

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

PLASMA ARC CUTTING MACHINE

โดย

นางสาวจรรุวรรณ สONGศร

นายมนตรี เนินทราย

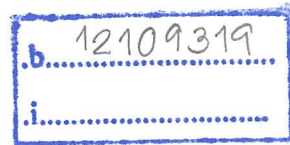
นายมหพล ทองรักษ์



T104034

ช.ว.
จ 337 ค
2551

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....104034
วัน,เดือน,ปี.....28 ต.ค. 2552



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา
PLASMA ARC CUTTING MACHINE

โดย

นางสาวจรรุวรรณ สอนศรี รหัส 49015141

นายมนตรี เนินทราย รหัส 49015156

นายมหพล ทองรักษ์ รหัส 49015157

อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปฏิญานิพนธ์สำหรับปฏิญานตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2551


ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2551

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

ผู้จัดทำ

- | | | |
|-------------------|----------|---------------|
| 1. นางสาวจรรุวรรณ | สองสร | รหัส 49015141 |
| 2. นายมนตรี | เนนทราย | รหัส 49015156 |
| 3. นายมหพล | ทองรักษ์ | รหัส 49015157 |


.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

PLASMA ARC CUTTING MACHINE

นางสาวจรรุวรรณ สองศรี รหัส 49015141

นายมนตรี เนินทราย รหัส 49015156

นายมหพล ทองรักษ์ รหัส 49015057

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



.....
(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

นางสาวจารุวรรณ สองศรี รหัส 49015141
นายมนตรี เนินทราย รหัส 49015156
นายมหพล ทองรักษ์ รหัส 19015157
รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2551

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอเกี่ยวกับส่วนประกอบของเครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา (ในส่วนที่เกี่ยวข้องกับไฟฟ้า) การทำงานและผลการทดสอบในส่วนองแหล่งจ่ายกำลังที่เป็นแบบสวิทชิงอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีหลักการทำงาน คือ จะทำการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส หลังจากนั้นจะทำการเปลี่ยนเป็นพัลส์ที่มีความถี่ประมาณ 28 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยมีมอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และมีไอซี SG 3526 เป็นตัวควบคุมคาบเวลาในการนำกระแสของมอสเฟต โดยมีการป้อนกลับจากเอาต์พุทของสวิทชิงกำลัง ในส่วนเอาต์พุทไฟฟ้ากระแสตรงในสถานะที่ไม่มีโหลดจะมีแรงดันไฟฟ้าอยู่ที่ 210 โวลต์ 10 แอมแปร์ ที่กำลังสูงสุดประมาณ 2.5 กิโลวัตต์

PLASMA ARC CUTTING MACHINE

Miss. Jaruwan Songsorn ID.49015141

Mr. Montree Nerntai ID.49015156

Mr. Mahapon Thongrak ID.49015157

Assoc.Prof. Somsak Cheersirikul Advisor

Education Year 2008

Abstract

This paper presents the component of Plasma Arc Cutting Machine and testing the power switching. The rectifier and filter circuit transform the alternating current 200 V 50 Hz into the direct current 311 V. Subsequently the direct current will be change to high frequency pulse (28 KHz) by full-bridge converter. Switching characteristic is produce by IC SG3526 entire pulse width and frequency witch it received data form output section. Output voltage of power switching is 210 V 10 A (No load) that is about 2.5 kW

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	IX
กิตติกรรมประกาศ	X
บทที่ 1 เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา	1
1.1 พลาสมาคืออะไร	1
1.2 เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา	1
1.2.1 ความได้เปรียบของเครื่องเชื่อมพลาสมาไฟฟ้า	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 ค่าเอาท์พุทที่ใช้งานของเครื่องเชื่อมพลาสมา	4
1.2.9 หัวเชื่อมพลาสมา	5
1.2.10 เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสมา	5
1.2.11 เทคนิคการหลอมละลาย	5
1.2.12 เทคนิคการเจาะทะลุเป็นรูคุณภาพ	5
1.2.13 ตารางค่าตัวแปรต่างๆของเครื่องเชื่อมพลาสมา	6
1.3 เครื่องตัดพลาสมา	6
1.3.1 ทำไมจึงใช้พลาสมาในการตัด	6
1.3.2 ความเร็วในการตัด	7

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
1.3.3 องค์ประกอบของเครื่องตัดพลาสติก	7
1.3.4 หัวตัดพลาสติก	7
1.3.5 ควบคุมเครื่องตัดพลาสติก	8
1.3.6 แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสติก	8
1.3.7 การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสติก	9
1.3.8 การปรับแต่งเครื่องตัดพลาสติก	9
1.3.9 พลาสติก	9
1.3.10 เครื่องตัดพลาสติกที่ใช้น้ำปกคลุม	9
1.3.11 เครื่องตัดพลาสติกที่มีน้ำอัดฉีด	10
1.3.12 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสติก	10
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย	11
2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	14
2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	14
2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	15
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	17
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	17
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	18
2.2.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์	19
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	20
2.2.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	21
2.3 วงจรควบคุม	21
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	21
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	23
2.4 วงจรขับ	25
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	25
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	27
2.5 วงจรสับเบอร์	29

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.1 วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส	30
2.5.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน	32
2.6 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	33
2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	37
2.7.1 ฟาสต์-รีคัพเวอ์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอ์รีไคโอด	34
2.7.2 ซอตต์กีไคโอด	34
2.7.3 เพาเวอ์ทรานซิสเตอ์	34
2.7.4 เพาเวอ์มอสเฟต	36
2.7.5 ไอจีบีที	37
บทที่ 3 หลักการทำงาน	45
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม	45
3.1.1 CURRENT CONTROL	47
3.1.2 PULSE WIDTH MODULATION	47
3.1.3 GATE BUFFER	49
3.2 ส่วนของเพาเวอ์สวิทชิง	49
3.3 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท	52
3.4 ส่วนของอินเวอ์เตอ์	52
3.5 ส่วนที่เป็นสับเบอ์	53
3.6 หม้อแปลงความถี่สูง	54
3.7 วงจรแรงดันสูง	54
3.8 วงจรควบคุมการจุด/ดับพลาสมา	56
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	59
4.1 การทดลองสวิทชิงเพาเวอ์ซัพพลาย	59
4.2 การทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติต่างๆของเครื่องสวิทชิงเพาเวอ์ซัพพลาย	63
4.3 ผลการทดลอง	64

สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง

67

ภาคผนวก DataSheet of Devices

หนังสืออ้างอิง

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	11
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรกรองกระแส	16
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	17
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	18
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุก – พุกคอนเวอร์เตอร์	19
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	20
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	21
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน	22
รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม	22
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	23
รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุม ในโหมดควบคุมจากระแส	24
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์	26
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	27
รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ	28
รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	28
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	29
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	30
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส	30
รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกิน	32
รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	39
รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัส ให้นำกระแส	41

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.22 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน	42
(ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT	
(ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทริสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT	
รูปที่ 2.23 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส	43
(ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส	
รูปที่ 3.1 แสดง BLOCK DIAGRAM ของเครื่อง SWITCHING POWER SUPPLY	45
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรควบคุม	46
รูปที่ 3.3 แสดง BLOCK DIAGRAM ของภาคควบคุม PWM	47
รูปที่ 3.4 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจรส่วน CONVERTOR	49
รูปที่ 3.5 วงจรภาคเพาเวอร์สวิทชิงวงจร	51
รูปที่ 3.6 INVERTOR ที่มีส่วนของ RCD snubber	53
รูปที่ 3.7 วงจรแรงดันสูง	55
รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมการจุด/ดับพลาสมา	57
รูปที่ 3.9 วงจรเครื่องตัด โลหะด้วยลำพลาสมา	58
รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณพินเลี้ยงซึ่งใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์	59
รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเอาต์พุทของไอซี SG3526	60
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุทวงจร Drive Gate	60
รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะการต่อวงจรการทดลองสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	61
รูปที่ 4.5 แสดงเครื่องตัด โลหะด้วยลำพลาสมา	61
รูปที่ 4.6 แสดงขณะกำลังตัด โลหะโดยใช้เครื่องตัด โลหะด้วยลำพลาสมา	62
รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางเอาต์พุทและกระแสทางเอาต์พุท	65
รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกระแสเอาต์พุท	65
รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุตและกำลังทางด้านเอาต์พุท	66

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 4.1 การทดลองของแหล่งจ่ายไฟสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ความถี่ 28 KHz 64

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาการทำโครงการครั้งนี้ที่ให้คำแนะนำและให้คำปรึกษาพร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการศึกษา รวมทั้งให้แนวทางแก้ไขปัญหาและชี้แนะข้อบกพร่องที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สถานที่และหนังสือข้อมูล จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ และเครื่องมือ ในการใช้ทำโครงการนี้ จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกาย และแรงใจ ที่ให้เสมอมาจนจนถึงปัจจุบันนี้

ขอขอบคุณครูบาอาจารย์ทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ ทำให้มีความรู้ความสามารถที่นำมาใช้ประกอบกันในการจัดทำโครงการครั้งนี้ ตลอดจนการแก้ปัญหาต่างๆ จนทำให้โครงการนี้ลุล่วงไปได้ด้วยดี

ผู้จัดทำ

บทที่ 1

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

1.1 พลาสมาคืออะไร

การเกิดพลาสมานั้นเป็นเรื่องราวเกี่ยวกับการแตกตัวของอะตอมแก๊สที่ไหลผ่านกระบวนการอาร์คไฟฟ้า แต่ถ้าเราทำการทดลองสร้างพลาสมาในสุญญากาศแล้วจะปรากฏผลเกิดพลาสมาที่ไม่มีแก๊สปะปนอยู่แต่พลาสมาจะเกิดจากอิเล็กตรอนแทนเราเรียกว่า แก๊สอิเล็กตรอน

1.2 เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา (Plasma Arc Welding : PAW)

เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมานั้น มีคุณสมบัติทางความร้อนและความรุนแรงสูงกว่าเครื่องอาร์คที่ใช้แก๊สธรรมดาทั่วไป เช่น เครื่องอาร์คแก๊สทังสเตน (Tungsten Inert – Gas :TIG) เครื่องอาร์คแก๊สโลหะ (Metal Inert – Gas : MIG) ซึ่งโดยปกติแล้วอุณหภูมิของพลาสมานั้นจะอยู่ที่ $21,000 F^{\circ}$ ($11,650 C^{\circ}$) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นความร้อนที่สูงมากทีเดียว

การต่อใช้งานของเครื่องพลาสมานั้นจะต่อได้ 2 ลักษณะ คือ แบบส่งผ่าน (transferred arc) และแบบไม่ส่งผ่าน (nontransferred arc) ก่อนจะกล่าวถึงการต่อใช้งานทั้ง 2 แบบนั้นเราจะเริ่มต้นจากจุดระเบิดพลาสมา ก่อน คือ เมื่อเริ่มปล่อยแก๊สที่ลำเลียงจากถังมาสู่หัวตัดแล้วจากนั้นทำการตั้งค่ากระแสที่เครื่องแหล่งจ่ายกำลังค่าหนึ่งลำดับต่อไปให้ทำการจุดพลาสมาด้วยการอาร์คด้วยแรงดันความถี่สูง (High Frequency Arc Starting) ซึ่งลำดับขั้นตอนจะเหมือนกับการจุดของเครื่องแก๊สทังสเตน

การใช้เครื่องตัดพลาสมานั้นสามารถต่อใช้งานได้ 2 รูปแบบ คือ แบบส่งผ่าน และไม่ส่งผ่าน แบบส่งผ่านนั้นหมายความว่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังนั้นไหลผ่านจากแท่งอิเล็กโทรดที่อยู่ในหัวตัดมายังปากท่อของหัวตัด และส่งต่อไปให้กับชิ้นงานและไหลกับเขาสู่แหล่งจ่ายกำลังอีกครั้งหนึ่ง ครบวงจร ส่วนในแบบไม่ส่งผ่านนั้น จะหมายถึงกระแสจากแหล่งกำลังไหลจากแท่งอิเล็กโทรดภายในหัวตัดและไหลผ่านปากท่อของนิออนเชิลล์และกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายกำลังครบวงจร เห็นได้ว่าทั้งสองแบบนี้แตกต่างกันที่กระแสไหลผ่านสู่ชิ้นงานหรือไม่เท่านั้นแลเรานิยมเรียกการต่อแบบส่งผ่านว่าแบบ “พลาสมา อาร์ค” และในแบบไม่ส่งผ่านนั้นเรียกว่า “พลาสมา เจ็ส” ในแบบส่งผ่านนั้นจะเป็นที่นิยมใช้งานตัดโลหะมากกว่าแบบไม่ส่งผ่าน

ส่วนของการปรับเปลวพลาสมาให้มีลักษณะกรวยบางนั้น สามารถปรับแต่งอัตราไหลของแก๊สที่ป้อนบริเวณส่วนบนของหัวตัด ซึ่งการปรับนั้นเราควรที่จะปรับแต่งให้เปลวที่ออกมามีลักษณะเป็นเส้นตรงหรือทรงกระบอก และส่วนปลายเป็นกรวยและนี่ก็เป็นเหตุผลหนึ่งที่หัวตัดของพลาสมามีลักษณะเนื้องอกเซิร์นเซรามิกที่ปากท่อบีบแคบ เพราะมันจะช่วยให้เกิดพลาสมาเป็นลำและมีความร้อนสูงได้ดี และเมื่อเราได้ทำการเพิ่มจำนวนของกระแสและแรงดันจากแหล่งจ่ายกำลังจะทำให้พลาสมานั้นมีความแรงสูงขึ้นอีก

1.2.1 ความได้เปรียบของเครื่องตัดพลาสมา

ความได้เปรียบกว่าเครื่องตัดธรรมดาที่มีอยู่หลายประการอันจะแบ่งเป็นหัวข้อได้ ดังนี้

1. การปรับปรุงถึงเรื่องของการควบคุมความร้อนที่ให้กับชิ้นงานได้โดยตรง โดยที่ปราศจากความสกปรกในบริเวณรอบข้าง
2. การรักษาระยะการตัดได้คงที่และสามารถยืนห่างจากชิ้นงานได้มากกว่า เนื่องจากผู้ตัดส่วนใหญ่ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการรักษาระดับทิศทางด้านหนึ่ง และระยะของการตัดซึ่งในแบบเก่านั้นต้องยืนทำงานเป็นระยะใกล้มาก
3. พลาสมานั้นจะมีความไวค่าของการเปลี่ยนขนาดการเชื่อมต่อการเปลี่ยนระยะการเชื่อมซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อเราเคลื่อนมือในการเชื่อมหรือตัดจึงอาจกล่าวได้ว่ามีความเรียบในการตัดสูงก็ได้
4. จากข้อได้เปรียบของระยะห่างในการทำงานที่มากกว่านั้น ทำให้ลดอันตรายที่เกิดจากการกระเด็นของเศษโลหะที่เราทำการเชื่อม หรือตัด โดยเฉพาะเมื่อเรามีชิ้นงานเป็นสเตนเลส, อลูมิเนียม และไทเทเนียม หรือในสถานที่ที่มีความเสี่ยงสูง เช่นใน โรงพลังนิวเคลียร์, ท่อใน โรงงานเคมี หรือยานอวกาศ
5. จากเหตุผลที่ว่าพลาสมามีความร้อนที่สูงมาก ทำให้ความเร็วในการตัดหรือเชื่อมนั้นเร็วมาก จึงส่งผลให้การกระจายความร้อนในโลหะมีจำกัดในวงแคบๆ
6. โอกาสในการกระเด็นของอิเล็กโทรดที่หลอมละลายนั้นมีต่ำ เพราะแท่งอิเล็กโทรดของหัวตัดพลาสมานั้นจะบรรจุอยู่ในนีออนเซิร์นเซรามิก ซึ่งแตกต่างกับหัวตัดทั้งสแตนที่มีแท่งอิเล็กโทรดไหลออกมาจากปากท่อ
7. สามารถบังคับเหล็กที่หลอมละลายหรือการเจาะ โดยวิธีโฮลได้
8. สามารถเชื่อมหรือตัดได้ทั้งแนวราบและเหนือศีรษะ

แต่ในความได้เปรียบหลายประการของพลาสมานั้นก็ยังมีข้อด้อยที่สำคัญประการหนึ่ง คือ เรื่องของราคาค่าต้นทุนที่สูงและปัญหาอายุการใช้งานที่สั้นของเซรามิกนีออนเซิร์นอันเนื่องมาจากอุณหภูมิที่สูงของพลาสมานั้นเองและแก๊สที่มีราคาสูงซึ่งสิ่งทั้งสองนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นของกระบวนการอันไม่อาจจะขาดสิ่งใดสิ่งหนึ่งไปได้

1.2.2 แก๊สพลาสมา

เราสามารถใช่แก๊ส 2 ชนิดที่อยู่ในแต่ละถังในการใช้งานได้พร้อมกัน ซึ่งแก๊สอันหนึ่งใช้เป็นเชื้อเพลิงในการกำเนิดพลาสมาและอีกอันหนึ่งใช้ปกคลุมผิวชิ้นงานจากบรรยากาศ

1.2.3 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสมา

ในกระบวนการพลาสมานั้นประกอบด้วยอิเล็กตรอนจากแหล่งจ่ายกำลังและไอออนของแก๊ส ซึ่งทั้งสองนั้นจะทำปฏิกิริยาเคมีป้องกันการเกิดออกไซด์อันเป็นสาเหตุของการเกิดสนิมในที่นี้ สมมุติว่าใช้อาร์กอนเป็นแก๊สเชื้อเพลิง ในการใช้งานจริงนั้นเราจะเลือกอาร์กอนมาใช้งานแทนที่ฮีเลียม เพราะราคาถูกกว่าและฮีเลียมมีปัญหาในการจุดพลาสมาได้ลำบาก

ในการตัดนั้นความเร็วในการตัดจะขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสจากแหล่งจ่ายกำลัง และอัตราการไหลของแก๊ส กล่าวคือ อัตราการไหลของแก๊สถ้าไหลช้าการเจาะโลหะจะทำให้ยากและต้องใช้เวลาาน เพราะปริมาณการเกิดพลาสมาต่อวินาทีมีน้อยนั้น หมายถึง ความร้อนต่ำด้วยเพราะฉะนั้นเราควรพิจารณาความหนาของชิ้นงานและธาตุที่มีอยู่ในชิ้นงานเป็นหลัก ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีเรามีชิ้นงานที่เป็นโลหะบางๆ เราควรใช้อัตราแก๊สที่ต่ำเพื่อลดความเสี่ยงเปลือง หรือชิ้นงานเป็นโลหะประเภทอลูมิเนียม หรือ ทองแดง ซึ่งโลหะทั้งสองนี้เป็นชนิดที่มีการนำความร้อนสูง เราควรที่จะใช้แก๊สในอัตราที่สูงเพื่อจะได้ตัดอย่างรวดเร็วเพื่อความสะดวกอาจตั้งค่าตัวแปรในกระบวนการตามตารางที่ให้ประกอบมาก็ได้

1.2.4 แก๊สปกคลุมพลาสมา

ในขณะที่ทำการตัดด้วยพลาสมานั้นลำพลาสมาจะไหลพุ่งออกจากอิเล็กโทรด และในขณะที่เดียวกันก็จะมีแก๊สปกคลุมไหลออกมารอบๆ อิเล็กโทรดปกคลุมชิ้นงานไว้ และในระยะเวลาอันสั้นเพียงเสี้ยววินาที แก๊สปกคลุมจะเกิดไอออนซ์โดยความร้อนจากพลาสมา ส่วนที่เหลือจึงกลายเป็นแก๊สธรรมดาปกคลุมชิ้นงานป้องกันการเกิดออกไซด์ แก๊สปกคลุมที่ใช้ในกระบวนการเชื่อมธรรมดาก็สามารถที่จะนำมาใช้ในกระบวนการพลาสมาได้ ตัวอย่างเช่น อาร์กอน, ฮีเลียม หรือเป็นการผสมผสานของแก๊สทั้งสองก็ได้

1.2.5 เครื่องประกอบของเครื่องตัดพลาสมา

นอกเหนือจากไอออนเซิลันที่ต่างกันและแก๊สที่ใช้มี 2 ชนิดแล้วนั้น ที่เหลือจะมืองค์ประกอบที่เหมือนกับเครื่องเชื่อมทั้งสแตนทั้งหมด ซึ่งเครื่องเชื่อมหรือตัดพลาสมานั้นมีอุปกรณ์สำคัญอย่างหนึ่งที่ขาดไม่ได้ นั่นคือ กล้องควบคุมปริมาณและกระแสของเครื่องจ่ายกำลัง โดยมีลักษณะเป็นกล้องแยกตัวกับเครื่องจ่ายกำลัง กล้องนี้จะมีหน้าปัดแสดงถึงค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับงานในขณะนั้น ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่มีประโยชน์มาก เพราะเราสามารถที่จะตั้งค่าของอัตราของแก๊สที่จะใช้และปริมาณน้ำหล่อเย็นด้วย

หัวเชื่อมพลาสติกทั้งหลายในปัจจุบันนี้จะมีสายไฟฟ้าที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกำลัง และมีท่อส่งแก๊สที่ต่อกับถังแก๊สทั้งแก๊สเชื้อเพลิงและแก๊สปกคลุมต่ออยู่บริเวณปลายทางหางหัวเชื่อม และในส่วนบนของหัวเชื่อมจะมีปุ่มควบคุมทั้งปริมาณการไหลของแก๊สและมีปุ่มการจุดพลาสติกด้วย ทำให้มีความสะดวกในระหว่างการทำงาน

1.2.6 เครื่องจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสติก

โดยส่วนมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นลักษณะของไฟฟ้ากระแสตรง สาเหตุนั้นเป็นเพราะการบำรุงรักษาง่ายกว่าการใช้กระแสสลับ และสาเหตุที่สำคัญอีกอย่างนั้นเพราะไฟฟ้ากระแสสลับมีรูปคลื่นเป็นแบบไซเคิลต่างๆ 1 ไซเคิล จะมีจุดที่กระแสนั้นมีค่าเป็นศูนย์ทำให้มีกระแสทางเอาต์พุตไม่คงที่ จุดที่แตกต่างกันของแหล่งจ่ายกำลังของพลาสติกและถังสแตนคือ ค่าโวลต์เตจทางเอาต์พุตของพลาสติกในขณะที่เปิดวงจรนั้นมีค่าสูงประมาณ 200-400 โวลต์ และแรงดันที่ตกคร่อมชิ้นงานในขณะที่เชื่อมมีค่าประมาณ 80 โวลต์

1.2.7 การต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็ก

ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาถึงการต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กที่มีกำลังงานทางเอาต์พุตต่ำที่สามารถทำงานกับกระบวนการของพลาสติก ที่ต้องการกำลังงานทางเอาต์พุตสูง ในกรณีที่เรามีแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กจำนวนที่มากกว่าหนึ่งตัวนั้น เราสามารถที่จะเพิ่มกำลังงานทางเอาต์พุตโดยนำเอาต์พุตของแหล่งจ่ายแต่ละตัวมารวมกัน และจะแยกพิจารณาใน 2 กรณี คือ กรณีแรกเป็นการเพิ่มค่าแรงดัน จะทำได้โดยการต่อเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกำลังในแบบอนุกรมกัน ซึ่งแรงดันรวมของเอาต์พุต (ที่รวมกันแล้ว) จะเท่ากับผลรวมของค่าแรงดันแต่ละตัวรวมกัน ส่วนในกรณีของการเพิ่มกระแสนั้น เราทำได้โดยการต่อเอาต์พุตของแหล่งจ่ายแต่ละตัวในลักษณะขนาน กระแสรวมของเอาต์พุต (ที่รวมกันแล้ว) จะเท่ากับผลรวมค่ากระแสของแหล่งจ่ายกระแสรวม

การต่อเอาต์พุตแหล่งจ่ายกระแสแบบผสมกันทั้งอนุกรมและขนานกันก็สามารถทำได้ และสิ่งที่คุณใช้งานจะลืมไม่ได้อย่างหนึ่งคือ เมื่อเราได้ทำการเพิ่มกระแสและแรงดันทางเอาต์พุตแล้วนั้น จะส่งผลทำให้เกิดปัญหาสายไฟที่เราเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายกับหัวเชื่อมร้อนและละลายได้ ซึ่งเป็นอันตรายอย่างยิ่งไม่ควรมองข้ามสิ่งนี้ไป

1.2.8 ค่าเอาต์พุตที่ใช้งานของเครื่องเชื่อมพลาสติก

โดยมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสติกนั้นจะมีค่าเอาต์พุตเป็นกิโลวัตต์ เช่น 250 แอมแปร์ 200 โวลต์ 50 กิโลวัตต์ เป็นต้น แต่ก็ยังมีเครื่องบางเครื่องที่แสดงค่าเอาต์พุตแยกเป็นจำนวนกระแสและจำนวนแรงดัน แต่เราก็สามารถที่จะหาค่าของกำลังงานทางเอาต์พุตได้โดยนำค่ากระแสและแรงดันทางเอาต์พุตมาทำการคูณกับผลคูณจะเป็นค่ากำลังงานทางเอาต์พุตนั่นเอง

1.2.9 หัวเชื่อมพลาสติก

น๊อนเซิลันเป็นส่วนสำคัญที่สุดของหัวเชื่อมพลาสติกเพราะเส้นผ่านศูนย์กลางของปากน๊อนเซิลันนั้นเล็กกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของลำพลาสติกอาร์คซึ่งอยู่ภายในน๊อนเซิลันทำให้เกิดการรวมตัวกันของพลังงานเพื่อปลดปล่อยลำพลาสติกออกมาใช้งาน โดยจะมีลักษณะที่ตีบ อย่างไรก็ตาม อุณหภูมิที่สูงของพลาสติกก็จะส่งผลกระทบต่อ น๊อนเซิลัน โดยตรง

หัวเชื่อมพลาสติกมีการใช้งานทั้ง แบบส่งผ่าน (การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กโทรดและชิ้นงาน) และแบบไม่ส่งผ่าน (การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กโทรดและน๊อนเซิลัน) ในแบบไม่ส่งผ่านนั้นลำพลาสติกจะออกมาในลักษณะกรวยที่พุ่งออกมาและมีความร้อนต่ำเพราะการเกิดพลาสติกในแบบไม่ส่งผ่านนั้นมีลักษณะเหมือนการพ่นละอองแก๊สเผาไหม้ออกมา ทำให้ความหนาแน่นของพลังงานและความร้อนต่ำจึงเหมาะที่จะใช้งานกับแผ่นโลหะที่มีความหนาไม่มาก ในแบบส่งผ่านนั้นเป็นการใช้งานที่มีความร้อนออกมามาก เพราะลำพลาสติกพุ่งออกมาเป็นลักษณะทรงกระบอกเล็ก ๆ และอิเล็กตรอนที่อยู่ภายในชิ้นงานสามารถกระโดดเข้าหาแท่งอิเล็กโทรดของหัวเชื่อมได้ สะดวกจึงเกิดพลังงานที่บริเวณชิ้นงานสูง

1.2.10 เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสติก

เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสติกจะใช้กับการเชื่อมด้วยมือเท่านั้น และไม่ยุ่งยากเพราะระยะห่างระหว่างชิ้นงานกับผู้เชื่อมนั้นมีมากพอสมควร จึงหลีกเลี่ยงอันตรายที่มีต่อผู้เชื่อมและอิเล็กโทรดของหัวเชื่อมที่บางครั้งอาจไปกระแทกกับชิ้นงานที่กำลังละลายอยู่ได้

1.2.11 เทคนิคการหลอมละลาย

วิธีนี้เป็นการเชื่อม โดยที่ทำให้โลหะที่จะนำมาเชื่อมหลอมละลายและค่อยๆ ที่มลวดประสาน หรือปลั๊กลงไปในเหล็กที่ละลายอยู่

1.2.12 เทคนิคการเจาะทะลุเป็นรูกุญแจ

เป็นอีกวิธีหนึ่งในการเชื่อมหรือตัดชิ้นงานด้วยเครื่องพลาสติก วิธีนี้เหมาะกับชิ้นงานที่มีความหนาไม่มากหรือแผ่นโลหะบางๆ และในวิธีนี้เราจะไม่ใช้ลวดประสานหรือปลั๊กใดๆ เพราะเราจะต้องแซ่หัวเชื่อมหรือหัวตัดไว้จนโลหะละลายและทะลุในที่สุด รุจะมีลักษณะเหมือนกับกุญแจจึงเรียกว่าเทคนิคเจาะทะลุแบบรูกุญแจ เมื่อเกิดรุขึ้นเราจะนำลำพลาสติกที่อยู่ภายในรูลากตรงไปตามแนวเชื่อมโลหะที่หลอมละลายจะไหลอยู่รอบๆ รูกุญแจ และเกิดเป็นแนวเชื่อมขึ้นแต่ควรระมัดระวังในการเคลื่อนหัวเชื่อม อย่าเคลื่อนไหวเร็วเกินไปเพราะจะทำให้เกิดแนวเชื่อมที่เล็กเกินไป และสิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งคือหัวเชื่อมควรวางในแนวตั้งฉากกับชิ้นงานเสมอเพื่อป้องกันน๊อนเซิลันแตก ร้าว ส่วนในเรื่องของแก๊สที่ใช้ในการเชื่อมนั้นจะต้องมีอัตราไหลสูงกว่าวิธีหลอมละลาย เพราะการที่จะให้เกิดรุกุญแจนั้นจำเป็นต้องใช้ความร้อนสูงมาก ขนาดของโลหะที่จะนำมาใช้นั้นควรหนา

ประมาณ 6ม.ม. แต่ก็ยังสามารถใช้วิธีนี้ได้ แต่ต้องปรับค่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังให้มีค่ามากขึ้นกว่าเดิมตามความเหมาะสม

1.2.13 ตารางค่าตัวแปรต่างๆของเครื่องเชื่อมพลาสมา

สมาคมการเชื่อมอเมริกัน ได้จัดทำสิ่งตีพิมพ์ขึ้น โดยมีรายละเอียดที่สำคัญคือ “แนะนำวิธีปฏิบัติเมื่อใช้เครื่องเชื่อมพลาสมา” ในสิ่งที่พิมพ์ดังกล่าวจะพูดถึงสิ่งที่ควรรู้เบื้องต้นในการใช้พลาสมา เช่น ขนาดสายลำเลียงที่จะต้องใช้ลำเลียงกระแสหรือแก๊ส, ค่าของกระแส, ขนาดของชิ้นงานที่จะใช้ และอัตราการไหลของแก๊ส เป็นต้น

ก่อนที่เราจะใช้อัตราเพื่อตั้งค่าองค์ประกอบให้เหมาะสมนั้น เราควรที่จะต้องรู้ก่อนว่าระบบเครื่องเชื่อมนั้นเป็นแบบอัตโนมัติหรือใช้มือภายในตารางจะมีข้อมูลที่จำเป็นต่อการใช้งานดังต่อไปนี้ ค่ากระแส, ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของนิออนเซิลัน (ปากท่อ), อัตราการไหลของแก๊สพลาสมา แก๊สเชื้อเพลิงนั้นเป็นอาร์กอนเสมอ ส่วนแก๊สปกคลุมนั้นอาจจะเป็นอาร์กอน อาร์กอน-ฮีเลียม หรือเป็นอาร์กอนผสมไฮโดรเจน แต่ต้องไม่ใช่ฮีเลียมบริสุทธิ์ เพราะการจุดพลาสมาจะลำบากและรักษาระดับการเชื่อม ไม่คงที่ การเลือกชนิดของแก๊สปกคลุมนั้นจะขึ้นอยู่กับกระแสที่ให้กับโหลดและความหนาของชิ้นงานและก่อนใช้งานจริงควรทดลองสักเล็กน้อยก่อนทำงานจริงจะป้องกันความผิดพลาดได้

1.3 เครื่องตัดพลาสมา (Plasma Arc Cutting : PAC)

เครื่องตัดพลาสมานั้นใช้ตัดโลหะได้หลากหลายและง่ายดายกว่าเครื่องตัดที่มีมาก่อนหน้านี้ โลหะที่ตัดได้ เช่น คาร์บอน , อลูมิเนียม , สแตนเลส , ทองแดง , ทองเหลือง , บรอนซ์ , นิกเกิล , อัลลอย , เซอร์โคเนียม และยูเรเนียม เป็นต้น

1.3.1 ทำไมจึงใช้พลาสมาในการตัด

พลาสมาสามารถตัดชิ้นงานเป็นจำนวนมากได้ในเวลารวดเร็ว ทำมุมในการตัดและเจาะได้ดี ในการใช้งานความร้อนที่ใช้ตัดชิ้นงานนั้นมีน้อยกว่าเครื่องตัดออกซิเจน ทั้งๆที่พลาสมานั้นร้อนกว่านั้นเป็นเพราะพลาสมาตัดด้วยความเร็วสูงกว่าจึงมีความร้อนสะสมน้อยกว่าบนชิ้นงาน แต่อีกอย่างหนึ่ง คือ พลาสมามีปัญหาเรื่องไอที่ลอยออกมาจากคลองเลี้ยวซึ่งเป็นสาเหตุที่เกิดความพึ้นในการตัดได้ แต่อย่างไรก็ตาม พลาสมายังได้รับความนิยมในอุตสาหกรรมที่มีการตัดแบบอัตโนมัติที่ชิ้นงานจำนวนมากและที่มีความเร็วไค้งหรือรูปร่างต่างๆ

อย่างไรก็ตามในส่วนน้อยเท่านั้นที่ใช้งานแบบมือ เพราะเสียงที่เกิดจากพลาสมาเจ็สนั้นดังมาก และในขณะที่ตัดนั้นจะเกิดควันมากมายซึ่งนับว่าเป็นปัญหาสำคัญในการควบคุม แต่ปัญหาดังกล่าวนั้นไม่มีต่อการตัดแบบอัตโนมัติ วิธีที่แก้ปัญหาคือความร้อน เสียงรบกวน และควันนั้น ยังมี

คือ ทำการตัดบนโต๊ะที่มีน้ำขังอยู่ น้ำบนโต๊ะจะสัมผัสกับผิวด้านล่างของชิ้นงานซึ่งเป็นที่พักของควันและซีโลหะ ส่วนเสียงรบกวนที่เกิดจากลำพลาสติกตกลงเล็ยนนั้นจะถูกน้ำดูดซับเสียงไปแต่ก็ยังไม่หมด ทางที่ดีควรสวมเครื่องป้องกันไว้ด้วย

1.3.2 ความเร็วในการตัด

ในการตัดใช้เครื่องตัดพลาสติกนั้นสามารถทำความเร็วในการตัดได้ประมาณ 100-150 นิ้ว/นาที่ (2.5 – 3.8 เมตร/นาที่) ซึ่งการตัดด้วยเครื่องตัดออกซิเจนนั้นทำความเร็วอยู่แค่ 20.25 นิ้ว/นาที่ (0.5-0.6 เมตร/นาที่) เท่านั้น ในการตัดแผ่นโลหะที่มีความหนาไม่มาก พลาสติกนั้นทำความเร็วที่ 300 นิ้ว/นาที่ (7 เมตร/นาที่) แต่อย่างไรก็ตามในการตัดด้วยการใช้มีอนั้นจะไม่สามารถรักษาระดับความเร็วและประสิทธิภาพให้คงที่ได้เหมือนกับการตัดแบบอัตโนมัติ ถึงแม้จะเป็นเครื่องพลาสติกก็ตาม

การตัดแผ่นคาร์บอนที่มีความหนาประมาณ 3 นิ้ว (75 ม.ม.) นั้นสามารถทำได้เร็วโดยการตัดด้วยออกซิเจน แต่ถ้าความหนาค่ากว่า 1 นิ้ว (25 ม.ม.) แล้วพลาสติกจะทำหารตัดได้เร็วกว่าถึง 5 เท่า สำหรับการตัดสินใจที่จะเลือกนำมาใช้งานนั้นก็ควรพิจารณาจากการลงทุนที่คุ้มค่าหรือไม่ เพราะราคาของพลาสติกนั้นค่อนข้างสูงกว่าออกซิเจนมาก จะต้องสังเกตเห็นว่าธุรกิจที่ต้องการความเร็วในการผลิตและมีผลผลิตเป็นจำนวนมาก ล้วนแล้วแต่ใช้เครื่องตัดพลาสติกในกระบวนการผลิตแทบทั้งนั้น เพราะให้ผลคุ้มค่ากว่าเมื่อเทียบกันระหว่างต้นทุนและผลผลิต และเครื่องตัดพลาสติกนั้นจะส่งผลที่ได้เปรียบในเชิงเศรษฐศาสตร์ เมื่อการลงทุนเป็นแบบระยะยาวดังจะพบเห็นการใช้งานกับงานหนักๆ เช่น ในอุตสาหกรรม , โรงงานทำแท้งค์น้ำ และการต่อโครงสร้างสะพาน เป็นต้น

1.3.3 องค์ประกอบของเครื่องตัดพลาสติก

เครื่องตัดพลาสติกมีความต้องการหัวตัด, แหล่งจ่ายกำลัง, ระบบน้ำหล่อเย็นที่สะอาดเป็นสิ่งสำคัญ

1.3.4 หัวตัดพลาสติก

หัวตัดพลาสติกนั้นประกอบด้วย แกนจับอิเล็กทรอนิกส์, แท่งอิเล็กทรอนิกส์ ที่บรรจุภายในน็อนเซิลัน, ระบบน้ำหล่อเย็นที่ระบายความร้อนให้อิเล็กทรอนิกส์ และน็อนเซิลัน และแก๊สพลาสติกที่ไหลพุ่งรอบๆอิเล็กทรอนิกส์ผลิตลำพลาสติกออกจากปากน็อนเซิลัน น็อนเซิลันนั้นจะมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางหลายขนาดแล้วแต่นำมาประกอบกับหัวตัดรุ่นใดเส้นผ่านศูนย์กลางของปากน็อนเซิลันจะขึ้นอยู่กับขนาดของกระสวยที่ใช้ตัดเช่นเมื่อใช้กระสวยในการตัดสูงก็ควรใช้เส้นผ่านศูนย์กลางที่มีขนาดใหญ่ เป็นต้น

ในการเลือกใช้น็อนเซิลแบบชั้นเดียว (Single-port) หรือหลายชั้น (Multiple-port) ในการทำงานนั้นสามารถใช้ได้ทั้งคู่แต่มีความต่างกันคือ แบบหลายชั้นนั้นจะสนับสนุนการไหลของแก๊สปกคลุมรอบๆ แก๊สพลาสมาที่ใช้เป็นหลักอยู่ และแก๊สทั้งสองจะไหลพุ่งผ่านปากท่อหลัก (ท่อแกนกลางในสุด) ด้วยอัตราการไหลของแก๊สที่เร็วมากเมื่อเทียบกับหน่วยพื้นที่หรืออาจกล่าวอีกอย่างว่าอัตราไหลเร็วเท่ากับซูเปอร์โซนิก (เร็วกว่าเสียง) ด้วยเหตุผลนี้จึงไม่แปลกที่พลาสมานั้นมีเสียงรบกวนที่สูงมาก จึงเป็นข้อเสียของหัวหลายชั้น แต่ข้อดีก็คือที่ความเร็วในการตัดเท่ากันนั้นคุณภาพการตัดจะดีกว่าการใช้หัวชั้นเดียว

1.3.5 ควบคุมเครื่องตัดพลาสมา

กล่องควบคุมเครื่องตัดพลาสมานั้นจะประกอบด้วย วาล์วโซลินอยด์ที่ใช้ในการเปิดแก๊สและน้ำหล่อเย็น ที่ตัวกล่องนี้จะมีหน้าปัดบอกปริมาณเพื่อความสะดวกในการปรับแต่งค่าอัตราการไหลของแก๊สและน้ำหล่อเย็นเพื่อใช้งานที่หลากหลาย และมีสวิตช์เพื่อเปิดและปิดการทำงานของเครื่อง และในแบบกล่องควบคุมที่มีโปรแกรมควบคุมอัตโนมัติจะมีคุณสมบัติพิเศษ คือ เมื่อเราใช้งานที่กระแสสูงนั้น กล่องควบคุมจะคอยตรวจสอบว่าอัตราการไหลของน้ำหล่อเย็นนั้นไหลต่ำกว่าระดับความปลอดภัยที่กำหนดหรือไม่ ถ้าต่ำกว่ากล่องควบคุมจะทำการเพิ่มอัตราไหลน้ำหล่อเย็นให้เร็วขึ้นโดยอัตโนมัติ และในทางกลับกันก็จะปรับให้ต่ำลงอัตโนมัติเมื่อใช้งานที่กระแสต่ำในการตัด

1.3.6 แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสมา

แหล่งจ่ายกำลังที่จะนำมาใช้งานกับเครื่องตัดพลาสมานั้นจะต้องออกแบบพิเศษ โดยจะต้องใช้เอาท์พุทเปิดวงจรอยู่ในช่วง 120-140V โวลต์ (แตกต่างกับแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมาอยู่ประมาณ 70-80 โวลต์) หลักสำคัญที่จะมากำหนดขนาดของแหล่งจ่าย คือ ชนิด และความหนาของโลหะที่จะนำมาตัด ความเร็วที่ต้องการในการตัด กระแสคงที่และค่าแรงดันที่ตกคร่อมในขณะตัดชิ้นงาน เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้ในโหมด DCSP อิเล็กทรอดต่อขั้วลบของแหล่งจ่ายกำลังต่อใช้งานแบบส่งผ่าน ในงานที่ต่อลักษณะนี้นั้นเมื่อนำไปใช้กับงานหนักๆ แล้วระบบต้องการแรงดันเปิดวงจรถึง 400 โวลต์ เพื่อใช้เจาะโลหะที่หนาประมาณ 2 นิ้ว (51 มม.) ที่เครื่องตัดที่ใช้มือตัดและที่กระแสต่ำ ระบบต้องการแรงดันเมื่อเปิดวงจรประมาณ 120-200 โวลต์ ในกรณีที่เป็นเครื่องเซาะร่องด้วยแล้วนั้นแรงดันที่จะจ่ายให้ชิ้นงานในขณะทำงานควรปรับได้ด้วย เพื่อเพิ่มความยืดหยุ่นให้รับกับชิ้นงานหลากหลายชนิด ผู้ผลิตเครื่องเชื่อมทั้งหลายนั้นส่วนใหญ่แล้วจะไม่ผลิตแหล่งจ่ายกำลังที่ใช้กับการเชื่อมมือ เพราะเกิดปัญหาเรื่องความปลอดภัยมากจึงไม่คุ้มที่จะสร้าง ส่วนใหญ่จะสร้างแบบที่ใช้กับเครื่องอัตโนมัติ

กระแสเอาท์พุทจากแหล่งจ่ายกำลังเครื่องตัดพลาสมานั้นจะมีค่าประมาณที่ 70-100 แอมแปร์ ขึ้นอยู่กับว่าชิ้นงานที่นำมาตัดนั้นหนาแค่ไหน และต้องการความเร็วในการตัดแค่ไหน ถ้าชิ้นงานที่

นำมาตัดหนาและเราต้องการความเร็วในการตัด เราจะต้องใช้กระแสที่สูงจากแหล่งจ่ายกำลังในการตัด เป็นต้น ในแหล่งจ่ายกำลังต่างๆไปนั้น จะมีวงจรความถี่สูง (High Frequency Circuit) ที่ใช้ในการจุดพลาสมาสามารถอยู่ด้วย

1.3.7 การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสมา

ในการต่อใช้งานแบบส่งผ่านการอาร์คนั้นจะเกิดเมื่อมีการชนกันของแท่งอิเล็กทรอดกับชิ้นงาน โดยจะมีการกระตุ้นจากวงจรความถี่สูงเป็นตัวจุดพลาสมา จะปรากฏลำพลาสมาพุ่งออกมาจากน็อนเซิลัน แหล่งจ่ายกำลังได้ถูกออกแบบเพื่อรักษาระดับกระแสทำให้คงที่ การแตกตัวของอะตอมแก๊สจากลำพลาสมาที่พุ่งผ่านออกมาจากน็อนเซิลัน

เนื่องจากน็อนเซิลันที่ใช้นั้นเป็นตัวที่ปลดปล่อยอุณหภูมิที่สูง (ประมาณ $18000-25000\text{ }F^{\circ}$ หรือ $9000/13870\text{ }C^{\circ}$) ทำให้วัสดุที่นำมาใช้ทำนั้นสำคัญมากทำจากทองแดงชุบแข็ง น็อนเซิลันที่นำมาใช้ควรมีสัญลักษณ์ที่บ่งบอกขอบรอยต่อภายในน็อนเซิลันอย่างชัดเจน ระหว่างแก๊สและพลาสมา อีกอย่างหนึ่งคือ อุณหภูมิที่สูงมากนั้นจะส่งผลให้เกิดการหลอมละลายหรือไอความร้อนขึ้นที่น็อนเซิลัน แทนที่จะส่งความร้อนทั้งหมดไปให้กับชิ้นงานทำให้อายุการใช้งานของน็อนเซิลันสั้นลง

1.3.8 การปรับแต่งเครื่องพลาสมา

หลายครั้งที่การปรับแต่งค่าตัวแปรต่างๆ ในระบบจะช่วยให้คุณภาพการตัดดีขึ้น อย่างเช่น เราต้องการตัดโลหะที่มีความหนา 3-38 มม. นั้นการใช้แก๊สปกคลุมและน้ำผสมกับลำพลาสมาจะทำให้คุณภาพการตัดดีขึ้น

1.3.9 พลาสมาคู่

พลาสมาคู่ันเกิดจากการใช้หัวตัดที่มีช่องแก๊สทั้งสองชั้นนั่นเอง โดยจะประกอบด้วยช่องที่พลาสมาพุ่งออกมาและจะมีช่องแก๊สปกคลุมชั้นที่สองไหลปกคลุมรอบๆ ลำพลาสมาอีกทีหนึ่งซึ่งเป็นพลาสมาที่ใช้แก๊สในโตรเจนเป็นเชื้อเพลิงและแก๊สปกคลุม สามารถเลือกตามแต่ละชนิดของชิ้นงานที่นำมาใช้ตัดสำหรับโลหะที่มีความละเอียดนั้นอาจใช้แก๊สคาร์บอนไดออกไซด์ หรือ อากาศก็ได้ ผลที่ได้คือจะทำความเร็วในการตัดได้สูงแต่คุณภาพในการตัดไม่ดีเท่าที่ควร สำหรับงานบางอย่างแก๊สคาร์บอนไดออกไซด์ นิยมใช้เป็นแก๊สปกคลุมเมื่อใช้สเตนเลสอาร์กอนไฮโดรเจนเป็นแก๊สผสมที่ใช้ในการตัดอะลูมิเนียม

1.3.10 เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้น้ำปกคลุม

เทคนิคนี้จะคล้ายกับพลาสมาคู่เพียงแต่ใช้น้ำแทนที่แก๊สปกคลุมชั้นที่สองเท่านั้น แต่ปรากฏว่าอายุการใช้งานน็อนเซิลันนั้นสูงขึ้น แต่การตัดนั้นงานที่ได้อาจไม่เป็นเหลี่ยมที่สวยงาม และความเร็วต่ำกว่าพลาสมาที่มีการใช้แก๊สปกคลุมเล็กน้อย

1.3.11 เครื่องตัดพลาสมาที่มีน้ำอัดฉีด

การใช้เทคนิคนี้เราใช้หัวตัดที่มีช่องสมมาตรบริเวณปากท่อของน็อนเซิลันฉีดน้ำออกมาใต้ลำพลาสมา โดยน้ำจะปกคลุมลำพลาสมาที่มีการเผาไหม้รุนแรง อันเกิดจากบรรยากาศโดยรอบชั้นนอกสุดของน็อนเซิลันนั้น ทำจากเซรามิกเพื่อป้องกันการอาร์คซ้อน(Double arcing) การอาร์คซ้อนนั้นเกิดขึ้นได้จากการที่อาร์คจากอิเล็กทรอดกระโดดไปที่น็อนเซิลันแล้วจึงไปที่ชิ้นงาน ซึ่งการเกิดเหตุการณ์ดังกล่าวนี้เป็นสาเหตุทำให้เกิดน็อนเซิลันเสียหายได้

การใช้น้ำร่วมกับพลาสมานั้นเสมือนเป็นการจำกัดพลาสมา ทำให้งานที่ได้มีความคมของรอยตัดสูง และความเร็วที่ได้ก็ดีกว่าเครื่องตัดพลาสมาธรรมดาทั่วไป เพราะน้ำที่ฉีดออกมาเป็นลักษณะของละอองที่มีความเย็นอยู่ ทำให้คลองเลื่อยนั้นมีความคมของเหลี่ยมมุมมากกว่าปกติ เมื่อน้ำและแก๊สที่ไหลอยู่ในหัวตัดสัมผัสกัน แก๊สภายในน็อนเซิลันจะเกิดหมุนวนออกมาจากปากท่อและผสมกับละอองน้ำที่พุ่งออกมา จะทำให้การตัดเกิดเหลี่ยมจากบริเวณรอยต่อคลองเลื่อยได้ดี กระบวนการลักษณะนี้จึงเหมาะกับงานที่ต้องการความคมสูง แต่สิ่งที่ควรคำนึงถึงอีกอย่างคือการตัดนั้นหรือระดับของหัวตัดควรต้องทำมุมฉากกับชิ้นงานเสมอ

1.3.12 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสมา

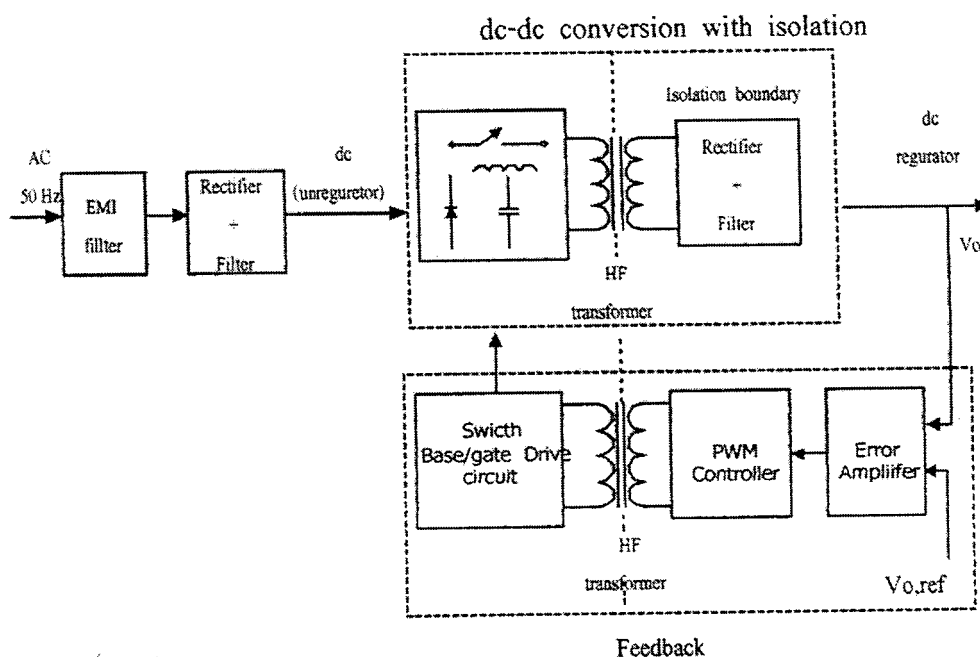
การเลือกใช้แก๊สเชื้อเพลิงนั้นมีพื้นฐานอยู่ว่า โลหะที่นำมาตัดเป็นโลหะชนิดใด ความต้องการของคุณภาพความเรียบของผิวชิ้นงานที่ตัดแล้วมากแค่ไหน โดยทั่วไปโลหะที่ไม่มีแม่เหล็กผสมอยู่แก๊สเชื้อเพลิงจะใช้ไนโตรเจนหรือไนโตรเจน-ไฮโดรเจนหรืออาร์กอน-ไฮโดรเจนผสมกัน ในส่วนของการตัดไททานเนียมหรือเซอร์โคเนียมนั้นจะใช้อาร์กอนบริสุทธิ์เป็นแก๊สเชื้อเพลิง เพราะโลหะเหล่านั้นมีความไวอย่างมากต่อปฏิกิริยาแตกตัวของแก๊ส โดยเฉพาะอย่างยิ่งแล้วเมื่อใช้ไฮโดรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิง

โลหะที่ผสมคาร์บอนจะใช้อากาศอัดตัว (ไนโตรเจน 80% กับออกซิเจน 20%) หรือไนโตรเจนบริสุทธิ์ ไนโตรเจนควรใช้กับหัวตัดที่มีระบบน้ำอัดฉีดในการตัดโลหะที่ไม่มีปนอยู่นั้น บางครั้งเราใช้วิธีพลาสมาคู่ก็ได้ โดยใช้ไนโตรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิงและคาร์บอน ไดออกไซด์เป็นแก๊สปกคลุมหรือเพื่อที่จะให้ได้คุณภาพที่ดียิ่งขึ้น ควรใช้อาร์กอน-ไฮโดรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิงและไนโตรเจนเป็นแก๊สปกคลุม

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่างๆ จะทำงานกันเป็นลำดับ แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้มีค่าต่ำลงเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายนั้น จำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อนเพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะใช้ในสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลายหากประสิทธิภาพมีค่าต่ำจะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 – 80%

ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตและที่สวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ดีที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่นที่ 90 – 132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 – 260 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่(regulate) โดยสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิทช์เพาเวอร์ โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน และเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อม คือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง(Spike)ที่มีความถี่สูง ๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

ค่าเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up Time)

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

สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

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

การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด จะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโหลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกดาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต ภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิรตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นหลัก

การกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตช์เฟาเวอร์ซ์พหลายจึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงาน และมาตรฐานต่าง ๆ ที่จำเป็นให้ค้ก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตช์เฟาเวอร์ซ์พหลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน

วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันนับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจรในวงจรในส่วนอินพุท และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์ และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรง เพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

2.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก (I_{fsm})

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

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

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

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

2.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง (I_{fm})

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุรองกระแสมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของ ไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุรองกระแส

2.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง (I_{fm})

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับ ในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรหาค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด (I_{fm}) ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

2.1.1.4 อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (V_{rm})

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับแต่ควรหาค่าแรงดันไบแอสกลับให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณี ที่อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.2 ตัวเก็บประจุรองกระแส

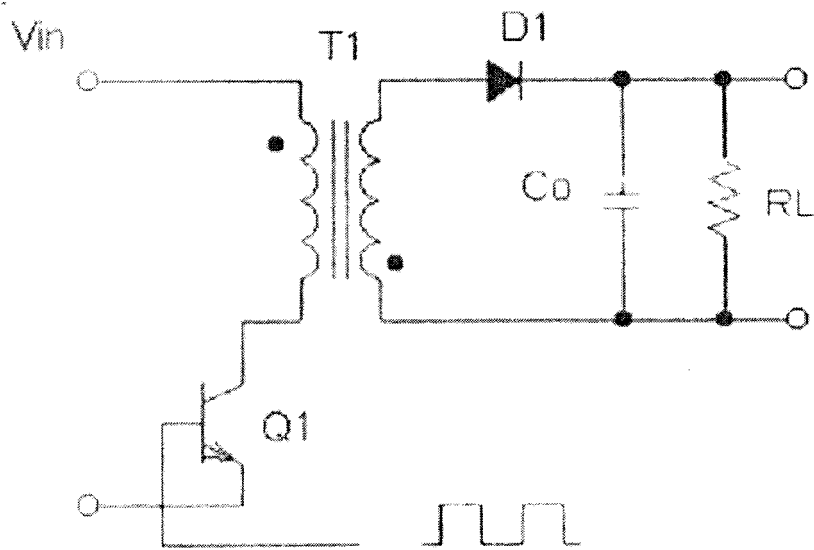
ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอด ให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

2.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสจะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุนั้นร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุรองกระแส จะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานขึ้นหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

2.1.2.2 แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลง ไปปกติการออกแบบวงจรเรียงกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ ของค่าแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรกรองกระแส

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

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

- เมื่อ I_c คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส
 Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ
 ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสเพื่่อม

2.1.2.3 ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่สวิทซ์ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิทซ์นี้มีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

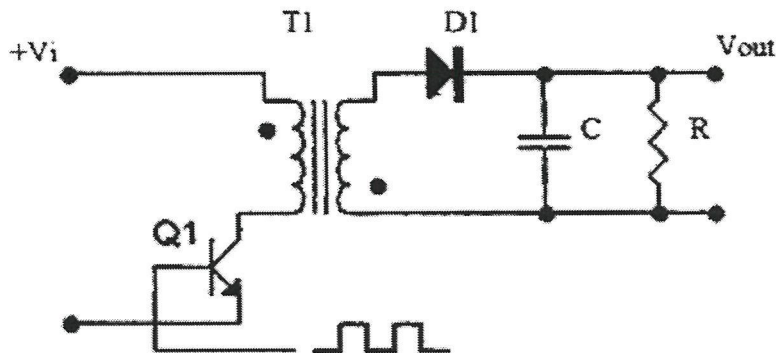
2.1.2.4 อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแส ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบ ขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



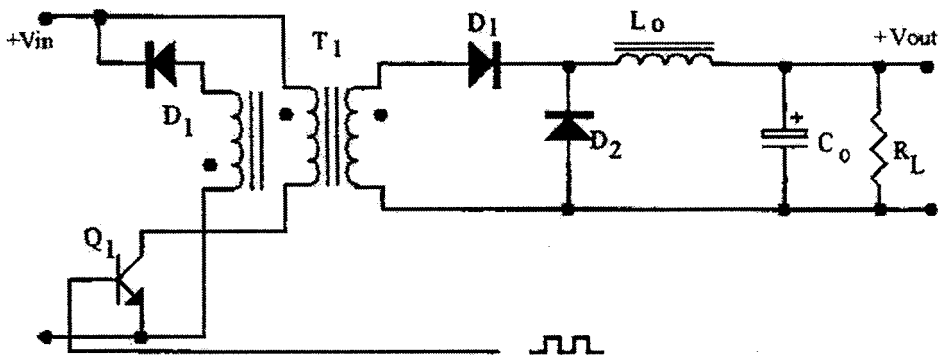
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุ

เอาท์พุท Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงมากนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย ราคาถูก

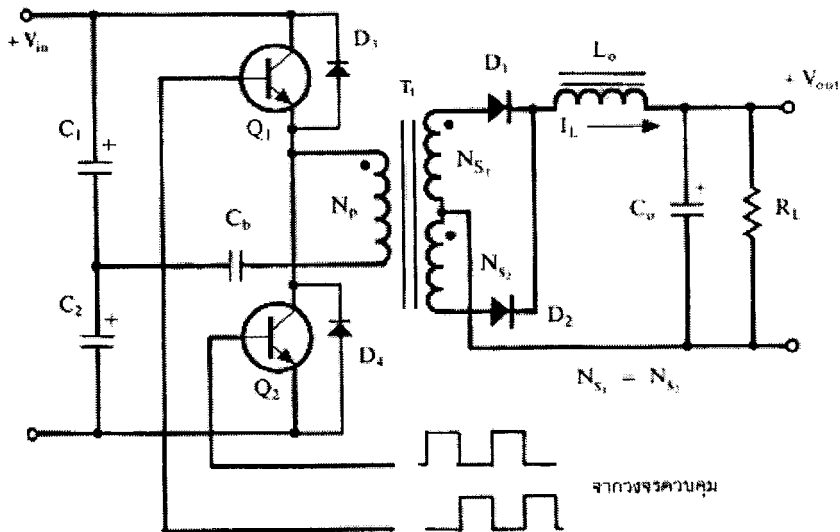
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่า ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท C และโหลดได้ ขณะที่กระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแส และหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุทต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตามตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามา จะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

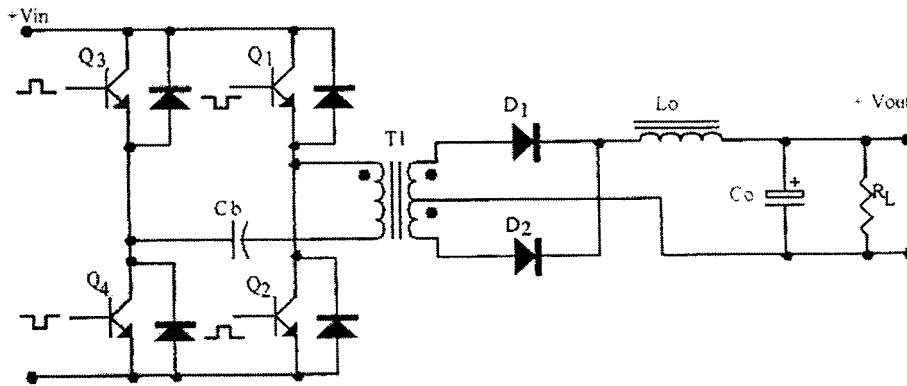


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ส่วนข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ คือเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อย และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

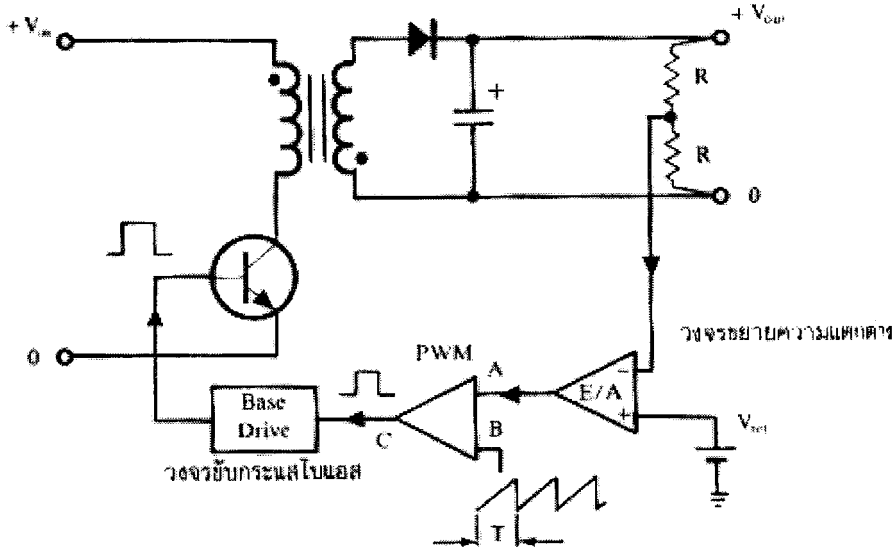
จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมด 4 ตัวแต่ละจะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่าวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุทได้ โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน เป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน เพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

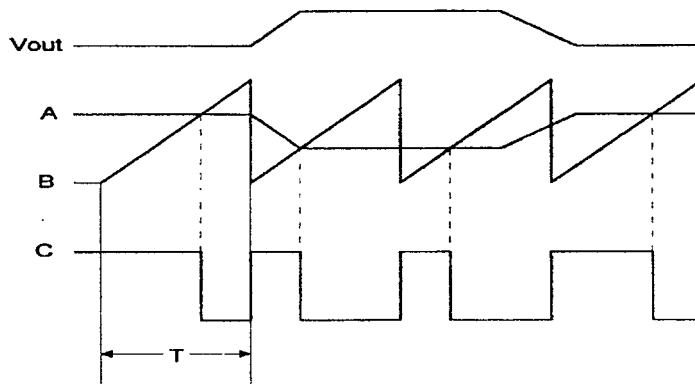
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุทมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุทเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจัดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรมอเตอร์สโตนอส (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรมอเตอร์สโตนอสจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชัน ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

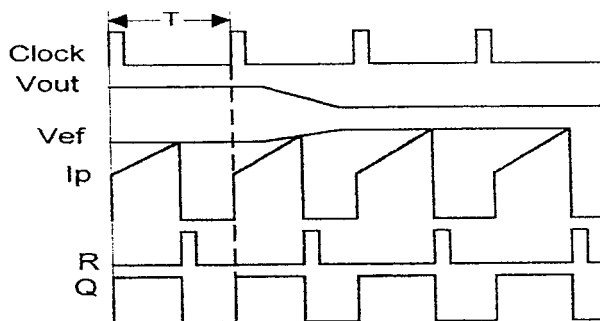


รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ในวงจรควบคุม

ด้านทาน R_s ด้วย แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์มอสเฟต Q1 หยุคนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์มอสเฟตจะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เข้ามา วงจรใน ลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์มอสเฟตจะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมตควบคุมจากกระแสมีข้อดี กว่า วงจรควบคุมในโหมตควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

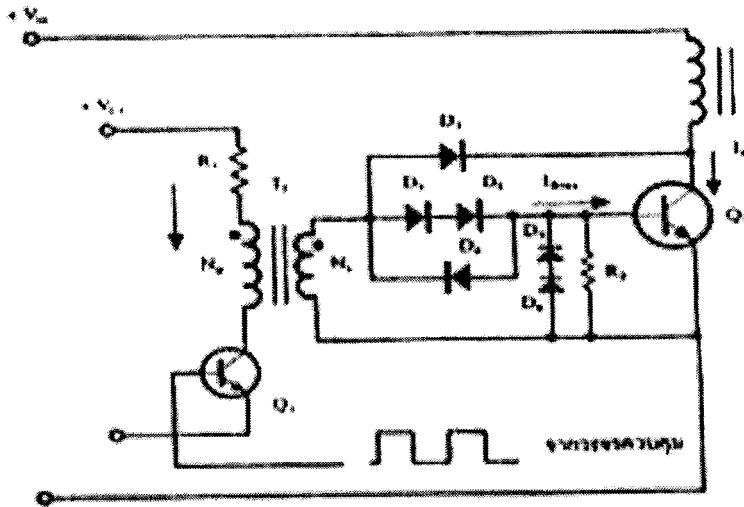
ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบอัสนั้นทำได้ 2 ลักษณะ คือ วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึง

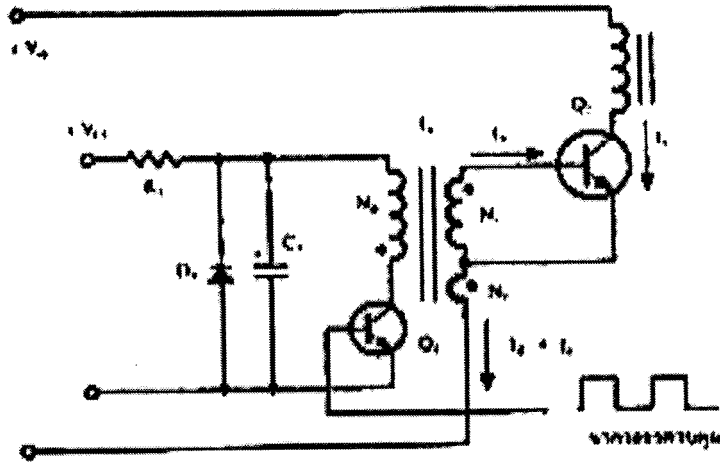
หยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแสหม้อแปลง จะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมิเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิกำ 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมปี

2.4.1.2 วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ

เป็นวงจรขับกระแสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมปีที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.13



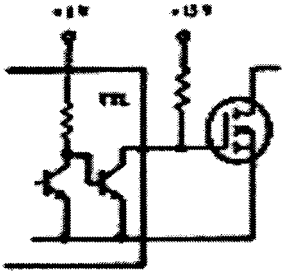
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

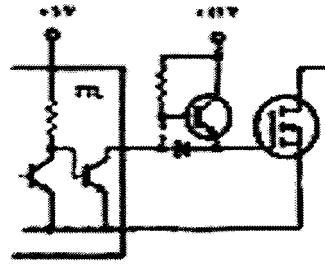
การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสสั้น แตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอีมีตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.4.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตและทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



(ก)



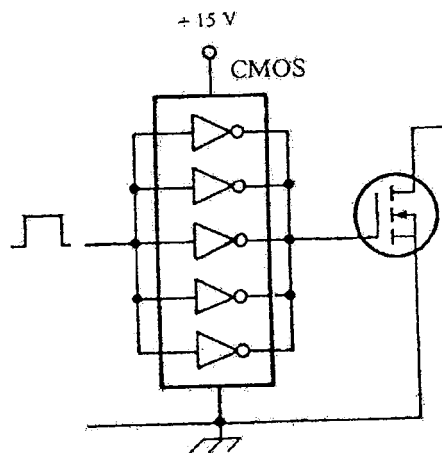
(ข)

รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.14 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูล์อัพรีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสนี้ยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล์อัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.14 (ข) ทราานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้นและลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่มทราานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัว เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปอย่างรวดเร็วมากขึ้น

2.4.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

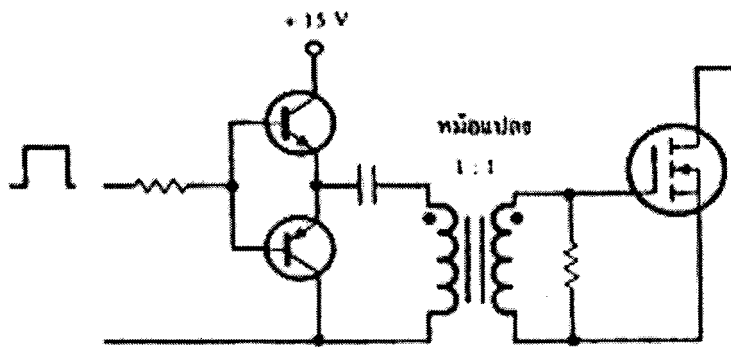


รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีCMOSได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซีCMOS จะเป็นมอสเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อCMOSในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแส ที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นไปได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการ ขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับ ของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.16

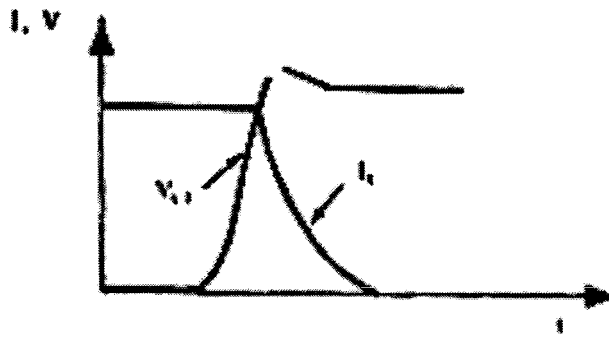
2.5 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับ เบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอร์ป้องกัน

แรงดันเกินวงจร สนับเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และไดโอด เรียกว่า วงจร RCD สนับเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

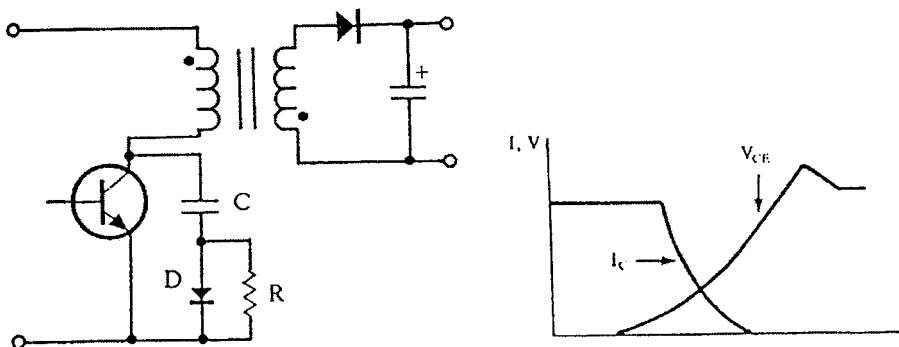
2.5.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานโดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสที่นั่นกระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้เราสามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ไปได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

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

$$C_1 = \frac{I_p \times t_{on} \pi}{2 \times V_{in}}$$

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

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

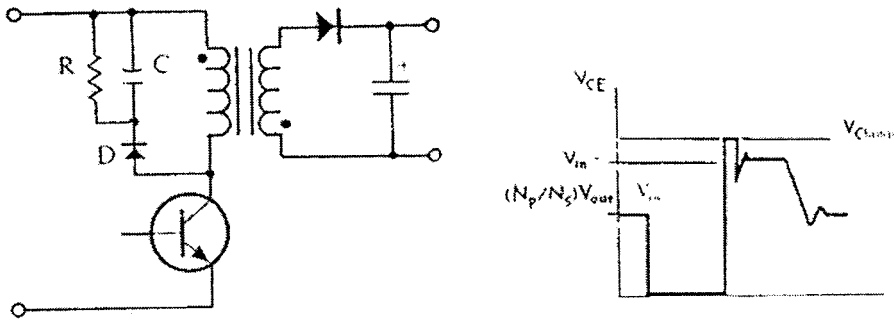
การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

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

เมื่อ	T	คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
-------	---	--

2.5.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดตลอดทั้ง RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักจะทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ทำให้เกิดการเสียหายได้ วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าพิกัดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอ์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง ตัวเก็บประจุ C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอ์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝง อันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_e^2 = \frac{1}{2}L_iI_p^2$$

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

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

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟโพรมารี
 I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุด นำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{ceo} คือ อัตราแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุด
 นำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

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

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{0.5 L_i I_p^2}{T}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงาน ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 T_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับเครื่อง Switching Power Supply ที่ต้องการแรงดันเอาต์พุต 210 โวลต์ และกระแส 10 แอมป์ ใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบยูคอร์ 60 ที่ทำจากแกนเฟอร์ไรต์ชนิด H45 ที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.25 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 4700 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้

งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติ ซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิมิตัว ประมาณ 220 เกาส์

คำนวณหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_p = \frac{V_{cc(max)}}{4 * B_m * A_c * N_c}$$

โดยที่ $V_{cc(max)}$ คือ แรงดันที่ป้อนให้กับวงจร (V)

B_m คือ ค่าความหนาแน่นของฟลักแม่เหล็กไฟฟ้า (T)

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (m^2)

N_c คือ จำนวนแกนของหม้อแปลง

แทนค่า

$$N_p = \frac{311}{4 * 225 * 10^{-6} * 0.15 * 25 * 10^3 * 7}$$

$$N_p = 13.16 \text{ รอบ}$$

เพราะฉะนั้น จำนวนรอบของขดปฐมภูมิเป็น 13 รอบ

คำนวณหาจำนวนรอบของขดทุติยภูมิโดยใช้สมการ

$$n = \frac{n_s}{n_p} = \frac{V_o'}{2 * D_{max} * V_{ccmin}}$$

$$\text{เมื่อ } V_o' = V_o + V_{rl} + V_D$$

โดยที่ V_o คือ แรงดัน output

V_{rl} คือ แรงดันที่ตกคร่อมขดลวด

V_D คือ แรงดันที่ตกคร่อมไดโอด

D_{max} คือ Duty cycle สูงสุด

V_{ccmin} คือ แรงดันที่ป้อนให้กับวงจรต่ำสุด

แทนค่า

$$n = \frac{250 + 5 + 1.5}{2 * 0.45 * 300}$$

$$= 0.95$$

$$N_s = nN_p$$

$$= 0.95 * 13$$

$$= 12.35 \text{ รอบ}$$

เพราะฉะนั้น จึงใช้ขดทุติยภูมิเป็น 12 รอบ

หาค่าของเส้นลวดจากสมการ

$$I_1 = nI_o$$

$$a_1 = \frac{I_1}{J}$$

$$I_2 = I_o \sqrt{D \max}$$

$$a_2 = \frac{I_2}{J}$$

โดยที่ J คือ ความหนาแน่นของกระแสต่อพื้นที่ (ในที่นี้เลือก $J = 5 \text{ A/mm}^2$)

$$\begin{aligned} \text{แทนค่า } I_{1,1} &= 0.95 * 15 \\ &= 14.25 \text{ A} \end{aligned}$$

$$a_1 = \frac{14.25}{5}$$

$$I_2 = 15 \sqrt{0.45}$$

$$a_2 = \frac{10.05}{5}$$

$$= 2.01 \text{ mm}^2$$

เนื่องจากได้พื้นที่หน้าตัดของเส้นลวดใหญ่มาก จึงใช้ลวดเบอร์ 24 ที่มีขนาดพื้นที่หน้าตัด 0.209 mm^2 จำนวน 20 เส้น ตีเกลียวเป็นทั้งขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิห่อแปลง

การหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำ

ในการหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำ จะกำหนดให้ค่า Ripple ของกระแสทางด้านออก (ΔI_{out}) จะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 20% ของกระแสเฉลี่ยทางด้านออก ดังนั้นค่าตัวเหนี่ยวนำ หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$L = \frac{E_{out} * T_{off}}{0.2I_L}$$

เมื่อ E_{out} คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสทางด้านออก

T_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของสวิตช์ เนื่องจากค่า Ripple ของกระแสทางด้านออกสูงสุดจะเกิดขึ้นที่ Duty Cycle = 0.5 ดังนั้นค่า T_{off} ที่จะทำให้ Ripple สูงสุด เท่ากับ $\frac{1T}{2}$

I_L คือ กระแสโหลดที่พิกัด

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductor Design) สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบ คือ การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะ โครงสร้าง และขนาดของแกนแม่เหล็ก
2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพัน N_1 และ $N_2 \dots N_n$
3. ชนิด และลักษณะของฉนวน
4. ลักษณะ โครงสร้างของ Case ตลอดจนการระบายความร้อน
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้า และเชิงกลอื่นๆ

ข้อกำหนด

1. ขนาดของกำลังออก
2. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ ของกระแสและแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ
4. Voltage Regulation
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้า และเชิงกลอื่นๆ
6. ขีดจำกัด
7. ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก
8. กำลังสูญเสียในลวดทองแดงและในแกนแม่เหล็ก
9. คุณสมบัติอื่น เช่น Permeability (μ)

ตัวเก็บประจุ

การหาตัวเก็บประจุสำหรับวงจรกรองด้านออก หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8 * f * \Delta v_{out}}$$

เมื่อ I_{out} คือ 20% ของกระแสเฉลี่ยทางด้านออก

V_{out} คือ แรงดันกระเพื่อมทางด้านออก

2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแส และในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาที่คืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.7.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาที่คืนตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาที่คืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกัน คือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.7.2 ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำประมาณ 0.5 โวลต์จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาที่คืนตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

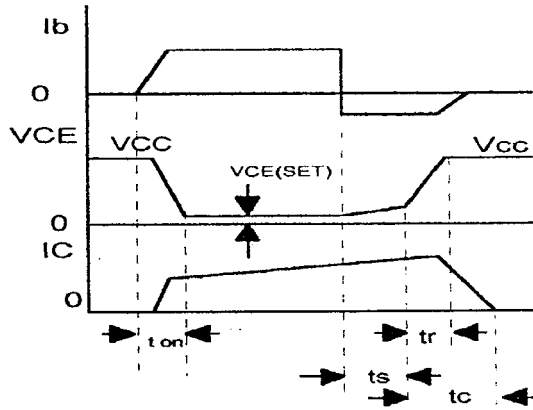
ขอตักที่ไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ขอตักที่ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ทำให้มีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะทำให้ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.7.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อเสียคือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาสูงกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

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



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

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

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

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

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.7.4 เพาเวอร์มอสเฟต

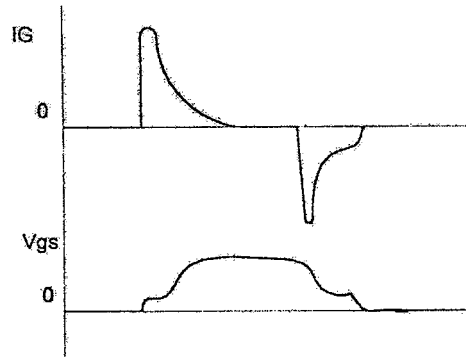
เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุกพูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.7.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะเปลี่ยนแปลงสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนแปลงสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_d จะมีค่าเท่ากับ

$$P_{DS(on)} = V_{j1} + V_{drift} + I_D R_{channel}$$



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส

2.7.4.2 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

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

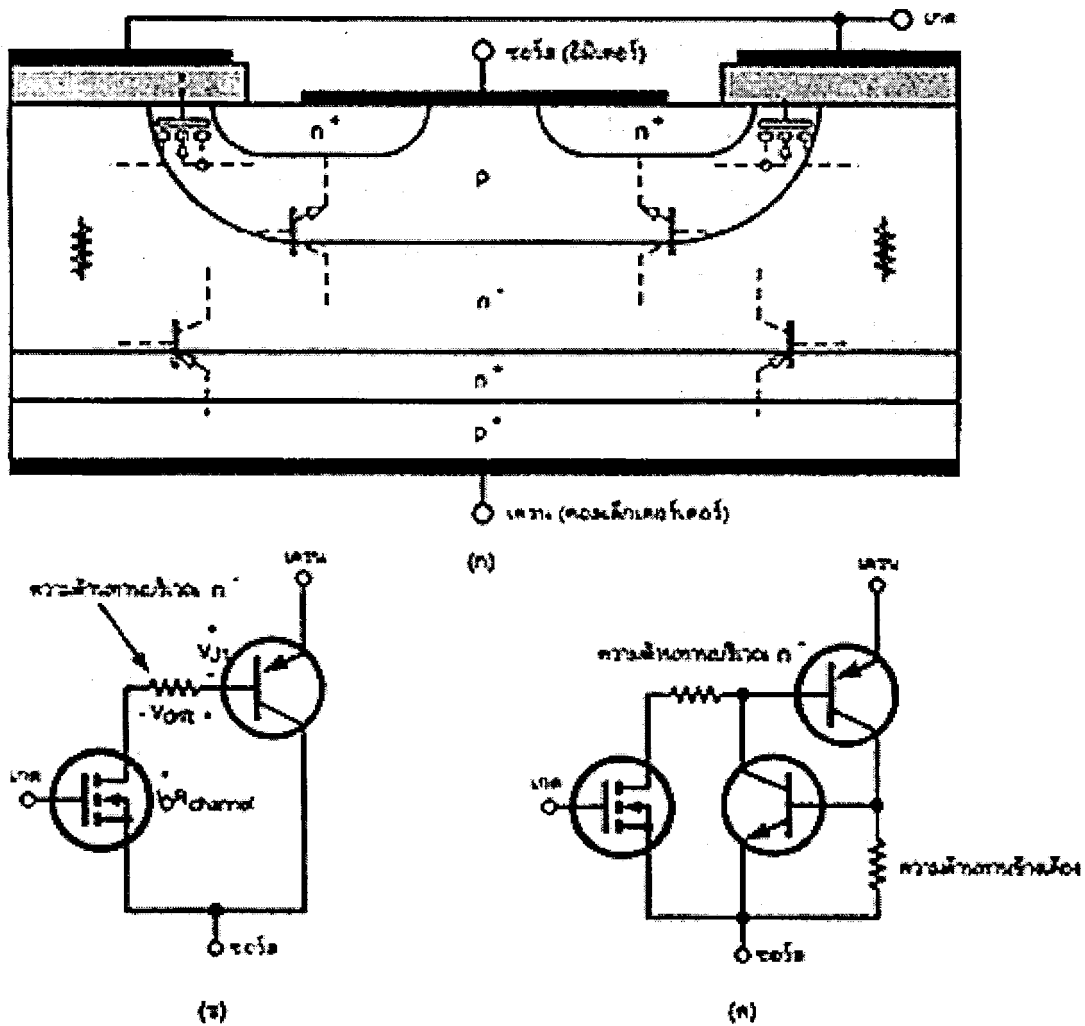
2.7.5 ไอจีบีที

วงจรมูลของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2.22 ซึ่งในรูปที่ 2.22 (ก) นั้นจะเห็นว่าในบริเวณบอดี p ชั้นบริเวณ n- และชั้นอินเจกต์ติ้ง p+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเล็กเตอร์, เบส และอิมิตเตอร์ ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกตก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n- เชื่อมขาเบส ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเข้ากับขาเดรนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรมูลออกมาจะได้วงจรดังรูปที่ 2.22 (ข)

จากรูปที่ 2.22 (ข) จะเห็นว่าเป็นวงจรรีจันต์ โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือกระแสเดรนส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์ มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรนมายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์สสำหรับวงจรมูลในรูปที่ 2.22 (ค) จะแสดงให้เห็นว่าภายใน IGBT มีไทรสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จาก การทริกทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุ ที่ทำให้เกิดการแลตซ์ของ IGBT

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม ความต้านทานสูง

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม ความต้านทานสูง กว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตซ์ขึ้นใน IGBT สำหรับ แรงดันตกคร่อมขาแตรนและซอร์ส ของ IGBT ขณะนำกระแส ($V_{ds(on)}$)

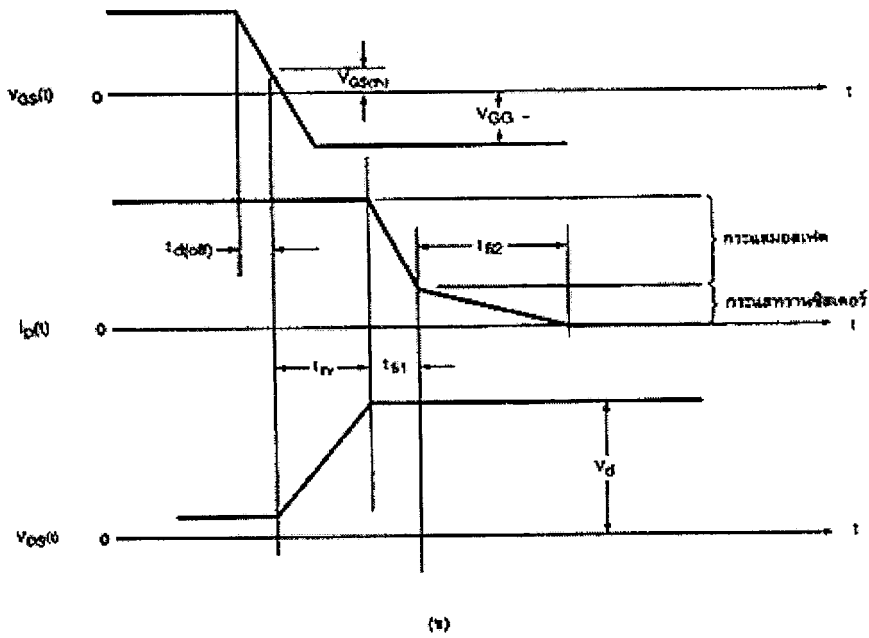
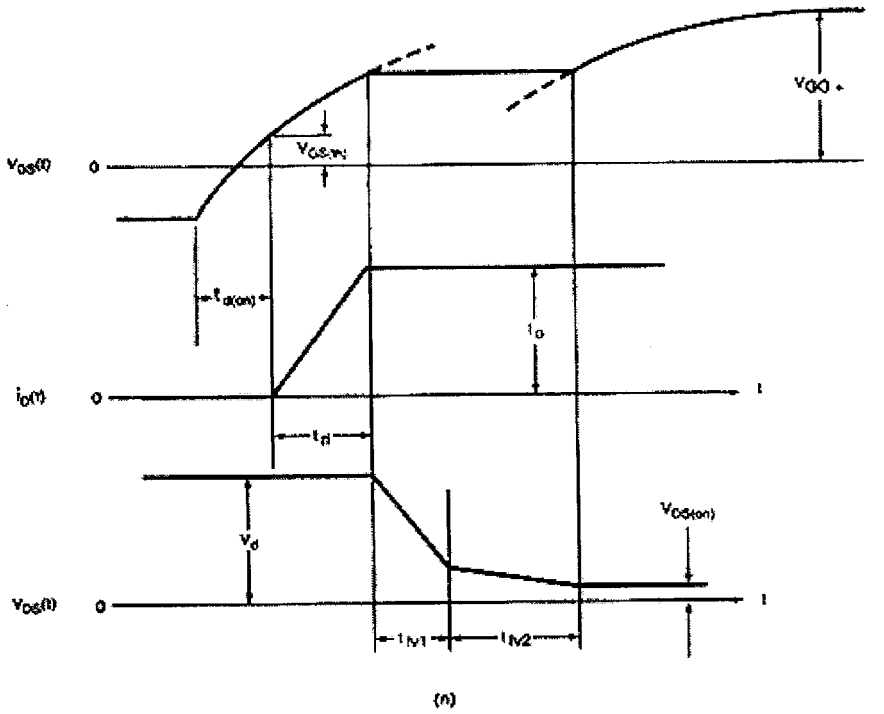


รูปที่ 2.22 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ใน

(ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT

(ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT

-ลักษณะการสวิตช์



รูปที่ 2.23 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส

(ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส

ลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแสและหยุดนำกระแส แสดงไว้ในรูปที่ 7 โดยช่วงเวลาในการนำกระแสของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2.23 (ก) ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับการนำกระแสของมอสเฟต คือจะมีเวลาก่อนการนำกระแส ($T_d(on)$) นับตั้งแต่เวลาที่แรงดันระหว่างเกตกับซอร์สอยู่ในช่วง V_{gg-} จนถึง ($V_{gs(th)}$) ความจริงแล้วการป้อนแรงดันนี้จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดจากค่า V_{gg-} เป็น V_{gg+} แต่กลับมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียล

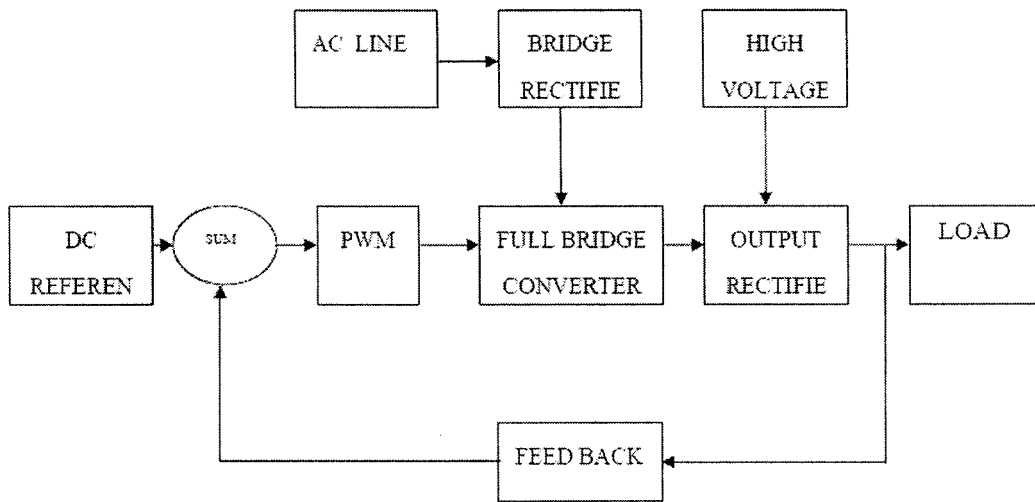
เหตุที่เป็นเช่นนั้นเนื่องจากผลการซาร์จประจุของตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับซอร์สและเกตกับเดรนภายใน IGBT แรงดันที่ขาเดรนจะยังคงอยู่ในช่วงเวลาที่ขาขึ้น (T_{ri}) หรือในช่วงเวลาที่กระแสเดรนยังไม่ถึงค่ากระแสทำงาน (I_o) หลังจากนั้นกระแสเดรนก็จะคงที่ แต่แรงดันจะตกลงสู่ค่า ($V_{ds(on)}$) โดยแบ่งช่วงเวลาลงเป็นสองช่วง คือช่วง T_{fv1} เป็นช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานสูง ($R_{channel}$) ส่วน T_{fv2} ช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานต่ำ ($R_{channel}$)

ในรูปที่ 2.23 (ข) จะเป็นรูปแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่ IGBT หยุดนำกระแส จะเห็นว่ากระแสเดรนจะยังคงที่อยู่ตลอดช่วงเวลาที่แรงดันขาเดรนเพิ่มขึ้น และมีช่วงเวลาลงของกระแสเดรนที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก T_{fv1} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายใน IGBT และช่วง T_{fv2} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ซึ่งจะช้ากว่ามอสเฟต ทำให้ช่วงเวลานี้นานกว่าช่วงแรก และมีการสูญเสียกำลังงานมากในช่วงนี้

บทที่ 3

หลักการทํางาน

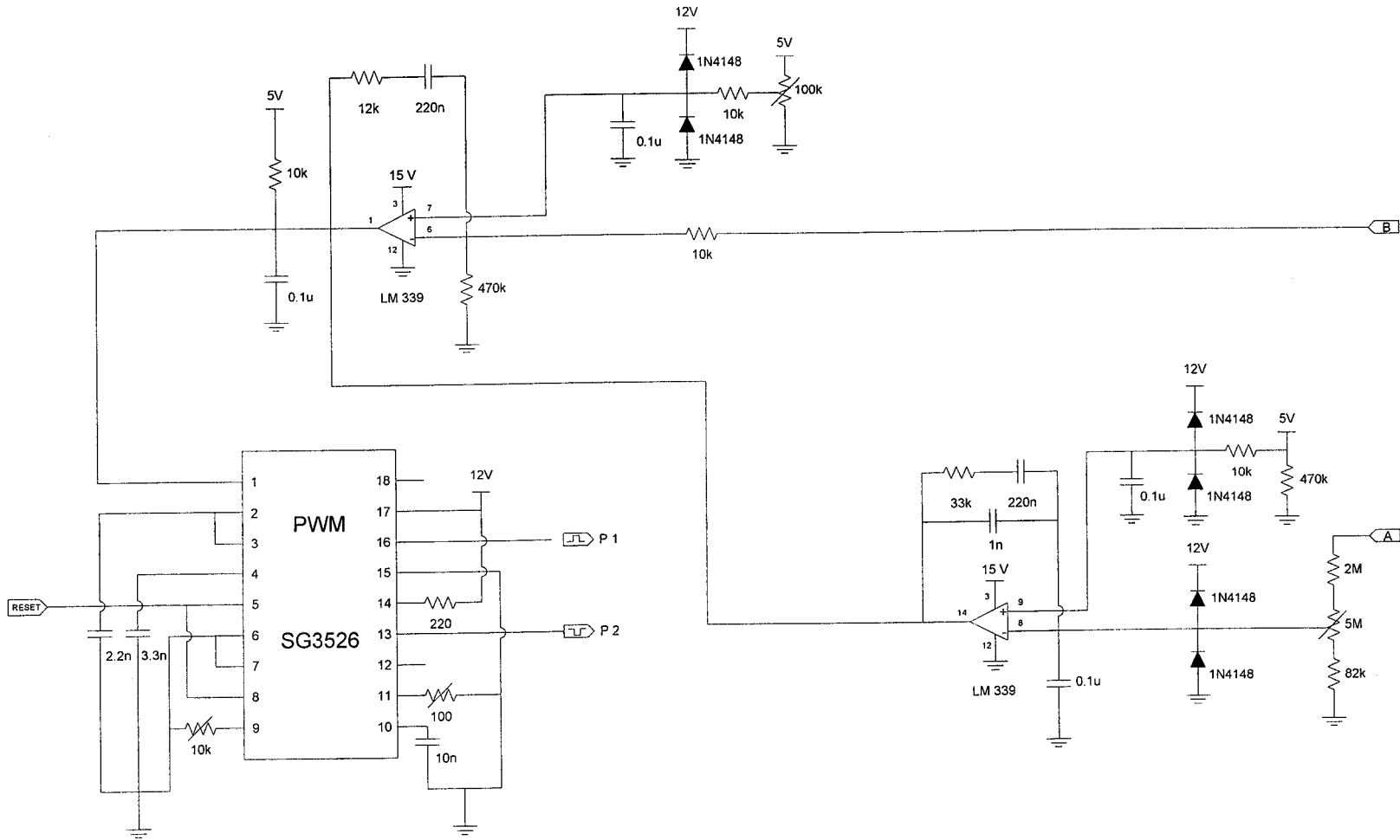
ส่วนประกอบของภาคสวิตซิ่งกำลังในเครื่อง Plasma Arc Cutting มีอยู่ 3 ส่วนหลักคือ ส่วนที่เป็น Pulsewidth modulation , Converter และ High voltage



รูปที่ 3.1 แสดง BLOCK DIAGRAM ของเครื่อง SWITCHING POWER SUPPLY

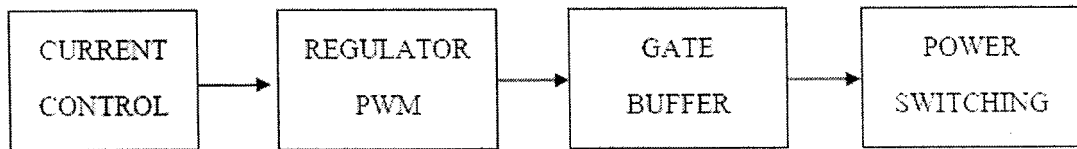
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

ส่วนที่เป็นวงจรควบคุมจะประกอบด้วยวงจรป้อนกลับโดยการเปรียบเทียบแรงดันและกระแส จากทางด้านเอาต์พุต ส่งเป็นข้อมูลให้กับ ไอซี SG 3526 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของพัลส์ แล้วผ่านวงจรขับไปยัง INVERTOR ต่อไปซึ่งมีรายละเอียดการทํางานดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิทช์ของเพาเวอร์มอสเฟต สามารถแบ่งได้เป็นส่วน ๆ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดง BLOCK DIAGRAM ของภาคควบคุม PWM

3.1.1 CURRENT CONTROL

ชุดควบคุมกระแส เป็นชุดที่รับค่าจากตัวตรวจจับมาเป็นตัวจำกัดกระแส ชุดควบคุมชุดนี้ประกอบด้วย COMPARATOR ซึ่งหลักของ COMPARATOR คือจะมีการตั้ง VOLTAGE REFERENCE ไว้ แล้วอีกขาหนึ่งเป็นขาอินพุต คือ รับค่ามาเปรียบเทียบกับขา REFERENCE ในที่นี้คือได้ตั้งค่า VOLTAGE REFERENCE ไว้ค่าๆ หนึ่ง แล้วถ้าอินพุตที่เข้ามามีค่ามากกว่าก็จะทำให้ชุดนี้ทำงาน แล้วรับค่าจาก comparator ไปป้อนให้กับชุด PWM ค่านี้จะเป็นค่าคงที่คือเป็น VOLTAGE คงที่มีค่าประมาณ 5 โวลท์

3.1.2 PULSE WIDTH MODULATION

ในการทำงานของภาคนี้จะใช้คุณสมบัติของ IC เบอร์ SG3526 ของบริษัท MOTOROLA ทำการสร้างความกว้างพัลส์ ซึ่งขออธิบายการทำงานและคุณสมบัติต่างๆ ของตัว IC ดังต่อไปนี้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดันจากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามายังขา อินเวอร์ตติ้งและนอนอินเวอร์ตติ้งของวงจรขยายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลแรงดันอินพุต

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยการต่อค่าตัวเก็บประจุลงกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรขยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขาริเซ็ท เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องตรงจังหวะอีกครั้ง หลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขาริเซ็ทจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการริเซ็ททุกครั้งหลังจากการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เร็นท์เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุทด้วยวงจรเปรียบเทียบความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันที เพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสั่งชัตดาวน์จากวงจรภายนอก โดยการป้อนลอจิก "0"

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ R_t เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายใน ให้มีค่ากระแสที่เหมาะสม เพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ตซ์

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_t เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณต่อออกมายังภายนอก เพื่อเป็นประโยชน์กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน (Synchronization)

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

ขา 14 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาท์พุทภายใน ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ต่อกันแบบคอมพลีเมนตารี อันที่จริงสามารถใช้ร่วมกันกับไฟเลี้ยงไอซี ขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5 V) ก่อน เพื่อให้ไอซีทำงานอย่างคงที่

ขา 18 เป็นขาเอาท์พุทของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอก เพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดประมาณ 50 มิลลิแอมป์

3.1.3 GATE BUFFER

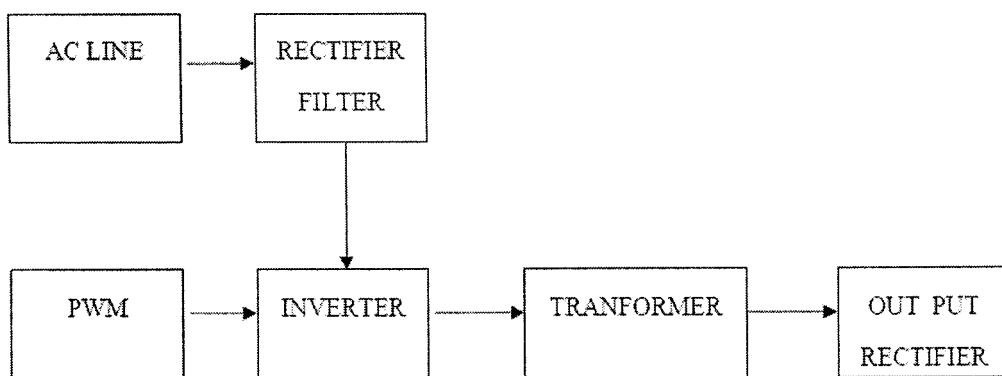
การทำงานในภาคนี้จะใช้ตัวทรานซิสเตอร์ต่อแบบคอมพลีเมนต์จำนวน 2 ชุด เมื่อป้อนสัญญาณพัลส์ในช่วงบวกและลบให้กับหม้อแปลงคัปปลิ่ง เพื่อส่งผ่านพลังงานไปขับ MOSFET ในวงจร CONVERTOR ต่อไป และเพื่อแยกกราวด์กับวงจรในส่วนของการคอนโทรลด้วย ซึ่งมีความปลอดภัยขึ้นเมื่อเกิดความเสียหายในวงจรภาค POWER SWITCHING

โดยการทำงานนั้นอธิบายได้ดังนี้ Output จาก IC SG3526 ขา 13 และ 16 นั้น จะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา ดังนั้นการทำงานจากรูปที่ 3.5 เป็นดังนี้

เมื่อ Q3 และ Q6 นำกระแส จะทำให้เกิดพัลส์บวกไหลผ่านขดลวดทาง Primary ในทางตรงข้ามเมื่อ Q4 และ Q5 นำกระแส จะทำให้เกิดพัลส์ลบไหลผ่านขดลวดทาง Primary แทน และจากนั้นทางขด Secondary จะทำการขยายเป็น 2 ชุด และกลับเฟสกันอยู่ เพื่อให้ MOS ทั้ง 2 ตัวนั้นทำงานไม่พร้อมกัน และส่วนที่เป็น POWER SWITCHING จะประกอบด้วยส่วนที่เป็นวงจรกระแสทางด้านอินพุทและวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ BRIDGE INVERTOR

3.2 ส่วนของเพาเวอร์สวิทชิง

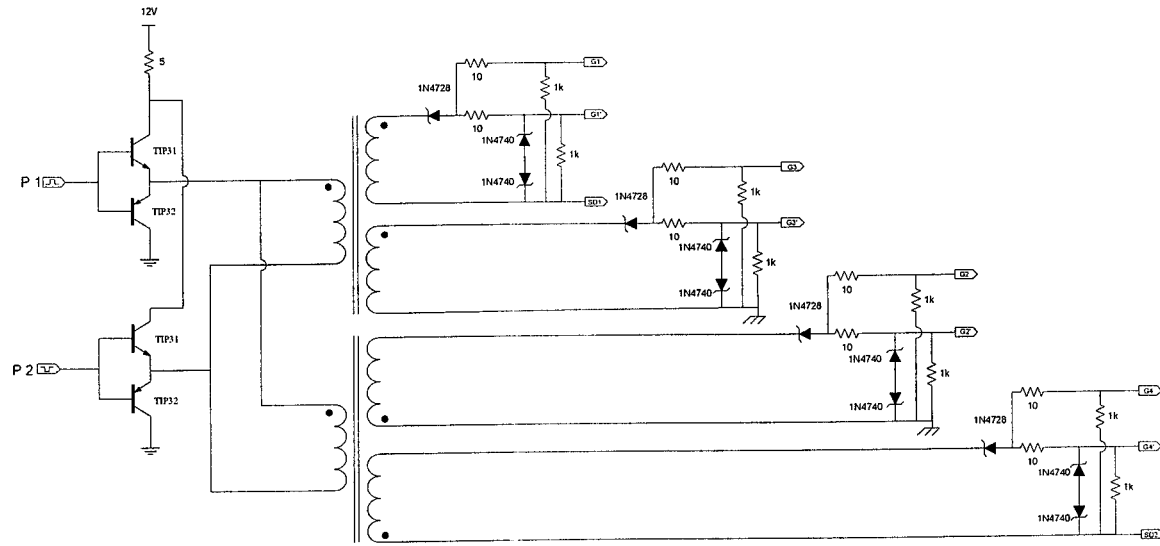
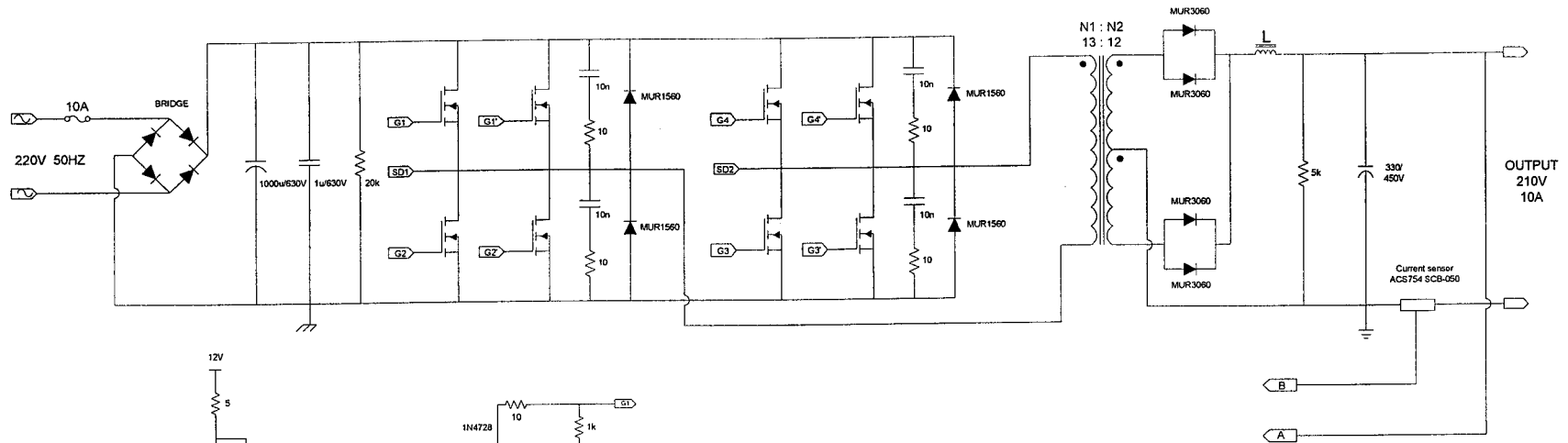
วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักก็คือแปลง DC เป็น AC หรือเรียกว่า DC TO AC CONVERTOR หรือเรียกอีกอย่างว่าวงจร INVERTOR นั่นเอง ซึ่งทางอินพุทเป็น DC มีการเปลี่ยนแปลงสมมาตรกับเอาต์พุทที่เป็น AC เปลี่ยนแปลงทั้ง AMPLITUDE และ FREQUENCY ซึ่งวงจรเพาเวอร์สวิทชิงนี้แบ่งออกได้เป็นส่วนต่างๆ ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.4 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจรส่วน CONVERTOR

หน้าที่ของแต่ละส่วน มีดังนี้

INPUT AC	เป็นอินพุตที่เป็นไฟ 220 โวลต์
RECTIFIER	เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงจากไฟสลับให้เป็นไฟตรง
FILTER	เป็นส่วนที่ทำให้ไฟตรงจาก RECTIFIER เรียบขึ้น ไม่มี RIPPLE
PWM	เป็นส่วนที่เป็นตัวควบคุมการทำงานให้กับ MOSFET ทำงาน
INVERTOR	เป็นส่วนที่สำคัญ คือ แปลงจาก DC เป็น AC ซึ่งได้มาจากสวิทช์ของตัว MOSFET
TRANFORMER	เป็นส่วนที่มีหน้าที่สำคัญคือเป็นตัวกำหนด VOLTAGE และ CURRENT ของเอาต์พุต
RECTIFIER OUTPUT	เป็นส่วนที่มีหน้าที่เปลี่ยน AC ที่ได้จากการสวิทช์ของ MOSFET ให้เป็น DC ที่เอาต์พุต PHASMA CUTTING เป็นเครื่องที่ตัดด้วยไฟ DC กระแสสูง



รูปที่ 3.5 วงจรภาคเพาเวอร์สวิตซิ่ง

3.3 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จะเป็นแบบฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ เป็นผลให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันริปเปิ้ล มีขนาดน้อยกว่าการเรียงกระแสแบบอื่นๆ (ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) ในส่วนของการกรองกระแส เป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูง การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจะเป็นวิธีที่ดีที่สุด อีก ทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย อันเนื่องมาจากค่าความต้านทานแฝงภายในตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุมาก และทนแรงดัน ได้สูง ได้เก็บประจูด้วย

3.4 ส่วนของอินเวอร์เตอร์

วงจรมอเตอร์ที่ใช้ในวงจรนี้เป็นแบบฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟตต่อขนาน 2 ชุด แต่ละชุดมีมอสเฟต 4 ตัว 4 ตัวนี้ก็จะแบ่งเป็น 2 ชุดสลับกันทำงาน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่มาจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่แรงดันที่ขาเกทของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดการอิมดับ โดยวงจรดังกล่าวนี้จะประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน คือถ้าแรงดันพัลส์ทั้งด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรกดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

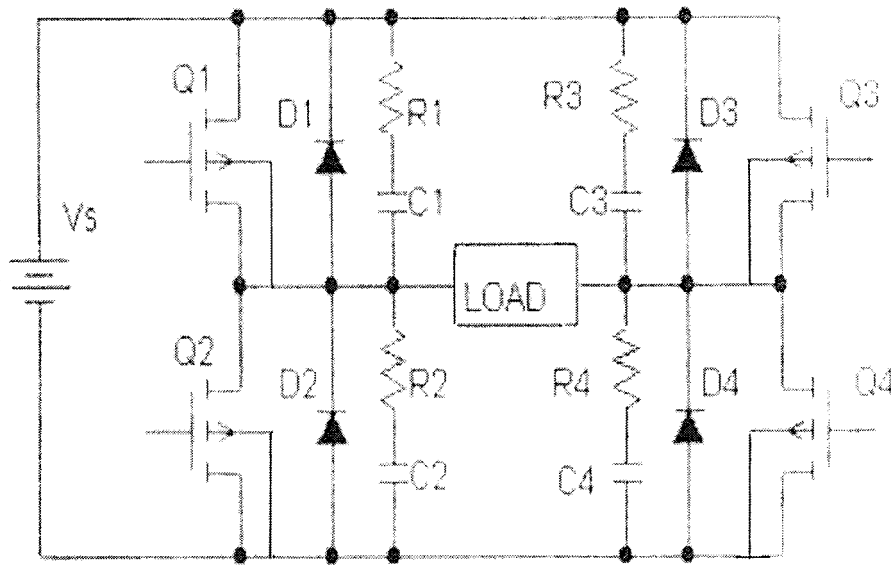
ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอเรจที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตทั้งชุดบนและชุดล่างนั้นเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกคือ ป้องกันแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมไว้ในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สองคือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมกับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอเรจที่ต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง ดังนั้นไดโอดนี้จะนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟต

หลังจากการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตพัลส์ที่ได้ก็จะถูกส่งผ่านพลังงานโดยหม้อแปลงความถี่สูงไปยังขดลวดทุติยภูมิ พัลส์ที่ขดลวดทุติยภูมิจะถูกเรียงกระแสโดยไดโอดฟาสต์รีคัพเวอเรจที่ต่ออยู่ในลักษณะฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ เพื่อนำแรงดันไปใช้งานต่อไป

3.5 ส่วนที่เป็นวงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

วงจรสับเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วย ตัวต้านทาน , ตัวเก็บประจุ และ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สับเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียด ดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจร INVERTOR ที่มีส่วนของ RCD สับเบอร์

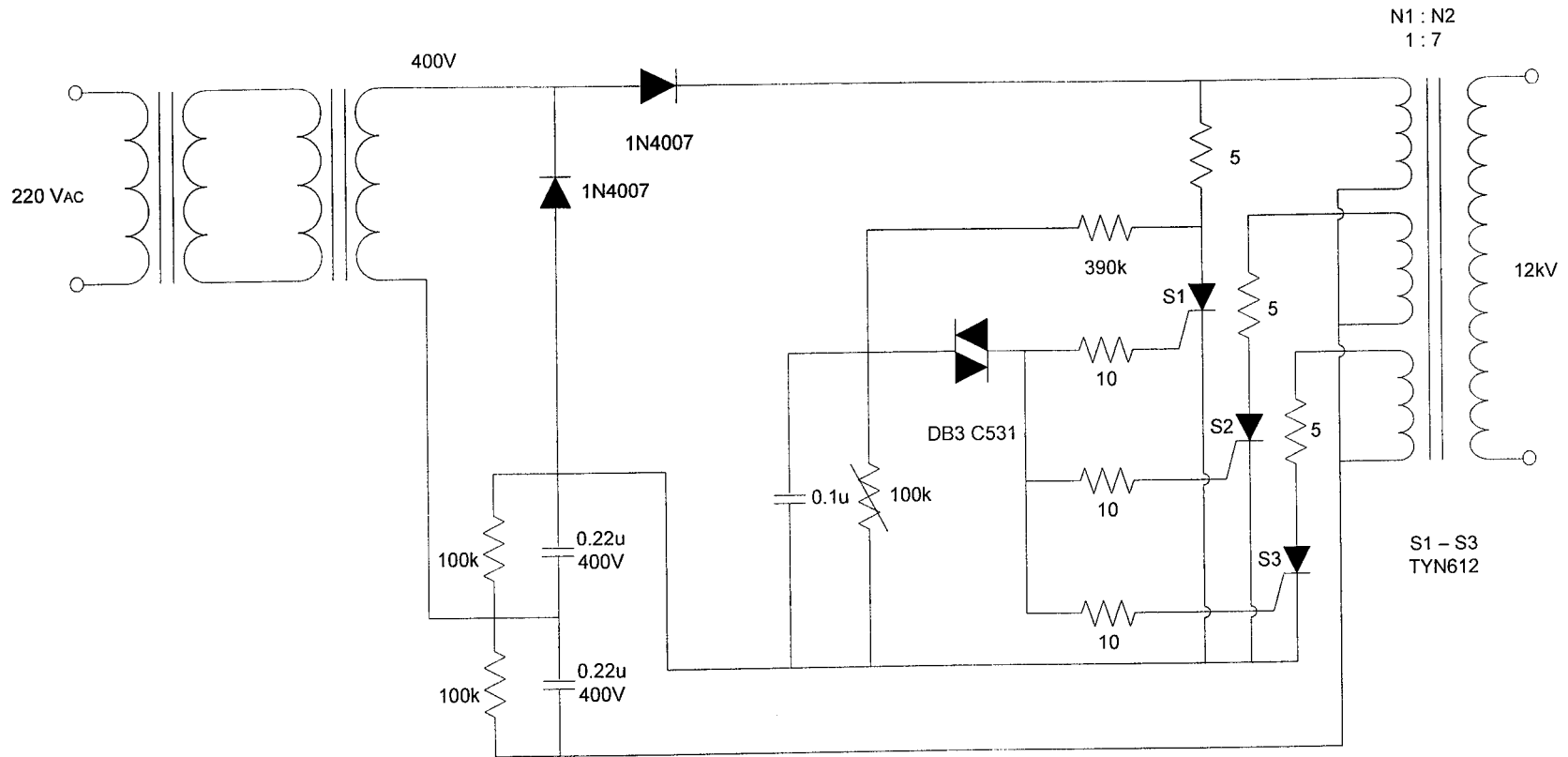
จากวงจรรูปที่ 3.6 จะขอกกล่าวถึงแต่วงจรสับเบอร์ ที่เป็นส่วนประกอบอยู่ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ไดโอดจะทำงานเป็นคู่ คือคู่ของ D1 กับ D4 และ D2 กับ D3 เมื่อไดโอดชุดใดทำงานอีกชุดก็จะหยุดทำงาน ถ้า Q1 และ Q4 หยุดทำงาน กระแส LOAD ก็ยังไหลอย่างต่อเนื่องผ่านทาง D3 และ D4 จนกระทั่งกระแสตกลงเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท และให้กระแสไหลลงอย่างต่อเนื่อง จนกระทั่งถึงศูนย์ จากนั้น Q2 กับ Q3 จึงจะทำงาน ดังนั้นที่ไดโอดอยู่ในช่วงนำกระแส พลังงานที่สะสมอยู่ใน L จะถูก FEEDBACK กลับไปที่อินพุท ดังนั้นเรียกไดโอดนี้ว่า FEEDBACK DIODE

3.6 หม้อแปลงความถี่สูง

หน้าที่ของหม้อแปลงความถี่สูงแบบลวดระดับแรงดัน คือจัดระดับแรงดันเอาท์พุทให้ได้ตามที่เรตต้องการ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้ใช้อัตราส่วนในการพันรอบปฐมภูมิต่อทุติยภูมิเท่ากับ 16:11 รอบโดยที่ด้านทุติยภูมิมีแท่งกลาง ใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ในการออกแบบเราควรเลือกค่าฟลักแม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานประมาณครึ่งหนึ่งของฟลักแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัว ($B_{max} = B_{sat}/2$) เพื่อความปลอดภัยของวงจร อันเนื่องมาจากหม้อแปลงอิ่มตัว

3.7 วงจรแรงดันสูง

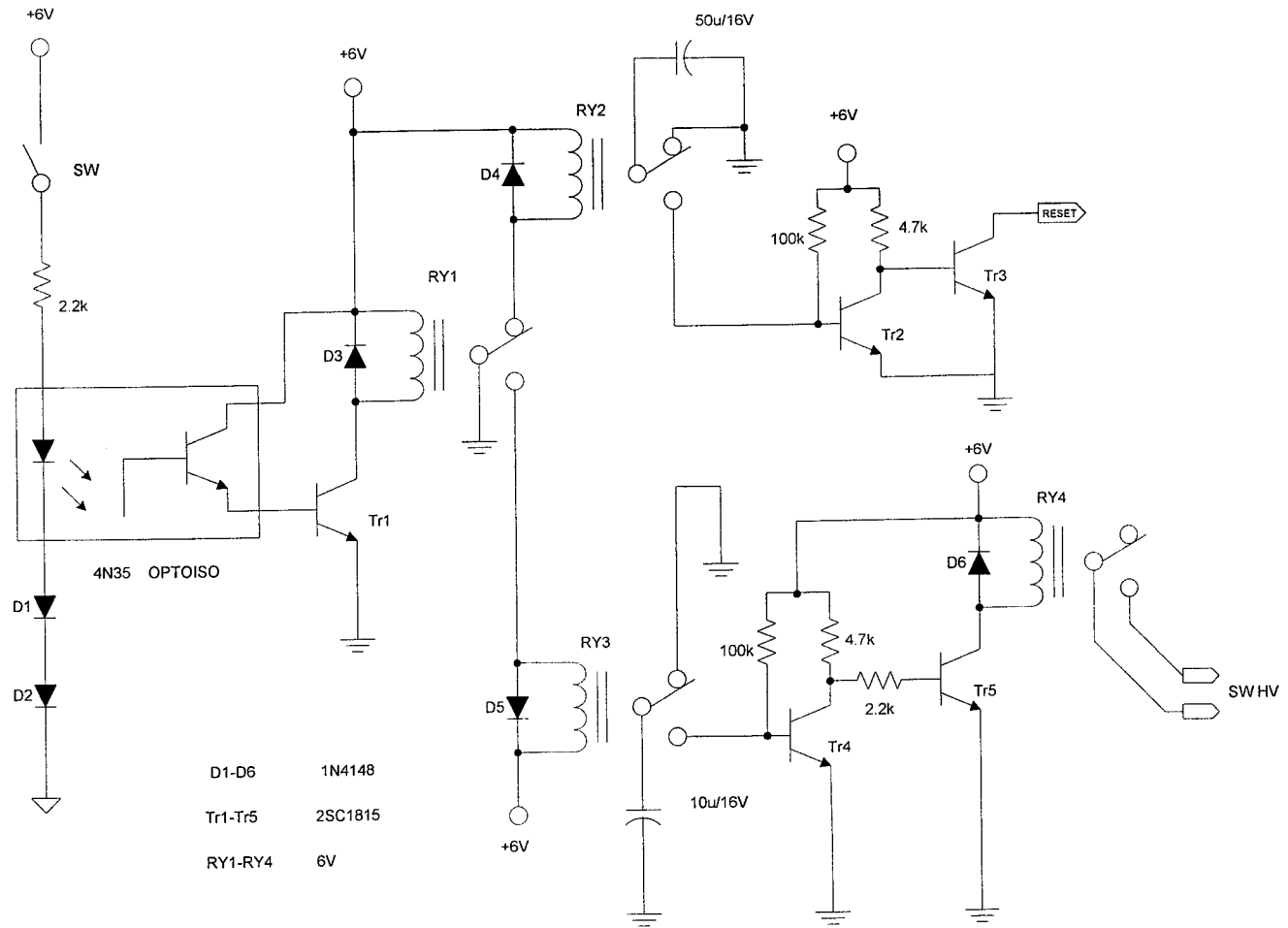
วงจรแรงดันสูงเป็นวงจรที่ใช้ในการกระตุ้นให้เกิดลำพลาสมาโดยวงจรจะเป็นวงจรที่ใช้อุปกรณ์ Silicon Rectifier (SCR) และใช้การเพิ่มแรงดันทางเอาท์พุท โดยการพันหม้อแปลงแบบสเต็ปอัพ และนำไปใช้งาน สำหรับวงจรแรงดันสูงที่ใช้ในการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.7



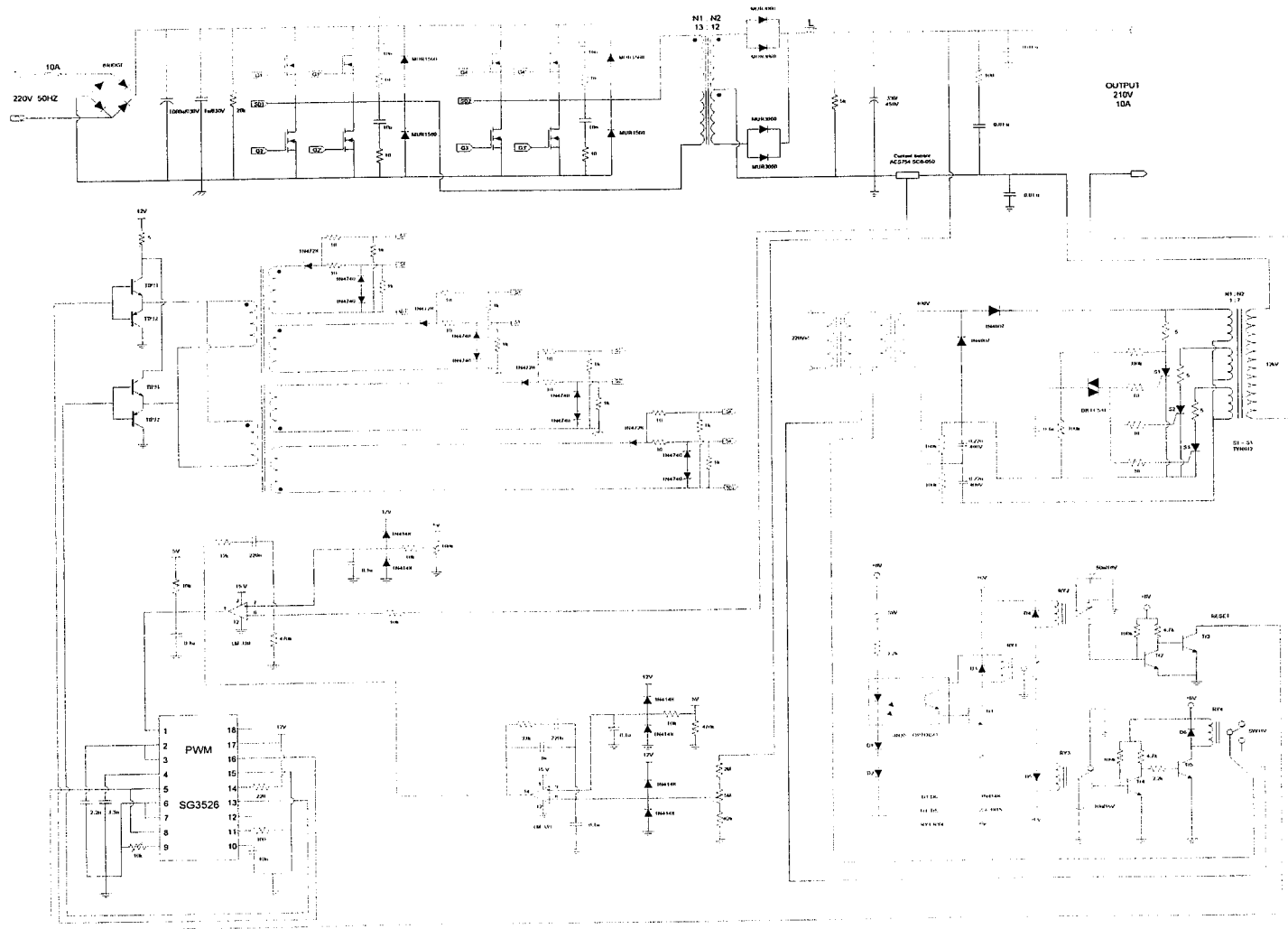
รูปที่ 3.7 วงจรแรงดันสูง

3.8 วงจรควบคุมการจุด/ดับพลาสมา

เนื่องจากการเกิดพลาสมาและการดับพลาสมานั้น จะต้องควบคุมจากสวิตช์ที่หัวตัดเพียงสวิตช์เดียว การออกแบบเพื่อรองรับเงื่อนไขดังกล่าว จึงนำรีเลย์สวิตช์มาใช้ในการประกอบเป็นวงจรตัดต่อวงจรแรงดันสูง และการดับพลาสมาที่ใช้รีเลย์สวิตช์ควบคุมสัญญาณ logic ของซารีเซต SG3526 สำหรับวงจรควบคุมการจุด/ดับพลาสมาที่ใช้ในการทดลองแสดงดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมการจุด-ดับพลาสมา



รูปที่ 3.9 วงจรเครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

สำหรับการทดลองนั้นได้ทำการทดลองในส่วนของภาคสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งมีลำดับการทดลองดังนี้

4.1 การทดลองสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

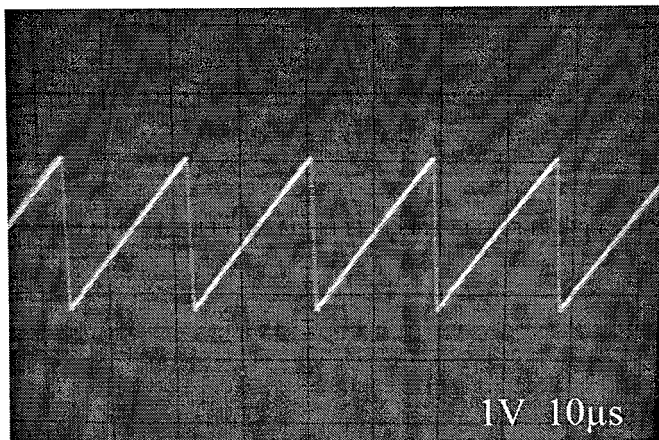
1. สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย DC 210V 10A
2. มัลติมิเตอร์ 2 เครื่อง
3. ตัวต้านทานค่าต่างๆ
4. ออสซิลโลสโคป

วิธีการทดลอง

4.1.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร

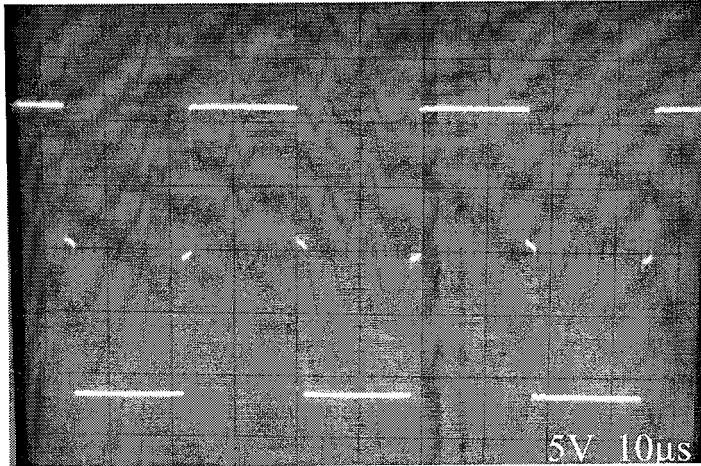
การทดสอบการทำงานของวงจรเพาเวอร์ซัพพลาย ในขณะที่มีการใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

1) สัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นฟันเลื่อย (Ramp Wave) ซึ่งคาบเวลาที่ได้นั้นจะใช้เป็นฐานเวลาในการทำงานของวงจรสวิทชิง ส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาลงของรูปสัญญาณที่วัดได้นั้น จะเป็นตัวบอกค่าของเวลาที่รอให้สวิทชิงหยุดนำกระแส (Dead Time)



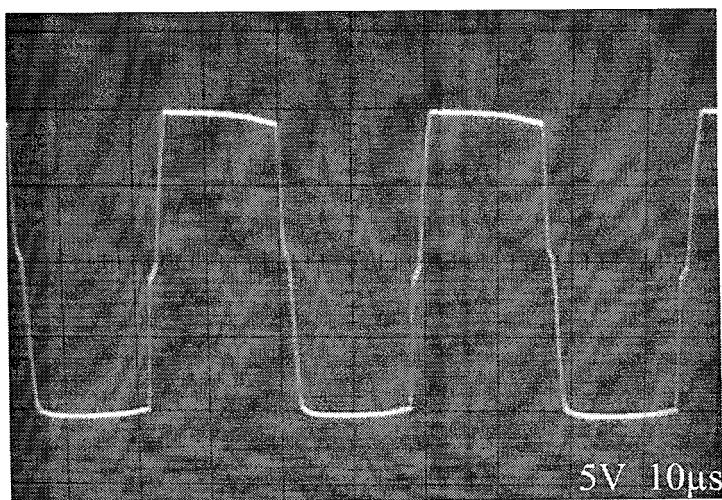
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

2) สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตพัลส์ของภาคควบคุมที่ส่งไปเปรียบเทียบ เพื่อควบคุมเวลาในการสวิทช์ของไอจีบีที



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเอาต์พุตของไอซี SG3526

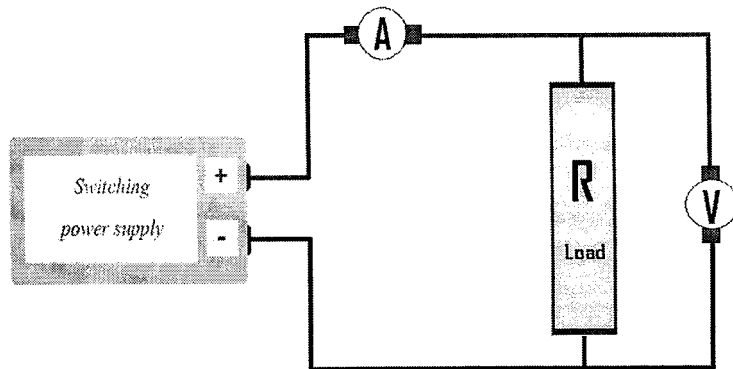
3) สัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุตของวงจร Drive Gate เพื่อนำไปขับขาเกตของเพาเวอร์ มอสเฟส โดยมีลักษณะกลับเฟสกันเพื่อให้สลับกันทำงาน



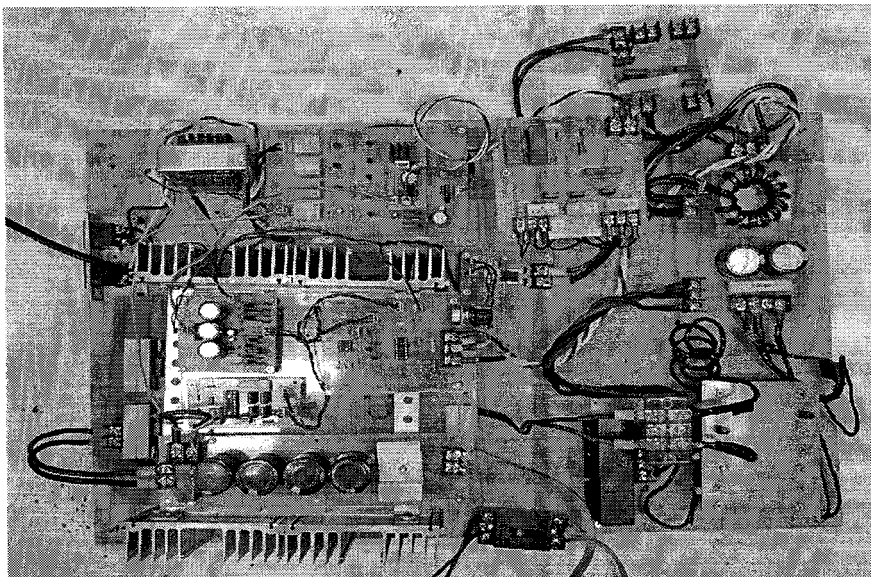
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุตวงจร Drive Gate

4.1.2 การทดลองสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

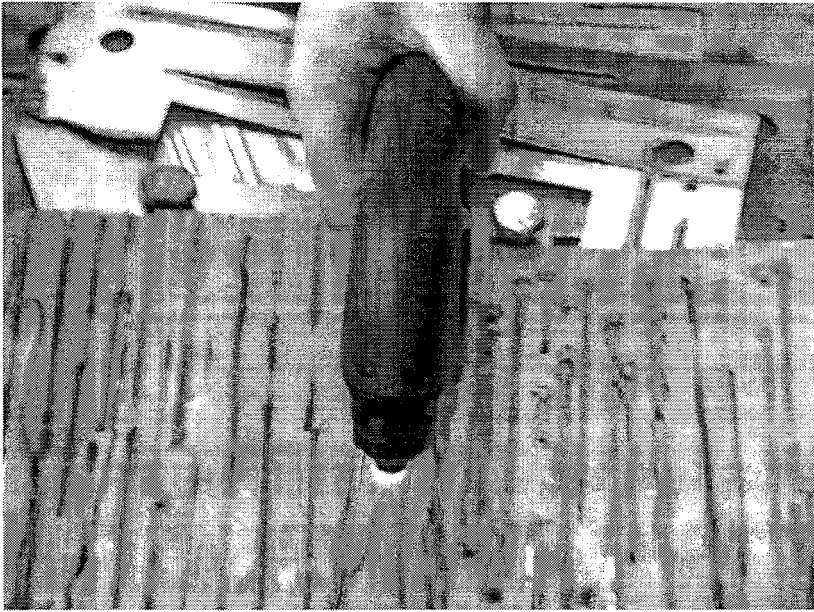
การทดลองหาประสิทธิภาพทางด้านเอาต์พุตโดยการต่อโหลดภาระค่าต่างๆ เข้าทางด้านเอาต์พุต และทำการวัดแรงดันทางด้านเอาต์พุตแรงดันอินพุต นำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่าพลังงานกำลังทางด้านเอาต์พุต ซึ่งค่าต่างๆที่วัดได้แสดงดังตาราง



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะการต่อวงจรการทดลองสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย



รูปที่ 4.5 แสดงเครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา



รูปที่ 4.6 แสดงขณะกำลังตัด โลหะ โดยใช้เครื่องตัด โลหะด้วยลำพลาสมา

4.2 การทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติต่างๆของเครื่องสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

การทดสอบจัดทำโดยการทดลองและวัดเก็บค่าต่างๆ เป็นผลการทดลองดังจะแสดง รายละเอียดดังต่อไปนี้

4.2.1 OUTPUT POWER

เป็นความสามารถในการจ่ายกำลังให้กับโหลดของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย คิดได้จากผลคูณของกระแสและแรงดันทั้งหมดที่เอาท์พุท โดยคิดเป็นค่า RMS

$$\begin{aligned} \text{OUTPUT POWER} &= V_{\text{out}} * I_{\text{out}} && \text{คิดที่โหลด } 20.8 \text{ โอห์ม} \\ &= 210 * 10.1 \\ P_{\text{out}} &= 2121 \text{ W} \end{aligned}$$

4.2.2 INPUT POWER

เป็นผลคูณของกระแสและแรงดันในฝั่งทางด้านอินพุท โดยคิดเป็นค่า RMS

$$\begin{aligned} \text{INPUT POWER} &= V_{\text{in}} * I_{\text{in}} && \text{คิดที่โหลด } 20.8 \text{ โอห์ม} \\ &= 286 * 8.5 \\ P_{\text{in}} &= 2431 \text{ W} \end{aligned}$$

4.2.3 EFFICIENCY

ค่าประสิทธิภาพ คือ ความสามารถในการส่งผ่านพลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาท์พุท ซึ่งทำการคำนวณโดยนำกำลังงานทางด้านเอาท์พุททำการหารด้วยส่วนของกำลังงานขาออกหารด้วยกำลังงานขาเข้าแล้วคิดเป็นเปอร์เซ็นต์

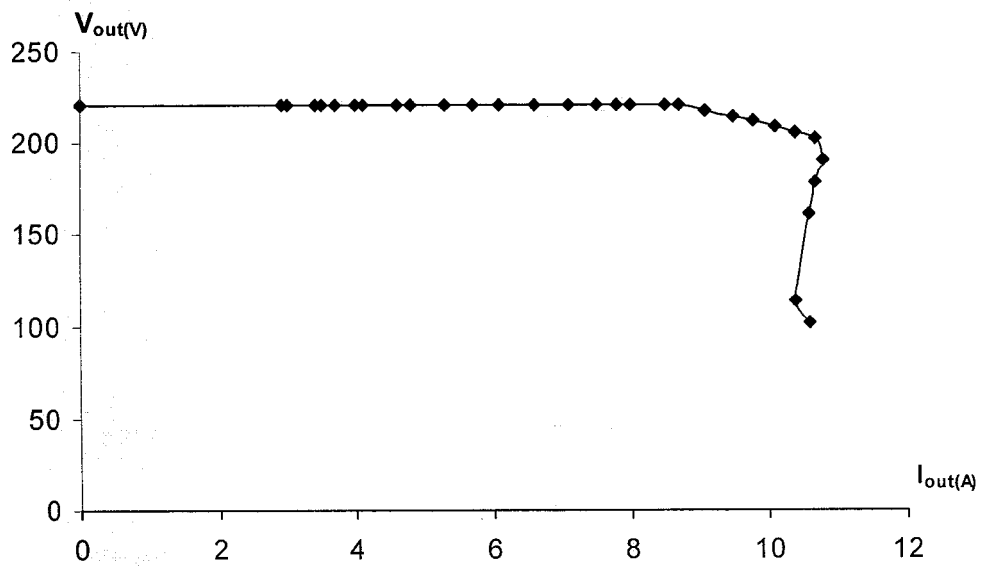
$$\begin{aligned} \text{Eff} &= (P_{\text{out}} / P_{\text{in}}) * 100\% \\ &= (2121 / 2431) * 100\% \\ &= 87.25 \% \end{aligned}$$

4.3 ผลการทดลอง

ตารางที่ 4.1 การทดลองของแหล่งจ่ายไฟสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ความถี่ 28 KHz

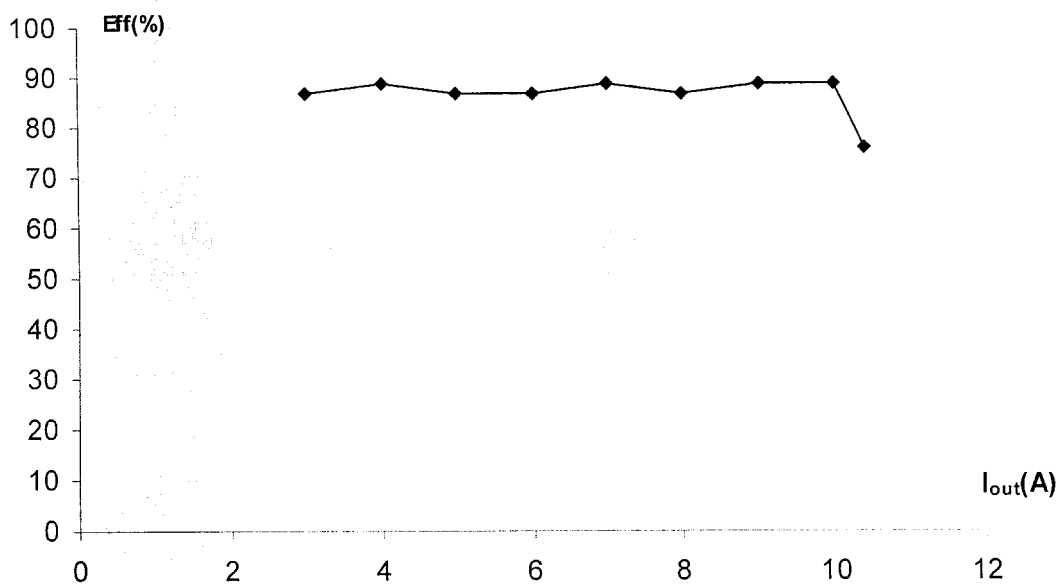
R	Vin	Iin	Vout	Iout	Pin	Pout	eff (%)
0	315.77	0	220.7	0	0	0	0
75.75862	302.2	2.5	220.3	2.9	755.5	637.13	84.33223
73.23333	300.7	2.5	220.3	3	751.75	659.1	87.67542
73.23333	301.3	2.6	220.3	3	783.38	659.1	84.13541
64.61765	300.6	2.8	220.3	3.4	841.68	746.98	88.74869
62.77143	300.4	3	220.3	3.5	901.2	768.95	85.32512
59.2973	299.7	3.1	220.3	3.7	929.07	811.78	87.37555
54.85	298.6	3.3	220.3	4	985.38	877.6	89.06209
53.5122	298	3.5	220.3	4.1	1043	899.54	86.24545
47.69565	297	3.8	220.3	4.6	1128.6	1009.24	89.42407
45.70833	297	4	220.3	4.8	1188	1053.12	88.64646
41.39623	295.7	4.5	220.3	5.3	1330.65	1162.82	87.38737
38.49123	294.1	4.8	220.3	5.7	1411.68	1250.58	88.58807
35.95082	293	5.2	220.3	6.1	1523.6	1337.73	87.8006
33.22727	292	5.5	220.3	6.6	1606	1447.38	90.12329
30.84507	290.2	6	220.3	7.1	1741.2	1554.9	89.30048
29.37333	290	6.8	220.3	7.5	1972	1652.25	83.7855
28.24359	288.6	7	220.3	7.8	2020.2	1718.34	85.05792
27.5375	284.7	7.1	220.3	8	2021.37	1762.4	87.18839
25.91765	285.5	7.5	220.3	8.5	2141.25	1872.55	87.45126
25.32184	285.2	7.7	220.3	8.7	2196.04	1916.61	87.27573
23.92308	284	7.8	217.7	9.1	2215.2	1981.07	89.43075
22.61053	283	8	214.8	9.5	2264	2040.6	90.13251
21.67347	282.4	8.2	212.4	9.8	2315.68	2081.52	89.88807
20.69307	282	8.4	209	10.1	2368.8	2110.9	89.11263
19.78846	281.3	8.7	205.8	10.4	2447.31	2140.32	87.45602
18.92523	280.6	9	202.5	10.7	2525.4	2166.75	85.79829
17.59259	282.7	8.5	190	10.8	2402.95	2052	85.39504
16.64486	286	7.9	178.1	10.7	2259.4	1905.67	84.34407
15.20755	289.6	7.1	161.2	10.6	2056.16	1708.72	83.10248
10.91346	295.4	5.2	113.5	10.4	1536.08	1180.4	76.84496
9.603774	296.6	4.8	101.8	10.6	1423.68	1079.08	75.79512

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางเอาต์พุต(V_{out}) และกระแสทางเอาต์พุต (I_{out})



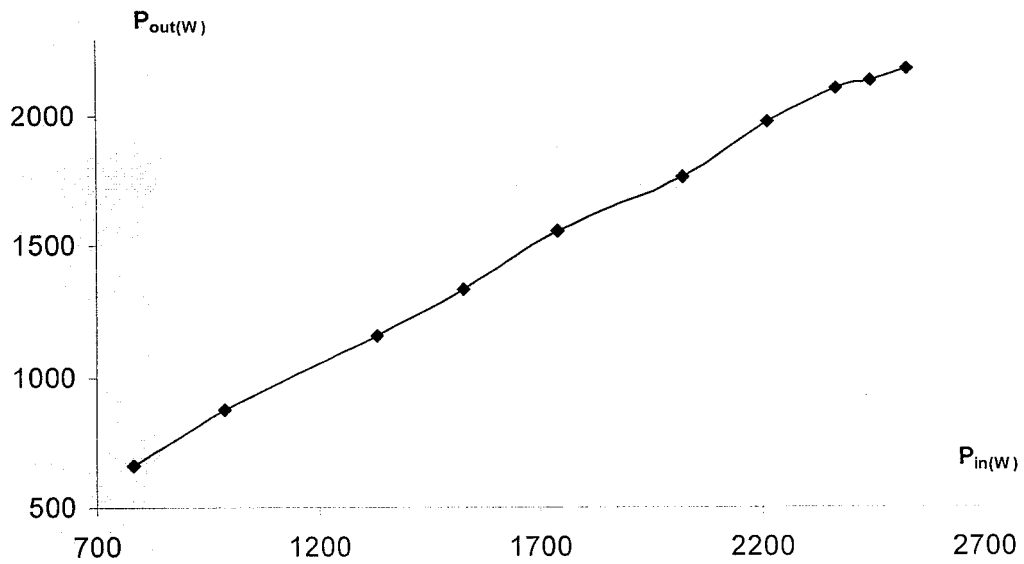
รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางเอาต์พุตและกระแสทางเอาต์พุต

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพ %Eff กับกระแสเอาต์พุต



รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกระแสเอาต์พุต

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุต(Pin) และกำลังทางด้านเอาต์พุต (Pout)



รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุตและกำลังทางด้านเอาต์พุต

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

สรุปผลการทดลอง

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะเริ่มจากแรงดันไฟสลับ 220 V ผ่านเข้ามาทางวงจรอินพุท แล้วถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรง 311 V โดยวงจรเรกติไฟเออร์ จากนั้นจะถูกสวิตชิงเป็นช่วงๆ ด้วยเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ IRFP 460 ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ด้วยความถี่ 28 kHz ซึ่งจะได้พัลส์ขนาดประมาณ 620 Vp-p ต่อจากนั้นสัญญาณพัลส์จะถูกส่งเข้าห้อมแปลงสวิตชิงทางด้านปฐมภูมิซึ่งมี Turn Ratio คือ 13 :12 ห้อมแปลงสวิตชิงเป็นห้อมแปลงแบบเซ็นเตอร์แท็ปทางด้านทุติยภูมิของห้อมแปลงสวิตชิงจะมีไดโอด MUR 3060 ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ซึ่งทั้งหมดนี้ทำหน้าที่เรียงกระแสและกรองแรงดัน เพื่อให้สัญญาณพัลส์เปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุท การสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ จะถูกควบคุมการสวิตชิงโดยพัลส์ที่ได้จากวงจรควบคุมซึ่งประกอบด้วยไอซีสร้างพัลส์ SG 3526 วงจรทรานซิสเตอร์ TIP31, TIP32 ที่ต่อแบบพุชพูล และห้อมแปลงคัปปลิงซึ่งมีลำดับการทำงานคือ ไอซีSG3526 ทำหน้าที่สร้างพัลส์ที่มีความถี่ 28 kHz และขนาด 12 Vp-p สัญญาณพัลส์ที่ได้จะสวิตชิงจาเบส ของทรานซิสเตอร์ทำให้นำกระแสเป็นช่วงๆ จึงได้สัญญาณพัลส์ที่ออกที่ ขาอีมิเตอร์ ซึ่งมีขนาดและความถี่เท่าเดิมและผ่านห้อมแปลงคัปปลิงเพื่อแยกกราวด์แล้วนำไปควบคุมการทำงานที่ขาเกต-ซอสของเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ต่อไป ในการควบคุมแรงดันที่เอาต์พุทให้มีค่าคงที่สามารถทำได้โดยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุทผ่านเข้าวงจรคอมพาราเตอร์ LM339 ซึ่งจะเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง คือ 5 V ซึ่งค่าเอาต์พุทที่ได้จากคอมพาราเตอร์นี้จะนำไปควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ออกจากไอซี SG3526 ซึ่งจะมีผลต่อช่วงการนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์ทำให้ได้ค่าแรงดันที่เอาต์พุทคงที่ตามต้องการ จากการทดลองจะเห็นว่าแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงเครื่องนี้ สามารถจ่ายแรงดันได้คงที่ ที่ความต้านทานต่างๆกัน สำหรับการควบคุมกระแสที่เอาต์พุท เลือกใช้ตัวอุปกรณ์ Current sensor เพราะในส่วนของวงจรรากเอาต์พุทจะมีการเพิ่มวงจร High Voltage เพื่อป้องกันแรงดันพุ่ง (Spike) เข้ามารบกวนในวงจรควบคุม การควบคุมกระแสที่เอาต์พุททำได้โดยการนำสัญญาณที่ออกจาก ตัวอุปกรณ์ Current sensor เบอร์ ACS754 SCB-050 ส่งเข้าวงจรคอมพาราเตอร์ LM339 ซึ่งจะเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่ตั้งค่าไว้ให้สูงกว่า 2.5 V เล็กน้อย ในขณะที่ยังไม่มีกระแสไหลผ่านตัวอุปกรณ์ Current sensor จะมีแรงดันไฟตรงออกมาเท่ากับ 2.5 V และขณะที่มีกระแสไหลผ่านตัวอุปกรณ์ Current sensor แรงดัน

ที่ออกมาจะเพิ่มสูงขึ้น ถ้ากระแสที่เอาท์พุทมีค่ามาก แรงดันที่ออกจากตัวอุปกรณ์ Current sensor จะมีค่ามากตาม จะทำให้ได้แรงดันมากกว่าแรงดันอ้างอิง นั่นคือเอาท์พุทคอมพาราเตอร์จะเป็นศูนย์ โวลต์ ทำให้ช่วงการนำกระแสของคอนเวอร์เตอร์แคบลง กระแสที่เอาท์พุทจึงลดลง ดังนั้น ค่ากระแสที่เอาท์พุทจะมีการเปลี่ยนแปลงตามที่เรารับแรงดันอ้างอิง

วงจรแรงดันสูง (High voltage) วงจรแรงดันสูงมีหน้าที่ทำให้เกิดอาร์คพลาสมาที่หัวตัด การทำงานจะถูกรควบคุมโดยวงจรควบคุมการจุด-ดับพลาสมา

วงจรควบคุมการจุด-ดับพลาสมา วงจรนี้จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรแรงดันสูง (High voltage) และควบคุมการรีเซ็ตของไอซี SG 3526 โดยขณะกดสวิทช์ที่หัวตัดจะทำให้วงจรแรงดันสูง (High voltage) ทำงานชั่วคราวแล้วหยุดทำงาน จะเกิดลำพลาสมาขึ้น เมื่อปล่อยสวิทช์ จะมีการรีเซ็ตของ ไอซี SG 3526 เพื่อให้ลำพลาสมาดับลง

พลาสมาก๊าซ (Plasma Gas) จะเป็นลักษณะของก๊าซเฉื่อย เช่น ไนโตรเจน (N) อาร์กอน (Ar) ฮีเลียม (He) หรือเป็นลักษณะของก๊าซผสมของก๊าซทั้งสามชนิด พลาสมาก๊าซที่แรงดันก๊าซ 4.5 บาร์ ส่งไปยังหัวตัดแรงดันก๊าซจะถูกบีบไปที่หัวตัดออกไปที่รูเล็กๆที่หัวตัด เมื่อจ่ายร่วมกับวงจรแรงดันสูง (High voltage) จะเกิดลำพลาสมาที่หัวตัด

จากการทดลองความสามารถในการจ่ายกำลังให้กับ โหลดของสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ ความถี่ 28 kHz ที่โหลด 20.8 โอห์ม แรงดันเอาท์พุทที่วัดได้ 210 V ได้กระแสเอาท์พุท 10.1 A กำลังเอาท์พุทที่ได้คือ 2121 W และแรงดันอินพุทที่วัดได้ 286 V ได้กระแสอินพุท 8.5 A กำลังอินพุทที่ได้คือ 2431 W ค่าประสิทธิภาพ ที่ได้จากการทดลองเท่ากับ 87.25 %

คุณสมบัติของสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ใช้งานมีแรงดัน 210 V กระแส 10 A ความแรงของเปลวพลาสมาสามารถปรับให้เพิ่มหรือลดลงได้จากการปรับแรงดันของพลาสมาก๊าซ เมื่อเพิ่มแรงดันของพลาสมาก๊าซจะทำให้มีการดึงกระแสจากสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายมากขึ้น การดึงกระแสมากเกินไปจะถูกป้องกันด้วยวงจรป้องกันการดึงกระแสเกิน ทำให้ไม่เกิดการเสียหายขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรคอนเวอร์เตอร์

หนังสืออ้างอิง

1. ประสิทธิ์พร แซ่เฮ็ง , “สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย” , บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด , 2538
2. สุวัฒน์ คั่น. “เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ” บ.เอนเทคไทย , 2537
3. Chermisinoff,Nicholas P. “ Water Treatment and Waste Recovery” ,PTR Psentice-Hall Inc.,1993.
4. Cheryssis,G. , “High Frequency Switching Power Supplies Theory and Design” , McGraw-Hill,1989
5. Muhammad H. Rashid, “Power eletronic circuit, device and application (Third Edition)”, Pearson Education,Inc., 2004.
6. Pressman,A.I., “Switching Power Supply Design”,McGraw-Hill,1991

ภาคผนวก

Datasheet of Devices

SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

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

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

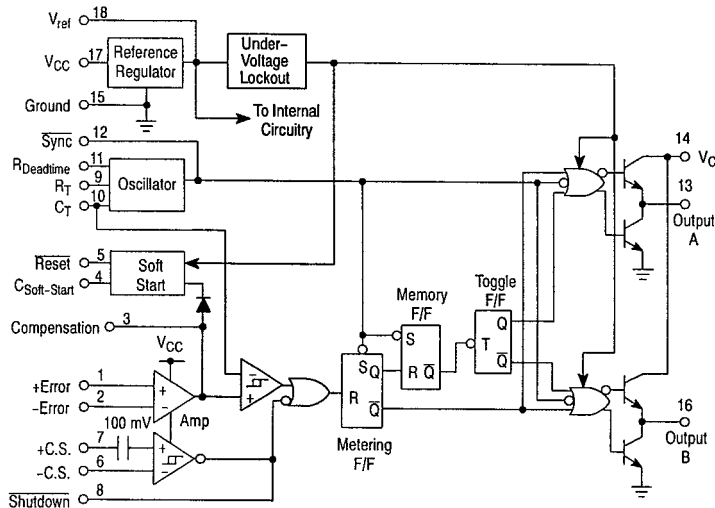


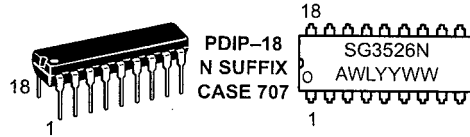
Figure 1. Representative Block Diagram



ON Semiconductor™

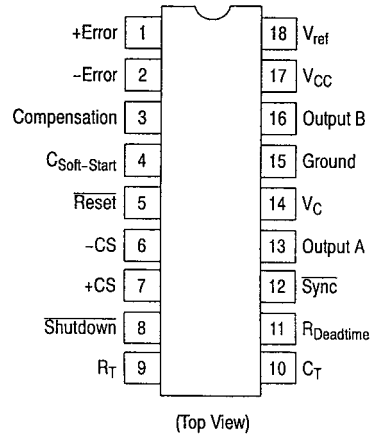
<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAM



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

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SG3526N	PDIP-18	20 Units/Rail

SG3526

MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

SG3526

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

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION (Note 7.)

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

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

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

OSCILLATOR SECTION (Note 8.)

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

ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 9.)

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

5. Maximum junction temperature must be observed.

6. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ $T_{high} = +125^\circ\text{C}$

7. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.

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

9. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

PWM COMPARATOR SECTION (Note 10.)

Minimum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +0.4 \text{ V}$)	DC_{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +3.6 \text{ V}$)	DC_{max}	45	49	–	%

DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)

Output Voltage (High Logic Level) ($I_{\text{source}} = 40 \mu\text{A}$) (Low Logic Level) ($I_{\text{sink}} = 3.6 \text{ mA}$)	V_{OH} V_{OL}	2.4 –	4.0 0.2	– 0.4	V
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) ($V_{\text{IH}} = +2.4 \text{ V}$) (Low Logic Level) ($V_{\text{IL}} = +0.4 \text{ V}$)	I_{IH} I_{IL}	– –	–125 –225	–200 –360	μA

CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 12.)

Sense Voltage ($R_S \leq 50 \Omega$)	V_{sense}	80	100	120	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–3.0	–10	μA

SOFT-START SECTION

Error Clamp Voltage ($\text{Reset} = +0.4 \text{ V}$)	–	–	0.1	0.4	V
C _{Soft-Start} Charging Current ($\text{Reset} = +2.4 \text{ V}$)	I_{CS}	50	100	150	μA

OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_C = +15 \text{ Vdc}$, unless otherwise noted.)

Output High Level $I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$	V_{OH}	12.5 12	13.5 13	– –	V
Output Low Level $I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$	V_{OL}	– –	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, $V_C = +40 \text{ V}$	$I_{\text{C(leak)}}$	–	50	150	μA
Rise Time ($C_L = 1000 \text{ pF}$)	t_r	–	0.3	0.6	μs
Fall Time ($C_L = 1000 \text{ pF}$)	t_f	–	0.1	0.2	μs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$, $R_T = 4.12 \text{ k}\Omega$)	I_{CC}	–	18	30	mA

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

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

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

SG3526

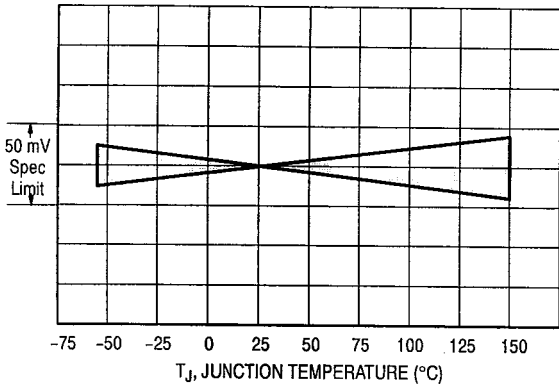


Figure 2. Reference Stability over Temperature

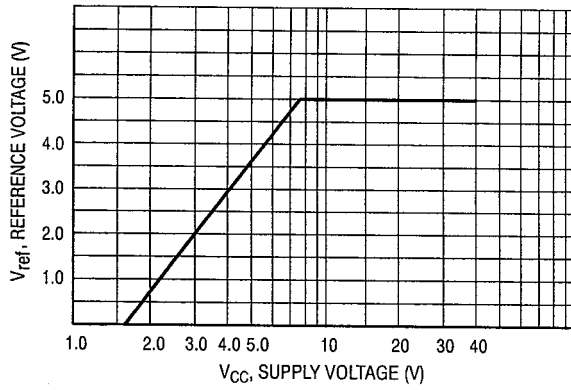


Figure 3. Reference Voltage as a Function of Supply Voltage

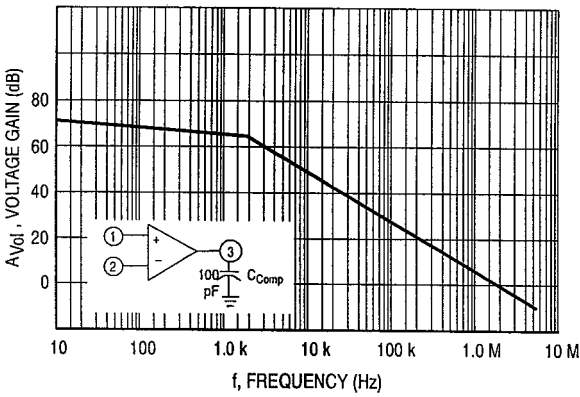


Figure 4. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

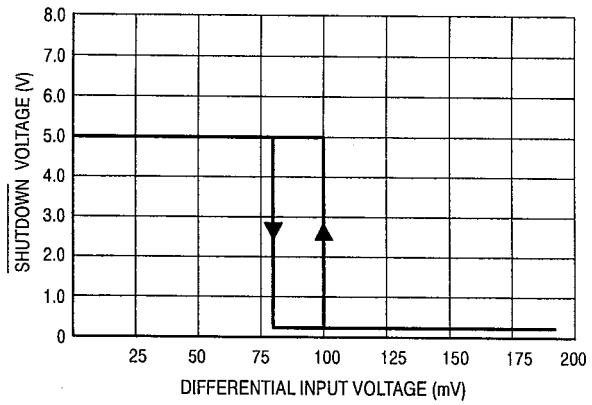


Figure 5. Current Limit Comparator Threshold

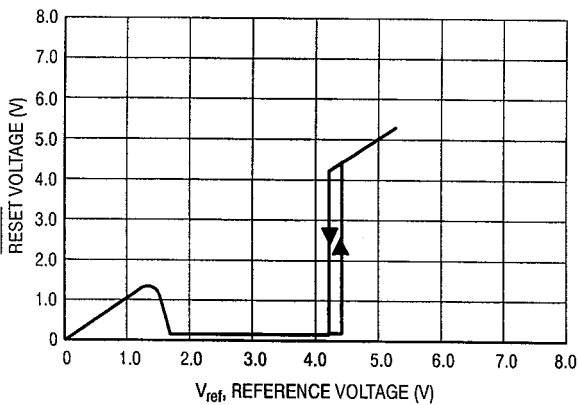


Figure 6. Undervoltage Lockout Characteristic

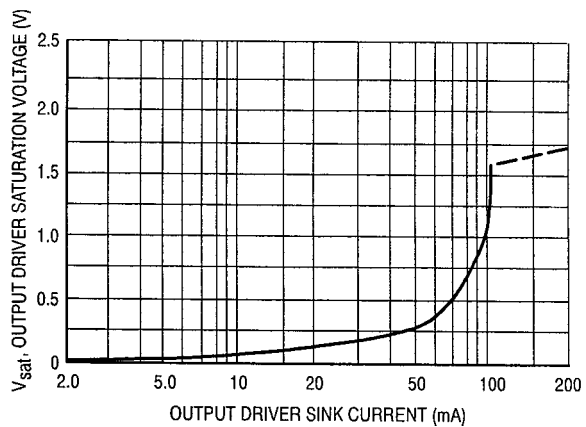


Figure 7. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

SG3526

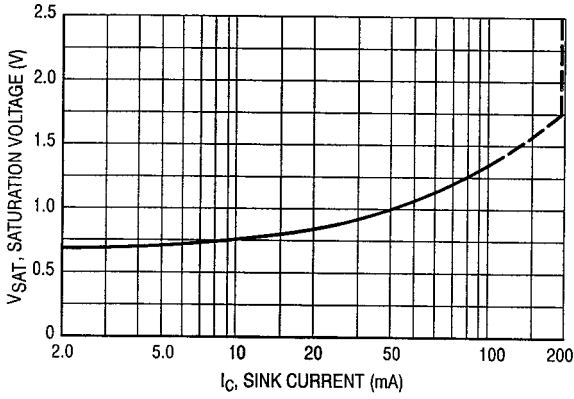


Figure 8. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

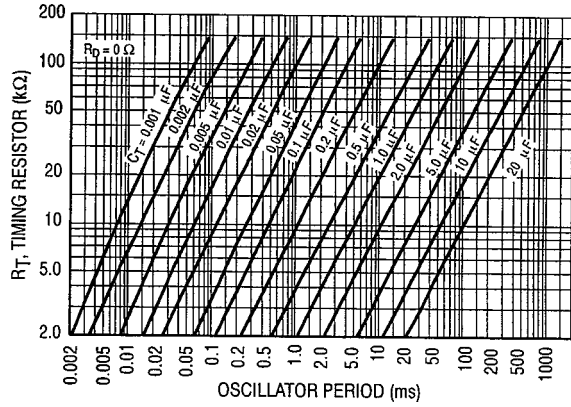


Figure 9. Oscillator Period

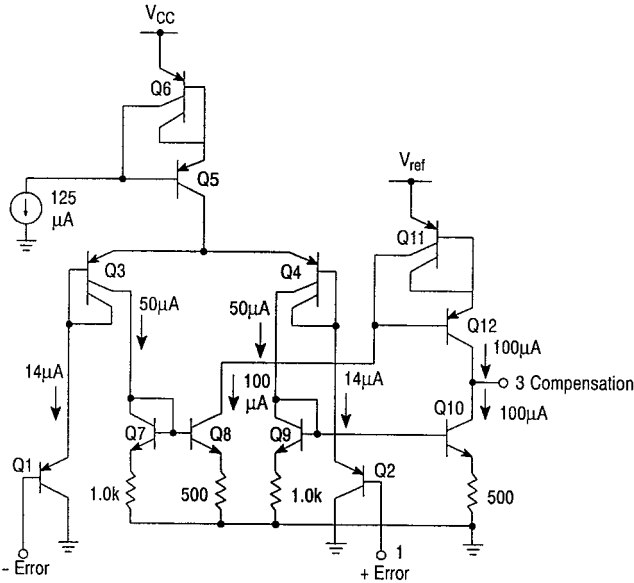


Figure 10. Error Amplifier

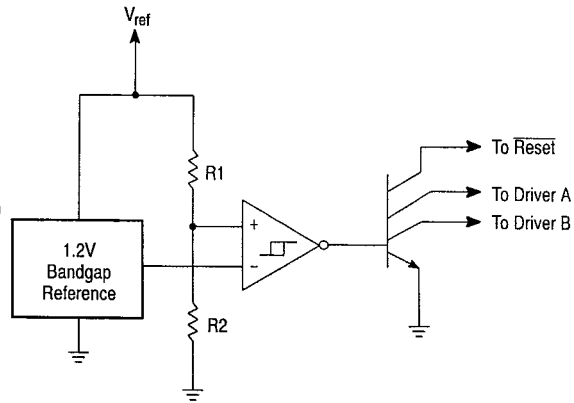
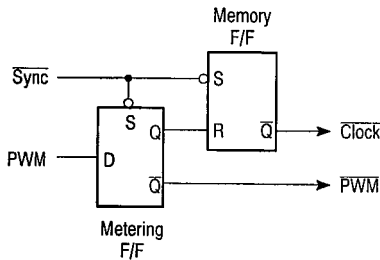


Figure 11. Undervoltage Lockout



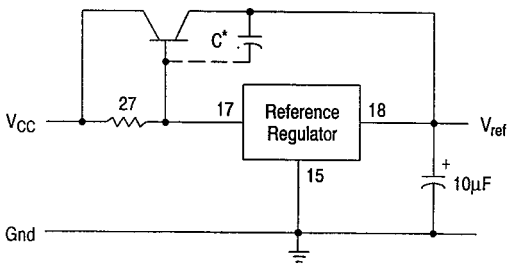
The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

Figure 12. Pulse Processing Logic

SG3526

APPLICATIONS INFORMATION



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Extending Reference Output Current Capability

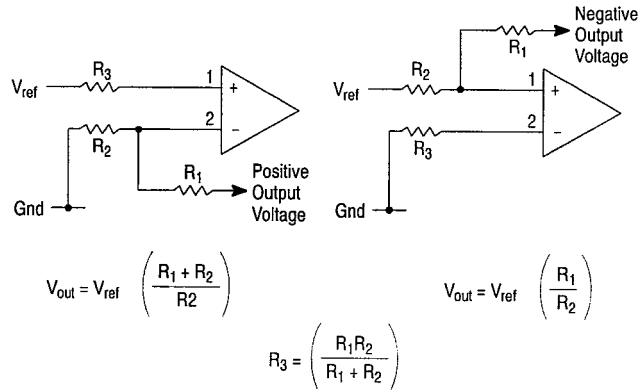


Figure 14. Error Amplifier Connections

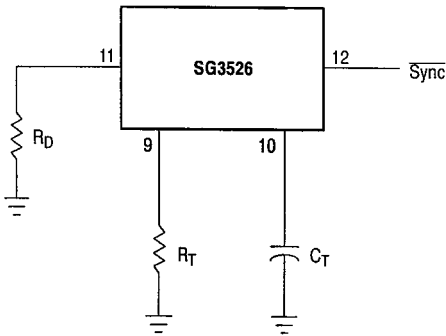


Figure 15. Oscillator Connections

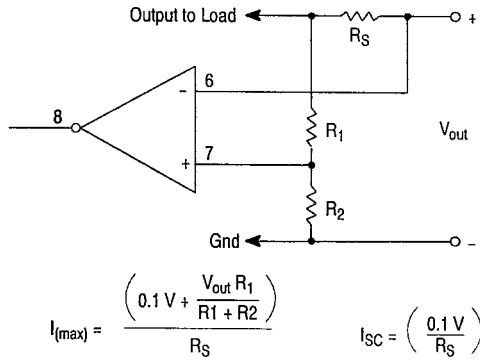


Figure 16. Foldback Current Limiting

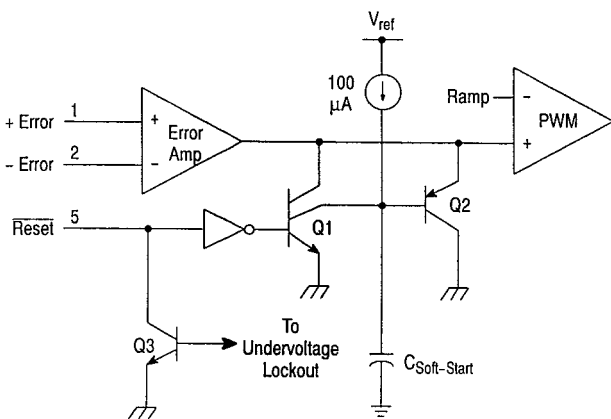
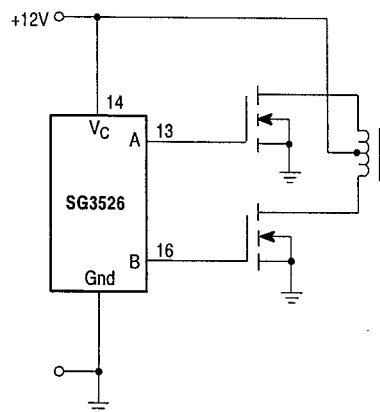


Figure 17. Soft-Start Circuitry



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

Figure 18. Driving VMOS Power FETs

SG3526

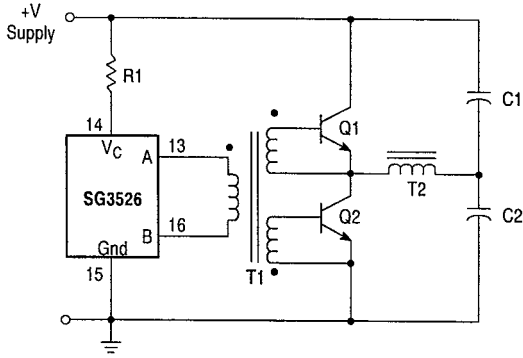
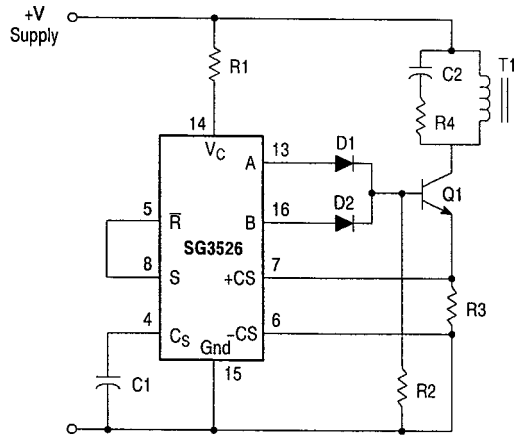


Figure 19. Half-Bridge Configuration



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

Figure 20. Flyback Converter with Current Limiting

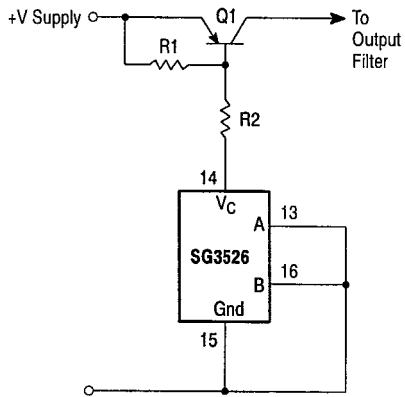


Figure 21. Single-Ended Configuration

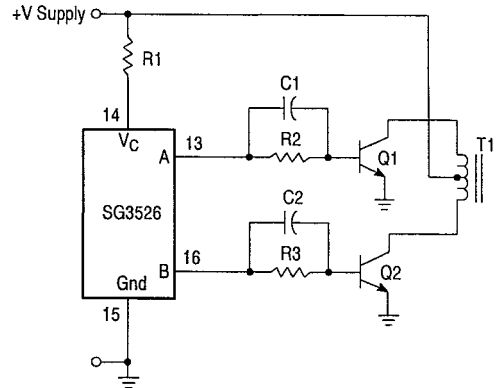
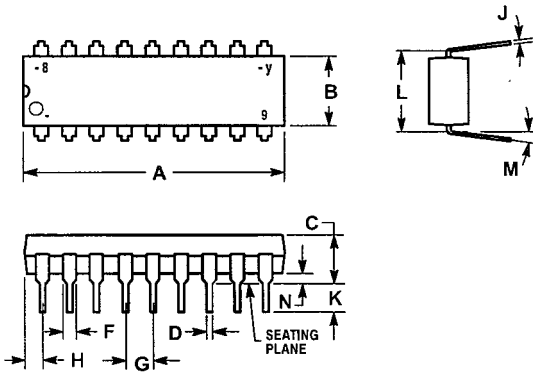


Figure 22. Push-Pull Configuration

SG3526

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-18
N SUFFIX
CASE 707-02
ISSUE D



NOTES:

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

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

LM139, LM139A, LM239, LM239A, LM339, LM339A, LM2901, LM2901V QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS

SLCS006L – OCTOBER 1979 – REVISED JUNE 2004

- Single Supply or Dual Supplies
- Wide Range of Supply Voltage:
 - Max Rating . . . 2 V to 36 V
 - Tested to 30 V . . . Non-V Devices
 - Tested to 32 V . . . V-Suffix Devices
- Low Supply-Current Drain Independent of Supply Voltage . . . 0.8 mA Typ
- Low Input Bias Current . . . 25 nA Typ
- Low Input Offset Current . . . 3 nA Typ (LM139)
- Low Input Offset Voltage . . . 2 mV Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground
- Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage . . . ± 36 V
- Low Output Saturation Voltage
- Output Compatible With TTL, MOS, and CMOS

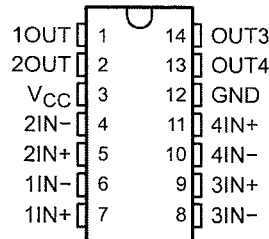
description/ordering information

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

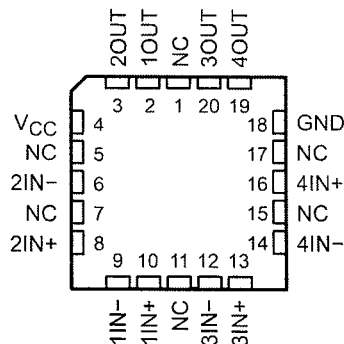
The LM139 and LM139A are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The LM239 and LM239A are characterized for operation from -25°C to 125°C . The LM339 and LM339A are characterized for operation from 0°C to 70°C . The LM2901 is characterized for operation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

LM139, LM139A . . . D, J, OR W PACKAGE
LM239 . . . D, N, OR PW PACKAGE
LM239A . . . D PACKAGE
LM339, LM339A . . . D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE
LM2901 . . . D, N, NS, OR PW PACKAGE

(TOP VIEW)



LM139, LM139A . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection



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

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

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2004, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-PRF-38535, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901, LM2901V
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS**

SLCS006L – OCTOBER 1979 – REVISED JUNE 2004

description/ordering information (continued)

ORDERING INFORMATION

TA	V _{IO} max AT 25°C	MAX V _{CC}	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
0°C to 70°C	5 mV	30 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM339N	LM339N
			SOIC (D)	Tube of 50	LM339D	LM339
				Reel of 2500	LM339DR	
			SOP (NS)	Reel of 2000	LM339NSR	LM339
			SSOP (DB)	Reel of 2000	LM339DBR	LM339
	TSSOP (PW)	Tube of 90	LM339PW	L339		
		Reel of 2000	LM339PWR			
	2 mV	30 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM339AN	LM339AN
			SOIC (D)	Tube of 50	LM339AD	LM339A
				Reel of 2500	LM339ADR	
SOP (NS)			Reel of 2000	LM339ANSR	LM339A	
SSOP (DB)			Reel of 2000	LM339ADBR	L339A	
TSSOP (PW)	Tube of 90	LM339APW	L339A			
	Reel of 2000	LM339APWR				
-25°C to 85°C	5 mV	30 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM239N	LM239N
			SOIC (D)	Tube of 50	LM239D	LM239
				Reel of 2500	LM239DR	
	TSSOP (PW)	Tube of 90	LM239PW	L239		
		Reel of 2000	LM239PWR			
2 mV	30 V	SOIC (D)	Tube of 50	LM239AD	LM239A	
			Reel of 2500	LM239ADR		
-40°C to 125°C	7 mV	30 V	PDIP (N)	Tube of 25	LM2901N	LM2901N
			SOIC (D)	Tube of 50	LM2901D	LM2901
				Reel of 2500	LM2901DR	
			SOP (NS)	Reel of 2000	LM2901NSR	LM2901
	TSSOP (PW)	Tube of 90	LM2901PW	L2901		
		Reel of 2000	LM2901PWR			
	7 mV	32 V	SOIC (D)	Reel of 2500	LM2901VQDR	L2901V
			TSSOP (PW)	Reel of 2000	LM2901VQPWR	L2901V
2 mV	32 V	SOIC (D)	Reel of 2500	LM2901AVQDR	L2901AV	
		TSSOP (PW)	Reel of 2000	LM2901AVQPWR	L2901AV	

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901, LM2901V
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS**
SLCS006L – OCTOBER 1979 – REVISED JUNE 2004

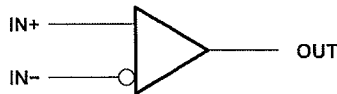
description/ordering information (continued)

ORDERING INFORMATION

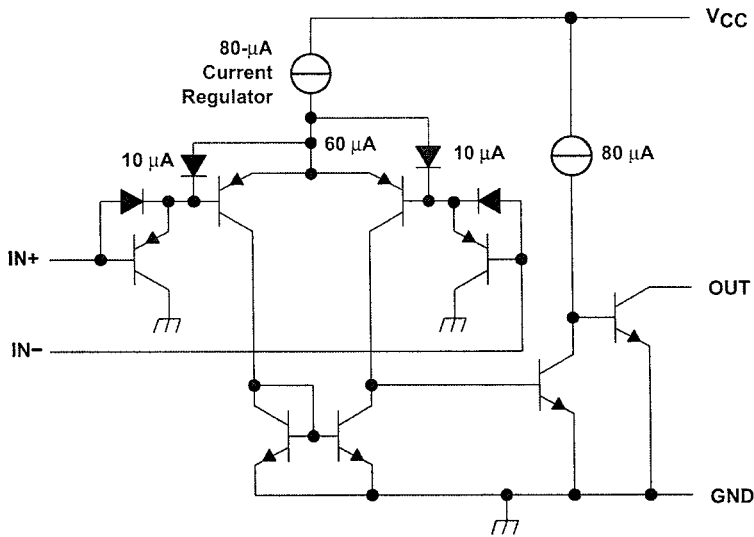
T_A	V_{IOmax} AT 25°C	MAX V_{CC}	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING
-55°C to 125°C	5 mV	30 V	CFP (W)	Tube of 25	LM139W	LM139W
			CDIP (J)	Tube of 25	LM139J	LM139J
			LCCC (FK)	Tube of 55	LM139FK	LM139FK
			SOIC (D)	Tube of 50	LM139D	LM139D
	Reel of 2500	LM139DR				
	2 mV	30 V	CFP (W)	Tube of 25	LM139AW	LM139AW
			CDIP (J)	Tube of 25	LM139AJ	LM139AJ
			LCCC (FK)	Tube of 55	LM139AFK	LM139AFK
SOIC (D)			Tube of 50	LM139AD	LM139AD	
	Reel of 2500	LM139ADR				

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.

symbol (each comparator)



schematic (each comparator)



All current values shown are nominal.

**LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901, LM2901V
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS**

SLCS006L – OCTOBER 1979 – REVISED JUNE 2004

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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	36 V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 36 V
Input voltage range, V_I (either input)	-0.3 V to 36 V
Output voltage, V_O	36 V
Output current, I_O	20 mA
Duration of output short circuit to ground (see Note 3)	Unlimited
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 4 and 5):	
D package	86°C/W
DB package	96°C/W
N package	80°C/W
NS package	76°C/W
PW package	113°C/W
Package thermal impedance, θ_{JC} (see Notes 6 and 7):	
FK package	5.61°C/W
J package	15.05°C/W
W package	14.65°C/W
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: J package	300°C
Storage temperature range, T_{Stg}	-65°C to 150°C

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

- NOTES:
1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to network ground.
 2. Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.
 3. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.
 4. Maximum power dissipation is a function of $T_J(max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 5. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.
 6. Maximum power dissipation is a function of $T_J(max)$, θ_{JC} , and T_C . The maximum allowable power dissipation at any allowable case temperature is $P_D = (T_J(max) - T_C)/\theta_{JC}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 7. The package thermal impedance is calculated in accordance with MIL-STD-883.



**LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901, LM2901V
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS**

SLCS006L – OCTOBER 1979 – REVISED JUNE 2004

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

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

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

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

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM139 LM139A			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
Response time	R_L connected to 5 V through 5.1 k Ω , $C_L = 15\text{ pF}$ §, See Note 8	100-mV input step with 5-mV overdrive		1.3	μs
		TTL-level input step		0.3	

§ C_L includes probe and jig capacitance.

NOTE 8: The response time specified is the interval between the input step function and the instant when the output crosses 1.4 V.



**LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901, LM2901V
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS**

SLCS006L - OCTOBER 1979 - REVISED JUNE 2004

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

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

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

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

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM239, LM239A, LM339, LM339A			UNIT	
		MIN	TYP	MAX		
Response time	R_L connected to 5 V through 5.1 k Ω , $C_L = 15\text{ pF}$, See Note 8	100-mV input step with 5-mV overdrive			1.3	μs
		TTL-level input step			0.3	

[§] C_L includes probe and jig capacitance.

NOTE 8: The response time specified is the interval between the input step function and the instant when the output crosses 1.4 V.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**LM139, LM139A, LM239, LM239A,
LM339, LM339A, LM2901, LM2901V
QUAD DIFFERENTIAL COMPARATORS**

SLCS006L - OCTOBER 1979 - REVISED JUNE 2004

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS†		T_A ‡	LM2901			UNIT
				MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_{IC} = V_{ICR}(\text{min})$, $V_O = 1.4\text{ V}$, $V_{CC} = 5\text{ V to MAX}\S$	Non-A devices	25°C	2	7	mV	
			Full range	15			
		A-suffix devices	25°C	1	2		
			Full range	4			
I_{IO} Input offset current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	5	50	nA		
		Full range	200				
I_{IB} Input bias current	$V_O = 1.4\text{ V}$	25°C	-25	-250	nA		
		Full range	-500				
V_{ICR} Common-mode input-voltage range		25°C	0 to $V_{CC}-1.5$		V		
		Full range	0 to $V_{CC}-2$				
A_{VD} Large-signal differential-voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V to }11.4\text{ V}$, $R_L \geq 15\text{ k}\Omega\text{ to }V_{CC}$	25°C	25	100	V/mV		
I_{OH} High-level output current	$V_{ID} = 1\text{ V}$	$V_{OH} = 5\text{ V}$	25°C	0.1	50	nA	
		$V_{OH} = V_{CC}\text{ MAX}\S$	Full range	1		μA	
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{ID} = -1\text{ V}$, $I_{OL} = 4\text{ mA}$	Non-V devices	25°C	150	500	mV	
		V-suffix devices		150	400		
		All devices	Full range	700			
I_{OL} Low-level output current	$V_{ID} = -1\text{ V}$, $V_{OL} = 1.5\text{ V}$	25°C	6	16	mA		
I_{CC} Supply current (four comparators)	$V_O = 2.5\text{ V}$, No load	$V_{CC} = 5\text{ V}$	25°C	0.8	2	mA	
		$V_{CC} = \text{MAX}\S$		1	2.5		

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

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

§ $V_{CC}\text{ MAX} = 30\text{ V}$ for non-V devices, and 32 V for V-suffix devices.

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS		LM2901			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
Response time	R_L connected to 5 V through $5.1\text{ k}\Omega$, $C_L = 15\text{ pF}$ ¶, See Note 8	100-mV input step with 5-mV overdrive	1.3		μs	
		TTL-level input step	0.3			

¶ C_L includes probe and jig capacitance.

NOTE 8: The response time specified is the interval between the input step function and the instant when the output crosses 1.4 V .



PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
5962-7700801VCA	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
5962-87739012A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
5962-8773901CA	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
5962-8773901DA	ACTIVE	CFP	W	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
77008012A	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
7700801CA	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
7700801DA	ACTIVE	CFP	W	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
JM38510/11201BCA	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM139AD	ACTIVE	SOIC	D	14	50	TBD	CU NIPDAU	Level-3-245C-168 HR
LM139ADR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM139AFKB	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
LM139AJ	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM139AJB	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM139AN	OBSOLETE	PDIP	N	14		TBD	Call TI	Call TI
LM139AW	ACTIVE	CFP	W	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM139AWB	ACTIVE	CFP	W	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM139D	ACTIVE	SOIC	D	14	50	TBD	CU NIPDAU	Level-1-220C-UNLIM
LM139DR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	TBD	CU NIPDAU	Level-1-220C-UNLIM
LM139FK	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
LM139FKB	ACTIVE	LCCC	FK	20	1	TBD	POST-PLATE	N / A for Pkg Type
LM139J	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM139JB	ACTIVE	CDIP	J	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM139N	OBSOLETE	PDIP	N	14		TBD	Call TI	Call TI
LM139W	ACTIVE	CFP	W	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM139WB	ACTIVE	CFP	W	14	1	TBD	A42 SNPB	N / A for Pkg Type
LM239AD	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239ADE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239ADR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239ADRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239AN	OBSOLETE	PDIP	N	14		TBD	Call TI	Call TI
LM239D	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239DE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239DG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239DR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239DRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
LM239DRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239N	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
LM239NE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
LM239PW	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239PWE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239PWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM239PWRE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901AVQDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM2901AVQPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	TBD	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM2901D	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901DE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901DG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901DR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901DRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901DRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901N	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
LM2901NE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
LM2901NSR	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901NSRE4	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901PW	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901PWE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901PWG4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901PWLE	OBSOLETE	TSSOP	PW	14		TBD	Call TI	Call TI
LM2901PWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901PWRE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901PWRG4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM2901QD	OBSOLETE	SOIC	D	14		TBD	Call TI	Call TI

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
LM2901QN	OBSOLETE	PDIP	N	14		TBD	Call TI	Call TI
LM2901VQDR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	Level-2-250C-1 YEAR/ Level-1-235C-UNLIM
LM2901VQPWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	TBD	CU NIPDAU	Level-1-250C-UNLIM
LM339AD	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339ADBR	ACTIVE	SSOP	DB	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339ADBRG4	ACTIVE	SSOP	DB	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339ADE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339ADG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339ADR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339ADRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339ADRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1YEAR
LM339AN	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
LM339ANE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
LM339ANSR	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339ANSRG4	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339APW	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339APWE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339APWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339APWRE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339D	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339DBLE	OBSOLETE	SSOP	DB	14		TBD	Call TI	Call TI
LM339DBR	ACTIVE	SSOP	DB	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339DBRE4	ACTIVE	SSOP	DB	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339DE4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339DG4	ACTIVE	SOIC	D	14	50	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339DR	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339DRE4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
LM339DRG4	ACTIVE	SOIC	D	14	2500	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339N	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
LM339NE4	ACTIVE	PDIP	N	14	25	Pb-Free (RoHS)	CU NIPDAU	N / A for Pkg Type
LM339NSLE	OBSOLETE	SO	NS	14		TBD	Call TI	Call TI
LM339NSR	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339NSRG4	ACTIVE	SO	NS	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339PW	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339PWE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339PWG4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	90	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339PWLE	OBSOLETE	TSSOP	PW	14		TBD	Call TI	Call TI
LM339PWR	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339PWRE4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339PWRG4	ACTIVE	TSSOP	PW	14	2000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
LM339Y	OBSOLETE			0		TBD	Call TI	Call TI

⁽¹⁾ The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBSOLETE: TI has discontinued the production of the device.

⁽²⁾ Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS), Pb-Free (RoHS Exempt), or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Pb-Free (RoHS Exempt): This component has a RoHS exemption for either 1) lead-based flip-chip solder bumps used between the die and package, or 2) lead-based die adhesive used between the die and leadframe. The component is otherwise considered Pb-Free (RoHS compatible) as defined above.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

⁽³⁾ MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

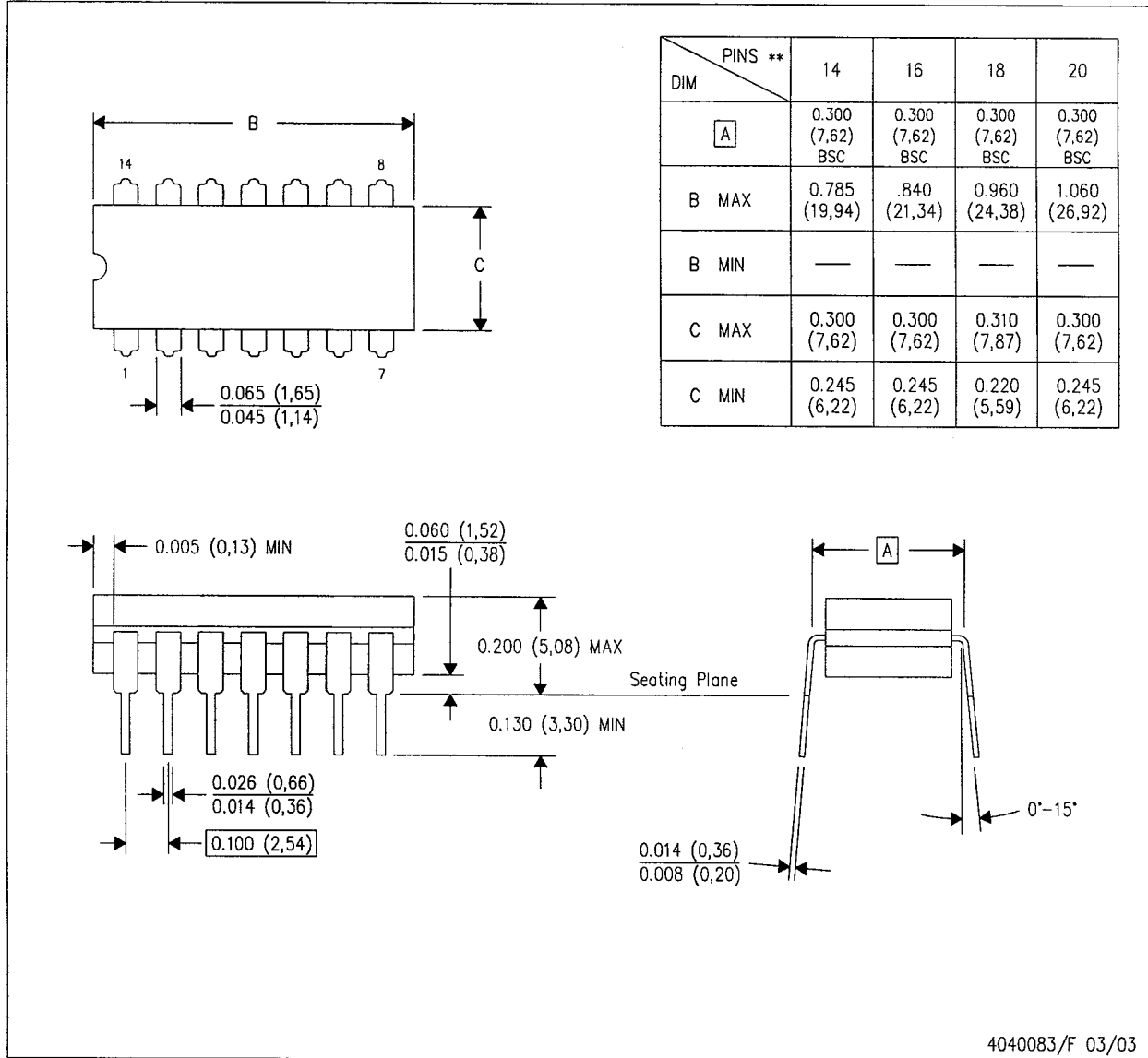
Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

J (R-GDIP-T**)

CERAMIC DUAL IN-LINE PACKAGE

14 LEADS SHOWN

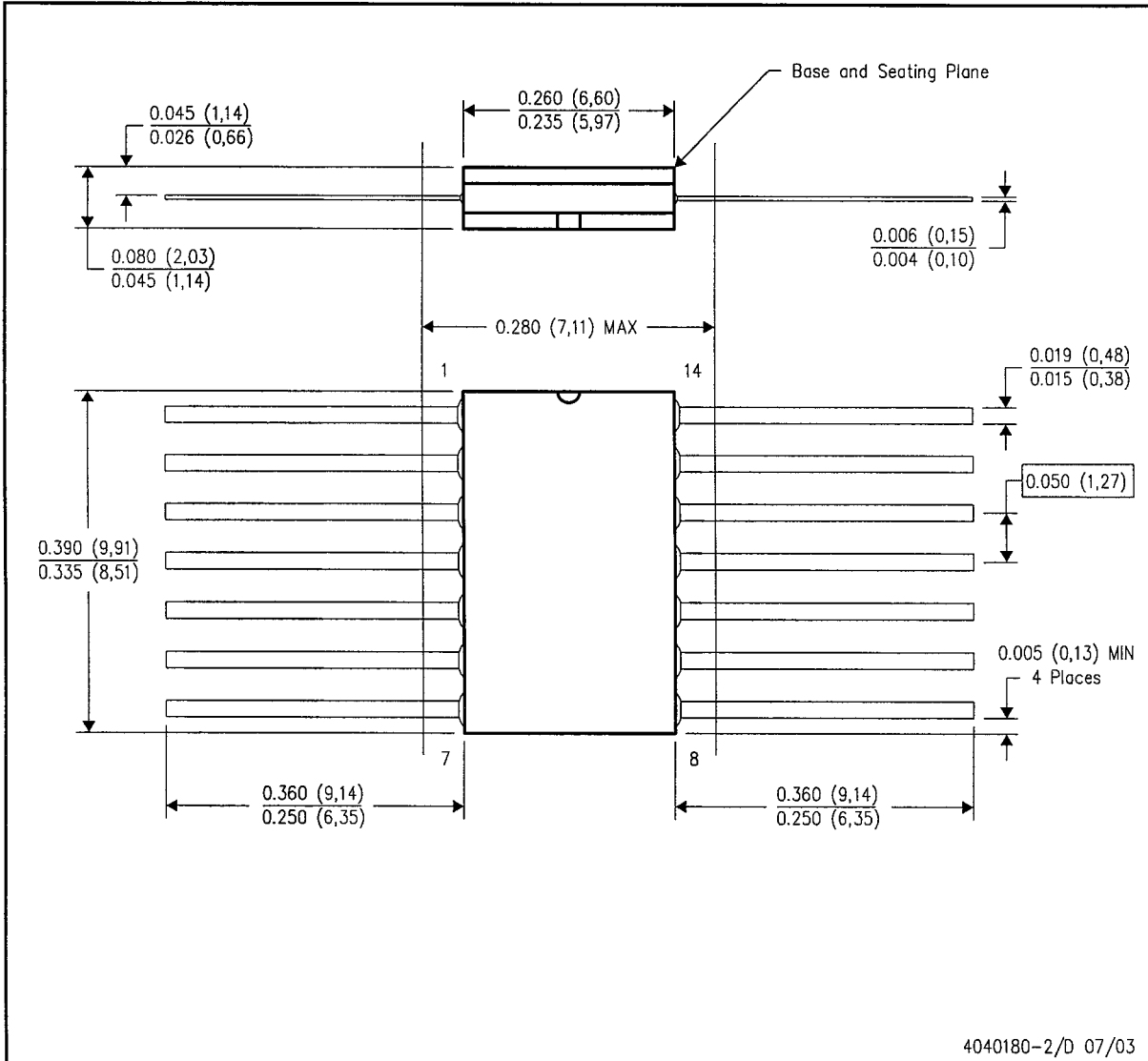


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package is hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - D. Index point is provided on cap for terminal identification only on press ceramic glass frit seal only.
 - E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T14, GDIP1-T16, GDIP1-T18 and GDIP1-T20.

MECHANICAL DATA

W (R-GDFP-F14)

CERAMIC DUAL FLATPACK



- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 - Index point is provided on cap for terminal identification only.
 - Falls within MIL STD 1835 GDFP1-F14 and JEDEC MO-092AB

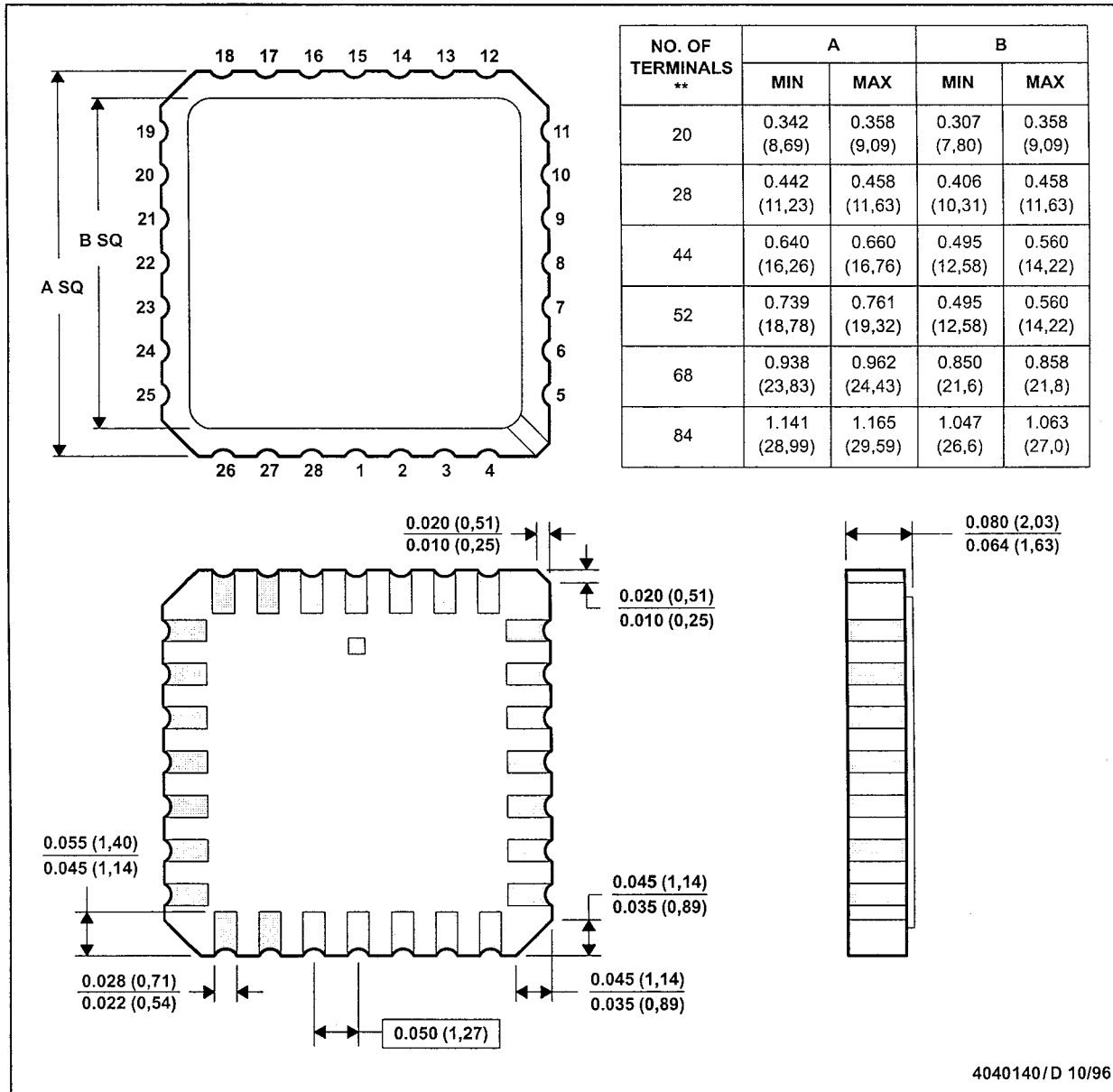
MECHANICAL DATA

MLCC006B – OCTOBER 1996

FK (S-CQCC-N**)

LEADLESS CERAMIC CHIP CARRIER

28 TERMINAL SHOWN



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package can be hermetically sealed with a metal lid.
 - D. The terminals are gold plated.
 - E. Falls within JEDEC MS-004



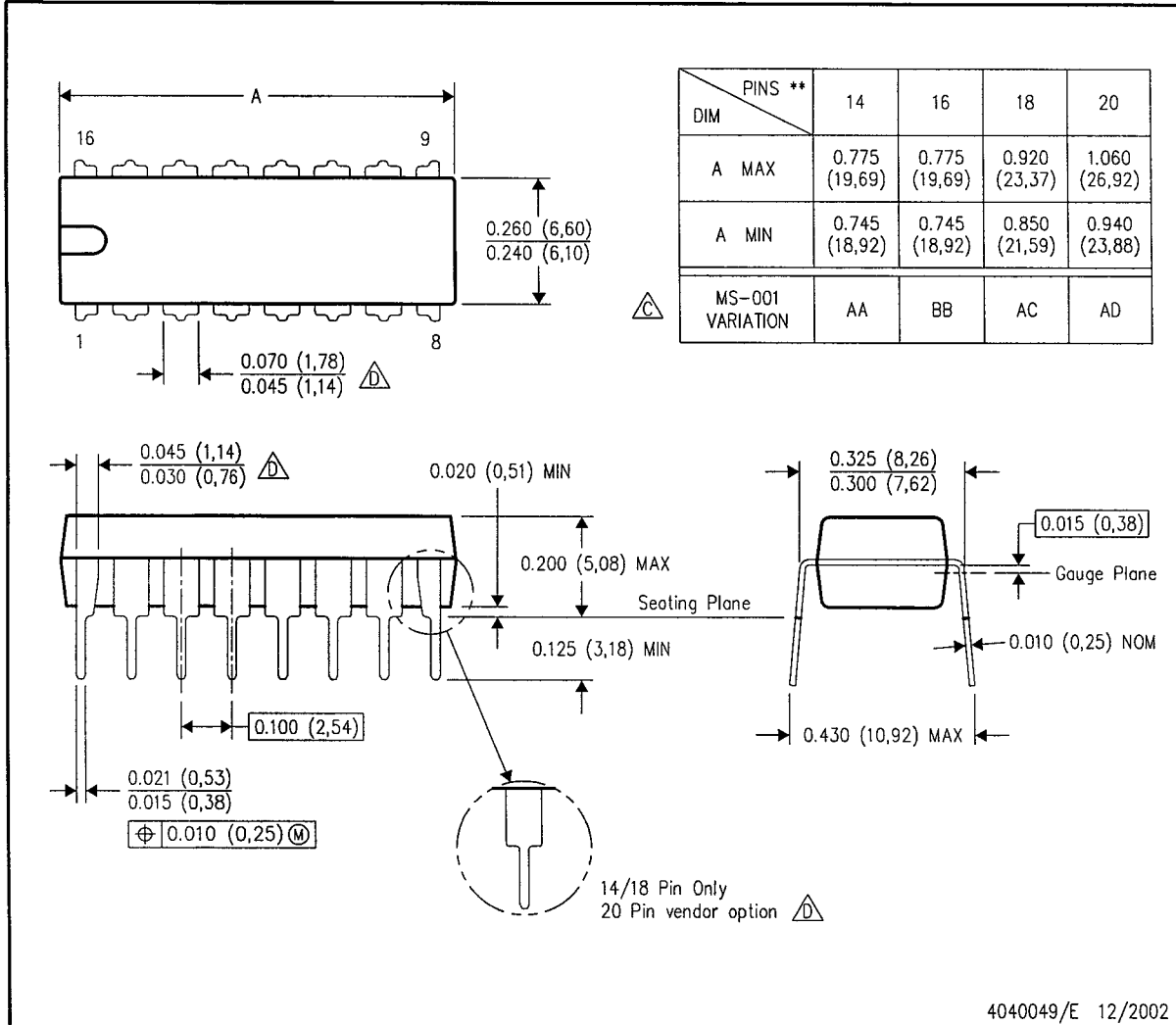
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

MECHANICAL DATA

N (R-PDIP-T**)

PLASTIC DUAL-IN-LINE PACKAGE

16 PINS SHOWN

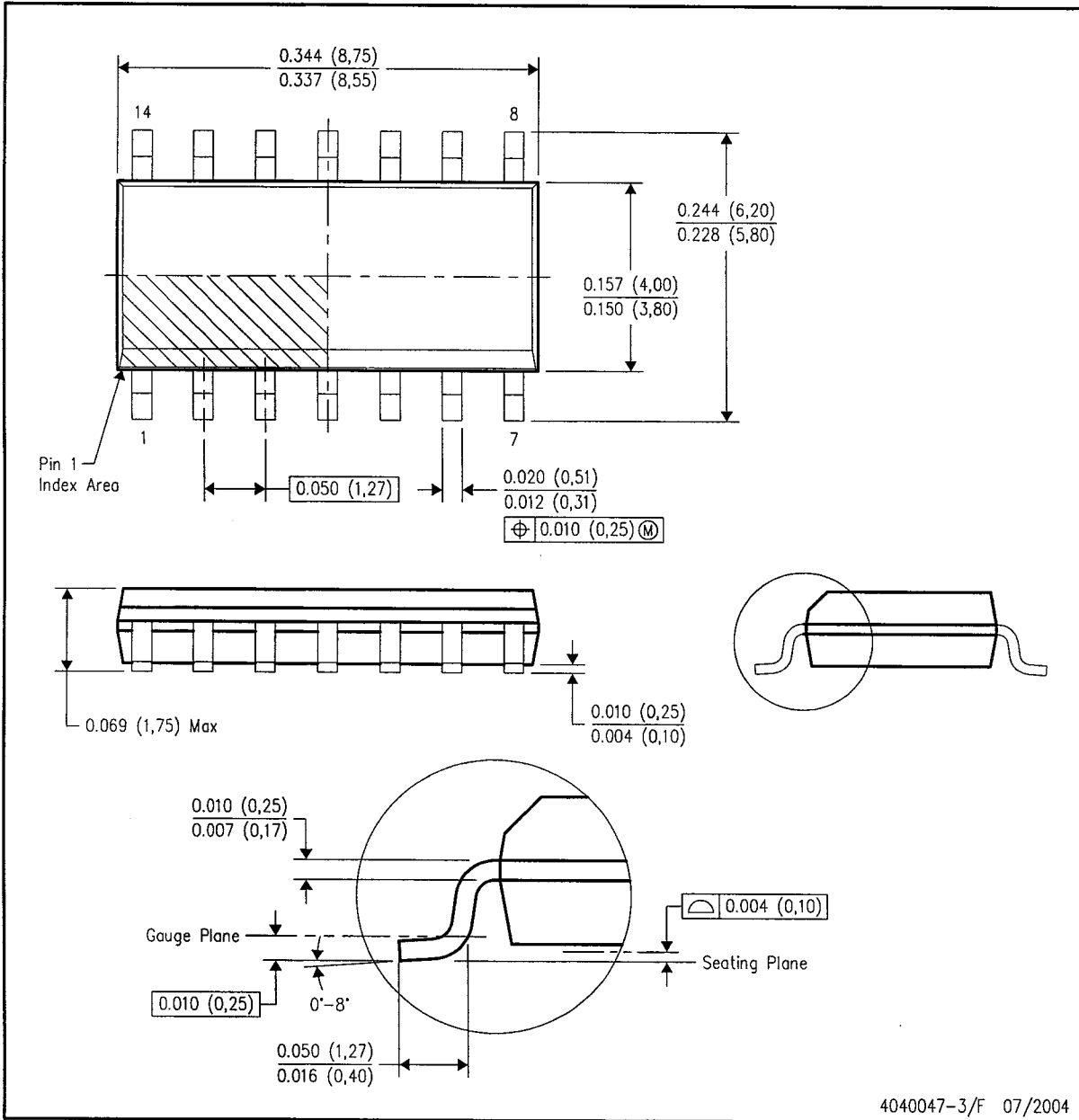


- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - \triangle Falls within JEDEC MS-001, except 18 and 20 pin minimum body length (Dim A).
 - \triangle The 20 pin end lead shoulder width is a vendor option, either half or full width.

MECHANICAL DATA

D (R-PDSO-G14)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



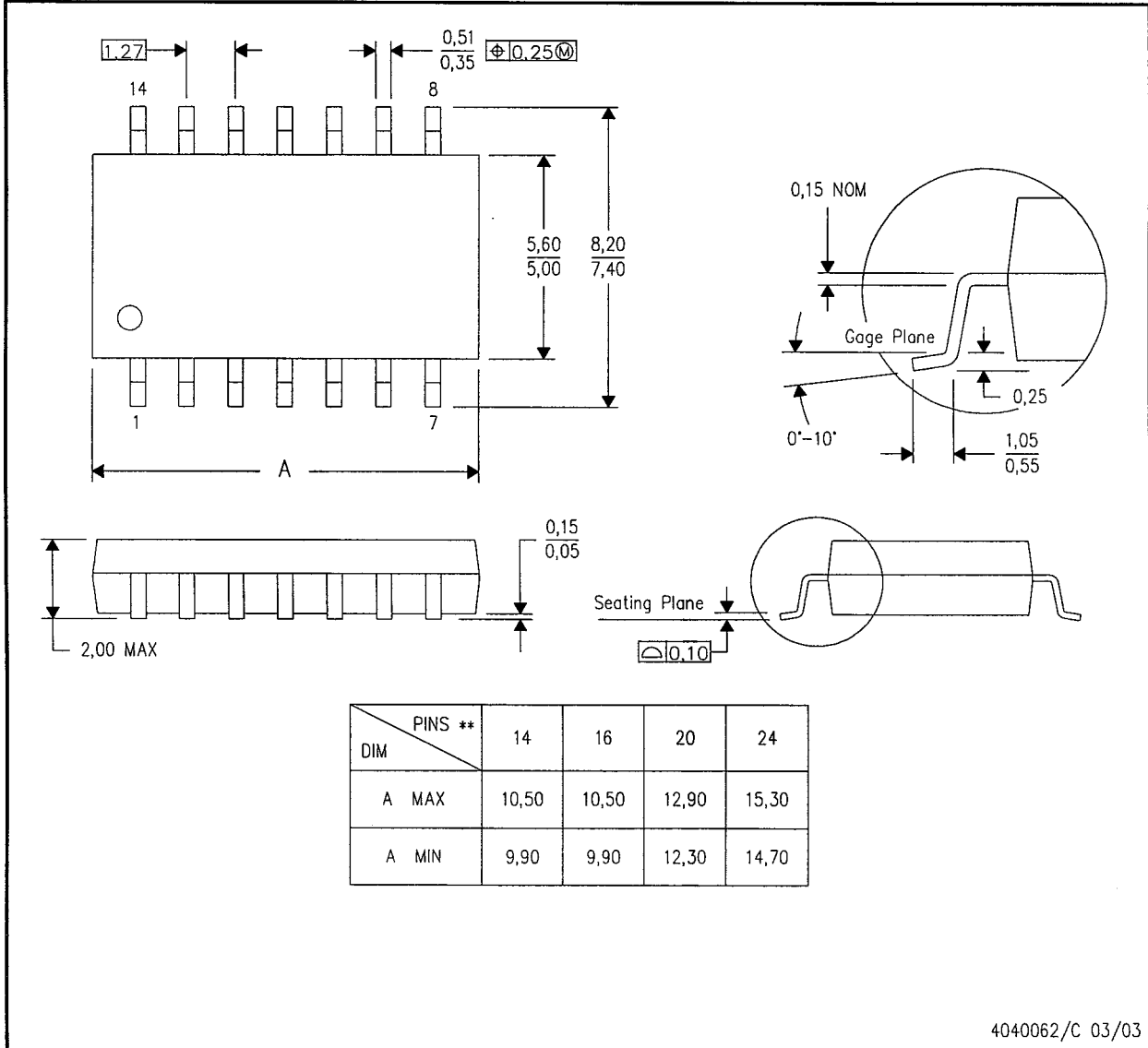
- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
 - Falls within JEDEC MS-012 variation AB.

MECHANICAL DATA

NS (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14-PINS SHOWN



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

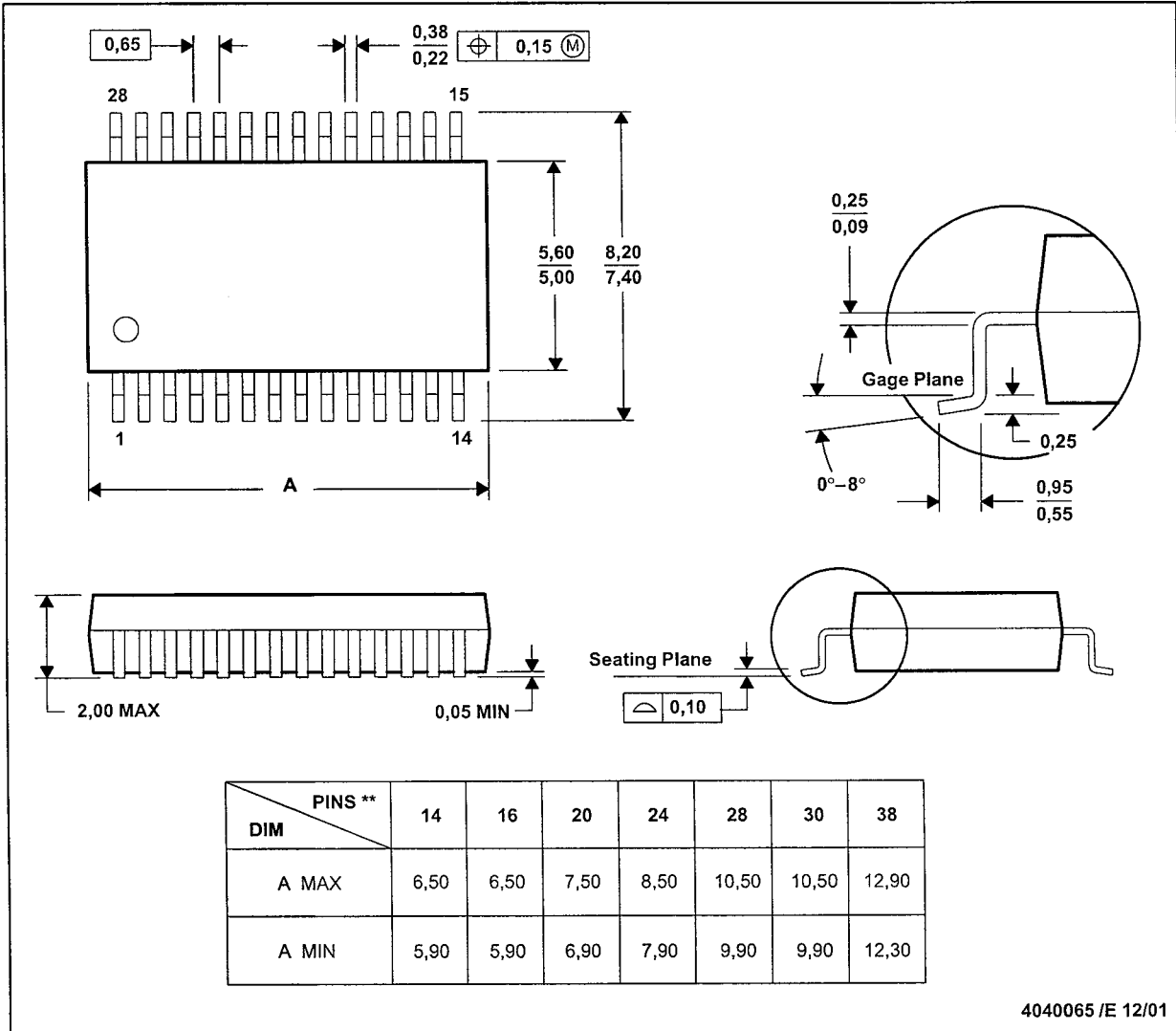
MECHANICAL DATA

MSS0002E – JANUARY 1995 – REVISED DECEMBER 2001

DB (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE

28 PINS SHOWN



4040065 /E 12/01

- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-150



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

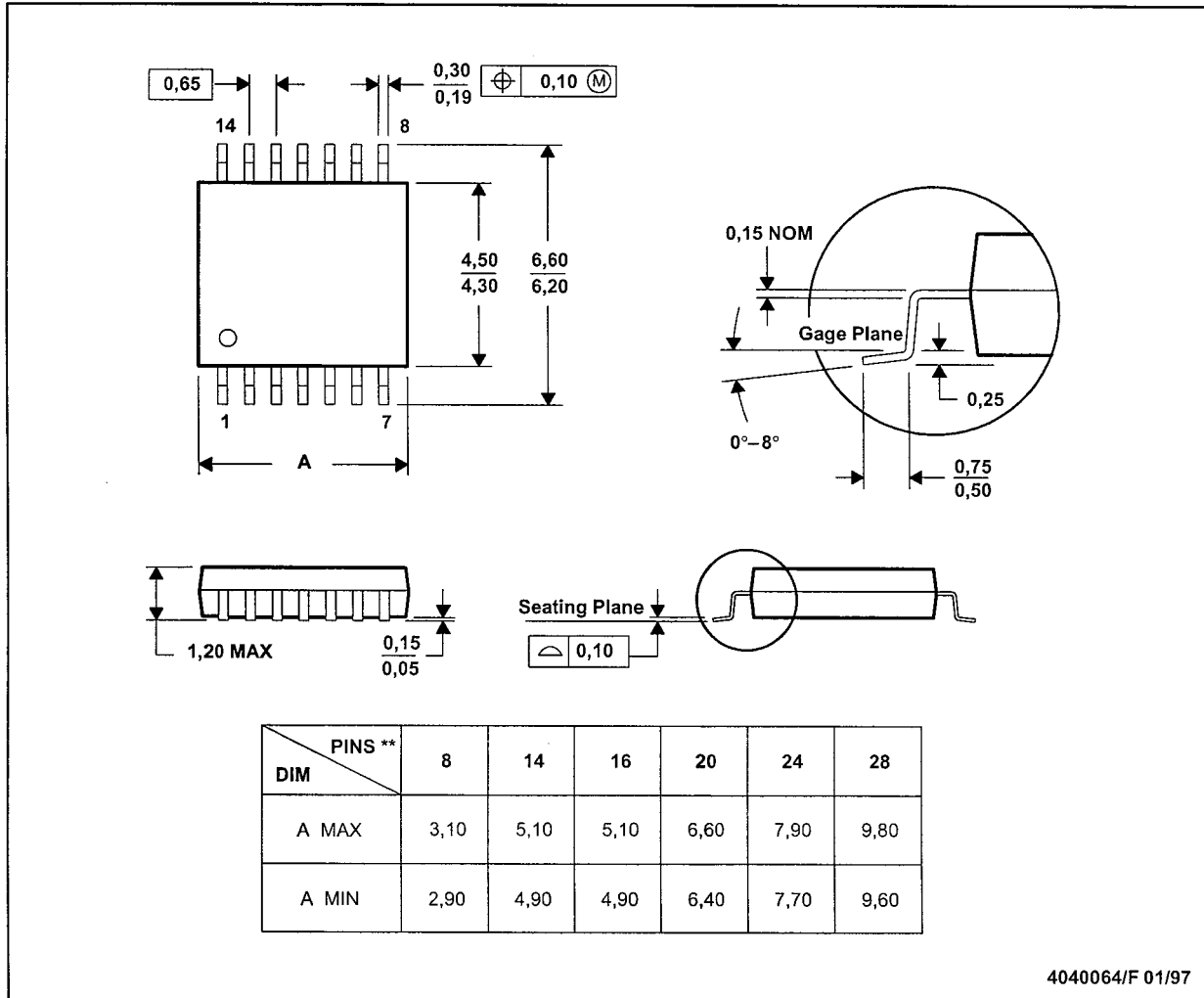
MECHANICAL DATA

MTSS001C – JANUARY 1995 – REVISED FEBRUARY 1999

PW (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14 PINS SHOWN



4040064/F 01/97

- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-153

TEXAS INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IMPORTANT NOTICE

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

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

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

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

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

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

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products		Applications	
Amplifiers	amplifier.ti.com	Audio	www.ti.com/audio
Data Converters	dataconverter.ti.com	Automotive	www.ti.com/automotive
DSP	dsp.ti.com	Broadband	www.ti.com/broadband
Interface	interface.ti.com	Digital Control	www.ti.com/digitalcontrol
Logic	logic.ti.com	Military	www.ti.com/military
Power Mgmt	power.ti.com	Optical Networking	www.ti.com/opticalnetwork
Microcontrollers	microcontroller.ti.com	Security	www.ti.com/security
		Telephony	www.ti.com/telephony
		Video & Imaging	www.ti.com/video
		Wireless	www.ti.com/wireless

Mailing Address: Texas Instruments
Post Office Box 655303 Dallas, Texas 75265

Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated

20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17465.

Ordering Information

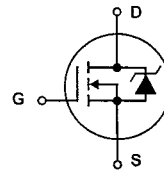
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

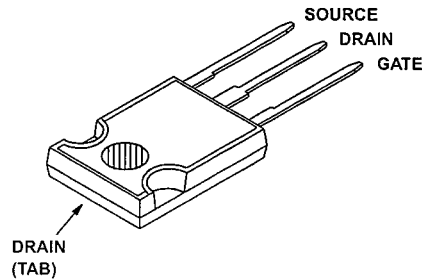
- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC STYLE TO-247



IRFP460

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

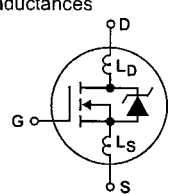
	IRFP460	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	500 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	500 V
Continuous Drain Current	I_D	20 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	12 A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	80 A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20 V
Maximum Power Dissipation	P_D	250 W
Linear Derating Factor		2.0 $\text{W}/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	960 mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 150 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	T_L	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	260 $^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to $T_J = 125^\circ\text{C}$.

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V	
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V	
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA	
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA	
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$	20	-	-	A	
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA	
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 11\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.24	0.27	Ω	
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}, I_{DS} > 11\text{A}$ (Figure 12)	13	19	-	S	
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}, I_D = 21\text{A}, R_{GS} = 4.3\Omega, R_D = 12\Omega,$ $V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	23	35	ns	
Rise Time	t_r		-	81	120	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	85	130	ns	
Fall Time	t_f		-	65	98	ns	
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate-Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 21\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS},$ $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14). Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	120	190	nC	
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	18	-	nC	
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	62	-	nC	
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 10)	-	4100	-	pF	
Output Capacitance	C_{OSS}		-	480	-	pF	
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	84	-	pF	
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Device Inductances 	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad		-	13	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.50	$^\circ\text{C}/\text{W}$	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	$^\circ\text{C}/\text{W}$	

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	20	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	80	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	280	580	1200	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	3.8	8.1	18	μC

NOTES:

- Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
- Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
- $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, Peak $I_{AS} = 20\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

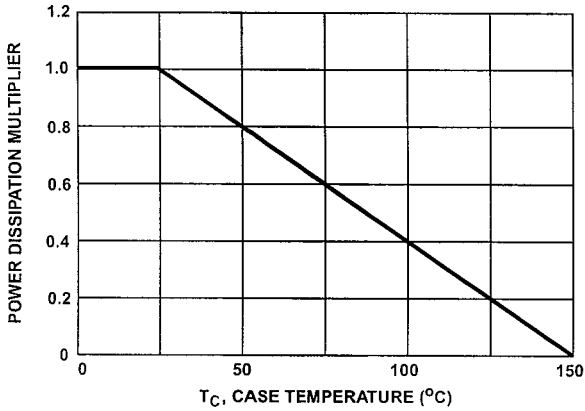


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

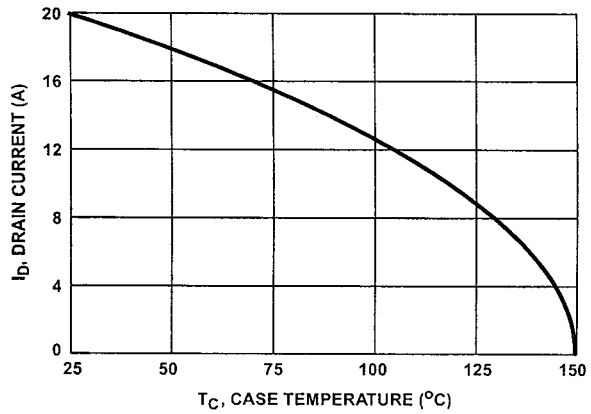


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

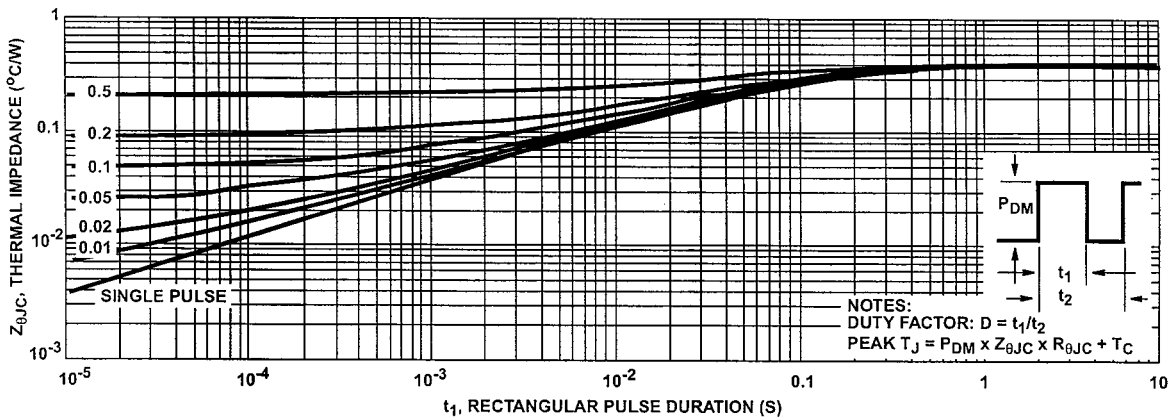


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

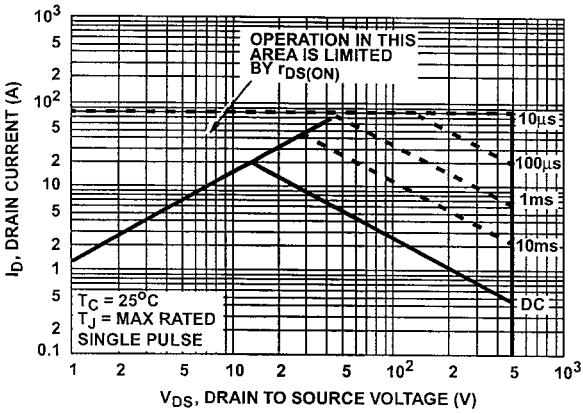


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

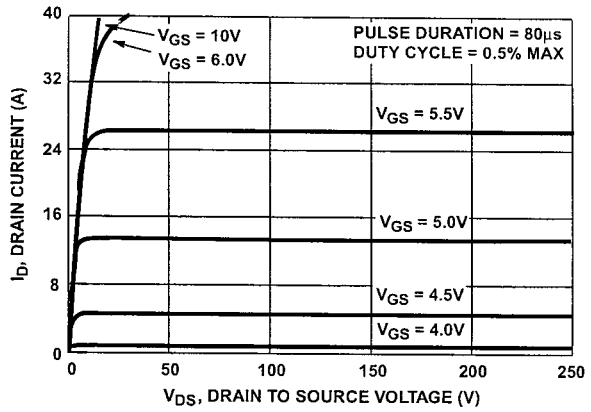


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

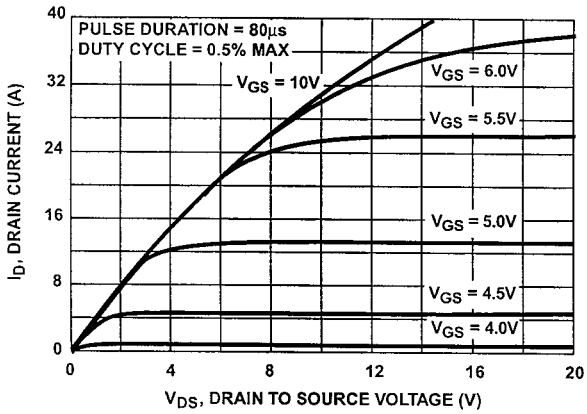


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

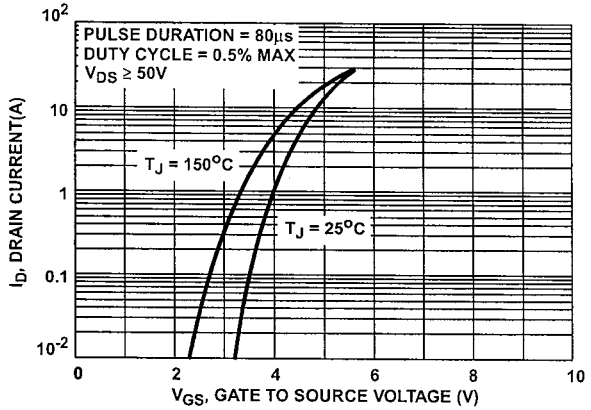


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

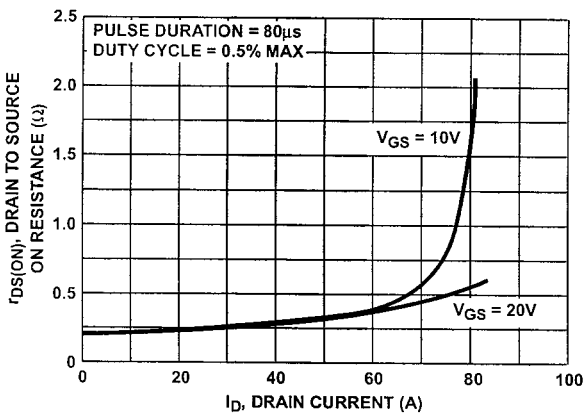


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

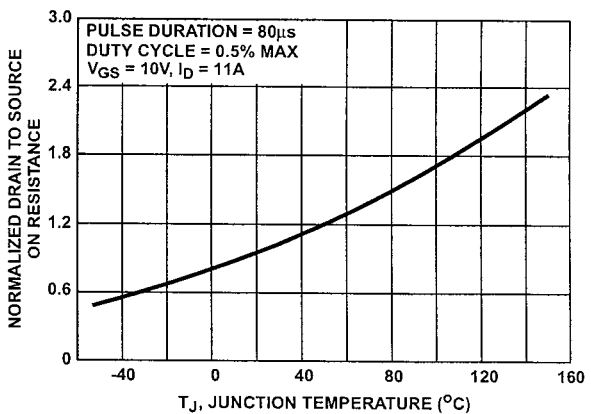


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

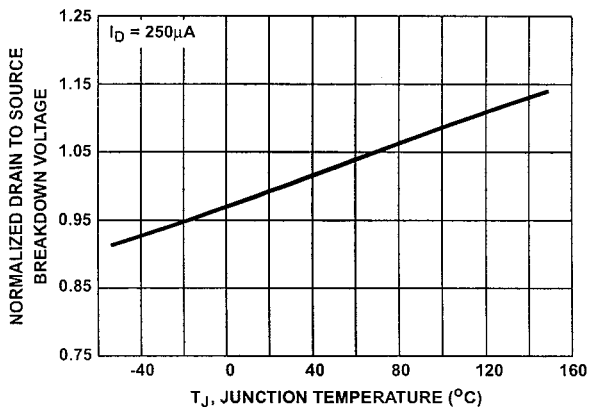


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

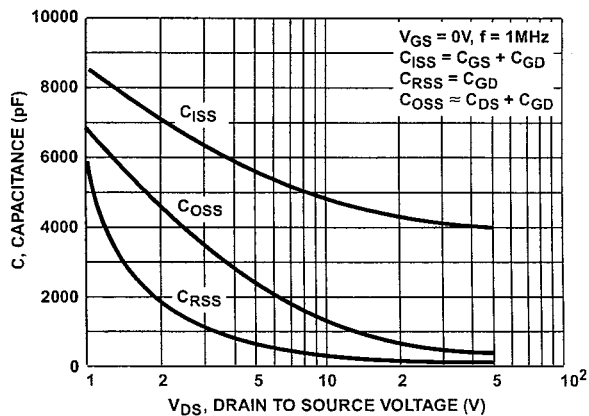


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

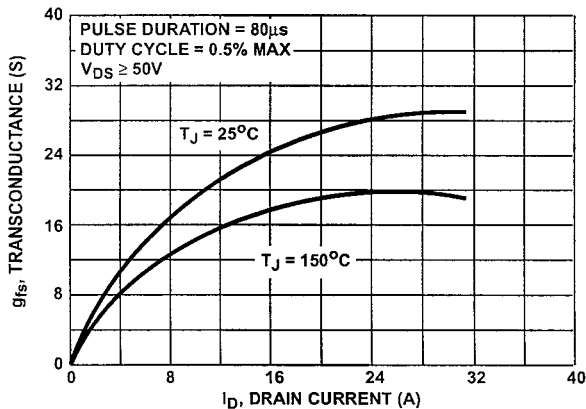


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

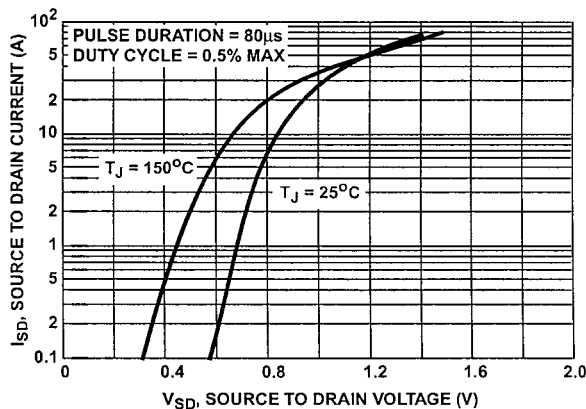


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

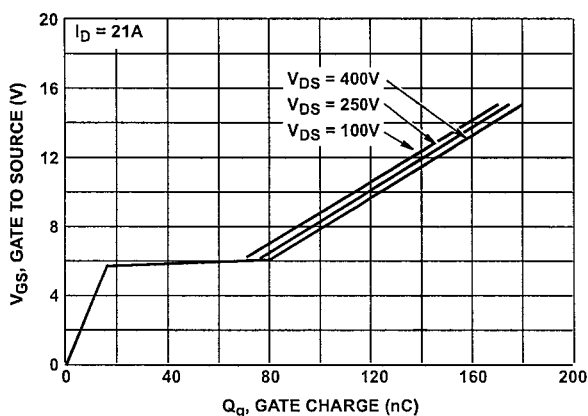


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

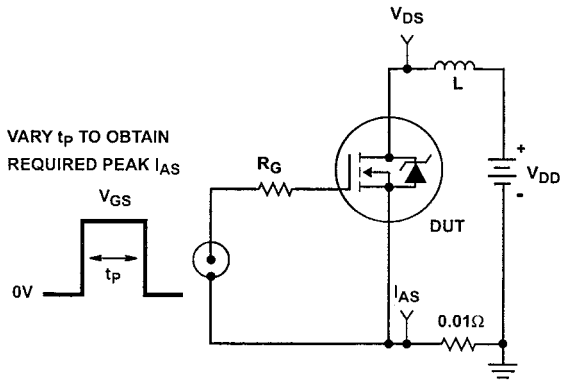


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

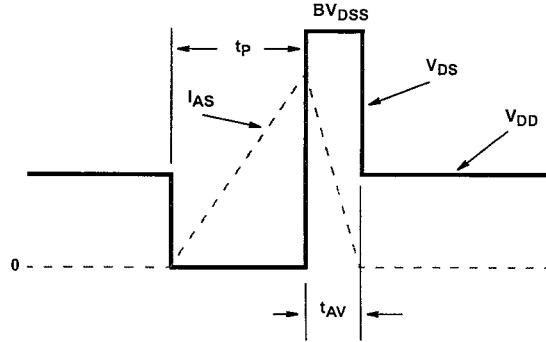


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

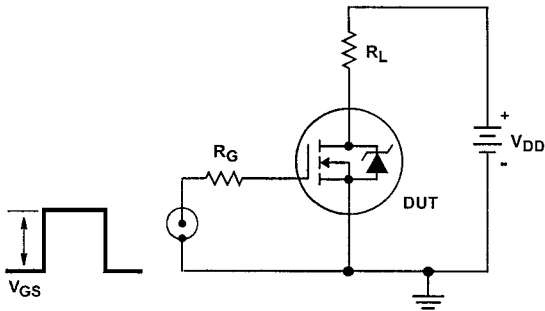


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

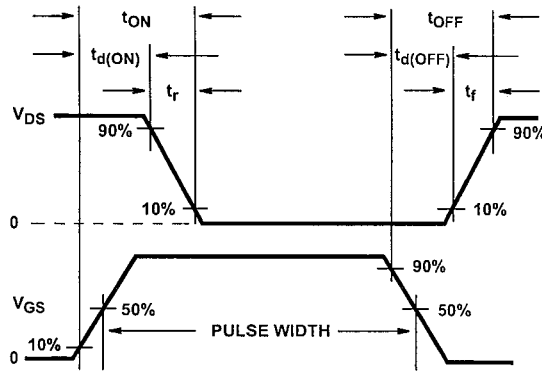


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

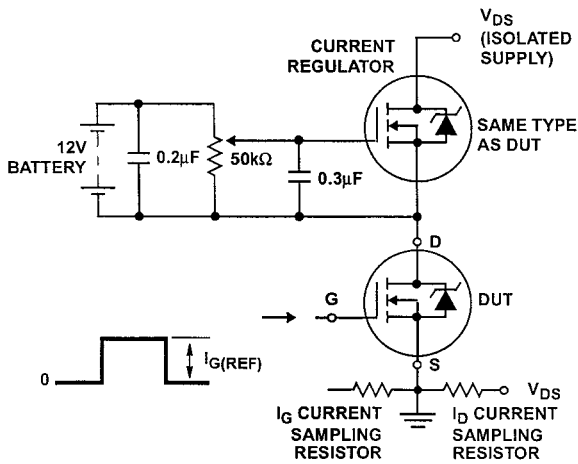


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

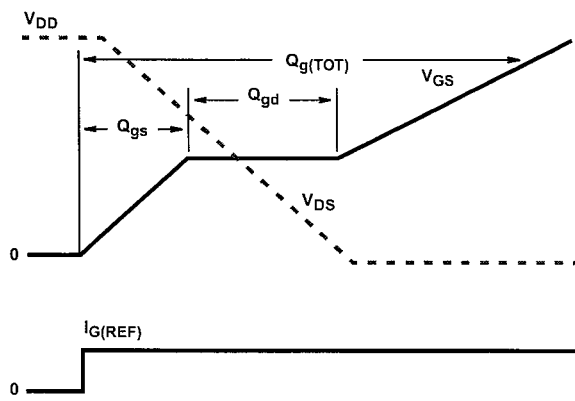


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

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

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

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

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA

Intersil Corporation
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204
Melbourne, FL 32902
TEL: (407) 724-7000
FAX: (407) 724-7240

EUROPE

Intersil SA
Mercure Center
100, Rue de la Fusee
1130 Brussels, Belgium
TEL: (32) 2.724.2111
FAX: (32) 2.724.22.05

ASIA

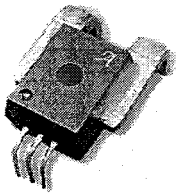
Intersil (Taiwan) Ltd.
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road
Taipei, Taiwan
Republic of China
TEL: (886) 2 2716 9310
FAX: (886) 2 2715 3029

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with High Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Monolithic Hall IC for high reliability
- Single +5 V supply
- 3 kV_{RMS} isolation voltage between terminals 4/5 and pins 1/2/3 for up to 1 minute
- 35 kHz bandwidth
- Automotive temperature range
- End-of-line factory-trimmed for gain and offset
- Ultra-low power loss: 100 $\mu\Omega$ internal conductor resistance
- Ratiometric output from supply voltage
- Extremely stable output offset voltage
- Small package size, with easy mounting capability
- Output proportional to AC and DC currents

Package: 5 pin module (leadform PFF)



Description

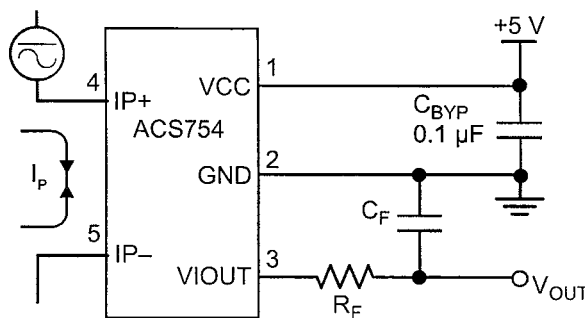
The Allegro ACS75x family of current sensors provides economical and precise solutions for current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precision, low-offset linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

The output of the device has a positive slope ($>V_{CC}/2$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from terminal 4 to terminal 5), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is typically 100 $\mu\Omega$, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS754 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_p , within the range specified. C_F is recommended for noise management, with values that depend on the application.

Description (continued)

5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 1 through 3). This allows the ACS75x family of sensors to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The device is fully calibrated prior to shipment from the factory. The ACS75x family is lead (Pb) free. All pins are coated with 100% matte tin, and there is no lead inside the package. The heavy gauge leadframe is made of oxygen-free copper.

Selection Guide

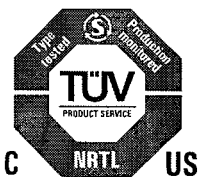
Part Number	T _{OP} (°C)	Primary Sensed Current, I _P (A)	Sensitivity Sens (Typ.) (mV/A)	Package		Packing ¹
				Terminals	Signal Pins	
ACS754LCB-050-PFF	-40 to 150	±50	40	Formed	Formed	Bulk, 170 pieces/bag
ACS754SCB-050-PFF ²	-20 to 85	±50	40	Formed	Formed	

¹Contact Allegro for additional packing options.

²Variant is in production but has been determined to be LAST TIME BUY. This classification indicates that the variant is obsolete and notice has been given. Sale of the variant is currently restricted to existing customer applications. The variant should not be purchased for new design applications because of obsolescence in the near future. Samples are no longer available. Status date change November 1, 2008. Deadline for receipt of LAST TIME BUY orders is May 1, 2008.

Absolute Maximum Ratings

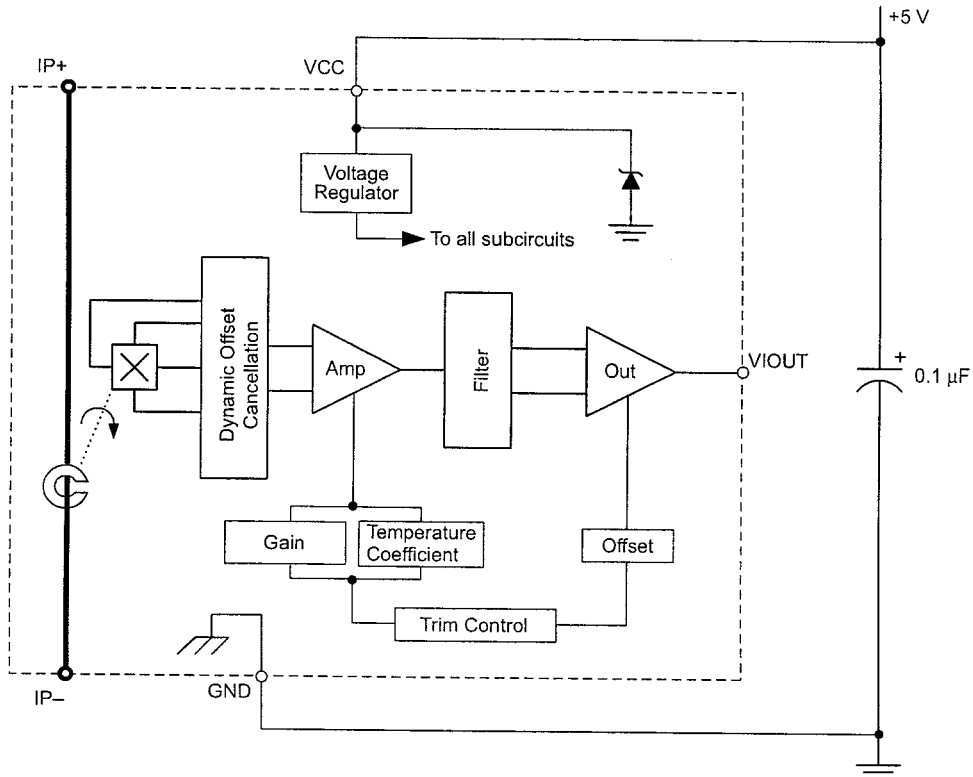
Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		16	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-16	V
Output Voltage	V _{IOUT}		16	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		-0.1	V
Maximum Basic Isolation Voltage	V _{ISO}		353 VAC, 500 VDC, or V _{pk}	V
Maximum Rated Input Current	I _{IN}		200	A
Output Current Source	I _{OUT(Source)}		3	mA
Output Current Sink	I _{OUT(Sink)}		10	mA
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range L	-40 to 150	°C
		Range S	-20 to 85	°C
Maximum Junction	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C



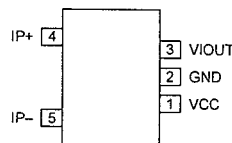
TÜV America Certificate Number: U8V 04 11 54214 001	Fire and Electric Shock EN60950-1:2001
---	---



Functional Block Diagram



Pin-out Diagram



Terminal List Table

Number	Name	Description
1	VCC	Device power supply pin
2	GND	Signal ground pin
3	VIOUT	Analog output signal pin
4	IP+	Terminal for current being sensed
5	IP-	Terminal for current being sensed

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, over operating ambient temperature range unless otherwise stated

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sensed Current	I_P		-50	-	50	A
Supply Voltage	V_{CC}		4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$V_{CC} = 5.0$ V, output open	6.5	8	10	mA
Output Resistance	R_{OUT}	$I_{OUT} = 1.2$ mA	-	1	2	Ω
Output Capacitance Load	C_{LOAD}	VOUT to GND	-	-	10	nF
Output Resistive Load	R_{LOAD}	VOUT to GND	4.7	-	-	k Ω
Primary Conductor Resistance	$R_{PRIMARY}$	$I_P = \pm 100$ A; $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	100	-	$\mu\Omega$
		Pins 1-3 and 4-5; 60 Hz, 1 minute	3.0	-	-	kV
PERFORMANCE CHARACTERISTICS, -20°C to +85°C, $V_{CC} = 5$ V unless otherwise specified						
Propagation time	t_{PROP}	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	4	-	μs
Response time	$t_{RESPONSE}$	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	12	-	μs
Rise time	t_r	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	11	-	μs
Frequency Bandwidth	f	-3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	35	-	kHz
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	40	-	mV/A
		Over full range of I_P	37.8	-	42.0	mV/A
Noise	V_{NOISE}	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, no external filter	-	65	-	mV
Linearity	E_{LIN}	Over full range of I_P	-	-	± 1.5	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_P	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{OUT(Q)}$	$I = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	$V_{CC}/2$	-	V
Electrical Offset Voltage (Magnetic error not included)	V_{OE}	$I = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-10	-	10	mV
		$I = 0$ A	-20	-	20	mV
Magnetic Offset Error	I_{ERROR}	$I = 0$ A, after excursion of 100 A	-	± 0.1	± 0.40	A
Total Output Error (Including all offsets)	E_{TOT}	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.0	-	%
		Over full range of I_P	-	-	± 5.0	%
PERFORMANCE CHARACTERISTICS, -40°C to +150°C, $V_{CC} = 5$ V unless otherwise specified						
Propagation time	t_{PROP}	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	4	-	μs
Response time	$t_{RESPONSE}$	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	12	-	μs
Rise time	t_r	$I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	11	-	μs
Frequency Bandwidth	f	-3 dB, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	35	-	kHz
Sensitivity	Sens	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	40	-	mV/A
		Over full range of I_P	36.0	-	42.8	mV/A
Noise	V_{NOISE}	Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ\text{C}$, no external filter	-	65	-	mV
Linearity	E_{LIN}	Over full range of I_P	-	-	± 1.8	%
Symmetry	E_{SYM}	Over full range of I_P	98	100	102	%
Zero Current Output Voltage	$V_{OUT(Q)}$	$I = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	$V_{CC}/2$	-	V
Electrical Offset Voltage (Magnetic error not included)	V_{OE}	$I = 0$ A, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-10	-	10	mV
		$I = 0$ A	-35	-	35	mV
Magnetic Offset Error	I_{ERROR}	$I = 0$ A, after excursion of 100 A	-	± 0.1	± 0.40	A
Total Output Error (Including all offsets)	E_{TOT}	Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	± 1.0	-	%
		Over full range of I_P	-	-	± 9.9	%

Definitions of Accuracy Characteristics

Sensitivity (Sens). The change in sensor output in response to a 1 A change through the primary conductor. The sensitivity is the product of the magnetic circuit sensitivity (G/A) and the linear IC amplifier gain (mV/G). The linear IC amplifier gain is programmed at the factory to optimize the sensitivity (mV/A) for the full-scale current of the device.

Noise (V_{NOISE}). The product of the linear IC amplifier gain (mV/G) and the noise floor for the Allegro Hall effect linear IC (≈ 1 G). The noise floor is derived from the thermal and shot noise observed in Hall elements. Dividing the noise (mV) by the sensitivity (mV/A) provides the smallest current that the device is able to resolve.

Linearity (E_{LIN}). The degree to which the voltage output from the sensor varies in direct proportion to the primary current through its full-scale amplitude. Nonlinearity in the output can be attributed to the saturation of the flux concentrator approaching the full-scale current. The following equation is used to derive the linearity:

$$100 \left\{ 1 - \left[\frac{\Delta \text{ gain} \times \% \text{ sat} (V_{\text{IOUT_full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}})}{2 (V_{\text{IOUT_half-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}})} \right] \right\}$$

where

Δ gain = the gain variation as a function of temperature changes from 25°C,

% sat = the percentage of saturation of the flux concentrator, which becomes significant as the current being sensed approaches full-scale $\pm I_p$, and

$V_{\text{IOUT_full-scale amperes}}$ = the output voltage (V) when the sensed current approximates full-scale $\pm I_p$.

Symmetry (E_{SYM}). The degree to which the absolute voltage output from the sensor varies in proportion to either a positive or negative full-scale primary current. The following equation is used to derive symmetry:

$$100 \left(\frac{V_{\text{IOUT_+ full-scale amperes}} - V_{\text{IOUT(Q)}}}{V_{\text{IOUT(Q)}} - V_{\text{IOUT_full-scale amperes}}} \right)$$

Quiescent output voltage (V_{IOUT(Q)}). The output of the sensor when the primary current is zero. For a unipolar supply voltage, it nominally remains at $V_{CC}/2$. Thus, $V_{CC} = 5$ V translates into $V_{\text{IOUT(Q)}} = 2.5$ V. Variation in $V_{\text{IOUT(Q)}}$ can be attributed to the resolution of the Allegro linear IC quiescent voltage trim, magnetic hysteresis, and thermal drift.

Electrical offset voltage (V_{OE}). The deviation of the device output from its ideal quiescent value of $V_{CC}/2$ due to nonmagnetic causes.

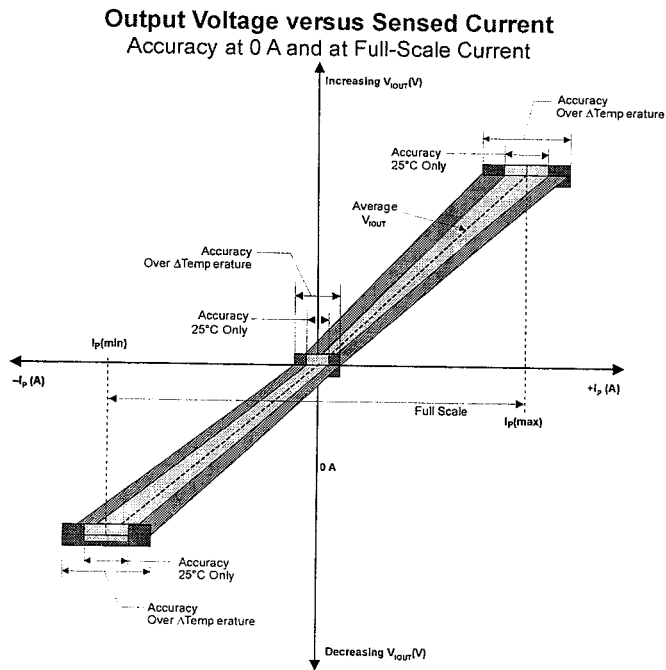
Magnetic offset error (I_{ERROM}). The magnetic offset is due to the residual magnetism (remnant field) of the core material. The magnetic offset error is highest when the magnetic circuit has been saturated, usually when the device has been subjected to a full-scale or high-current overload condition. The magnetic offset is largely dependent on the material used as a flux concentrator. The larger magnetic offsets are observed at the lower operating temperatures.

Accuracy (E_{TOT}). The accuracy represents the maximum deviation of the actual output from its ideal value. This is also known as the total output error. The accuracy is illustrated graphically in the output voltage versus current chart on the following page.

Accuracy is divided into four areas:

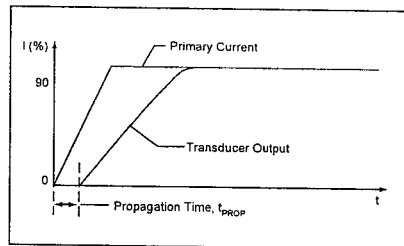
- **0 A at 25°C.** Accuracy of sensing zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- **0 A over Δ temperature.** Accuracy of sensing zero current flow including temperature effects.
- **Full-scale current at 25°C.** Accuracy of sensing the full-scale current at 25°C, without the effects of temperature.
- **Full-scale current over Δ temperature.** Accuracy of sensing full-scale current flow including temperature effects.

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with High Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

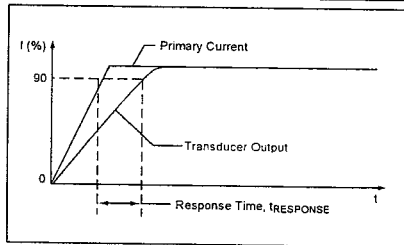


Definitions of Dynamic Response Characteristics

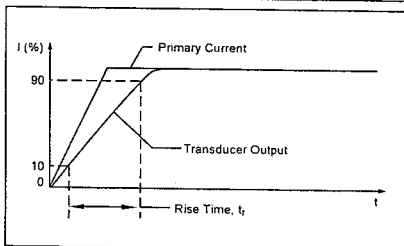
Propagation delay (t_{PROP}). The time required for the sensor output to reflect a change in the primary current signal. Propagation delay is attributed to inductive loading within the linear IC package, as well as in the inductive loop formed by the primary conductor geometry. Propagation delay can be considered as a fixed time offset and may be compensated.



Response time ($t_{RESPONSE}$). The time interval between a) when the primary current signal reaches 90% of its final value, and b) when the sensor reaches 90% of its output corresponding to the applied current.

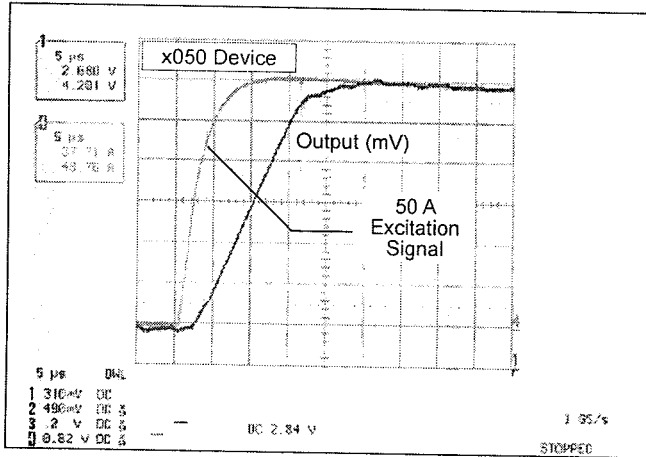


Rise time (t_r). The time interval between a) when the sensor reaches 10% of its full scale value, and b) when it reaches 90% of its full scale value. The rise time to a step response is used to derive the bandwidth of the current sensor, in which $f(-3 \text{ dB}) = 0.35/t_r$. Both t_r and $t_{RESPONSE}$ are detrimentally affected by eddy current losses observed in the conductive IC ground plane.



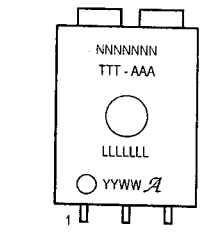
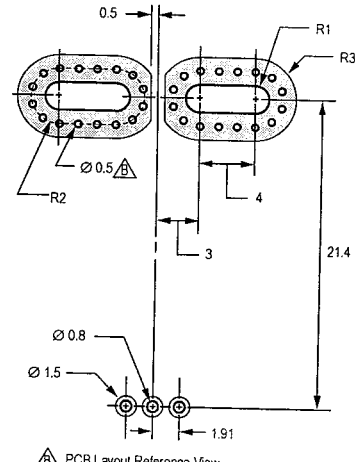
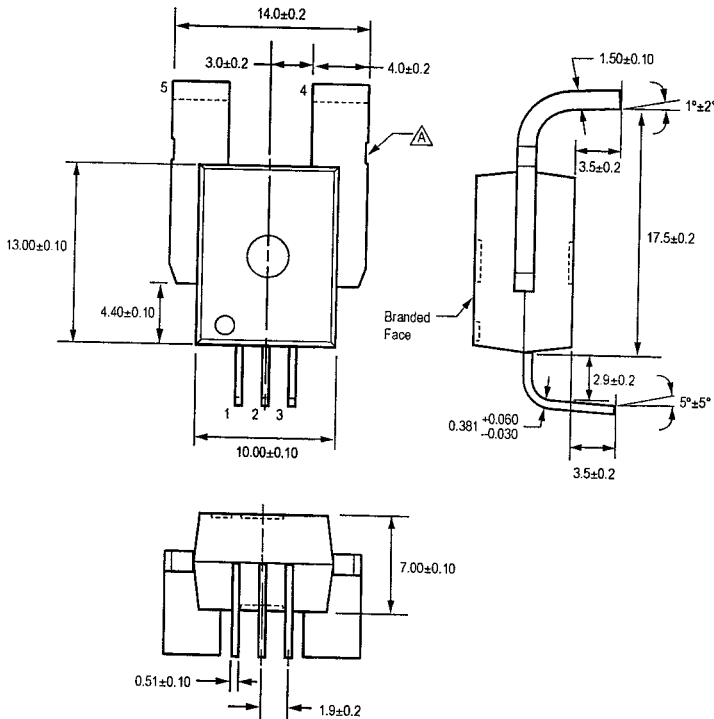
*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor
with High Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

Step Response
No external filter, $T_A=25^\circ\text{C}$



**Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor
with High Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor**

**Package CB, 5-pin module
Leadform PFF**



Standard Branding Reference View
 N = Device part number
 T = Temperature code
 A = Amperage range
 L = Lot number
 Y = Last two digits of year of manufacture
 W = Week of manufacture
 A = Supplier emblem

For Reference Only; not for tooling use (reference DWG-9111, DWG-9110)
 Dimensions in millimeters
 Dimensions exclusive of mold flash, gate burrs, and dambar protrusions
 Exact case and lead configuration at supplier discretion within limits shown

- ⚠ Dambar removal intrusion
- ⚠ Perimeter through-holes recommended
- ⚠ Branding scale and appearance at supplier discretion

Creepage distance, current terminals to sensor pins: 7.25 mm
 Clearance distance, current terminals to sensor pins: 7.25 mm
 Package mass: 4.63 g typical

Copyright ©2004-2008. Allegro MicroSystems, Inc.

The products described herein are manufactured under one or more of the following U.S. patents: 5,045,920; 5,264,783; 5,442,283; 5,389,889; 5,581,179; 5,517,112; 5,619,137; 5,621,319; 5,650,719; 5,686,894; 5,694,038; 5,729,130; 5,917,320; and other patents pending.

Allegro MicroSystems, Inc. reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro's products are not to be used in life support devices or systems, if a failure of an Allegro product can reasonably be expected to cause the failure of that life support device or system, or to affect the safety or effectiveness of that device or system.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, Inc. assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

For the latest version of this document, visit our website:

www.allegromicro.com



Allegro MicroSystems, Inc.
 115 Northeast Cutoff
 Worcester, Massachusetts 01615-0036 U.S.A.
 1.508.853.5000; www.allegromicro.com