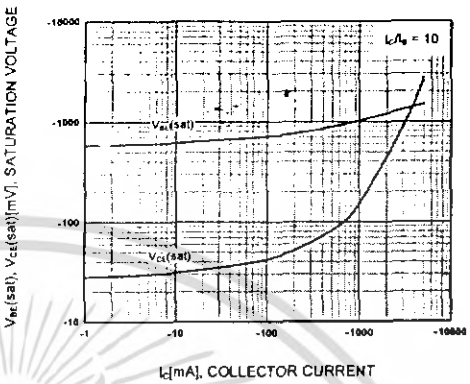


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

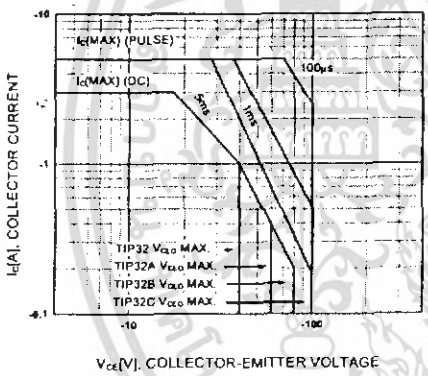


Figure 3. Safe Operating Area

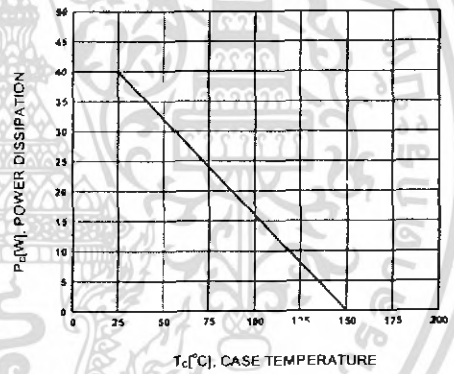


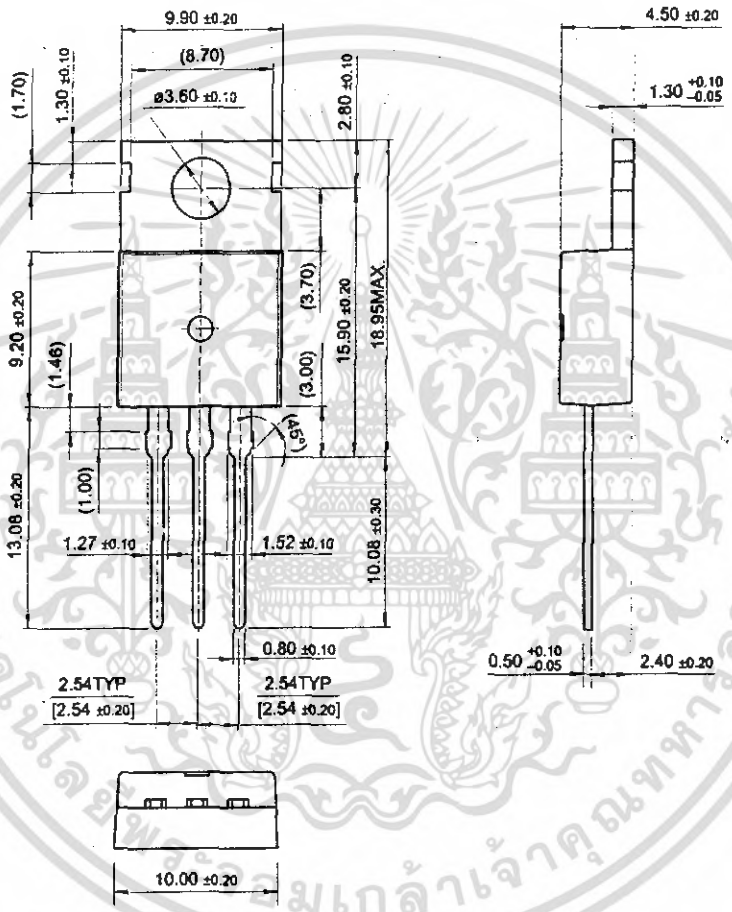
Figure 4. Power Derating

©2000 Fairchild Semiconductor International

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Demensions

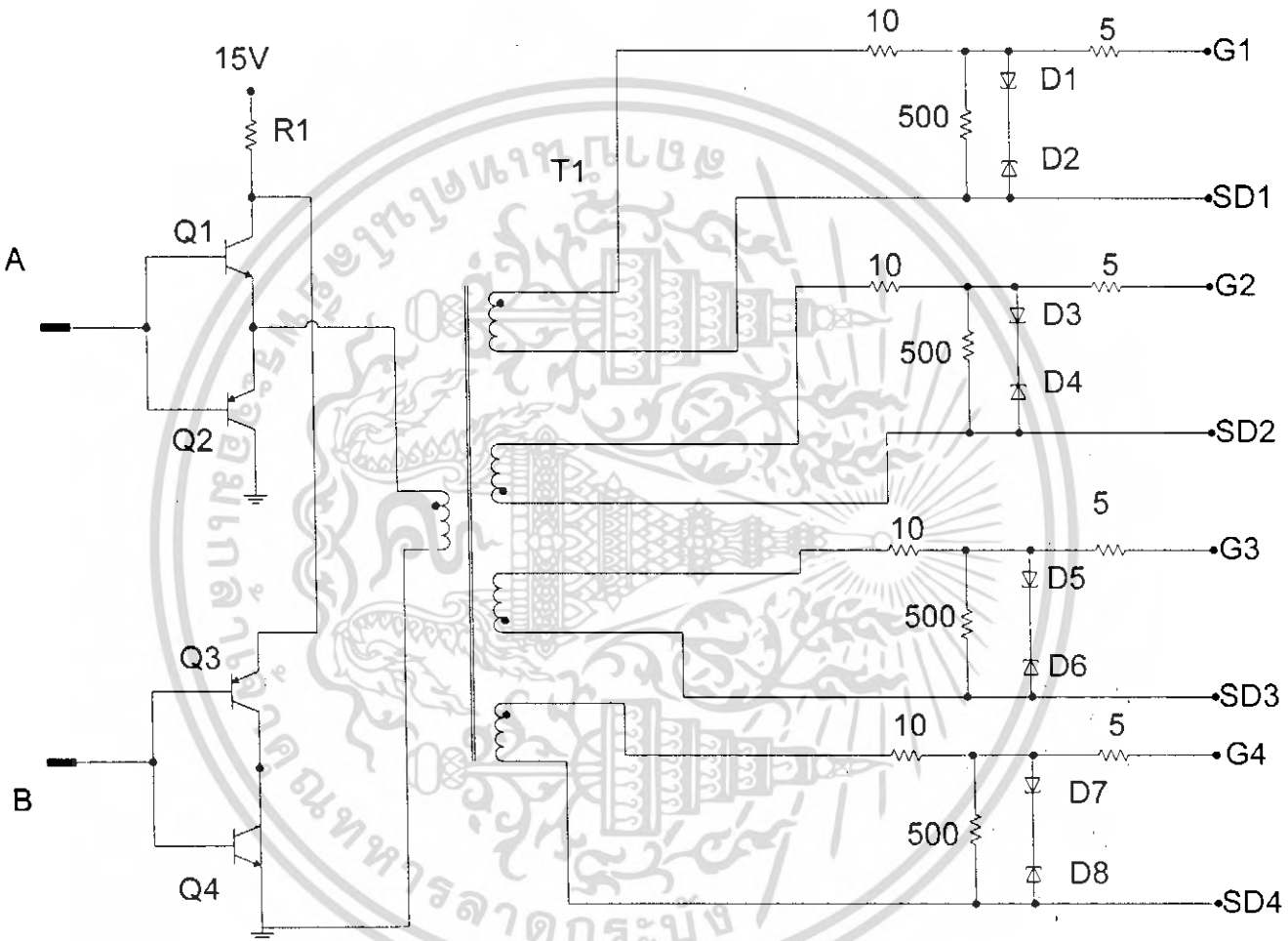
TO-220



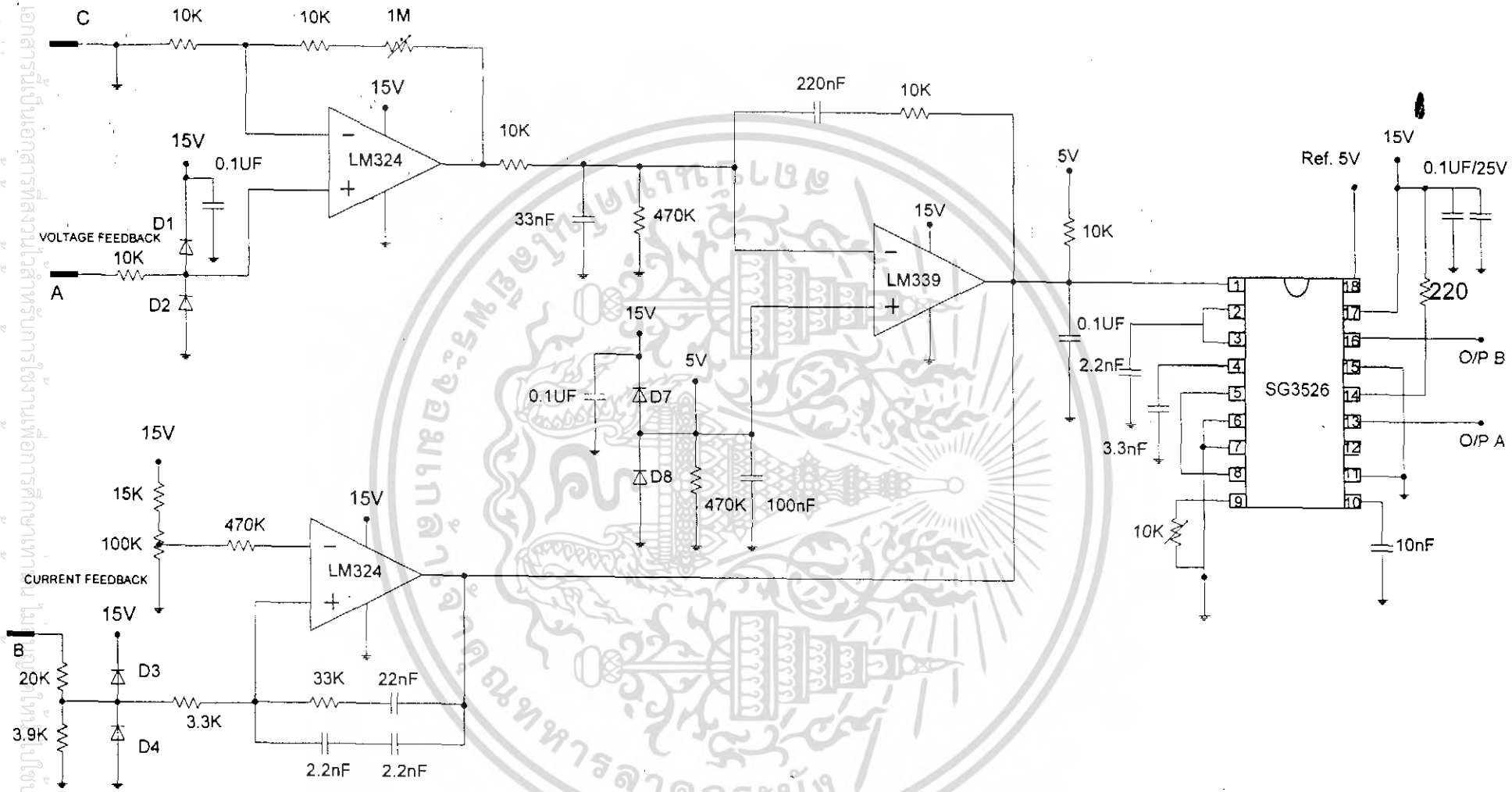
Dimensions in Millimeters

©2000 Fairchild Semiconductor International

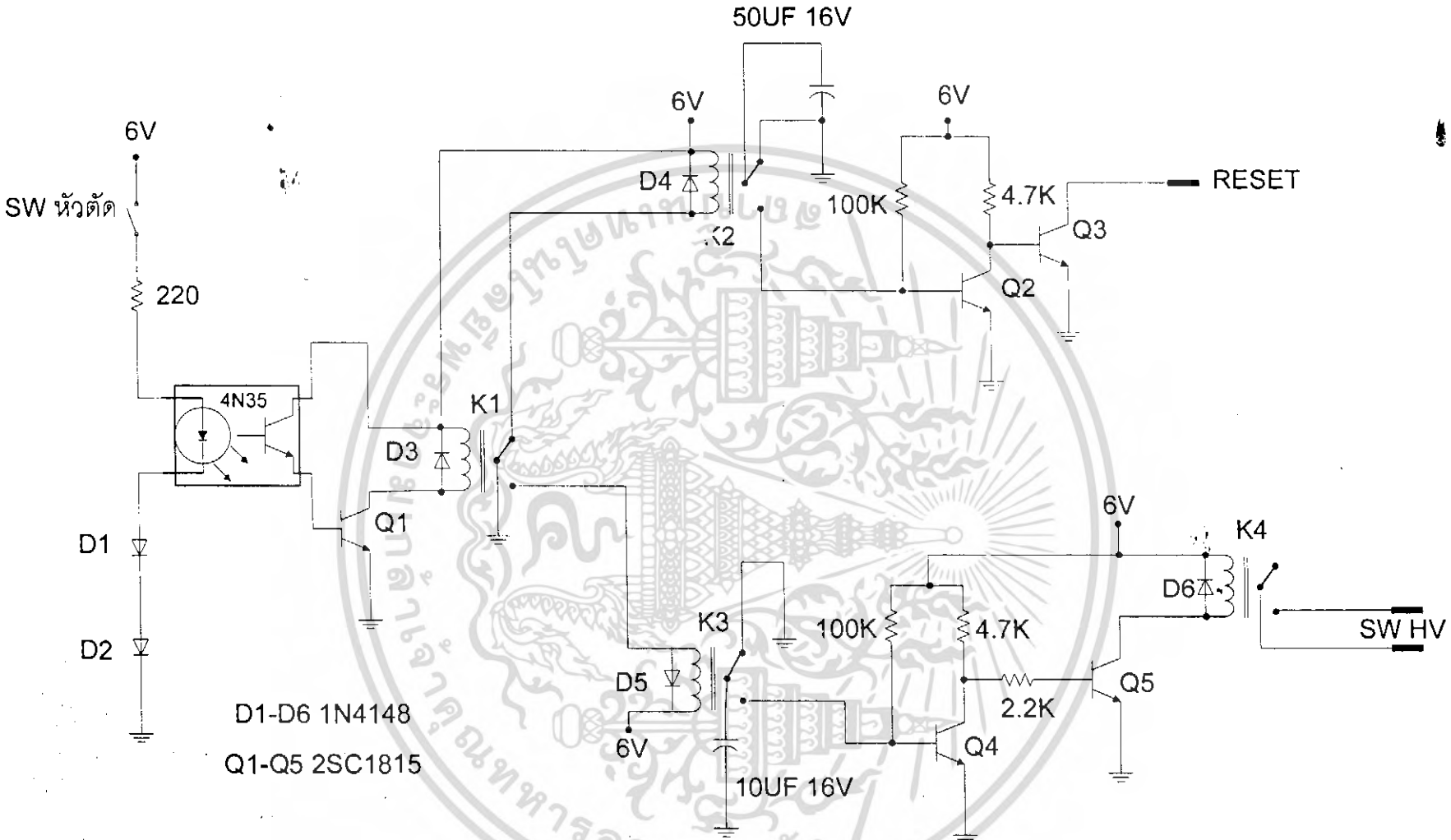
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



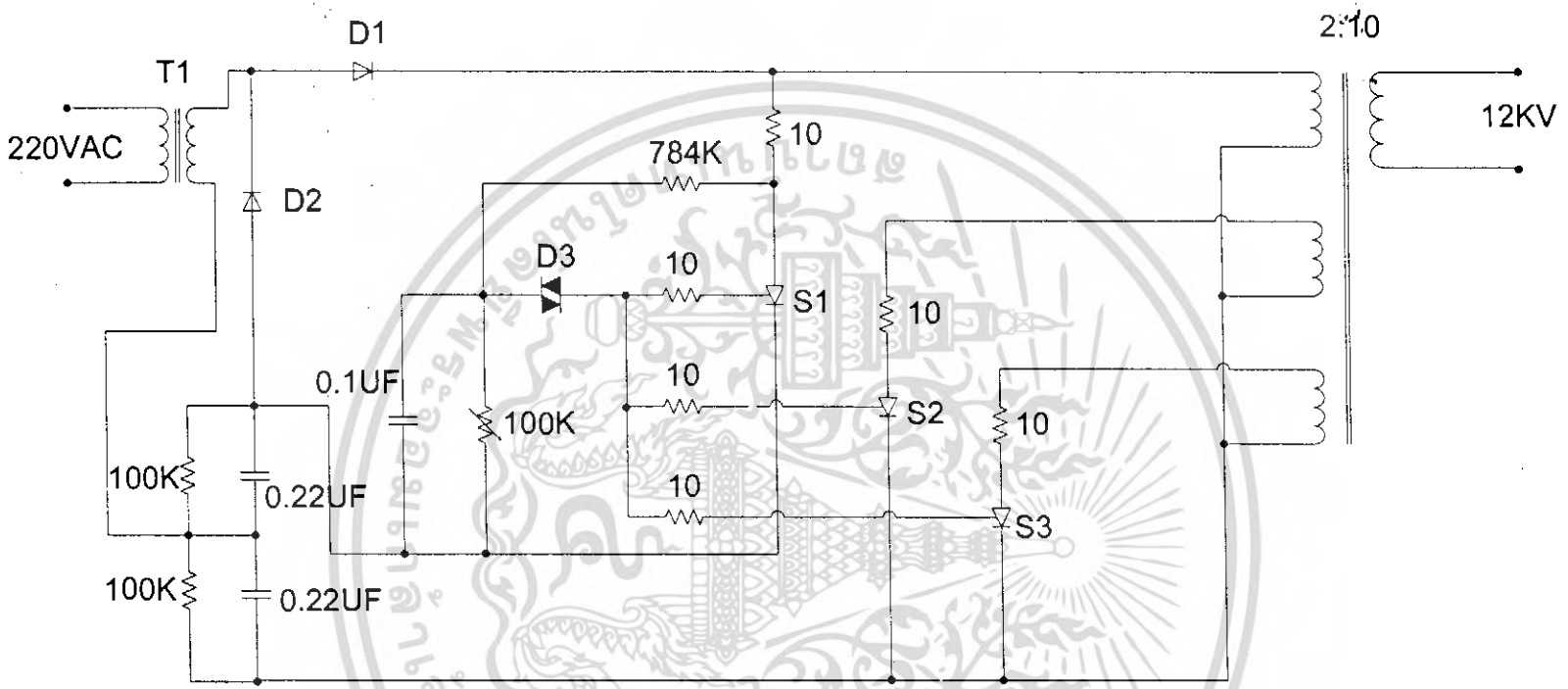
วงภาค DRIVE GATE



FEEDBACK CONTROL



วงจรควบคุมการจุดดับพลาสมา



วงจรภาค HI VOLTAGE

หนังสืออ้างอิง

สุวัฒน์ คั่น,"เทคนิคและการออกแบบ สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย",หน้า 7-85

Pressman,A,"Switching Power Supply Design",McGrow-Hill,Singapore,1992.

Chrysis,G.,"**High Frequency Switching Power Supplies-Theory And Design**",2nd Editions.,McGrow-Hill,New York,1989.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEETS

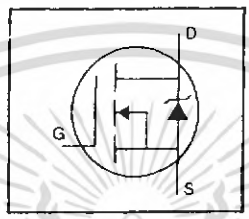
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International IOR Rectifier

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

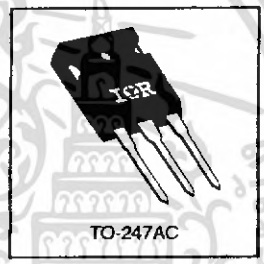
- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



V_{DSS} = 500V

$R_{DS(on)}$ = 0.27Ω

I_D = 20A



TO-247AC

DATA SHEETS

Description

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

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

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	20	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V_{GS}=10V, I_D=12A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=12A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V_{DS}=500V, V_{GS}=0V
		—	—	250		V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I_D=20A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		V_{DS}=400V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V_{DD}=250V
t_r	Rise Time	—	59	—		I_D=20A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		R_G=4.3Ω
t_f	Fall Time	—	58	—		R_D=13Ω See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		V_{DS}= 25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T_J=25°C, I_S=20A, V_{GS}=0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	T_J=25°C, I_F=20A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	di/dt=100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is neglegible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=4.3mH R_G=25Ω, I_{AS}=20A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤20A, di/dt≤160A/μs, V_{DD}≤$V_{(BR)DSS}$, T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

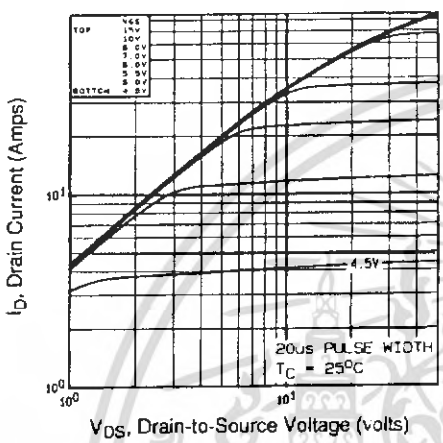


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

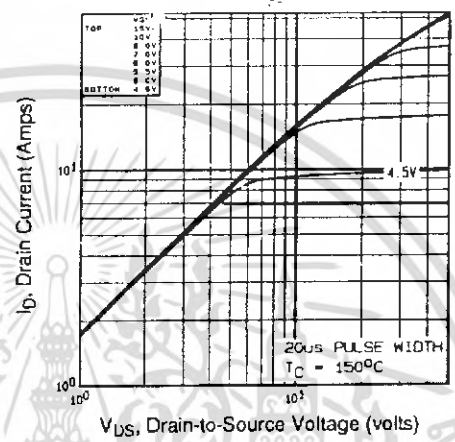


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

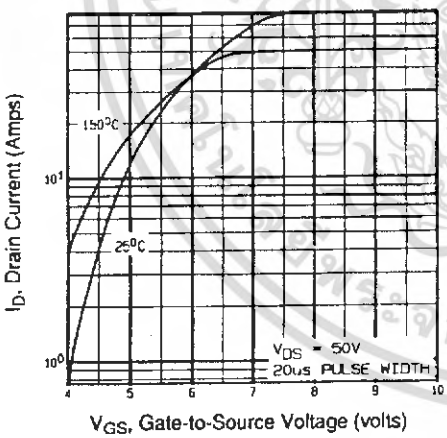


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

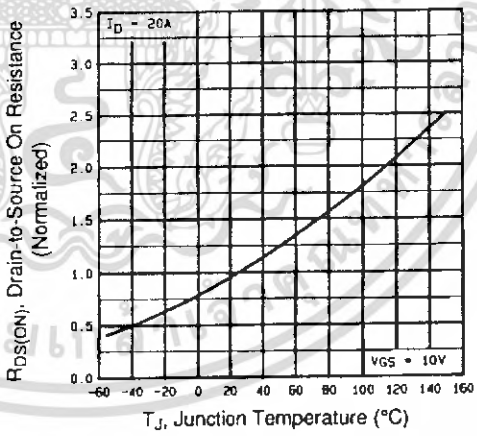


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

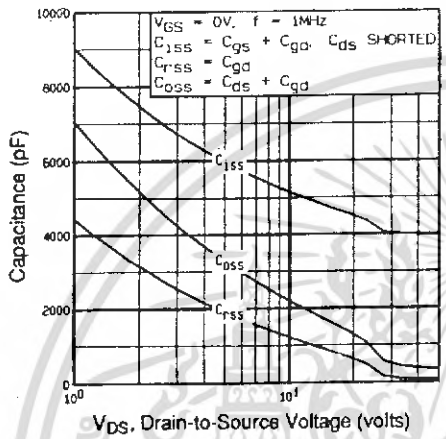


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

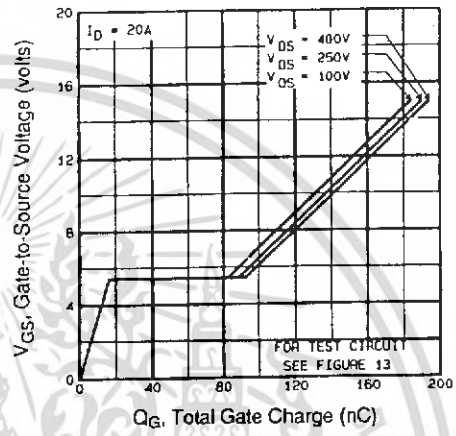


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

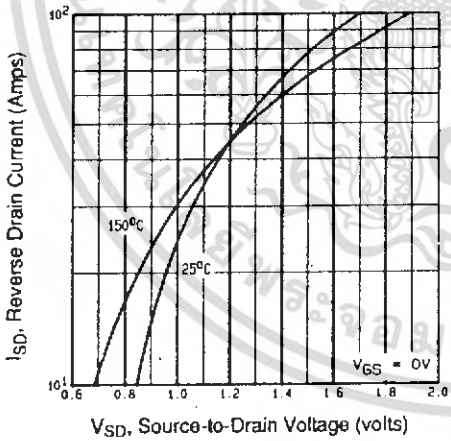


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

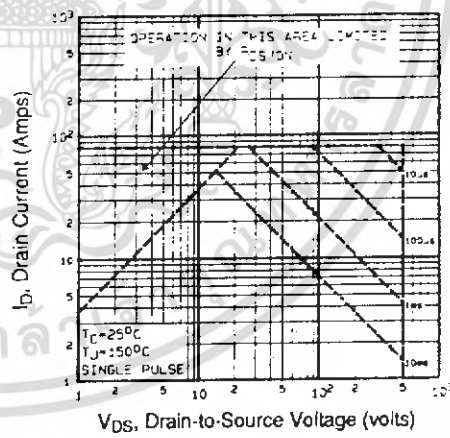


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

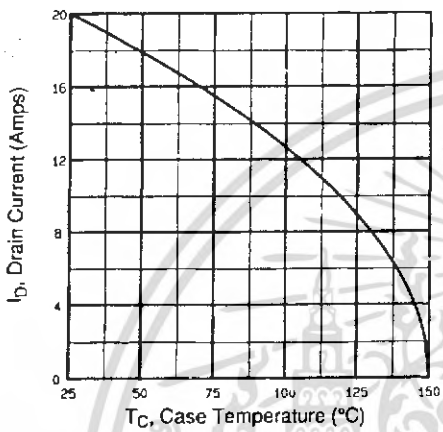


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

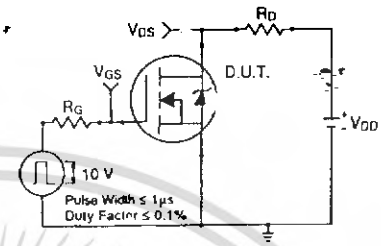


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

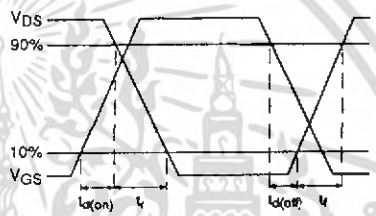


Fig 10b. Switching Time Waveforms

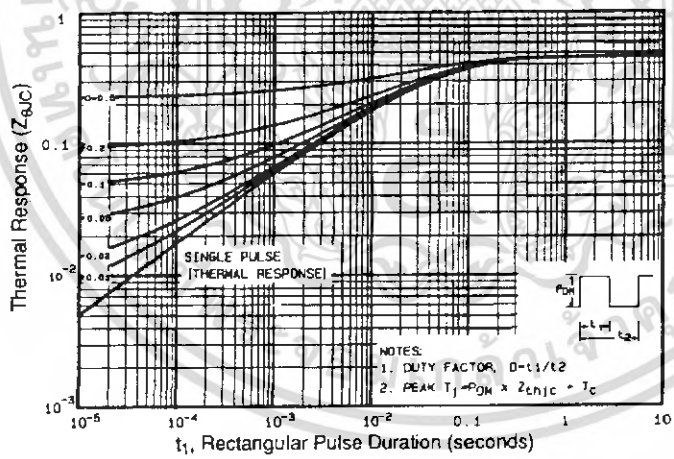


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

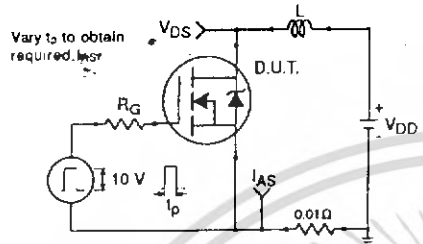


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

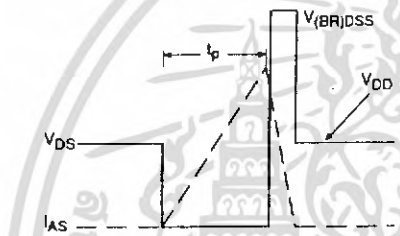


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

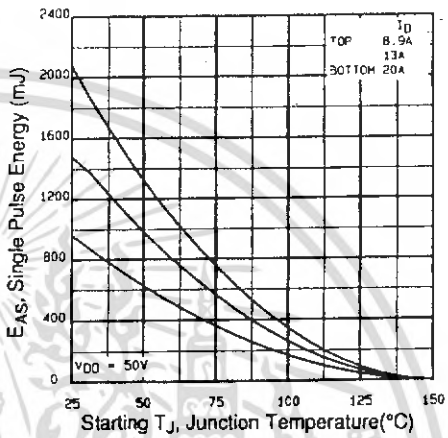


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

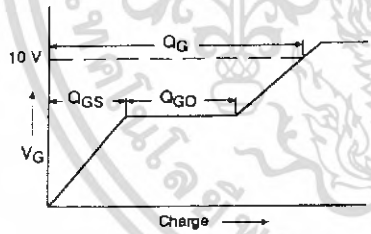


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

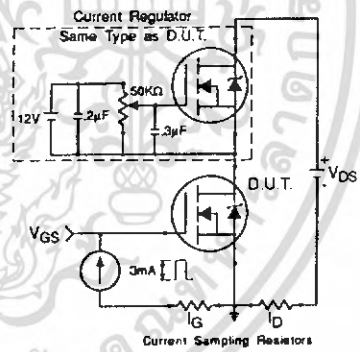


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International
IOR Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Order this document by SG3526/D

MOTOROLA

SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

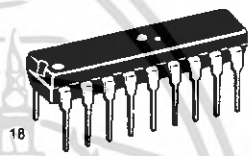
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

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.

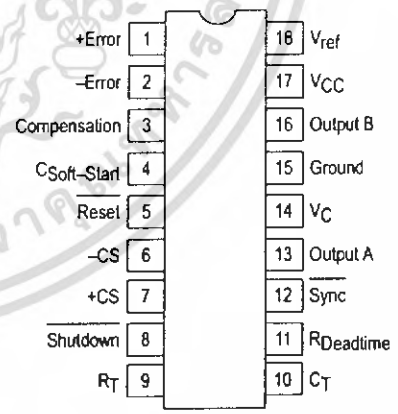
Additional protective features include soft start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, adjustable dead time and a data latch for single pulse metering. All digital control ports are TTL and B–series CMOS compatible. Active low logic design allows easy wired–OR connections 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

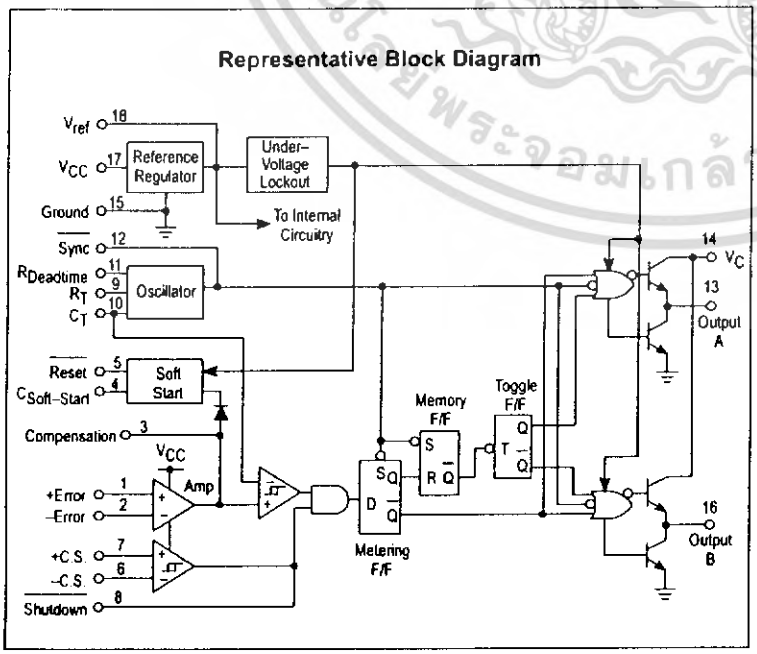


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



Representative Block Diagram



ORDERING INFORMATION

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

© Motorola, Inc. 1996

Rev 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

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

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION (Note 6)					
Reference Output Voltage (T_J = +25°C)	V_{ref}	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation (+8.0 V ≤ V_{CC} ≤ +35 V)	Reg_{line}	–	10	30	mV
Load Regulation (0 mA ≤ I_L ≤ 20 mA)	Reg_{load}	–	10	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	10	–	mV
Total Reference Output Voltage Variation (+8.0 V ≤ V_{CC} ≤ +35 V, 0 mA ≤ I_L ≤ 20 mA)	ΔV_{ref}	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current (V_{ref} = 0 V) (Note 2)	I_{SC}	25	80	125	mA
UNDERVOLTAGE LOCKOUT					
Reset Output Voltage (V_{ref} = +3.8 V)		–	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage (V_{ref} = +4.8 V)		2.4	4.8	–	V
OSCILLATOR SECTION (Note 7)					
Initial Accuracy (T_J = +25°C)		–	±3.0	±8.0	%
Frequency Stability over Power Supply Range (+8.0 V ≤ V_{CC} ≤ +35 V)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	–	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature (ΔT_J = T_{low} to T_{high})	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	–	2.0	–	%
Minimum Frequency (R_T = 150 kΩ, C_T = 20 μF)	f_{min}	–	0.5	–	Hz
Maximum Frequency (R_T = 2.0 kΩ, C_T = 0.001 μF)	f_{max}	400	–	–	kHz
Sawtooth Peak Voltage (V_{CC} = +35 V)	$V_{osc}(P)$	–	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage (V_{CC} = +8.0 V)	$V_{osc}(V)$	0.45	0.8	–	V
ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 8)					
Input Offset Voltage (R_S ≤ 2.0 kΩ)	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 ≥ 10 MΩ)	A_{VOL}	60	72	–	dB
High Output Voltage ($V_{Pin\ 1}$–$V_{Pin\ 2}$ ≥ +150 mV, I_{source} = 100 μA)	V_{OH}	3.6	4.2	–	V
Low Output Voltage ($V_{Pin\ 2}$–$V_{Pin\ 1}$ ≥ +150 mV, I_{sink} = 100 μA)	V_{OL}	–	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio (R_S ≤ 2.0 kΩ)	CMRR	70	94	–	dB
Power Supply Rejection Ratio (+12 V ≤ V_{CC} ≤ +18 V)	PSRR	66	80	–	dB

NOTES: 2. Maximum junction temperature must be observed.
5. T_{low} = 0°C T_{high} = +125°C
6. I_L = 0 mA unless otherwise noted.
7. f_{osc} = 40 kHz (R_T = 4.12 kΩ ± 1%, C_T = 0.01 μF ± 1%, R_D = 0 Ω)
8. 0 V ≤ V_{CM} ≤ +5.2 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)					
Minimum Duty Cycle ($V_{Compensation}$ = +0.4 V)	DC_{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{Compensation}$ = +3.6 V)	DC_{max}	45	49	–	%
DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)					
Output Voltage (High Logic Level) (I_{source} = 40 µA) (Low Logic Level) (I_{sink} = 3.6 mA)	V_{OH} V_{OL}	2.4 –	4.0 0.2	– 0.4	V
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) (V_{IH} = +2.4 V) (Low Logic Level) (V_{IL} = +0.4 V)	I_{IH} I_{IL}	– –	–125 –225	–200 –360	µA
CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9)					
Sense Voltage ($R_S \leq 50\ \Omega$)	V_{sense}	80	100	120	mA
Input Bias Current	I_{IB}	—	–3.0	–10	µA
SOFT–START SECTION					
Error Clamp Voltage (Reset = +0.4 V)		–	0.1	0.4	V
$C_{Soft–Start}$ Charging Current (Reset = +2.4 V)	I_{CS}	50	100	150	µA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, V_C = +15 Vdc, unless otherwise noted.)					
Output High Level I_{source} = 20 mA I_{source} = 100 mA	V_{OH}	12.5 12	13.5 13	– –	V
Output Low Level I_{sink} = 20 mA I_{sink} = 100 mA	V_{OL}	– –	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, V_C = +40 V	$I_{C(leak)}$	–	50	150	µA
Rise Time (C_L = 1000 pF)	t_r	–	0.3	0.6	µs
Fall Time (C_L = 1000 pF)	t_f	–	0.1	0.2	µs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, V_{CC} = +35 V, R_T = 4.12 kΩ)	I_{CC}	–	18	30	mA

NOTES: 7. f_{osc} = 40 kHz (R_T = 4.12 kΩ ± 1%, C_T = 0.01 µF ± 1%, R_D = 0 Ω)
8. 0 V ≤ V_{CM} ≤ +5.2 V
9. 0 V ≤ V_{CM} ≤ +12 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Reference Stability over Temperature

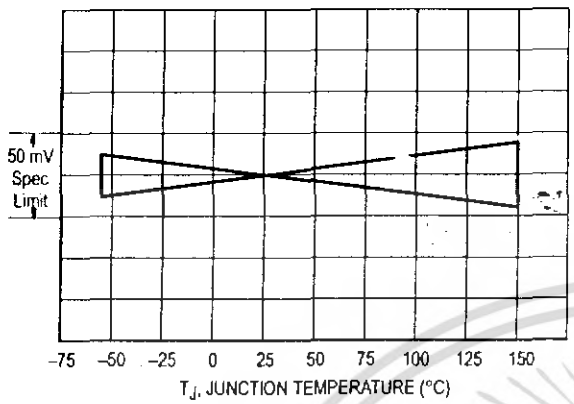


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

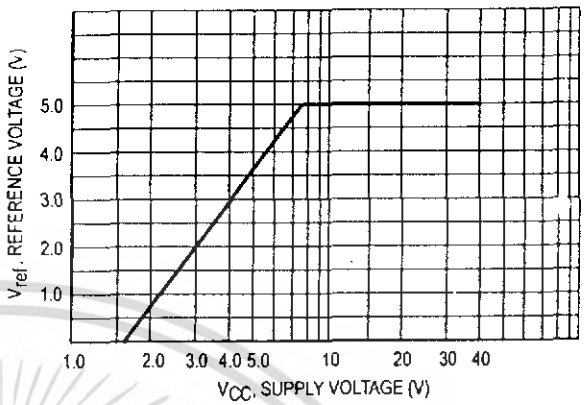


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

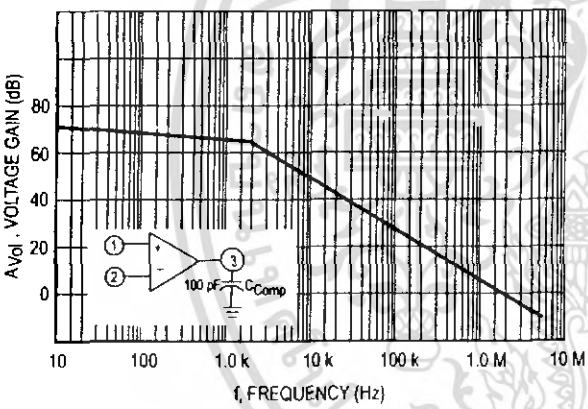


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

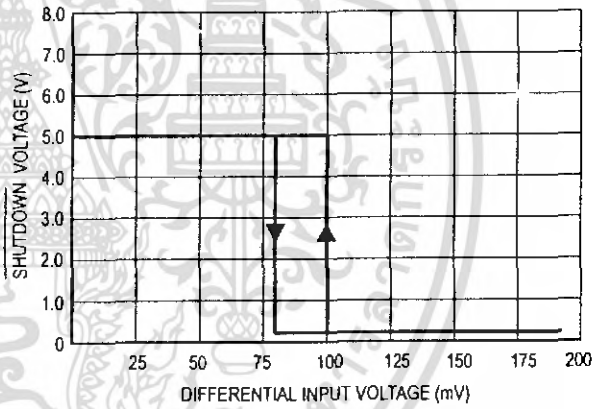


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

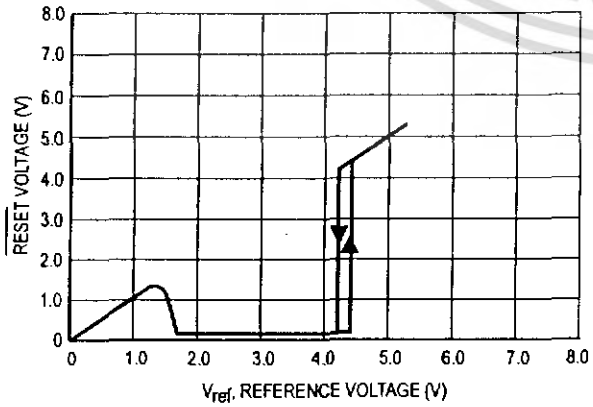
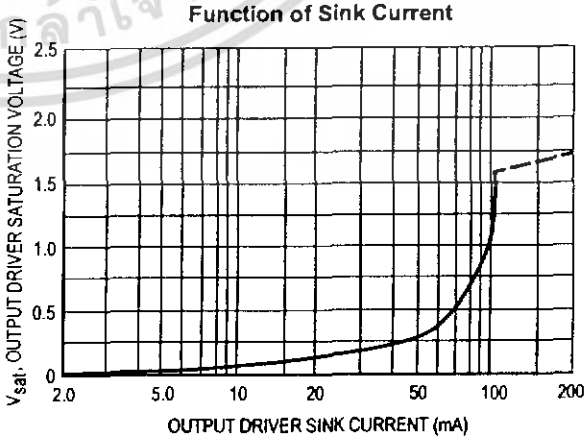


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 7. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

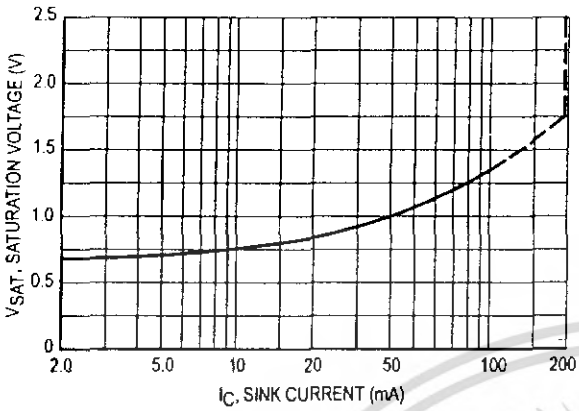


Figure 8. Oscillator Period

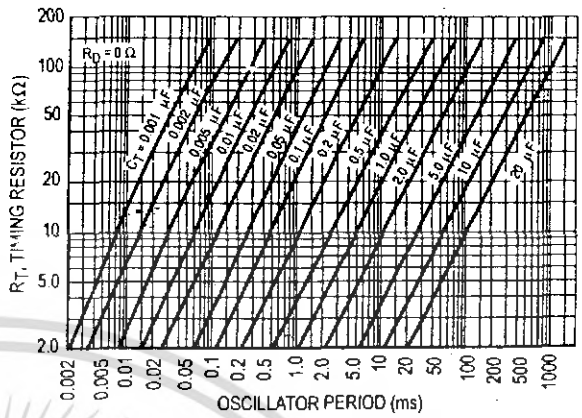


Figure 9. Error Amplifier

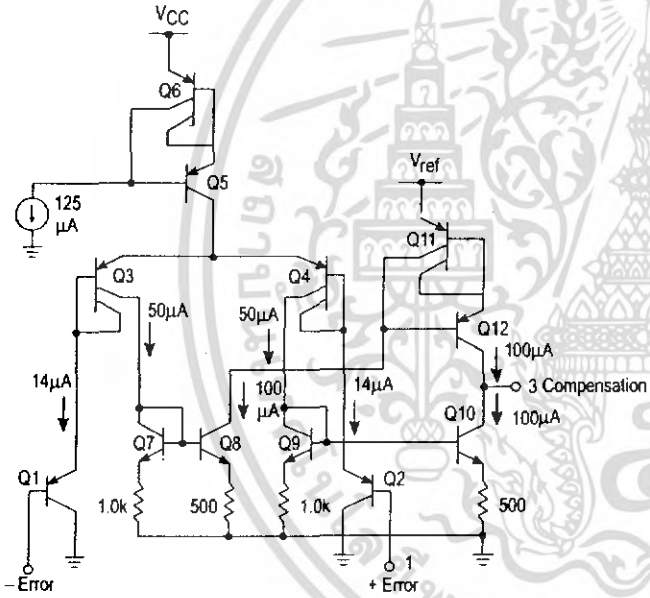


Figure 10. Undervoltage Lockout

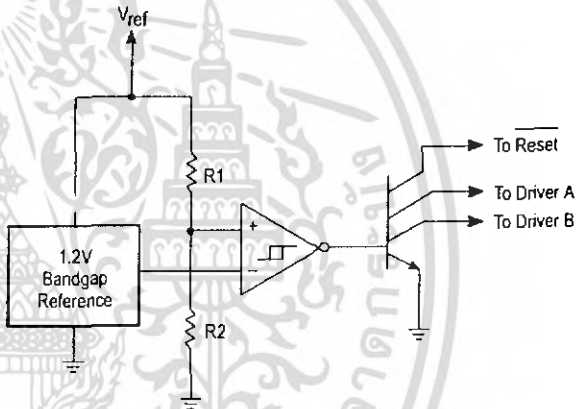
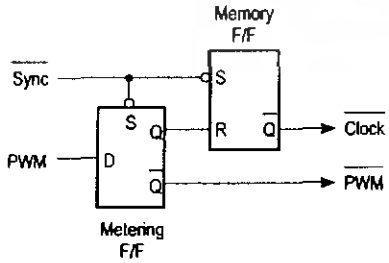


Figure 11. Pulse Processing Logic



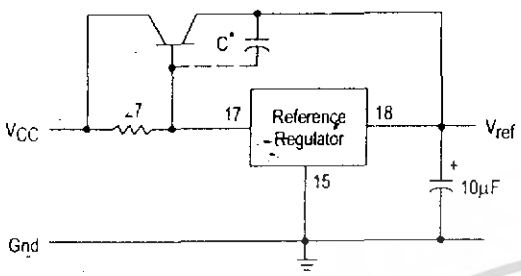
The metering Flip–Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

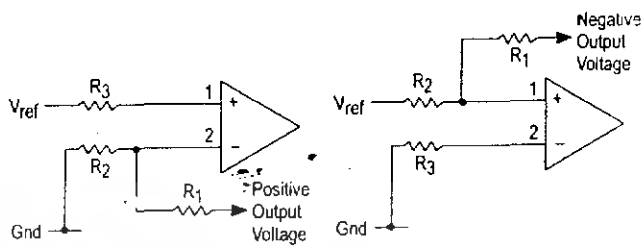
APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections



$$V_{out} = V_{ref}\left(\frac{R_1 + R_2}{R2}\right) \qquad V_{out} = V_{ref}\left(\frac{R_1}{R_2}\right)$$

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

Figure 14. Oscillator Connections

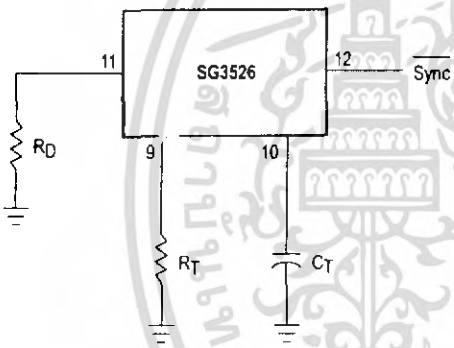
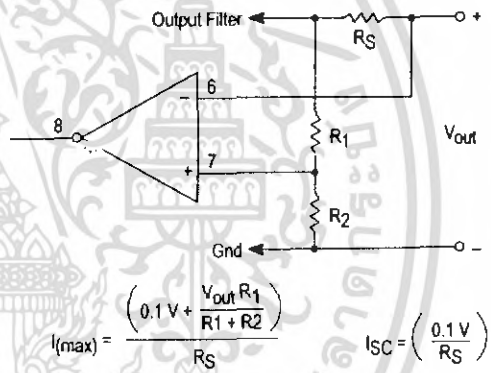


Figure 15. Foldback Current Limiting



$$I_{(max)} = \frac{\left(0.1\,V + \frac{V_{out} R_1}{R1 + R2}\right)}{R_S} \qquad I_{SC} = \left(\frac{0.1\,V}{R_S}\right)$$

Figure 16. Soft–Start Circuity

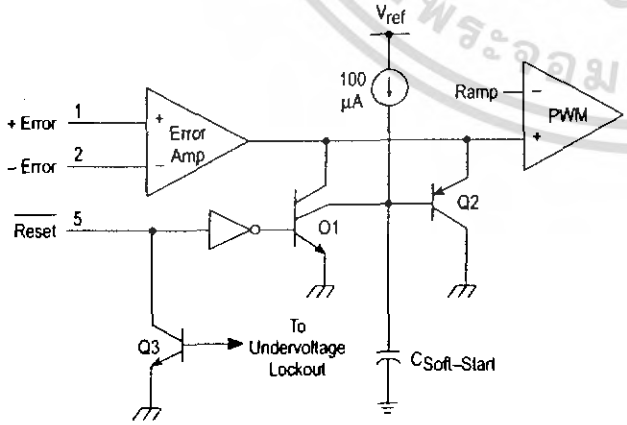
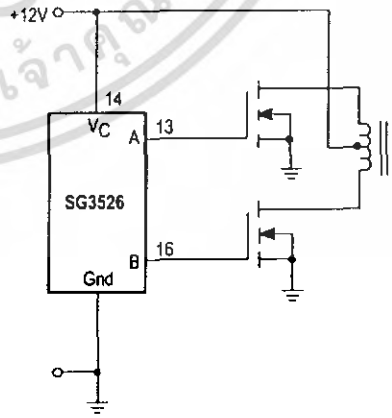


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 18. Half–Bridge Configuration

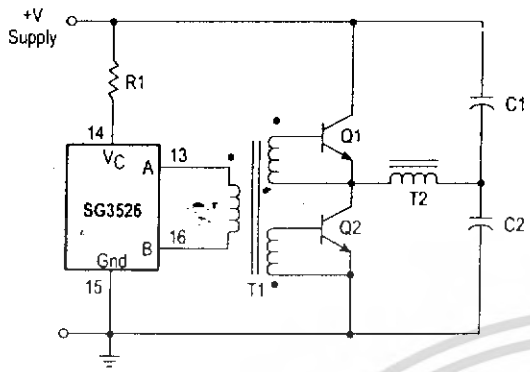
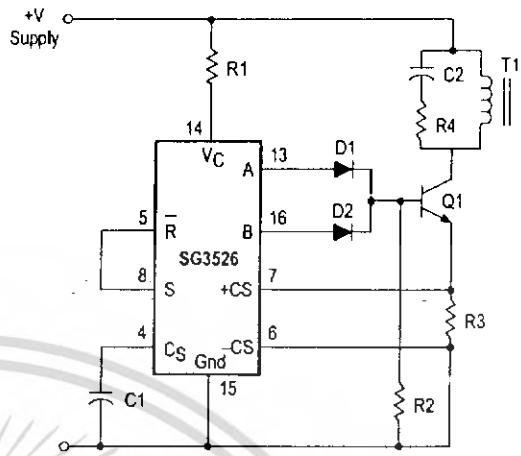


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



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

Figure 20. Single–Ended Configuration

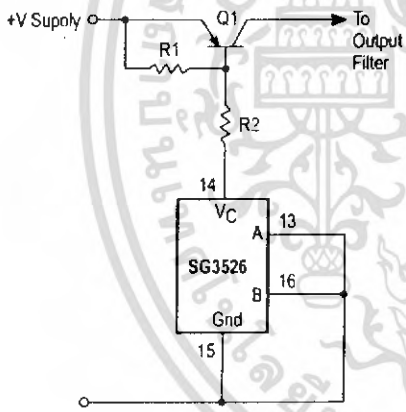
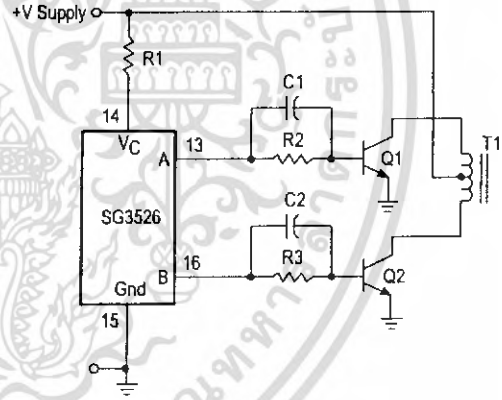


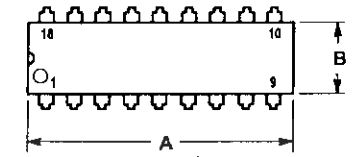
Figure 21. Push–Pull Configuration

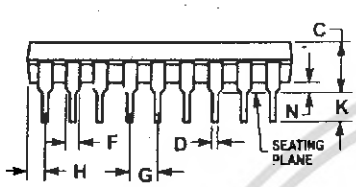


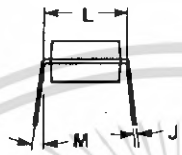
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707–02
ISSUE C







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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution; P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1–800–441–2447 or 602–303–5454

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

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

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 88 Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852–26629298

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V, NCV2902

Single Supply Quad Operational Amplifiers

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

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

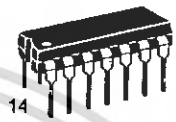
MAXIMUM RATINGS (T_A = +25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM224 LM324, LM324A	LM2902, LM2902V	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	 V_{CC} V_{CC}, V_{EE}	 32 ±16	 26 ±13	Vdc
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	±32	±26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	–0.3 to 32	–0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	–65 to +150		°C
Operating Ambient Temperature Range LM224 LM324, 324A LM2902 LM2902V, NCV2902	T_A	 –25 to +85 0 to +70	 –40 to +105 –40 to +125	°C

1. Split Power Supplies.

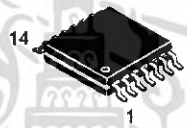
ON Semiconductor

http://onsemi.com



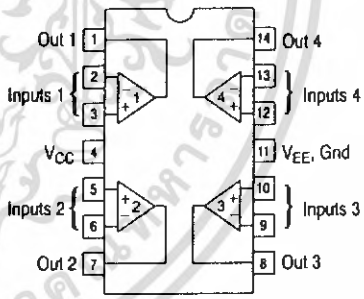
PDIP–14
N SUFFIX
CASE 646

SO–14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP–14
DTB SUFFIX
CASE 948G

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

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

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 10 of this data sheet.

© Semiconductor Components Industries, LLC, 2002

May, 2002 – Rev. 8

Publication Order Number:
LM324/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage V_{CC} = 5.0 V to 30 V (26 V for LM2902, V), V_{ICR} = 0 V to V_{CC} −1.7 V, V_O = 1.4 V, R_S = 0 Ω	V_{IO}																mV
T_A = 25°C		–	2.0	5.0	–	2.0	8.0	–	2.0	7.0	–	2.0	7.0	–	2.0	7.0	
T_A = T_{high} (Note 2)		–	–	7.0	–	–	5.0	–	–	9.0	–	–	10	–	–	13	
T_A = T_{low} (Note 2)		–	–	7.0	–	–	5.0	–	–	9.0	–	–	10	–	–	10	
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage T_A = T_{high} to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	–	7.0	–	–	7.0	30	–	7.0	–	–	7.0	–	–	7.0	–	μV/°C
Input Offset Current T_A = T_{high} to T_{low} (Note 2)	I_{IO}	– –	3.0 –	30 100	– –	5.0 –	30 75	– –	5.0 –	50 150	– –	5.0 –	50 200	– –	5.0 –	50 200	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current T_A = T_{high} to T_{low} (Notes 2 and 4)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	–	10	–	–	10	300	–	10	–	–	10	–	–	10	–	pA/°C
Input Bias Current T_A = T_{high} to T_{low} (Note 2)	I_{IB}	– –	−90 –	−150 −300	– –	−45 –	−100 −200	– –	−90 –	−250 −500	– –	−90 –	−250 −500	– –	−90 –	−250 −500	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) V_{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V)	V_{ICR}																V
T_A = +25°C		0	–	28.3	0	–	28.3	0	–	28.3	0	–	24.3	0	–	24.3	
T_A = T_{high} to T_{low} (Note 2)		0	–	28	0	–	28	0	–	28	0	–	24	0	–	24	
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain R_L = 2.0 kΩ, V_{CC} = 15 V, for Large V_O Swing	A_{VOL}																V/mV
T_A = T_{high} to T_{low} (Note 2)		50 25	100 –	– –	25 15	100 –	– –	25 15	100 –	– –	25 15	100 –	– –	25 15	100 –	– –	
Channel Separation 10 kHz ≤ f ≤ 20 kHz, Input Referenced	CS	–	−120	–	–	−120	–	–	−120	–	–	−120	–	–	−120	–	dB
Common Mode Rejection, R_S ≤ 10 kΩ	CMR	70	85	–	65	70	–	65	70	–	50	70	–	50	70	–	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	–	65	100	–	65	100	–	50	100	–	50	100	–	dB

2. LM224: T_{low} = −25°C, T_{high} = +85°C
   LM324/LM324A: T_{low} = 0°C, T_{high} = +70°C
   LM2902: T_{low} = −40°C, T_{high} = +105°C
   LM2902V & NCV2902: T_{low} = −40°C, T_{high} = +125°C
   NCV2902 is qualified for automotive use.
3. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is V_{CC} −1.7 V.
4. Guaranteed by design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage–High Limit ($T_A = T_{high}$ to T_{low}) (Note 5)	V_{OH}																V
V_{CC} = 5.0 V, R_L = 2.0 kΩ, T_A = 25°C		3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	3.3	3.5	–	
V_{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), R_L = 2.0 kΩ		26	–	–	26	–	–	26	–	–	22	–	–	22	–	–	
V_{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), R_L = 10 kΩ		27	28	–	27	28	–	27	28	–	23	24	–	23	24	–	
Output Voltage – Low Limit, V_{CC} = 5.0 V, R_L = 10 kΩ, $T_A = T_{high}$ to T_{low} (Note 5)	V_{OL}	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	100	–	5.0	100	mV
Output Source Current (V_{ID} = +1.0 V, V_{CC} = 15 V)	I_{O+}																mA
T_A = 25°C		20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	
$T_A = T_{high}$ to T_{low} (Note 5)		10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	
Output Sink Current (V_{ID} = –1.0 V, V_{CC} = 15 V) T_A = 25°C	I_{O-}	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	mA
$T_A = T_{high}$ to T_{low} (Note 5)		5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	5.0	8.0	–	
(V_{ID} = –1.0 V, V_O = 200 mV, T_A = 25°C)		12	50	–	12	50	–	12	50	–	–	–	–	–	–	–	µA
Output Short Circuit to Ground (Note 6)	I_{SC}	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{high}$ to T_{low}) (Note 5)	I_{CC}																mA
V_{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), V_O = 0 V, R_L = ∞		–	–	3.0	–	1.4	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	
V_{CC} = 5.0 V, V_O = 0 V, R_L = ∞		–	–	1.2	–	0.7	1.2	–	–	1.2	–	–	1.2	–	–	1.2	

5. LM224: T_{low} = –25°C, T_{high} = +85°C
   LM324/LM324A: T_{low} = 0°C, T_{high} = +70°C
   LM2902: T_{low} = –40°C, T_{high} = +105°C
   LM2902V & NCV2902: T_{low} = –40°C, T_{high} = +125°C
   NCV2902 is qualified for automotive use.
6. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is V_{CC} –1.7 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

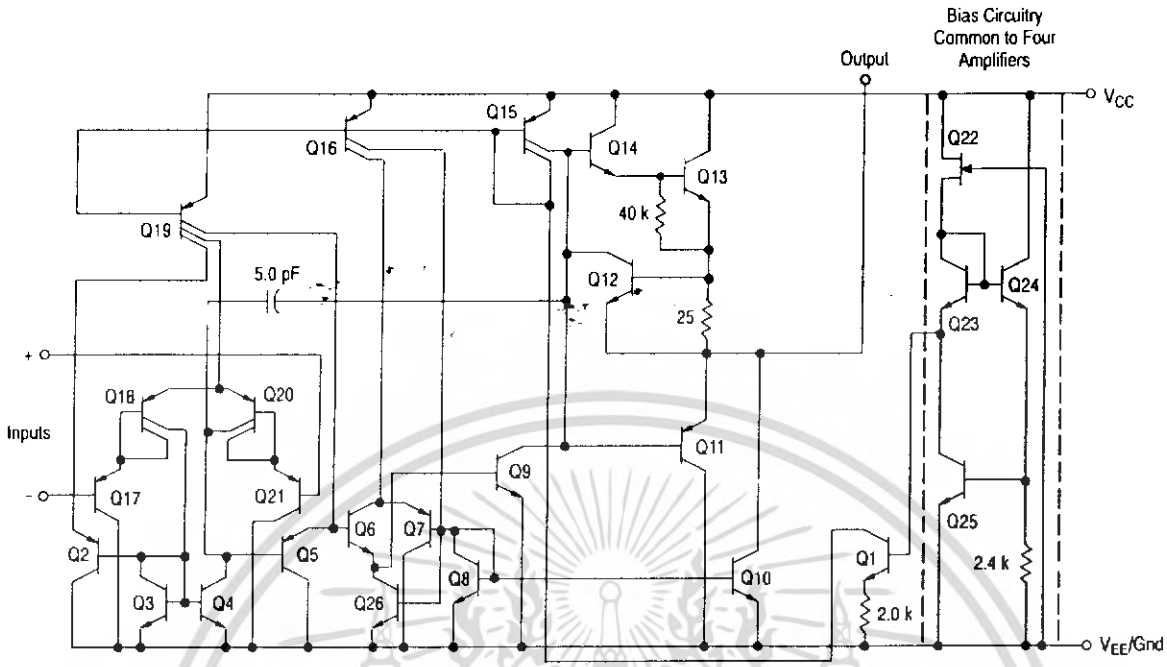


Figure 1. Representative Circuit Diagram
(One−Fourth of Circuit Shown)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CIRCUIT DESCRIPTION

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

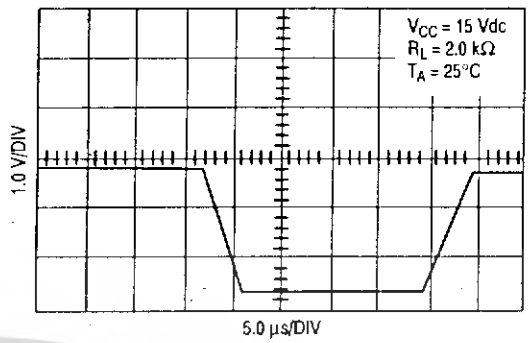


Figure 2. Large Signal Voltage Follower Response

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

Figure 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

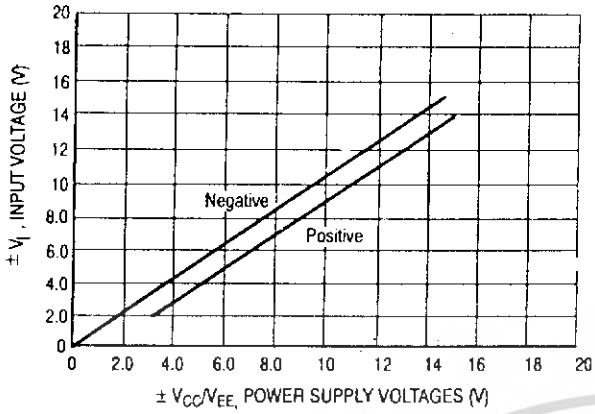


Figure 4. input Voltage Range

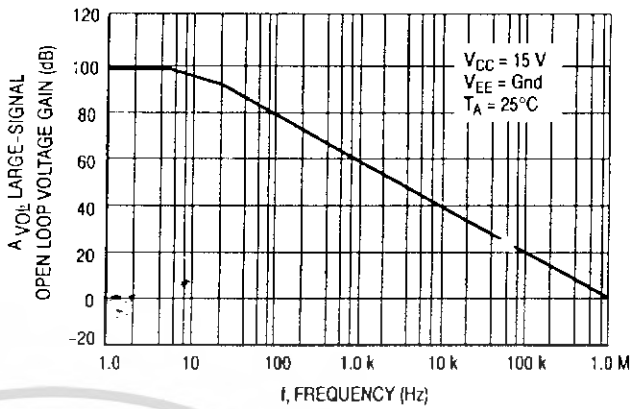


Figure 5. Open Loop Frequency

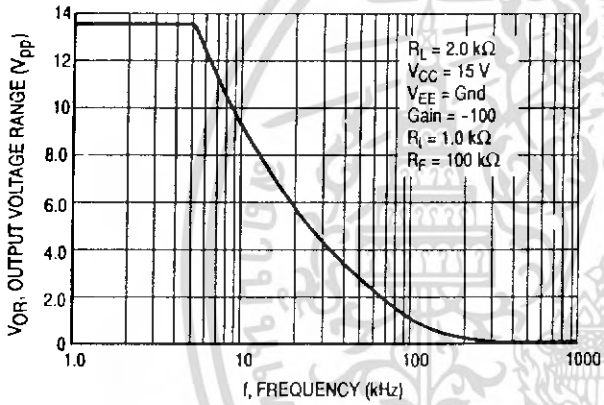


Figure 6. Large−Signal Frequency Response

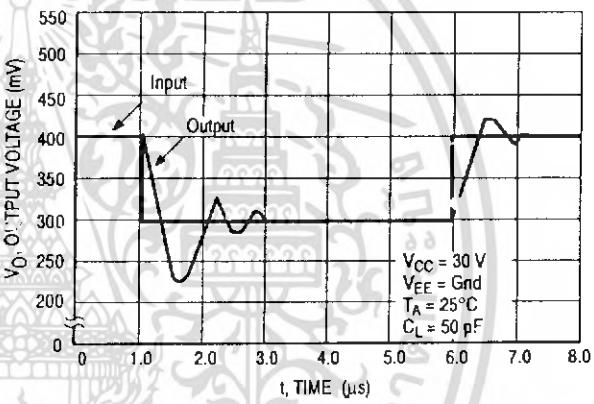


Figure 7. Small−Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

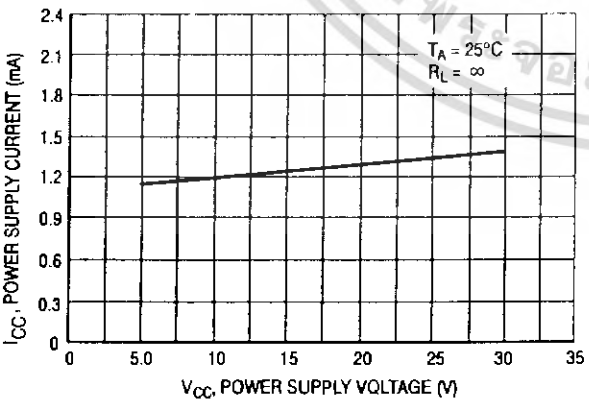


Figure 8. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

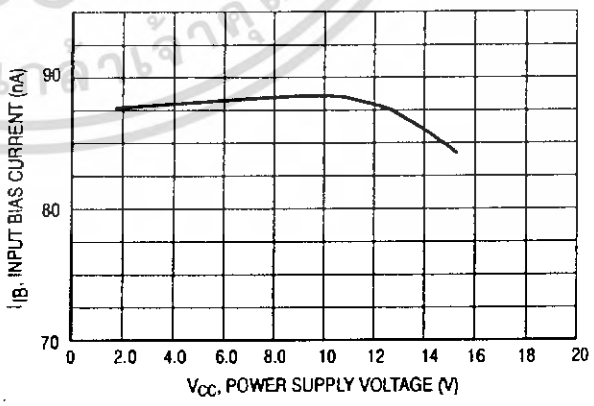


Figure 9. Input Bias Current versus Power Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

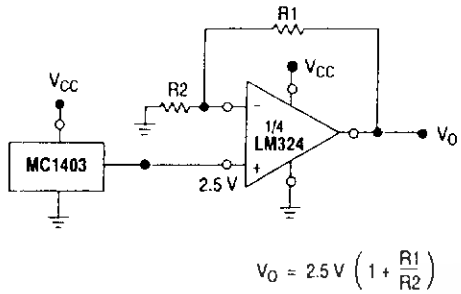


Figure 10. Voltage Reference

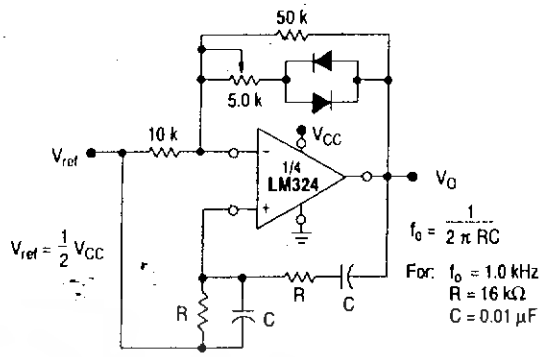


Figure 11. Wien Bridge Oscillator

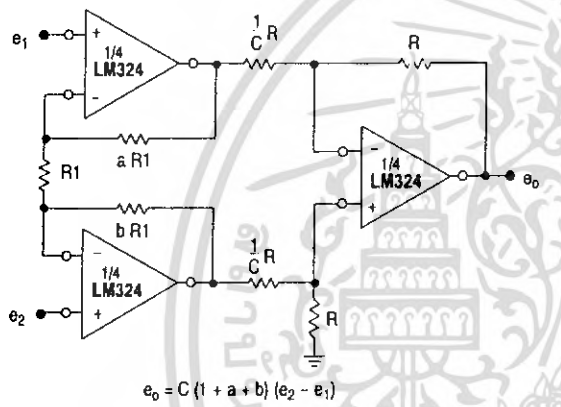


Figure 12. High Impedance Differential Amplifier

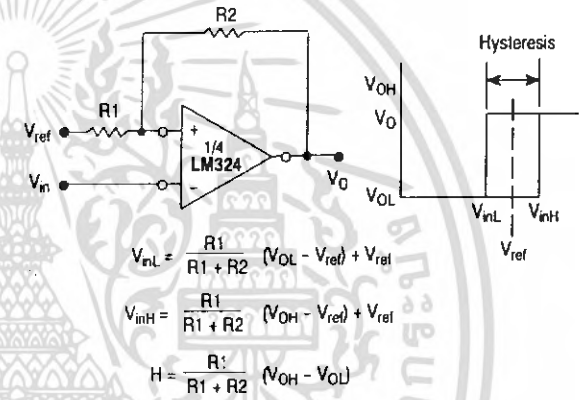


Figure 13. Comparator with Hysteresis

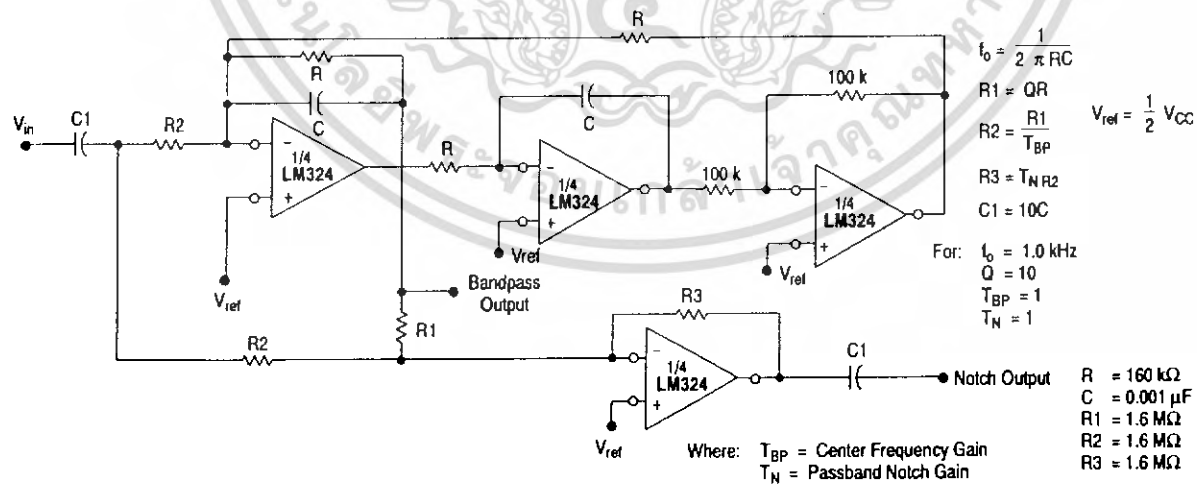


Figure 14. Bi–Quad Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

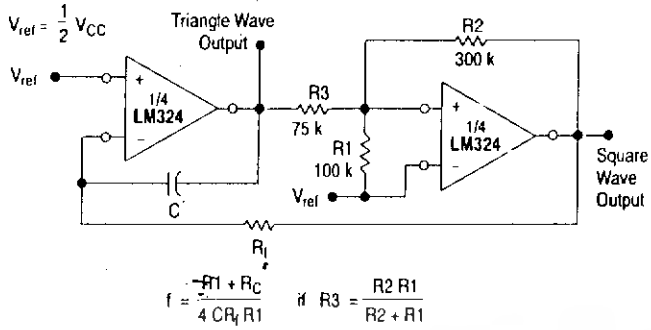


Figure 15. Function Generator

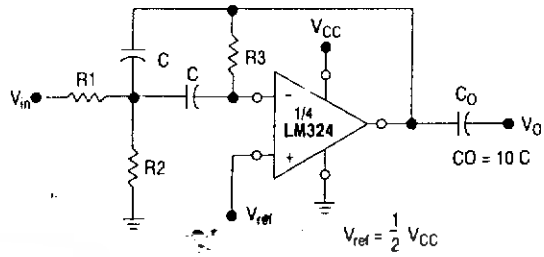


Figure 16. Multiple Feedback Bandpass Filter

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

Choose value f_o, C

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

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

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

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

where f_o and BW are expressed in Hz.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

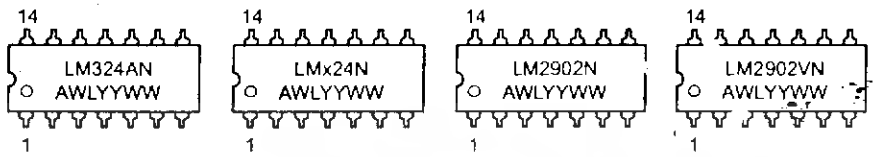
ORDERING INFORMATION

Device	Package	Operating Temperature Range	Shipping
LM224D	SO−14	−25° to +85°C	55 Units/Rail
LM224DR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM224DTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM224DTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM224N	PDIP−14		25 Units/Rail
LM324D	SO−14	0° to +70°C	55 Units/Rail
LM324DR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM324DTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM324DTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM324N	PDIP−14		25 Units/Rail
LM324AD	SO−14		55 Units/Rail
LM324ADR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM324ADTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM324ADTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM324AN	PDIP−14		25 Units/Rail
LM2902D	SO−14	−40° to +105°C	55 Units/Rail
LM2902DR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM2902DTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM2902DTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM2902N	PDIP−14		25 Units/Rail
LM2902VD	SO−14	−40° to +125°C	55 Units/Rail
LM2902VDR2	SO−14		2500 Tape & Reel
LM2902VDTB	TSSOP−14		96 Units/Rail
LM2902VDTBR2	TSSOP−14		2500 Tape & Reel
LM2902VN	PDIP−14		25 Units/Rail
NCV2902DR2	SO−14		2500 Tape & Reel

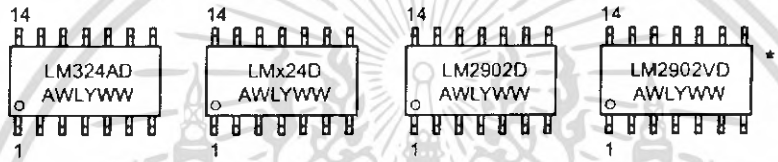
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MARKING DIAGRAMS

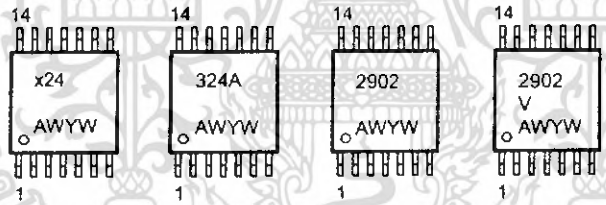
PDIP–14
N SUFFIX
CASE 646



SO–14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP–14
DTB SUFFIX
CASE 948G

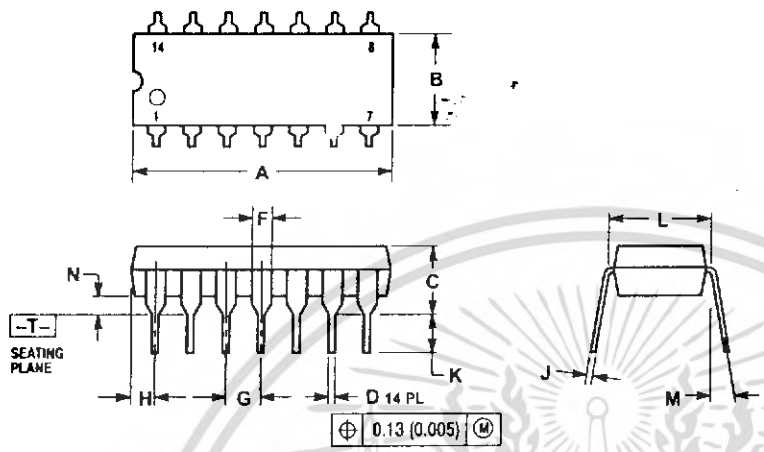


x = 2 or 3
A = Assembly Location
WL = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week
*This marking diagram also applies to NCV2902.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS

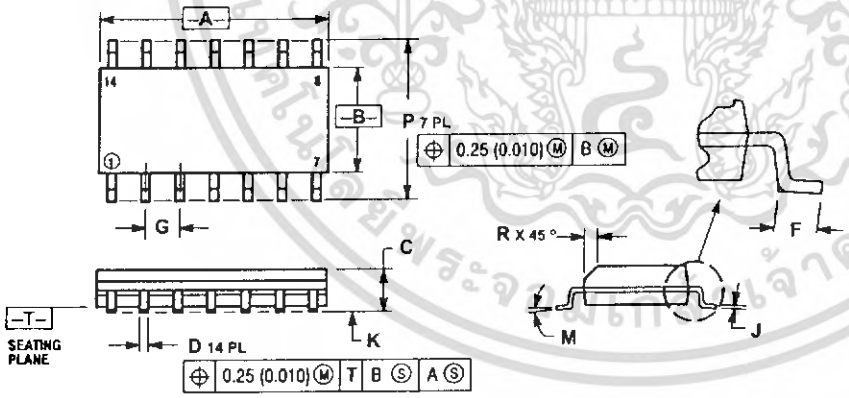
PDIP–14
N SUFFIX
CASE 646–06
ISSUE M



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

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	18.80
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.290	0.310	7.37	7.87
M	---	10°	---	10°
N	0.015	0.039	0.38	1.01

SO–14
D SUFFIX
CASE 751A–03
ISSUE F



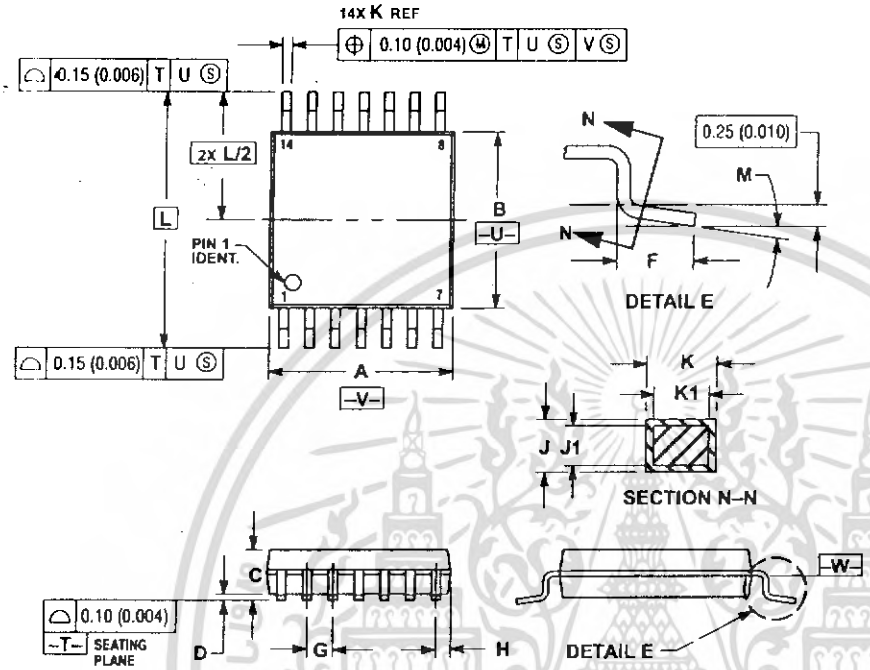
NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005)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

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS

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



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

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

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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

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

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

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

www.fairchildsemi.com

LM2901,LM339/LM339A,LM3302, LM239/LM239A

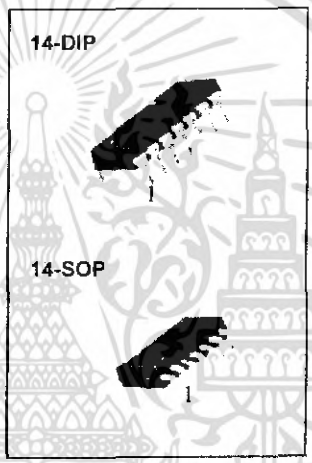
Quad Comparator

Features

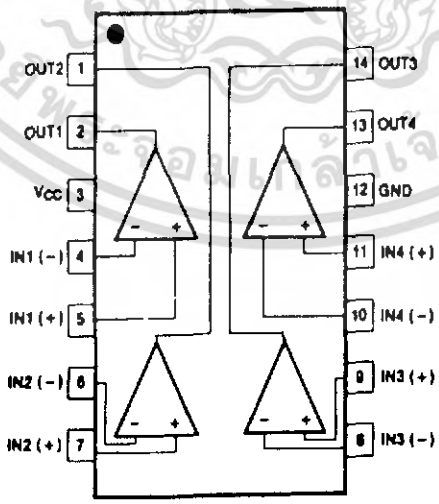
- Single or dual supply operation
- Wide range of supply voltage
  LM2901,LM339/LM339A,LM239/LM239A : 2 ~ 36V
  (or ±1 ~ ±18V)
  LM3302 : 2 ~ 28V (or ±1 ~ ±14V)
- Low supply current drain 800μA Typ.
- Open collector outputs for wired and connectors
- Low input bias current 25nA Typ.
- Low Input offset current ±2.3nA Typ.
- Low input offset voltage ±1.4mV Typ.
- Common mode input voltage range includes ground.
- Low output saturation voltage
- Output compatible with TTL. DTL and MOS logic system

Description

The LM2901, LM339/LM339A ,LM239/LM239A, LM3302 consist of four independent voltage comparators designed to operate from single power supply over a wide voltage range.

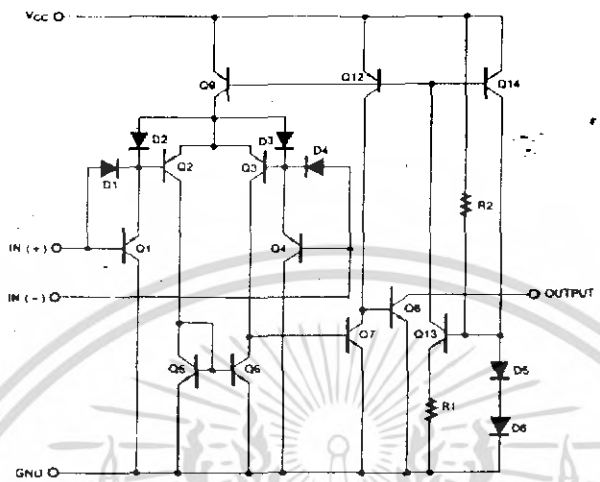


Internal Block Diagram



©2001 Fairchild Semiconductor Corporation
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Schematic Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	±18 or 36	V
Supply Voltage only LM3302	V_{CC}	±14 or 28	V
Differential Input Voltage	$V_{I(DIFF)}$	36	V
Differential Input Voltage only LM3302	$V_{I(DIFF)}$	28	V
Input Voltage	V_I	- 0.3 to +36	V
Input Voltage only LM3302	V_I	- 0.3 to +28	V
Output Short Circuit to GND	-	Continuous	-
Power Dissipation	P_D	570	mW
Operating Temperature LM339/LM339A LM2901/LM3302 LM239/LM239A	T_{OPR}	 0 ~ + 70 -40 ~ + 85 -25 ~ + 85	°C
Storage Temperature	T_{STG}	- 65 ~ + 150	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics

(V_{CC} = 5V, T_A = 25°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions		LM239A/LM339A			LM239/LM339			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	V_{IO}	$V_{O(P)}$ =1.4V, R_S =0Ω		-	±1	±2	-	±1.4	±5	mV
			Note 1	-		±4.0	-	-	±9.0	
Input Offset Current	I_{IO}			-	±2.3	±50	-	±2.3	±50	nA
			Note 1	-		±150	-	-	±150	
Input Bias Current	I_{BIAS}			-	57	250	-	57	250	nA
			Note 1	-	-	400	-	-	400	
Input Common Mode Voltage Range	$V_{I(R)}$			0	-	V_{CC}-1.5	0	-	V_{CC}-1.5	V
			Note 1	0	-	V_{CC}-2	0	-	V_{CC}-2	
Supply Current	I_{CC}	V_{CC} = 5V R_L = ∞		-	1.1	2.0	-	1.1	2.0	mA
Voltage Gain	G_V	V_{CC} =15V, R_L ≥ 15KΩ (for large swing)		50	200	-	50	200	-	V/mV
Large Signal Response Time	T_{LRES}	V_I = TTL Logic Swing V_{REF} = 1.4V, V_{RL} = 5V, R_L = 5.1KΩ		-	350	-	-	350	-	ns
Response Time	T_{RES}	V_{RL} = 5V, R_L = 5.1KΩ		-	1.4	-	-	1.4	-	µs
Output Sink Current	I_{SINK}	$V_{I(-)}$ ≥ 1V, $V_{I(+)}$ = 0V, $V_{O(P)}$ ≤ 1.5V		6	18	-	6	18	-	mA
Output Saturation Voltage	V_{SAT}	$V_{I(-)}$ ≥ 1V, $V_{I(+)}$ = 0V		-	140	400	-	140	400	mV
		I_{SINK} = 4mA	Note 1	-		700	-		700	
Output Leakage Current	$I_{O(LKG)}$	$V_{I(-)}$ = 0V, $V_{I(+)}$ = 1V	$V_{O(P)}$ = 5V	-	0.1	-	-	0.1	-	nA
			$V_{O(P)}$ = 30V	-	-	1.0	-	-	1.0	µA
Differential Voltage	$V_{I(DIFF)}$		Note 1	-	-	36	-	-	36	V

Note 1.
LM339/LM339A : 0 ≤ T_A ≤ +70°C
LM2901/LM3302 : -40 ≤ T_A ≤ +85°C
LM239/LM239A : -25 ≤ T_A ≤ +85°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

(V_{CC} = 5V, T_A = 25°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	LM2901			LM3302			Unit
			Min	Typ	Max.	Min	Typ	Max.	
Input Offset Voltage	V_{IO}	$V_{O(P)}$ =1.4V, R_S =0Ω	-	2	7	-	2	20	mV
		Note 1	-	9	15	-	-	40	
Input Offset Current	I_{IO}		-	2.3	50	-	3	100	nA
		Note 1	-	50	200	-	-	300	
Input Bias Current	I_{BIAS}		-	57	250	-	57	250	nA
		Note 1	-	200	500	-	-	1000	
Input Common Mode Voltage Range	$V_{I(R)}$		0	-	V_{CC} -1.5	0	-	V_{CC} -1.5	V
		Note 1	0	-	V_{CC} -2	0	-	V_{CC} -2	
Supply Current	I_{CC}	R_L =∞, V_{CC}=5V	-	1.1	2.0	-	1.1	2.0	mA
		R_L =∞,V_{CC}=30V	-	1.6	2.5	-	-	-	
Voltage Gain	G_V	V_{CC} =15V, R_L ≥ 15KΩ (for large swing)	25	100	-	2	30	-	V/ mV
Large Signal Response Time	T_{LRES}	V_I =TTL Logic Swing V_{REF} =1.4V, V_{RL} =5V, R_L =5.1KΩ	-	350	-	-	350	-	ns
Response Time	T_{RES}	V_{RL} = 5V, R_L = 5.1KΩ	-	1.4	-	-	1.4	-	µs
Output Sink Current	I_{SINK}	$V_{I(-)}$ ≥ 1V, $V_{I(+)}$ =0V, $V_{O(P)}$ ≤ 1.5V	6	18	-	6	18	-	mA
Output Saturation Voltage	V_{SAT}	$V_{I(-)}$ ≥ 1V, $V_{I(+)}$ = 0V I_{SINK} =4mA	-	140	400	-	140	400	mV
		Note 1	-	-	700	-	-	700	
Output Leakage Current	$I_{O(LKG)}$	$V_{I(-)}$ = 0V, $V_{I(+)}$ = 1V, $V_{O(P)}$ = 5V	-	0.1	-	-	0.1	-	nA
		$V_{I(-)}$ = 0V, $V_{I(+)}$ = 1V, $V_{O(P)}$ = 30V	-	-	1.0	-	-	1.0	µA
Differential Voltage	$V_{I(DIFF)}$	Note 1	-	-	36	-	-	36	V

Note 1.
LM339/LM339A : 0 ≤ T_A ≤ +70°C
LM2901/LM3302 : -40 ≤ T_A ≤ +85°C
LM239/LM239A : -25 ≤ T_A ≤ +85°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

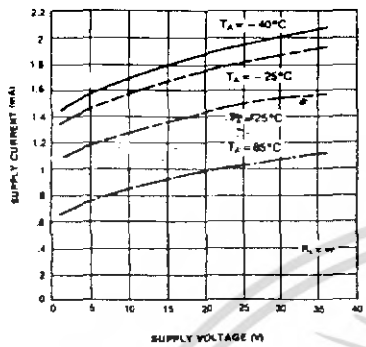


Figure 1. Supply Current vs Supply Voltage

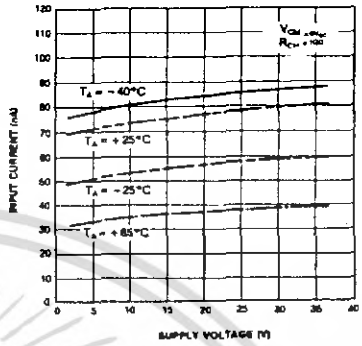


Figure 2. Input Current vs Supply Voltage

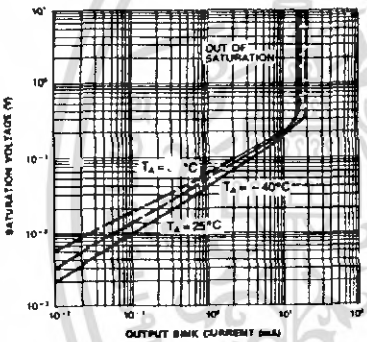


Figure 3. Output Saturation Voltage vs sink Current

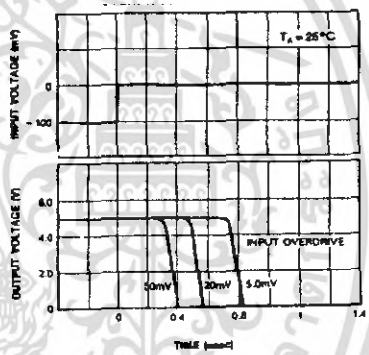


Figure 4. Response Time for Various Input Overdrive-Negative Transition

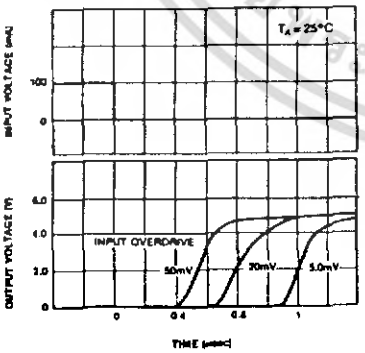


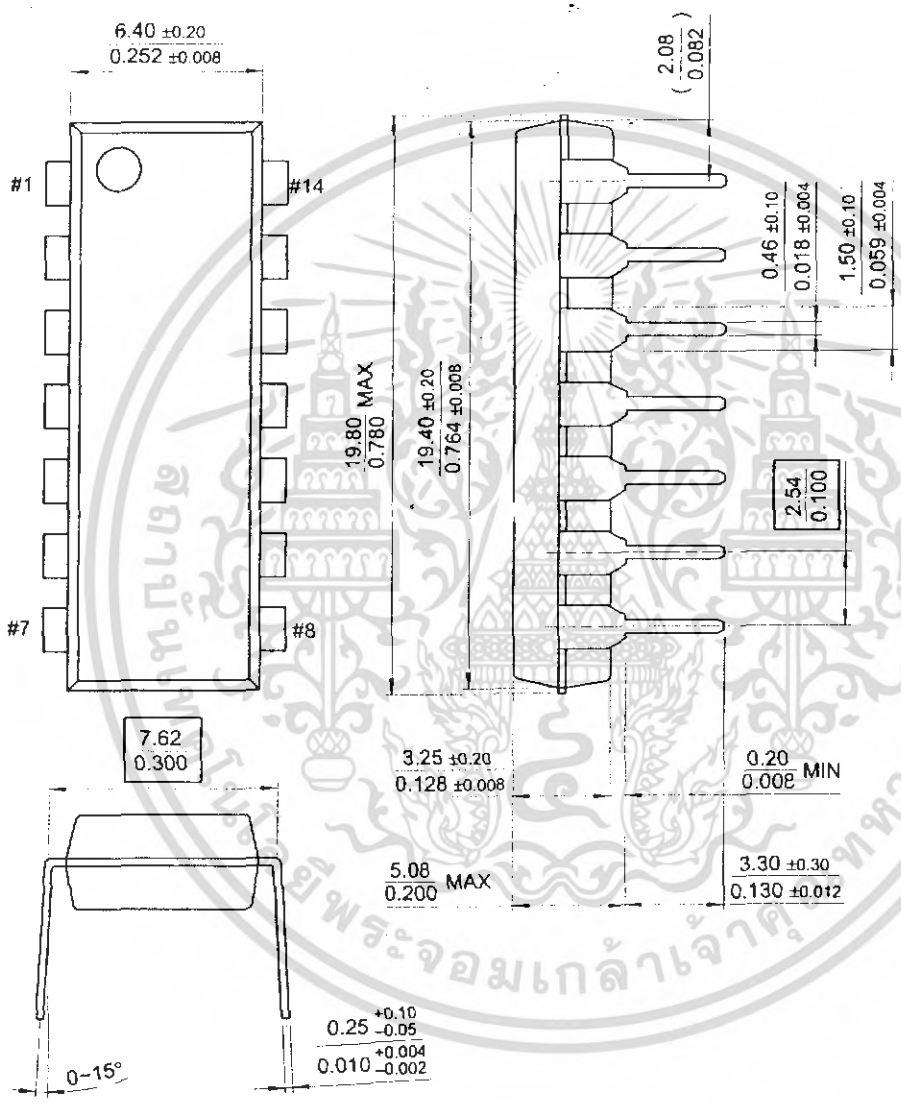
Figure 5. Response Time for Various Input Overdrive-Positive Transition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions

Package

14-DIP

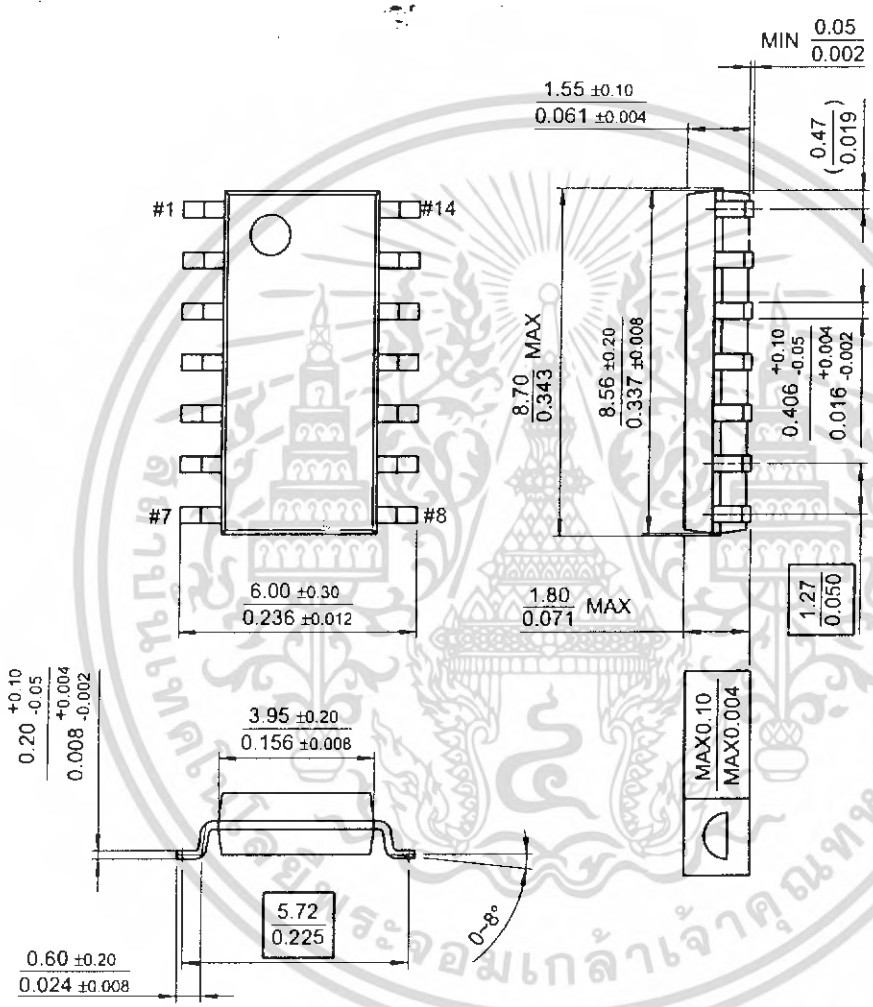


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanica Dimensions (Continued)

Package

14-SOP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

·M·C·C·

Micro Commercial Components
21201 Itasca Street Chatsworth
CA 91311
Phone: (818) 701-4933
Fax: (818) 701-4939

MUR3005WT THRU MUR3060WT

30 Amp Super Fast Recovery Rectifier 200 to 600 Volts

Features

- High Surge Capability
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- Super Fast Switching Speed For High Efficiency

Maximum Ratings

- Operating Temperature: -55°C to +150°C
- Storage Temperature: -55°C to +150°C

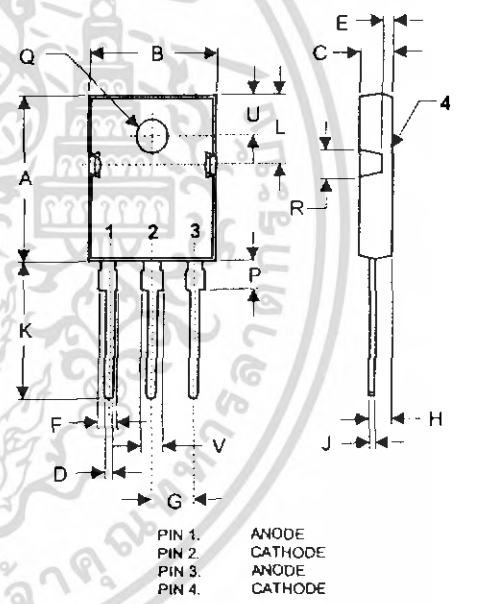
MCC Part Number	Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	Maximum RMS Voltage	Maximum DC Blocking Voltage
MUR3005WT	50V	35V	50V
MUR3010WT	100V	70V	100V
MUR3020WT	200V	140V	200V
MUR3040WT	400V	280V	400V
MUR3060WT	600V	420V	600V

Electrical Characteristics @ 25°C Unless Otherwise Specified

Average Forward Current	$I_{F(AV)}$	30 A	T_C = 100°C
Peak Forward Surge Current	I_{FSM}	300A	8.3ms, half sine
Maximum Instantaneous Forward Voltage MUR3005WT-3020WT MUR3040WT MUR3060WT	V_F	 1.05V 1.30V 1.70V	 I_{FM} = 15.0A; T_C = 25°C
Maximum DC Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	I_R	10μA 500μA	T_C = 25°C T_C = 125°C
Maximum Reverse Recovery Time MUR3005WT-3040WT MUR3060WT	T_{rr}	 50ns 80ns	 I_F=0.5A, I_R=1.0A, I_{rr}=0.25A

*Pulse Test: Pulse Width 300μsec, Duty Cycle 1%

TO-247



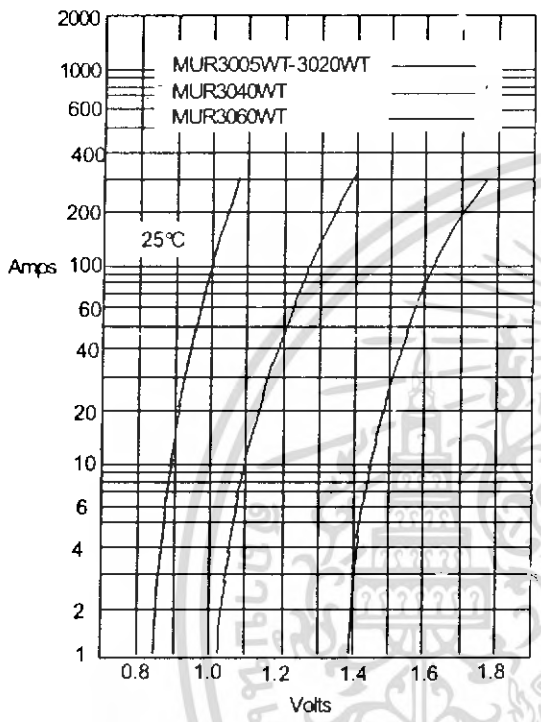
PIN 1. ANODE
PIN 2. CATHODE
PIN 3. ANODE
PIN 4. CATHODE

DIM	INCHES MIN	INCHES MAX	MM MIN	MM MAX	NOTE
A	.803	.823	20.40	20.90	
B	.608	.628	15.44	15.95	
C	.185	.205	4.70	5.21	
D	.043	.051	1.09	1.30	
E	.059	.064	1.50	1.63	
F	.071	.086	1.80	2.18	
G	.215	BSC	5.45	BSC	
H	.101	.130	2.56	2.87	
J	.019	.027	0.48	0.68	
K	.613	.633	15.57	16.08	
L	.286	.295	7.26	7.50	
P	.122	.133	3.10	3.38	
Q	.138	.145	3.50	3.70	⌀
R	.130	.150	3.30	3.80	
U	.209	BSC	5.30	BSC	
V	.120	.134	3.05	3.40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

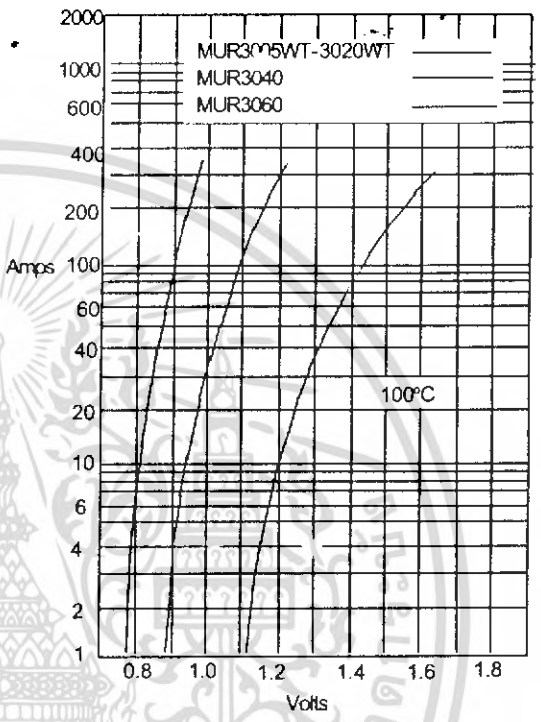
MUR3005WT thru MUR3060WT

Figure 1
Typical Forward Characteristics @ T_J = 25°C



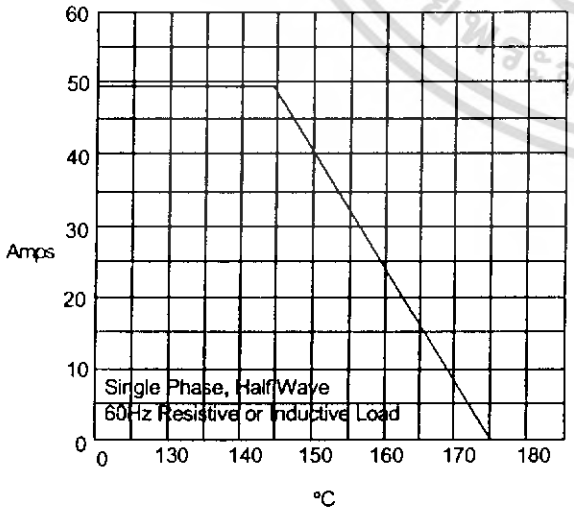
Instantaneous Forward Current - Amperes *versus*
Instantaneous Forward Voltage - Volts

Figure 2
Typical Forward Characteristics @ T_J = 100°C



Instantaneous Forward Current - Amperes *versus*
Instantaneous Forward Voltage - Volts

Figure 3
Forward Derating Curve

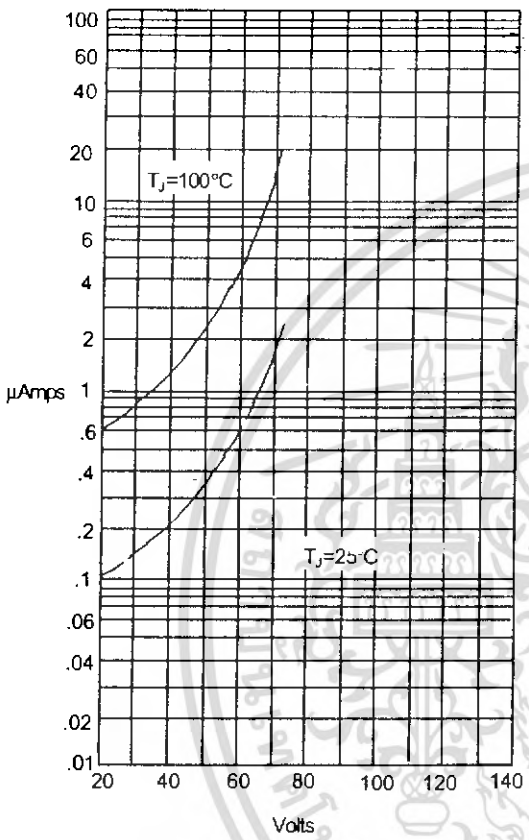


Average Forward Rectified Current Per Leg - Amperes *versus*
Case Temperature - °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

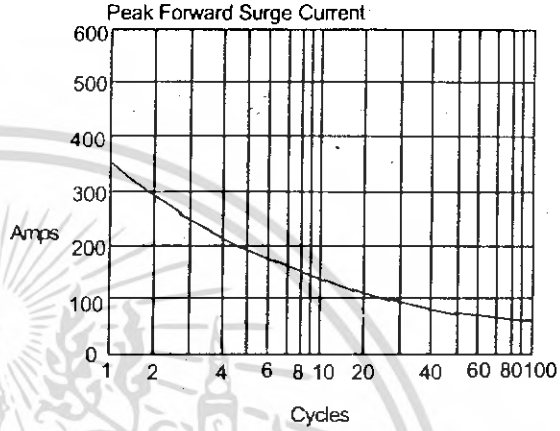
MUR3005WT thru MUR3060WT

Figure 4
Typical Reverse Characteristics



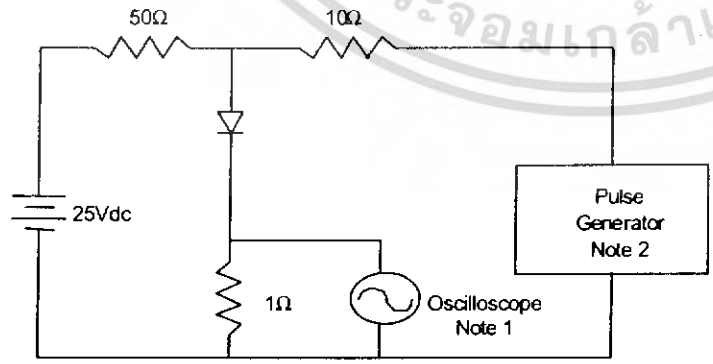
Instantaneous Reverse Leakage Current - MicroAmperes *versus*

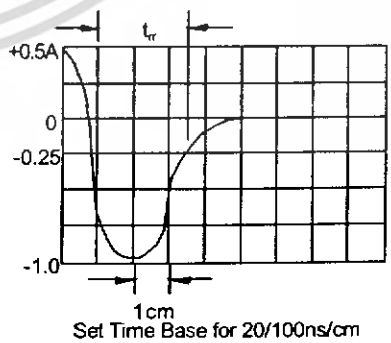
Figure 5
Peak Forward Surge Current



Peak Forward Surge Current - Amperes *versus*
Number Of Cycles At 60Hz - Cycles

Figure 7
Reverse Recovery Time Characteristic And Test Circuit Diagram





Notes:
1. Rise Time = 7ns max.
Input impedance = 1 megohm, 22pF
2. Rise Time = 10ns max.
Source impedance = 50 ohms
3. Resistors are non-inductive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

TIP31 Series(TIP31/31A/31B/31C)

Medium Power Linear Switching Applications

- Complementary to TIP32/32A/32B/32C

TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP31	40	V
	: TIP31A	60	V
	: TIP31B	80	V
	: TIP31C	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	1	A
P_C	Collector Dissipation (T_C=25°C)	40	W
P_C	Collector Dissipation (T_a=25°C)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	°C
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	°C

Electrical Characteristics T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
V_{CEO}(sus)	* Collector-Emitter Sustaining Voltage				
	: TIP31	I_C = 30mA, I_B = 0	40		V
	: TIP31A		60		V
	: TIP31B		80		V
	: TIP31C		100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current				
	: TIP31/31A	V_{CE} = 30V, I_B = 0		0.3	mA
	: TIP31B/31C	V_{CE} = 60V, I_B = 0		0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current				
	: TIP31	V_{CE} = 40V, V_{EB} = 0		200	μA
	: TIP31A	V_{CE} = 60V, V_{EB} = 0		200	μA
	: TIP31B	V_{CE} = 80V, V_{EB} = 0		200	μA
	: TIP31C	V_{CE} = 100V, V_{EB} = 0		200	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = 5V, I_C = 0		1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	V_{CE} = 4V, I_C = 1A	25		
		V_{CE} = 4V, I_C = 3A	10	50	
V_{CE}(sat)	* Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 3A, I_B = 375mA		1.2	V
V_{BE}(sat)	* Base-Emitter Saturation Voltage	V_{CE} = 4V, I_C = 3A		1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	V_{CE} = 10V, I_C = 500mA	3.0		MHz

* Pulse Test: PW≤300μs, Duty Cycle≤2%

©2000 Fairchild Semiconductor International

Rev. A, February 2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

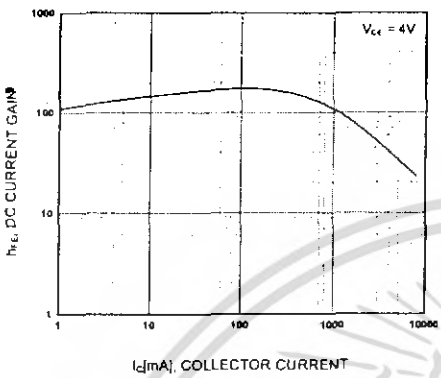


Figure 1. DC current Gain

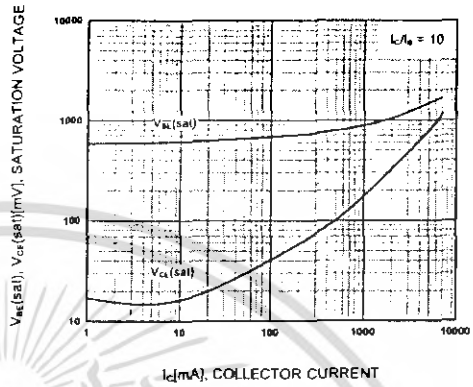


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

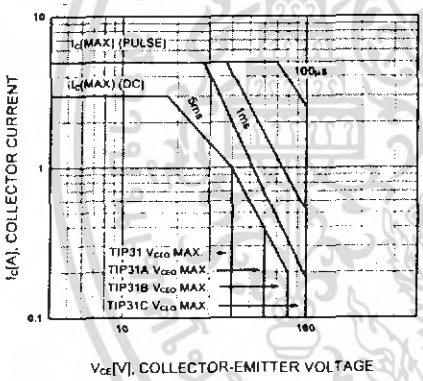


Figure 3. Safe Operating Area

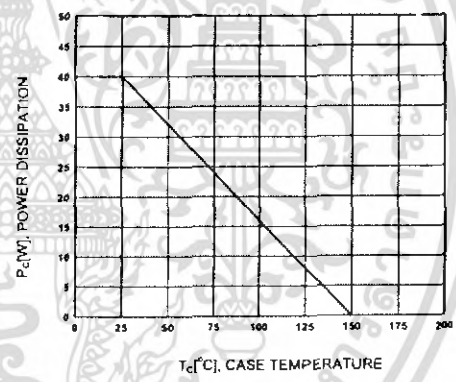


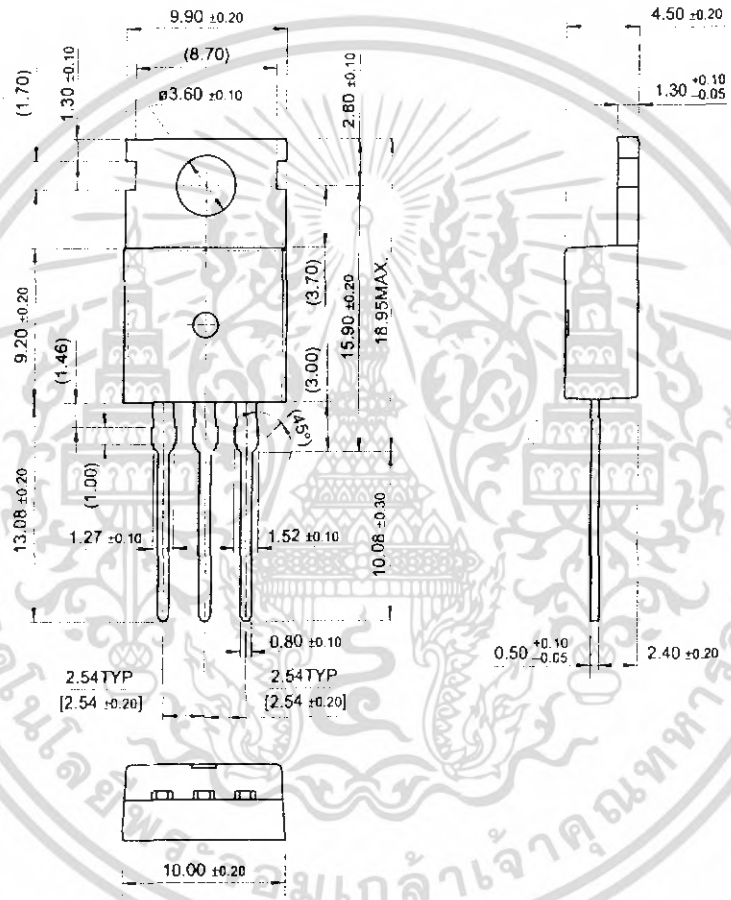
Figure 4. Power Derating

©2000 Fairchild Semiconductor International

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Demensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

©2000 Fairchild Semiconductor International

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

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.

©2000 Fairchild Semiconductor International

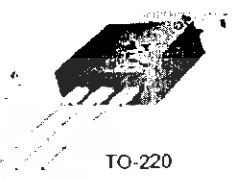
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

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

Medium Power Linear Switching Applications

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



TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings T_C=25°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°C)	40	W
P_C	Collector Dissipation (T_a=25°C)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	°C
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	°C

Electrical Characteristics T_C=25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
V_{CEO}(sus)	* Collector-Emitter Sustaining Voltage				
	: TIP32	I_C = - 30mA, I_B = 0	-40		V
	: TIP32A		-60		V
	: TIP32B		-80		V
	: TIP32C		-100		V
I_{CEO}	Collector Cut-off Current				
	: TIP32/32A	V_{CE} = - 30V, I_B = 0		- 0.3	mA
	: TIP32B/32C	V_{CE} = - 60V, I_B = 0		- 0.3	mA
I_{CES}	Collector Cut-off Current				
	: TIP32	V_{CE} = - 40V, V_{EB} = 0		- 200	μA
	: TIP32A	V_{CE} = - 60V, V_{EB} = 0		- 200	μA
	: TIP32B	V_{CE} = - 80V, V_{EB} = 0		- 200	μA
	: TIP32C	V_{CE} = - 100V, V_{CE} = 0		- 200	μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current	V_{EB} = - 5V, I_C = 0		- 1	mA
h_{FE}	* DC Current Gain	V_{CE} = - 4V, I_C = - 1A	25		
		V_{CE} = - 4V, I_C = - 3A	10	50	
V_{CE}(sat)	* Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = - 3A, I_B = - 375mA		- 1.2	V
V_{BE}(sat)	* Base-Emitter Saturation Voltage	V_{CE} = - 4V, I_C = - 3A		- 1.8	V
f_T	Current Gain Bandwidth Product	V_{CE} = - 10V, I_C = - 500mA	3.0		MHz

* Pulse Test: PW≤300μs, Duty Cycle≤2%

©2000 Fairchild Semiconductor International

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

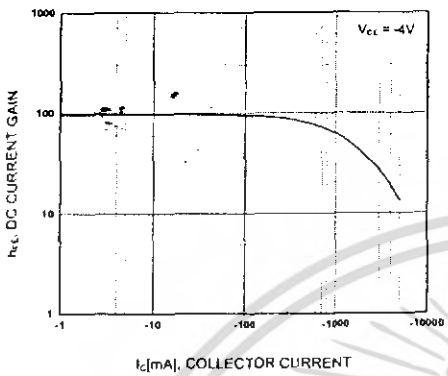


Figure 1. DC current Gain

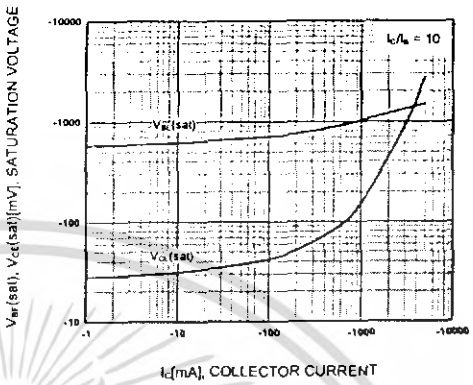


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

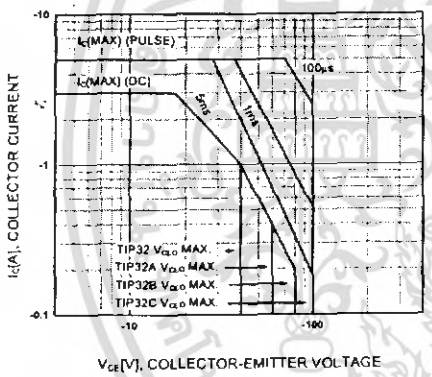


Figure 3. Safe Operating Area

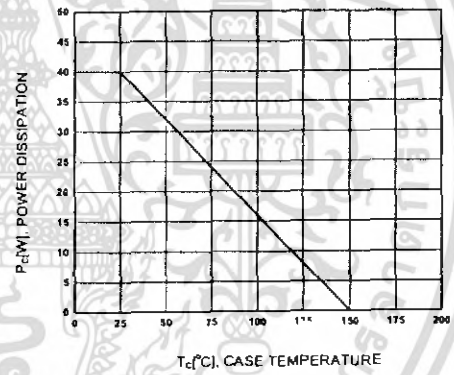


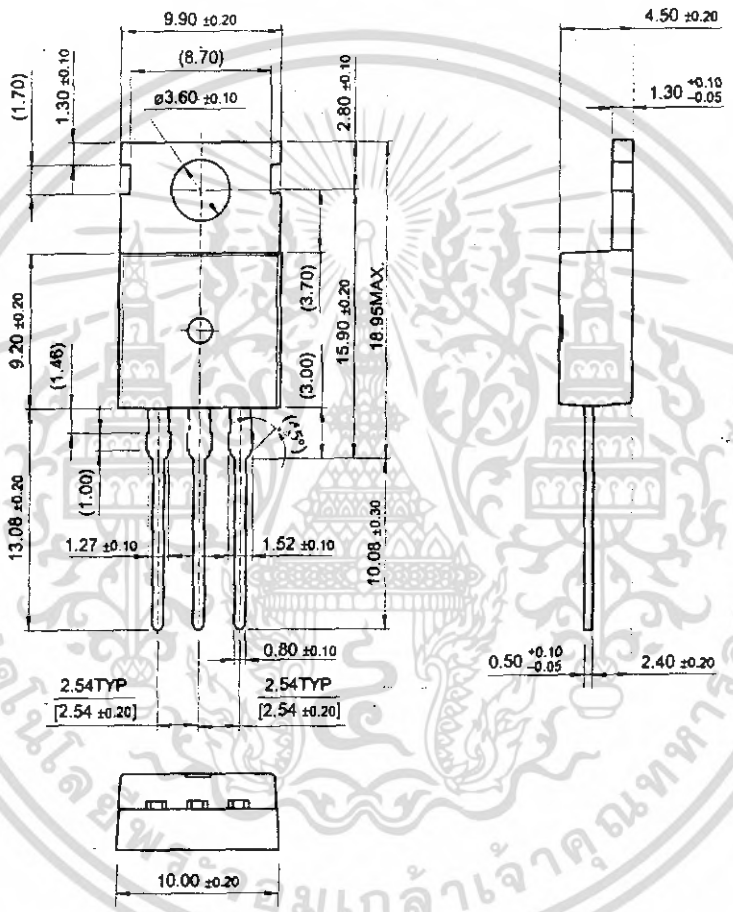
Figure 4. Power Derating

©2000 Fairchild Semiconductor International

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Demensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

©2000 Fairchild Semiconductor International

Rev. A, February 2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้