

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

PLASMA ARC CUTTING MACHINE



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 61504
วัน,เดือน,ปี..... 18 ก.ค. 2549

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

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

PLASMA ARC CUTTING MACHINE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

PLASMA ARC CUTTING MACHINE

นายจีระวุฒิ ควงจันทร์ รหัส 45015188

นายรัชชพงษ์ พลະภิญโญ รหัส 45015204

นายสมโภช แจ่มศรีใส รหัส 45015214

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

ผู้จัดทำ

1. นายจิระวุฒิ ควงจันทร์
2. นายรัชชพงษ์ พลทะกัญญา
3. นายสมโภช แจ่มศรีใส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

1. นายจิระวุฒิ ควงจันทร์
 2. นายรัชพงษ์ พลະภิญโญ
 3. นายสมโภช แจ่มศรีใส
- รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ภาคการศึกษาที่ 2 ปีการศึกษา 2547

บทคัดย่อ

บทความนี้ เป็นการนำเสนอ เกี่ยวกับส่วนประกอบของเครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา (ในส่วนที่เกี่ยวข้องกับไฟฟ้า) การทำงานและผลการทดสอบในส่วนขอแหล่งจ่ายกำลังที่เป็นแบบสวิตชิงอิเล็คทรอนิกส์ ซึ่งหลักการทำงาน คือ จะทำการแปลงไฟฟ้ากระแสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิร์ต ไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่ 311 โวลท์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส หลังจากนั้นจะทำการเปลี่ยนเป็นพัลส์ที่มีความถี่ประมาณ 25 กิโลเฮิร์ต โดยมีมอดูเลเตอร์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยมีไอซี SG 3525 เป็นตัวควบคุมคาบเวลาในการนำกระแสของมอดูเลต โดยมีการป้อนกลับจากเอาต์พุทของสวิตชิงกำลังในส่วนเอาต์พุทไฟฟ้ากระแสตรง ในสภาวะที่ไม่มีโหลดจะมีแรงดันไฟฟ้าอยู่ที่ 250 โวลท์ ที่กำลังสูงสุดประมาณ 2.5 กิโลวัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLASMA ARC CUTTING MACHINE

Jeerawut Dongchan

Ratchapong Palapinyo

Sompoth jamsrisai

Somsak Cheersirikul Advisor

2004

ABSTRACT

This paper presented about the component of Plasma Arc Cutting Machine and test working report in the power switching. Initially, The rectifier and filter circuit transform the alternating current 220 V 50 Hz to the direct current 311 V. Subsequently the direct current will be change to high frequency pulse (25KH₂) by IGBT it's inside of the full bridge converter. Switching characteristic is product by IC SG3525 entire pulse width and frequency witch it received data form output section. Output voltage of power switching is 250 V (No load) that is about 2.5 KW

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หัวข้อ	หน้า
บทคัดย่อ	
ABSTRACT	
สารบัญ	
สารบัญรูป	
สารบัญตาราง	

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

1.3.4 หัวตัดพลาสติก	8
1.3.5 ควบคุมเครื่องตัดพลาสติก	8
1.3.6 แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสติก	9
1.3.7 การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสติก	9
1.3.8 การปรับแต่งเครื่องตัดพลาสติก	10
1.3.9 พลาสติก	10
1.3.10 เครื่องตัดพลาสติกที่ใช้น้ำปกคลุม	10
1.3.11 เครื่องพลาสติกที่มีน้ำอัดฉีด	10
1.3.12 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสติก	11
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	12
2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	12
2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	13
2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	14
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	16
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	16
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	17
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	18
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	19
2.2.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	20
2.3 วงจรควบคุม	20
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	21
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	23
2.4 วงจรขับ	25
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	25
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5 วงจรสับเบอ์	30
2.5.1 วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส	30
2.5.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน	32
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	34
2.6.1 ฟอสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	34
2.6.2 ซอตตี้ไดโอด	35
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	35
2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	37
2.6.5 ไอจีบีที	41
บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร	43
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม	43
3.1.1 การควบคุมกระแส	44
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์	44
3.1.3 วงจรขับ	46
3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง	48
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท	48
3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	49
3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	49
3.2.4 วงจรแรงดันสูง	51
3.2.5 วงจรควบคุมการจุด / ดับพลาสมา	51
3.3 วงจรสับเบอ์	52
3.4 การออกแบบวงจร	53
3.4.1 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Switching Power Supply	53
3.4.2 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Drive Gate	54
3.4.3 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Feedback และ Control	55
3.4.4 การออกแบบวงจรในส่วนของภาคควบคุมด้วย IC SG3525A	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4.5 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค High Voltage	57
3.4.6 การออกแบบวงจรควบคุมการจุด-ดับพลาสมา	58
บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	59
4.1 การตรวจวัดสัญญาณที่จุดต่างๆของวงจร	59
4.2 ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซีพพลาย	61
บทที่ 5 สรุป	67
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป	12
รูปที่ 2.2 แสดง วงจรกรองกระแส	15
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	16
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	17
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุก-พุก คอนเวอร์เตอร์	18
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	19
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	20
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน	21
รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม	22
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	23
รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ในโหมดควบคุมจากกระแส	24
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสที่แบบเบเกอร์เคลมบี	26
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับ กระแสคอลเล็กเตอร์	27
รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	28
รูปที่ 2.15 แสดง การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	29
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	30
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	31
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสแน็บเบอร์ช่วงหุคนำกระแส	31
รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดัน	33
รูปที่ 2.20 แสดง ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	36
รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต	38
รูปที่ 2.22 แสดงตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูก ไบอัสให้นำกระแส	40
รูปที่ 2.24 แสดงลักษณะขณะแรงดันและกระแสในสภาวะ Turn on ของ IGBT	42
รูปที่ 3.1 BLOCK DIAGRAM ของเครื่อง SWITCHING POWER SUPPLY	43
รูปที่ 3.2 แสดง BLOCK DIAGRAM ของภาคควบคุม PWM	44
รูปที่ 3.3 แสดง โครงสร้างภายในของ ไอซี SG3525	45
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับสัญญาณให้กับขาเกตของ POWER MOSFET	47
รูปที่ 3.5 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจรส่วน CONVERTER	48
รูปที่ 3.6 วงจร INVERTER ที่มีส่วนของ RCD snubber	52
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรในส่วนของภาค Switching Power Supply	53
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรในส่วนของภาค Drive Gate	54
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรในส่วนของภาค Feedback และ Control	55
รูปที่ 3.10 แสดงวงจรในส่วนของภาคควบคุมด้วย IC SG3525A	56
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรในส่วนของภาค High Voltage	57
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรควบคุมการจุด-ดับพลาสมา	58
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ขา 13 และ 16 ของ ไอซี SG 3525	59
รูปที่ 4.2 แสดงพัลส์ของวงจรขับที่ป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิของ Coupling Transforter	60
รูปที่ 4.3 แสดงพัลส์ที่ป้อนเข้าที่ขาเกตแต่ละตัว	61
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและความถี่ที่โหลด 25 โอห์ม	63
รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและความถี่ที่โหลด 25 โอห์ม	64
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและความถี่ที่ 25 โอห์ม	64
รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและความถี่ที่โหลด 50 โอห์ม	65
รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและความถี่ที่โหลด 50 โอห์ม	66
รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและความถี่ที่ 50 โอห์ม	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง	51
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าผลการทดลองที่โหลด 25 โหลด	63
ตารางที่ 4.2 แสดงค่าผลการทดลองที่โหลด 50 โหลด	65



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

เครื่องตัดโลหะด้วยลำพลาสมา

1.1 พลาสมาคืออะไร

การเกิดของพลาสมานั้น เป็นเรื่องเกี่ยวกับการแตกตัวของอะตอมแก๊สที่ไหลผ่าน กระบวนการอาร์คไฟฟ้า แต่ถ้าเราทำการทดลองสร้างพลาสมาในสุญญากาศแล้วจะปรากฏผลเกิด พลาสมาที่ไม่มีแก๊สปะปนอยู่ แต่พลาสมาจะเกิดจากอิเล็กตรอนแทนเราเรียกว่า แก๊สอิเล็กตรอน

1.2 เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมา (Plasma Arc welding : PAW)

เครื่องอาร์คไฟฟ้าพลาสมานั้น มีคุณสมบัติทางความร้อนและความรุนแรงสูงกว่าเครื่อง อาร์คที่ใช้แก๊สธรรมดาทั่วไป เช่น เครื่องอาร์คแก๊สทังสเตน (Tungsten Inert Gas : TIG) เครื่อง อาร์คแก๊สโลหะ (Metal Inert Gas : MIG) ซึ่งโดยปกติแล้วอุณหภูมิของพลาสมานั้นจะอยู่ที่ 21,000 °F (11,650 °C) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นความร้อนที่สูงมากทีเดียว

การต่อใช้งานของเครื่องพลาสมานั้นจะต่อได้ 2 ลักษณะ คือ แบบส่งผ่าน (Transferred arc) และแบบไม่ส่งผ่าน (Nontransferred arc) ก่อนที่จะกล่าวถึงการต่อใช้งานทั้ง 2 แบบนั้นเราจะ เริ่มต้นจากการจุดระเบิดพลาสมาก่อน คือ เมื่อเริ่มปล่อยแก๊สที่ลำเลียงจากถังมาสู่หัวตัดแล้ว จากนั้นทำการตั้งค่ากระแสที่เครื่องแหล่งจ่ายกำลังค่าหนึ่ง ลำดับต่อไปให้ทำการจุดพลาสมาด้วย การอาร์คด้วยแรงดันความถี่สูง (Frequency Arc Starting) ซึ่งลำดับขั้นตอนจะเหมือนกับการจุดของ แก๊สทังสเตน

การใช้งานเครื่องตัดพลาสมานั้นสามารถที่จะต่อใช้งานได้ 2 รูปแบบคือ แบบส่งผ่านและ แบบไม่ส่งผ่าน แบบส่งผ่านนั้นหมายความว่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังนั้นไหลผ่านจากแท่งอิเล็ก ทรูดที่อยู่ในหัวตัดมายังปากท่อของหัวตัด และส่งต่อไปให้กับชิ้นงาน และไหลกลับเข้าสู่ แหล่งจ่ายกำลังอีกครั้งหนึ่งครบวงจร ส่วนในแบบไม่ส่งผ่านนั้นจะหมายถึงกระแสจากแหล่งกำลัง ไหลจากแท่งอิเล็กทรูดภายในหัวตัดและไหลผ่านปากท่อของน็อตเซ็ลล์ และกลับเข้าสู่แหล่งจ่าย กำลังครบวงจร เห็นได้ว่าทั้งสองแบบนี้แตกต่างกันตรงที่กระแสไหลผ่านสู่ชิ้นงานหรือไม่เท่านั้น และเรานิยมเรียกการต่อแบบส่งผ่านว่า “พลาสมาอาร์ค” และแบบไม่ส่งผ่านว่า “พลาสมา เจ็ต” ในแบบส่งผ่านนั้นจะเป็นที่นิยมใช้งานตัดโลหะมากกว่าแบบไม่ส่งผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการปรับเปลวพลาสมาให้มีลักษณะกรวยบางนั้น สามารถปรับแต่งอัตราการไหลของแก๊สที่ป้อนบริเวณส่วนบนของหัวตัด ซึ่งการปรับนั้นเราควรเริ่มที่จะปรับแต่งให้เปลวที่ออกมา มีลักษณะเป็นเส้นตรงหรือทรงกระบอกและส่วนปลายเป็นกรวย และนี่ก็เป็นเหตุผลหนึ่งที่ว่า หัวตัดของพลาสมามีลักษณะเป็นนีออนเซิลินเซรามิกที่ปากท่อบีบแคบ เพราะมันจะช่วยให้เกิดพลาสมาเป็นลำและมีความร้อนสูงได้ดี และเมื่อเราได้ทำการเพิ่มจำนวนของกระแสและแรงดันจากแหล่งจ่ายกำลังจะทำให้พลาสมานั้นมีความร้อนสูงขึ้นอีก

1.2.1 ความได้เปรียบของเครื่องตัดพลาสมา

ความได้เปรียบกว่าเครื่องตัดธรรมดาที่มีอยู่หลายประการอันจะแบ่งเป็นหัวข้อ ได้ดังนี้

1. การปรับปรุงถึงเรื่องของการควบคุมความร้อนที่ให้กับชิ้นงานได้โดยตรง โดยที่ปราศจากความสกรปรกในบริเวณรอบข้าง
2. การรักษาระยะการตัดได้คงที่และสามารถยืนห่างจากชิ้นงานได้มากกว่า เนื่องจากผู้ตัดส่วนใหญ่ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการรักษาระดับทิศทางการตัด และระยะของการตัดซึ่งในแบบเก่า นั้นต้องยืนทำงานเป็นระยะใกล้มาก
3. พลาสมานั้นจะมีความไวต่ำของการเปลี่ยนขนาดการเชื่อมต่อ การเปลี่ยนระยะการเชื่อมซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อเราเคลื่อนมือในการเชื่อมหรือตัด จึงอาจกล่าวได้ว่ามีความราบเรียบในการตัดสูงก็ได้
4. จากข้อได้เปรียบของระยะห่างในการทำงานที่มากกว่านั้น ทำให้ลดอันตรายที่เกิดจากการกระเด็นของเศษโลหะที่เราทำการเชื่อมหรือตัด โดยเฉพาะเมื่อเรามีชิ้นงานเป็นสแตนเลส, อลูมิเนียม และไททานเนียมหรือในสถานที่ที่มีความร้อนสูงมาก เช่น ในโรงพลังนิวเคลียร์ , ท่อในโรงงานเคมี หรือในอวกาศยาน
5. จากเหตุผลที่ว่าพลาสมาที่มีความร้อนสูงมากทำให้ความเร็วในการตัดหรือเชื่อมนั้นเร็วมาก จึงส่งผลให้การกระจายความร้อนในโลหะมีจำกัดในวงแคบๆ
6. โอกาสในการกระเด็นของอิเล็กทรอดที่หลอมละลายนั้นมีค่าต่ำ เพราะแท่งอิเล็กทรอดของหัวตัดพลาสมานั้นจะบรรจุอยู่ในนีออนเซิลินเซรามิก ซึ่งแตกต่างกับหัวตัดทั้งสแตนที่มีแท่งอิเล็กทรอดไหลออกมาจากปากท่อ
7. สามารถบังคับเหล็กที่หลอมละลายหรือการเจาะโดยวิธีโฮลได้
8. สามารถเชื่อมหรือตัดได้ทั้งแนวตั้งและเหนือศีรษะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ในความได้เปรียบหลายประการของพลาสมานั้นก็ยังมีข้อด้อยที่สำคัญประการหนึ่ง คือ เรื่องของราคาค่าต้นทุนที่สูงและปัญหาอายุการใช้งานที่สั้นของเซรามิกนอนเซิลัน อันเนื่องมาจาก อุณหภูมิที่สูงของพลาสมานั้นเอง และแก๊สที่ใช้มีราคาสูงซึ่งสิ่งทั้งสองนั้นเป็นสิ่งจำเป็นของ กระบวนการอันไม่อาจขาดสิ่งใดสิ่งหนึ่งไปได้

1.2.2 แก๊สพลาสมา

เราสามารถใส่แก๊ส 2 ชนิดที่อยู่ในแต่ละถังในการใช้งานได้พร้อมกัน ซึ่งแก๊สอันหนึ่งใช้เป็นเชื้อเพลิงในการกำเนิดพลาสมาและอีกอันหนึ่งใช้ปกคลุมผิวชิ้นงานจากบรรยากาศ

1.2.3 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสมา

ในกระบวนการพลาสมานั้น ประกอบด้วยอิเล็กตรอนจากแหล่งจ่ายกำลังและไอออนของแก๊ส ซึ่งทั้งสองนั้นจะทำปฏิกิริยาเคมีป้องกันการเกิดออกไซด์อันเป็นสาเหตุของการเกิดสนิม ในที่นี้สมมุติว่าใช้อาร์กอนเป็นเชื้อเพลิง ในการใช้งานจริงนั้นเราจะเลือกอาร์กอนมาใช้งานแทนที่ฮีเลียม เพราะราคาถูกกว่าและฮีเลียมมีปัญหาในการจุดพลาสมาได้ลำบาก

ในการจัดลำดับความเร็วในการตัดจะขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสจากแหล่งจ่ายกำลัง และ อัตราการไหลของแก๊ส กล่าวคือ อัตราการไหลของแก๊สถ้าไหลช้าการเจาะโลหะจะทำได้ยากและ ต้องใช้เวลานาน เพราะปริมาณการเกิดพลาสมาต่อวินาทีมีน้อยนั้น หมายถึง ความร้อนต่ำด้วย เพราะฉะนั้นเราควรพิจารณาความหนาของชิ้นงานและธาตุที่มีอยู่ในชิ้นงานเป็นหลัก ยกตัวอย่าง เช่น ในกรณีเรามีชิ้นงานที่เป็นโลหะบางๆ เราควรใช้อัตราแก๊สที่ต่ำเพื่อลดความสิ้นเปลืองหรือ ชิ้นงานเป็นโลหะประเภทอลูมิเนียม หรือทองแดงซึ่งโลหะทั้งสองนี้เป็นชนิดที่มีการนำความร้อนสูง เราควรที่จะใช้แก๊สในอัตราที่สูงเพื่อจะได้ตัดอย่างรวดเร็ว เพื่อความสะดวกอาจตั้งค่าตัวแปรใน กระบวนการตามตารางที่ให้ประกอบ

1.2.4 แก๊สปกคลุมพลาสมา

ในขณะที่ทำการตัดด้วยพลาสมานั้น ถ้าพลาสมาจะไหลพุ่งออกมาจากอิเล็กโทรด ในขณะที่เดียวกันก็จะมีแก๊สปกคลุมไหลออกมารอบๆอิเล็กโทรดปกคลุมชิ้นงานเอาไว้ และใน ระยะเวลาอันสั้นเพียงเสี้ยววินาที แก๊สปกคลุมจะเกิดอ็อกไซด์ โดยความร้อนจากพลาสมา ส่วนที่ เหลือจึงกลายเป็นแก๊สธรรมดาปกคลุมชิ้นงานป้องกันการเกิดออกไซด์ แก๊สปกคลุมที่ใช้ใน กระบวนการเชื่อมธรรมดาที่สามารถที่จะนำมาใช้ในกระบวนการพลาสมาได้ ตัวอย่างเช่น อาร์กอน ฮีเลียม หรือเป็นการผสมผสานของแก๊สทั้งสองได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.5 เครื่องประกอบของเครื่องตัดพลาสมา

นอกเหนือจากนี้ออนเซิลันที่ต่างกันและแก๊สที่ใช้มี 2 ชนิดแล้ว ที่เหลือจะมีองค์ประกอบที่เหมือนกับเครื่องเชื่อมทั้งสแตนเลสทั้งหมด

เครื่องเชื่อมหรือตัดพลาสมานั้นมีอุปกรณ์สำคัญอย่างหนึ่งที่ขาดไม่ได้ นั่นคือ กล้องควบคุมปริมาณกระแสของเครื่องจ่ายกำลัง โดยจะมีลักษณะเป็นกล่องแยกกับตัวเครื่องจ่ายกำลัง กล่องนี้จะมีหน้าปัดแสดงถึงค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับงานในขณะนั้น ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่มีประโยชน์มาก เพราะเราสามารถที่จะตั้งค่าของอัตราของแก๊สที่จะใช้และปริมาณน้ำหล่อเย็นด้วย

หัวเชื่อมพลาสมาทั้งหลายในปัจจุบันนี้จะมีสายไฟฟ้าที่ต่ออยู่กับแหล่งจ่ายกำลัง และมีท่อส่งแก๊สที่ต่อกับถังแก๊สเชื้อเพลิงและแก๊สปกคลุมต่ออยู่บริเวณปลายหางของหัวเชื่อม และในส่วนบนของหัวเชื่อมจะมีปุ่มควบคุม ทั้งปริมาณของการไหลของแก๊สและมีปุ่มการจุดพลาสมาด้วย ทำให้มีความสะดวกในระหว่างการทำงาน

1.2.6 เครื่องจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมา

โดยส่วนมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นลักษณะของ ไฟฟ้ากระแสตรง สาเหตุนั้นเป็นเพราะการบำรุงรักษาง่ายกว่าการใช้กระแสสลับ และสาเหตุที่สำคัญอีกอย่างนั้นเพราะไฟฟ้ากระแสสลับมีรูปคลื่นเป็นแบบไซเคิลทุกๆ 1 ไซเคิล จะมีจุดที่กระแสนั้นมีค่าเป็นศูนย์ทำให้มีกระแสทางเข้าที่พุทไม่คงที่ จุดที่แตกต่างกันของแหล่งจ่ายกำลังของพลาสมาและทั้งสแตนคือ ค่าโวลต์เตจทางเข้าที่พุทของพลาสมาในขณะเปิดดวงจรมันมีค่าสูงประมาณ 200-400 โวลต์ และแรงดันที่ตกคร่อมชิ้นงานในขณะเชื่อมมีค่าประมาณ 80 โวลต์

1.2.7 การต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็ก

ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาถึงการต่อแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กที่มีกำลังงานทางเข้าที่พุทต่ำให้สามารถทำงานกันกระบวนการของพลาสมาที่ต้องการกำลังงานทางเข้าที่พุทสูง ในกรณีที่เรามีแหล่งจ่ายกำลังขนาดเล็กจำนวนที่มากกว่าหนึ่งตัวนั้น เราสามารถที่จะเพิ่มกำลังงานทางเข้าที่พุทโดยนำเอาเข้าที่พุทของแหล่งจ่ายแต่ละตัวมารวมกันและจะแยกพิจารณาใน 2 กรณี คือ กรณีแรกเป็นการเพิ่มค่าแรงดันจะทำได้โดยการต่อเข้าที่พุทของแหล่งจ่ายกำลังในแบบอนุกรมกัน ส่วนในกรณีของการเพิ่มกระแสนั้น เราทำได้โดยการต่อเข้าที่พุทของแหล่งจ่ายกำลังแต่ละตัวในลักษณะขนาดกระแสรวมของเข้าที่พุท(ที่รวมกันแล้ว) จะเท่ากับผลรวมค่ากระแสของแหล่งจ่ายกระแสรวม

การต่อเข้าที่พุทแหล่งจ่ายแบบผสมกันทั้งอนุกรมและขนานกันก็สามารถทำได้ และสิ่งที่ผู้ใช้งานจะลืมไม่ได้ อย่างหนึ่ง คือ เมื่อเราได้ทำการเพิ่มกระแสและแรงดันทางเข้าที่พุทแล้ว จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งผลทำให้เกิดปัญหาสายไฟที่เราเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายกับหัวเชื่อมร้อนและละลายได้ซึ่งเป็นอันตรายอย่างยิ่งไม่ควรมองข้ามสิ่งนี้ไป

1.2.8 ค่าเข้าที่พู่ที่ใช้งานของเครื่องเชื่อมพลาสมา

โดยมากแล้วแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมานั้น จะมีค่าเข้าที่พู่เป็นกิโวลต์ เช่น 250 แอมแปร์ 200 โวลต์ มีค่ากำลังงานเท่ากับ 50 กิโลวัตต์ เป็นต้น แต่ก็มีเครื่องบางเครื่องที่แสดงค่าเข้าที่พู่แยกเป็นจำนวนกระแส และจำนวนแรงดัน แต่เราก็สามารถที่จะหาค่าของกำลังงานทางเข้าที่พู่ได้ โดยนำค่ากระแสและแรงดันทางเข้าที่พู่มาทำการคูณกันจะเป็นค่ากำลังทางเข้าที่พู่ นั่นเอง

1.2.9 หัวเชื่อมพลาสมา

นีออนเซิลีนเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดของหัวเชื่อมพลาสมา เพราะเส้นผ่านศูนย์กลางของปากนีออนเซิลีนนั้นเล็กกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของลำพลาสมาอาร์ค ซึ่งอยู่ภายในนีออนเซิลีนทำให้เกิดการรวมตัวกันของพลังงานเพื่อปลดปล่อยลำพลาสมาออกมาใช้งานโดยจะมีลักษณะที่ตีบ อย่างไรก็ตามตามอุณหภูมิที่สูงของพลาสมาที่จะส่งผลกระทบต่อนีออนเซิลีนโดยตรง หัวเชื่อมพลาสมามีการใช้งานทั้งแบบส่งผ่าน (การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กโทรดและชิ้นงาน) และไม่ส่งผ่าน(การอาร์คเกิดขึ้นระหว่างอิเล็กโทรดและนีออนเซิลีน) ในแบบไม่ส่งผ่านลำพลาสมาจะออกมาในลักษณะกรวยที่พุ่งออกมาและมีความร้อนต่ำเพราะการเกิดพลาสมาในแบบไม่ส่งผ่านนั้นมีลักษณะเหมือนการพ่นละอองแก๊สเผาไหม้ออกมาทำให้ความหนาแน่นของพลังงานและความร้อนต่ำ จึงเหมาะที่จะใช้งานกับแผ่น โลหะที่มีความหนาไม่มาก ในแบบส่งผ่านนั้นเป็นการใช้งานที่มีความร้อนออกมามาก เพราะลำพลาสมาพุ่งออกมาเป็นลักษณะทรงกระบอกลำเล็กๆ และอิเล็กโทรดที่อยู่ภายในชิ้นงานสามารถกระโดดเข้าหาแท่งอิเล็กโทรดของหัวเชื่อมได้สะดวกจึงเกิดพลังงานที่บริเวณชิ้นงานสูง

1.2.10 เทคนิคการเชื่อมด้วยพลาสมา

เทคนิคการเชื่อมนั้นจะใช้กับการเชื่อมด้วยมือเท่านั้นและไม่ยุ่งยากเพราะระยะห่างระหว่างชิ้นงานกับผู้เชื่อมนั้นมีมากพอสมควร จึงหลีกเลี่ยงอันตรายที่มีต่อผู้เชื่อมและอิเล็กโทรดของหัวเชื่อมที่บางครั้งอาจไปกระแทกกับชิ้นงานที่กำลังละลายอยู่ได้

1.2.11 เทคนิคการหลอมละลาย

วิธีนี้เป็นารเชื่อม โดยที่ทำให้ โลหะที่จะนำมาเชื่อมหลอมละลายและค่อยๆ ทึ่มลวด

ประสานหรือฟลักลงไปในเหล็กที่ละลายอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.12 เทคนิคการเจาะรูถูกูญแจ

เป็นอีกวิธีหนึ่งในการเชื่อมหรือตัดชิ้นงานด้วยเครื่องพลาสมา วิธีนี้เหมาะสมกับชิ้นงานที่มีความหนาไม่มากหรือแผ่น โลหะบางๆ และในวิธีนี้เราจะไม่ใช่ลวดประสานหรือฟลักใดๆ เพราะเราจะต้องแช่หัวเชื่อมหรือหัวตัดไว้จนโลหะละลายและทะลุในที่สุด รุจะมีลักษณะเหมือนกับถูกูญแจจึงเรียกว่าเทคนิคเจาะทะลุแบบถูกูญแจเมื่อเกิดรูขึ้น เราจะนำลำพลาสมาที่อยู่ภายในรูลากตรงไปตามแนวเชื่อมโลหะที่หลอมละลายจะไหลอยู่รอบๆ ถูกูญแจ และจะเกิดเป็นแนวเชื่อมขึ้นแต่ควรระวังในการเคลื่อนหัวเชื่อมอย่าเคลื่อนไหวเร็วเกินไป เพราะจะทำให้เกิดแนวเชื่อมที่เล็กเกินไปและสิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งคือหัวเชื่อมควรวางในแนวตั้งฉากกับชิ้นงานเสมอเพื่อป้องกันน็อนเซิลันแตก ร้าว ส่วนในเรื่องของแก๊สที่ใช้ในการเชื่อมนั้นจะต้องมีอัตราไหลสูงกว่าวิธีหลอมละลาย เพราะการที่จะให้เกิดถูกูญแจนั้นจำเป็นต้องใช้ความร้อนสูงมาก ขนาดของโลหะที่จะนำมาใช้นั้นควรหนาประมาณ 6 มิลลิเมตร หรือบางกว่านั้น แต่ถ้ากรณีที่ชิ้นงานมีความหนามากกว่า 6 มิลลิเมตร แล้วเราก็ยังสามารถใช้วิธีนี้ได้ แต่ต้องปรับค่ากระแสจากแหล่งจ่ายกำลังให้มีค่ามากขึ้นกว่าเดิมตามความเหมาะสม

1.2.13 ตารางค่าตัวแปรต่างๆของเครื่องเชื่อมพลาสมา

สมาคมการเชื่อมอเมริกัน ได้จัดทำสิ่งตีพิมพ์ขึ้นโดยมีรายละเอียดที่สำคัญ คือ “แนะนำวิธีปฏิบัติเมื่อใช้เครื่องเชื่อมพลาสมา” ในสิ่งตีพิมพ์ดังกล่าวจะพูดถึงสิ่งที่ควรรู้เบื้องต้นในการใช้พลาสมา เช่น ขนาดสายลำเตียงที่จะต้องใช้อำนาจกระแสหรือแก๊ส ค่าของกระแส ขนาดชิ้นงานที่ใช้ อัตราการไหลของแก๊ส เป็นต้น

ก่อนที่เราจะใช้อัตราเพื่อตั้งค่าองค์ประกอบให้เหมาะสมนั้นเราควรที่จะต้องรู้ก่อนว่าระบบเครื่องเชื่อมนั้นเป็นแบบอัตโนมัติหรือแบบใช้มือ ภายในตารางจะมีข้อมูลที่ทำเป็นต่อการใช้งานดังต่อไปนี้ ค่ากระแส ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของน็อนเซิลัน (ปากท่อ) อัตราการไหลของแก๊สพลาสมา แก๊สเชื้อเพลิงนั้นเป็นอาร์กอนเสมอ ส่วนแก๊สปกคลุมนั้นอาจจะเป็นอาร์กอน อาร์กอน-ฮีเลียม หรือเป็นอาร์กอนผสมไฮโดรเจน แต่ต้องไม่ใช่ฮีเลียมบริสุทธิ์เพราะการจุดพลาสมาที่ลำปากและรักษาระดับการเชื่อมไม่คงที่ การเลือกชนิดของแก๊สปกคลุมนั้นจะขึ้นอยู่กับกระแสที่ให้กับ โหลดและความหนาของชิ้นงานและก่อนใช้งานจริงควรทดลองสักเล็กน้อยก่อนทำงานจริงจะป้องกันความผิดพลาดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 เครื่องตัดพลาสมา (Plasma Arc Cutting : PAC)

เครื่องตัดพลาสมานั้น ใช้ตัดโลหะได้หลากหลายและง่ายกว่าเครื่องตัดที่มีมาก่อนหน้านี้ โลหะที่ตัดได้ เช่น คาร์บอน , อลูมิเนียม , สเตนเลส , ทองแดง , ทองเหลือง , บรอนซ์ , นิกเกิล , อัดลอย , เซอร์โคเรียม , ยูเรเนียม เป็นต้น

1.3.1 ทำไมจึงใช้พลาสมาในการตัด

พลาสมาสามารถตัดชิ้นงานเป็นจำนวนมากได้ในเวลาเร็ว ทำมุมในการตัดและเจาะได้ดี ในการใช้งานความร้อนที่ใช้ชิ้นงานนั้นมีน้อยกว่าเครื่องตัดออกซิเจน ทั้งๆ ที่พลาสมานั้นร้อนกว่านั้นเป็นเพราะพลาสมาตัดด้วยความเร็วที่สูงกว่าจึงมีความร้อนสะสมน้อยกว่าบนชิ้นงาน แต่อีกอย่างหนึ่ง คือ พลาสมามีปัญหาในเรื่องไอที่ลอยออกมาจากคดองเล็ยซึ่งเป็นสาเหตุที่เกิดความเสียหายในการตัดได้ แต่อย่างไรก็ตามพลาสมายังได้รับความนิยมใช้ในอุตสาหกรรมที่มีการตัดแบบอัตโนมัติที่ชิ้นงานจำนวนมากๆ และมีความเร็วโค้งหรือรูปร่างต่างๆ

อย่างไรก็ตามในส่วนน้อยเท่านั้นที่ใช้งานแบบมือ เพราะเสียงที่เกิดจากพลาสมาเจ้านั้นดังมากและในขณะที่ตัดนั้นจะเกิดควันมากมาย ซึ่งนับว่าเป็นปัญหาสำคัญในการควบคุมแต่ปัญหาดังกล่าวนั้นไม่มีต่อการตัดแบบอัตโนมัติ วิธีที่แก้ปัญหาคือความร้อน , เสียงรบกวนและควันนั้นยังมีคือ ทำการตัดบนโต๊ะที่มีน้ำขังอยู่ น้ำบนโต๊ะจะสัมผัสกับผิวด้านล่างของชิ้นงานซึ่งเป็นที่พักของควันและชีโลหะ ส่วนเสียงรบกวนที่เกิดจากลำพลาสมาได้คดองเล็ยนั้นจะถูกน้ำดูดซับเสียงไปแต่ก็ยังไม่หมด ทางที่ดีควรสวมเครื่องป้องกันไว้ด้วย

1.3.2 ความเร็วในการตัด

ในการใช้เครื่องตัดพลาสมานั้นสามารถทำความเร็วในการตัดได้ประมาณ 100-150 นิ้ว/นาที (2.5-3.8 เมตร/นาที) ซึ่งการตัดด้วยเครื่องตัดออกซิเจนนั้นทำความเร็วอยู่แค่ 20.25 นิ้ว/นาที (0.5-0.63 เมตร/นาที) เท่านั้น ในการตัดแผ่นโลหะที่มีความหนาไม่มาก พลาสมาทำความเร็วอยู่ที่ 300 นิ้ว/นาที (7 เมตร/นาที) แต่อย่างไรก็ตามในการตัดด้วยการใช้มี้อนั้น จะไม่สามารถรักษาระดับความเร็วและประสิทธิภาพให้คงที่ได้เหมือนกับการตัดแบบอัตโนมัติ ถึงแม้จะเป็นเครื่องพลาสมาก็ตาม

การตัดแผ่นคาร์บอนที่มีความหนาประมาณ 3 นิ้ว(75ม.ม.)นั้นสามารถทำได้เร็ว โดยการตัดด้วยออกซิเจน แต่ถ้าความหนาดำกว่า 1 นิ้ว(25 ม.ม.) แล้วพลาสมาจะทำการตัดได้เร็วกว่าถึง 3 เท่า สำหรับการตัดสินใจที่จะเลือกนำมาใช้งานนั้นก็ควรพิจารณาจากการลงทุนที่คุ้มหรือไม่ เพราะราคาของพลาสมานั้นค่อนข้างสูงกว่าออกซิเจนมาก จะสังเกตเห็นว่าในธุรกิจที่ต้องการความเร็วใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การผลิตและมีผลผลิตเป็นจำนวนมาก ถ้วนแล้วแต่ใช้เครื่องตัดพลาสติกมาในกระบวนการผลิตแทบทั้งสิ้น เพราะให้ผลคุ้มค่ากว่าเมื่อเทียบกับระหว่างต้นทุนและผลผลิต และเครื่องตัดพลาสติกนั้นจะส่งผลที่ได้เปรียบในเชิงเศรษฐศาสตร์ เมื่อการลงทุนเป็นแบบระยะยาวดังจะพบเห็นการใช้งานกับงานหนักๆ เช่น ในอุตสาหกรรม , โรงงานทำแท่งค้ำ , การต่อโครงสร้างสะพาน

1.3.3 องค์ประกอบของเครื่องตัดพลาสติก

เครื่องตัดพลาสติกมีความต้องการหัวตัด , แหล่งจ่ายกำลัง , ระบบน้ำหล่อเย็นที่สะอาดเป็นสิ่งสำคัญ

1.3.4 หัวตัดพลาสติก

หัวตัดพลาสติกนั้นประกอบด้วย แกนจับอิเล็กทรอนิกส์ , แท่งอิเล็กทรอนิกส์ที่บรรจุภายในน็อนเซิลัน , ระบบน้ำหล่อเย็นที่ระบายความร้อนให้กับอิเล็กทรอนิกส์ และแก๊สพลาสติกที่ไหลพุ่งรอบๆ อิเล็กทรอนิกส์ใช้ผลิตพลาสติกมาจากปากน็อนเซิลัน น็อนเซิลันนั้นจะมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางหลายขนาดแล้วแต่ว่าจะนำมาประกอบกับหัวตัดรุ่นใด เส้นผ่านศูนย์กลางของปากน็อนเซิลันจะขึ้นอยู่กับขนาดของกระแสน้ำที่ไหลพุ่ง เช่น เมื่อใช้กระแสน้ำในการตัดสูงก็ควรใช้เส้นผ่านศูนย์กลางที่มีขนาดใหญ่ เป็นต้น

ในการเลือกใช้น็อนเซิลันแบบชั้นเดียว(Single port) หรือหลายชั้น(Multiple port) ในการทำงานนั้นสามารถใช้ได้ทั้งคู่แต่มีความแตกต่างกันคือ แบบหลายชั้นนั้นจะสนับสนุนการไหลของแก๊สปกคลุมรอบๆ แก๊สที่ใช้เป็นหลักอยู่และแก๊สทั้งสองจะไหลพุ่งผ่านปากท่อหลัก(ท่อแกนกลางในสุด)ด้วยอัตราการไหลของแก๊สที่เร็วมาก เมื่อเทียบต่อหน่วยพื้นที่หรืออาจกล่าวอีกอย่างว่า อัตราไหลเร็วเท่ากับซูเปอร์โซนิค(เร็วกว่าเสียง) ด้วยเหตุผลนี้จึงไม่แปลกที่พลาสติกนั้นมีเสียงรบกวนที่สูงมาก จึงเป็นข้อเสียของหัวหลายชั้นแต่ข้อดีก็คือความเร็วในการตัดเท่ากันนั้นคุณภาพการตัดจะดีกว่าการใช้หัวชั้นเดียว

1.3.5 ควบคุมเครื่องตัดพลาสติก

กล่องควบคุมเครื่องตัดพลาสติกนั้น จะประกอบด้วยวาล์วโซลินอยด์ที่ใช้ในการเปิด-ปิดแก๊สและน้ำหล่อเย็น ที่ตัวกล่องนี้จะมีหน้าปัดบอกปริมาณเพื่อความสะดวกในการปรับแต่งค่าอัตราการไหลของแก๊สและน้ำหล่อเย็นเพื่อใช้งานที่หลากหลาย และมีสวิตช์เพื่อเปิดและปิดการทำงานของเครื่องและในกล่องควบคุมที่มีโปรแกรมควบคุมอัตโนมัติจะมีคุณสมบัติพิเศษ คือ เมื่อเราใช้งานที่กระแสน้ำสูงนั้นกล่องควบคุมจะคอยตรวจสอบว่าอัตราไหลของน้ำหล่อเย็นนั้นไหลต่ำกว่าระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความปลอดภัยที่กำหนดหรือไม่ ถ้าต่ำกว่ากลองควบคุมจะทำการเพิ่มอัตราไหลน้ำหล่อเย็นให้เร็วขึ้นโดยอัตโนมัติ ในทางกลับกันก็จะปรับให้ต่ำลงอัตโนมัติเมื่อใช้กระแสต่ำในการตัด

1.3.6 แหล่งจ่ายกำลังของเครื่องตัดพลาสมา

แหล่งจ่ายกำลังที่จะนำมาใช้งานกับเครื่องตัดพลาสมานั้น จะต้องออกแบบพิเศษ โดยที่ จะต้องใช้เข้าที่พู่เปิดวงจรอยู่ในช่วง 120-400 โวลต์ (แตกต่างกับแหล่งจ่ายกำลังของเครื่องเชื่อมพลาสมาอยู่ประมาณ 70-85 โวลต์) หลักสำคัญที่จะมากำหนดขนาดของแหล่งจ่าย คือ ชนิด และความหนาของโลหะที่จะนำมาตัด ความเร็วที่ต้องการในการตัด กระแสคงที่และค่าแรงดันที่ตกคร่อมในขณะที่ตัดชิ้นงาน เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้ในโหมด DCSP อิเล็กทรอดต่อขั้วลบของแหล่งจ่ายกำลังต่อใช้งานแบบส่งผ่าน ในการที่ต่อลักษณะนี้นั้นเมื่อนำไปใช้กับงานหนักๆ แล้วระบบต้องการแรงดันเปิดวงจรถึง 400 โวลต์ เพื่อใช้เจาะโลหะที่หนาประมาณ 2 นิ้ว (51 ม.ม.) ที่เครื่องตัดที่ใช้มือตัด และที่กระแสต่ำระบบต้องการแรงดันเมื่อเปิดวงจรประมาณ 120-200 โวลต์ ในกรณีที่เป็นเครื่องเซาะร่องด้วยแสงนั้นแรงดันจะจ่ายให้ชิ้นงานในขณะที่ทำงานควรปรับได้ด้วยเพื่อเพิ่มความยืดหยุ่นให้รับกับชิ้นงานหลากหลายชนิด ผู้ผลิตเครื่องเชื่อมทั้งหลายนั้นส่วนใหญ่แล้วจะไม่ผลิตแหล่งจ่ายกำลังที่ใช้กับเครื่องเชื่อมมือเพราะเกิดปัญหาเรื่องความปลอดภัยมากจึงไม่คุ้มที่จะสร้าง ส่วนใหญ่จะสร้างแบบที่ใช้กับเครื่องอัตโนมัติ

กระแสเข้าที่พู่จากแหล่งจ่ายกำลังเครื่องตัดพลาสมานั้น จะมีค่าประมาณที่ 7.0-100 แอมแปร์ ขึ้นอยู่กับชิ้นงานที่นำมาตัดว่าหนาขนาดไหน และความต้องการความเร็วในการตัดแค่ไหน ถ้าชิ้นงานที่นำมาตัดหนาและเราต้องการความเร็วในการตัดเราจะต้องใช้กระแสที่สูงจากแหล่งจ่ายกำลังในการตัด เป็นต้น ในแหล่งจ่ายกำลังทั่วๆ ไปนั้นจะมีวงจรความถี่สูง (High Frequency Circuit) ที่ใช้ในการจุดพลาสมาอยู่ด้วย

1.3.7 การทำงานของเครื่องอาร์คพลาสมา

ในการต่อใช้งานแบบส่งผ่านการอาร์คนั้น จะเกิดเมื่อมีการชนกันของแท่งอิเล็กทรอดกับชิ้นงาน โดยจะมีการกระตุ้นจากวงจรความถี่สูงเป็นตัวจุดพลาสมา จะปรากฏพลาสมาพุ่งออกมาจากนีออนเซิลล์ แหล่งจ่ายกำลังได้ถูกออกแบบเพื่อรักษาระดับกระแสต่ำให้คงที่ การแตกตัวของอะตอมเกิดขึ้นจากพลาสมาที่พุ่งผ่านมาจากนีออนเซิลล์

เนืองนีออนเซิลล์ที่ใช้เป็นตัวที่ปลดปล่อยอุณหภูมิที่สูงมาก(ประมาณ 18,000-25,000 °F หรือ 9,000-13,870 °C) ทำให้วัสดุที่นำมาใช้ทำนั้นสำคัญมากทำจากทองแดงชุบแข็ง นีออนเซิลล์ที่นำมาใช้ ควรมีสัญลักษณ์ที่บ่งบอกขอบรอยต่อภายในนีออนเซิลล์อย่างชัดเจนระหว่างแก๊สและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลาสมา อีกอย่างหนึ่ง คือ อุณหภูมิที่สูงมากนั้นจะส่งผลให้เกิดการหลอมละลายหรือไอความร้อนขึ้นที่นอนเซ็ลแทนที่จะส่งความร้อนทั้งหมดไปให้กับชิ้นงานทำให้อายุการใช้งานของนอนเซ็ลสั้นลง

1.3.8 การปรับแต่งเครื่องพลาสมา

หลายครั้งที่การปรับแต่งค่าตัวแปรต่างๆ ในระบบจะช่วยให้คุณภาพการตัดดีขึ้นอย่างเช่น เราต้องการตัดโลหะที่มีความหนา 3-38 มม. นั้นการใช้แก๊สปกคลุมและน้ำผสมกับลำพลาสมาจะทำให้คุณภาพการตัดดีขึ้น

1.3.9 พลาสมาคู่(Dual flow Plasma cutting)

พลาสมาคู่นั้นเกิดจากการใช้หัวตัดที่มีช่องแก๊สทั้งสองชั้นนั่นเอง โดยจะประกอบด้วยช่องที่พลาสมาพุ่งออกมาและจะมีช่องแก๊สปกคลุมชั้นที่สองไหลปกคลุมรอบๆ ลำพลาสมาอีกทีหนึ่ง ซึ่งเป็นพลาสมาที่ใช้แก๊สในโครเจนเป็นเชื้อเพลิงและแก๊สปกคลุม สามารถเลือกตามแต่ละชนิดของชิ้นงานที่นำมาใช้ตัด สำหรับโลหะที่มีความละเอียดนั้นอาจใช้แก๊สคาร์บอนไดออกไซด์ หรืออากาศก็ได้ ผลที่ได้คือจะทำความเร็วในการตัดได้สูงแต่คุณภาพในการตัดไม่ดีเท่าที่ควร สำหรับงานบางอย่างแก๊สคาร์บอน ไดออกไซด์ นิยมใช้เป็นแก๊สปกคลุมเมื่อใช้สแตนเลสอาร์กอน-ไฮโครเจน เป็นแก๊สผสมที่ใช้ในการตัดอะลูมิเนียม

1.3.10 เครื่องตัดพลาสมาที่ใช้เครื่องปกคลุม

เทคนิคนี้จะคล้ายกับพลาสมาคู่เพียงแต่ใช้น้ำแทนที่แก๊สปกคลุมชั้นที่สองเท่านั้น แต่ปรากฏว่าอายุการใช้งานนอนเซ็ลนั้นสูงขึ้น แต่การตัดนั้นงานที่ได้อาจไม่เป็นเหลี่ยมที่สวยงามและความเร็วต่ำลงกว่าพลาสมาที่มีการใช้แก๊สปกคลุมเล็กน้อย

1.3.11 เครื่องตัดพลาสมาที่มีน้ำอัดฉีด

การใช้เทคนิคนี้เราใช้หัวตัดที่มีช่องสมมาตรบริเวณปากท่อของนอนเซ็ลฉีดน้ำออกมาใต้ลำพลาสมา โดยน้ำจะปกคลุมลำพลาสมาที่มีการเผาไหม้รุนแรง อันเกิดจากบรรยากาศโครรอบชั้นนอกสุดของนอนเซ็ลนั้น ทำจากเซรามิกเพื่อป้องกันการอาร์คซ้อน(Double arcing) การอาร์คซ้อนนั้นเกิดขึ้นได้จากการที่อาร์คจากอเล็กทรอดกระโดดไปที่นอนเซ็ลแล้วจึงไปที่ชิ้นงาน ซึ่งการเกิดเหตุการณ์ดังกล่าวนี้เป็นสาเหตุทำให้เกิดนอนเซ็ลเสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้น้ำร่วมกับพลาสติกนั้นเสมือนเป็นการจำกัดพลาสติก ทำให้งานที่ได้มีความคมของรอยตัดสูงและความเร็วที่ได้ก็ดีกว่าเครื่องตัดพลาสติกธรรมดาทุกๆ ไป เพราะน้ำที่ฉีดออกมาเป็นลักษณะของละอองที่มีความเย็นอยู่ทำให้คลองเลื่อยนั้นมีความคมของเหลี่ยมมุมมากกว่าปกติ เมื่อน้ำ และแก๊สที่ไหลอยู่ในหัวตัดสัมผัสกันแก๊สภายในนี้อนเซชันจะเกิดการหมุนวนออกมาจากปากท่อ และผสมกับละอองน้ำที่พุ่งออกมาจะทำให้การตัดเกิดเหลี่ยมจากบริเวณรอยต่อคลองเลื่อยได้ดี กระบวนการลักษณะนี้จึงเหมาะกับงานที่ต้องการความคมสูง แต่สิ่งที่ควรคำนึงถึงอีกอย่างหนึ่งคือการตัดนั้นหรือระดับของหัวตัดควรต้องทำมุมจากกับชิ้นงานเสมอ

1.3.12 แก๊สเชื้อเพลิงพลาสติก

การเลือกใช้แก๊สเชื้อเพลิงนั้นมีพื้นฐานอยู่ว่าเราใช้โลหะที่จะนำมาตัดเป็นชนิดใด ความต้องการ คุณภาพ ความเร็วของผิวชิ้นงานที่ตัดแล้วมากแค่ไหน โดยทั่วไปโลหะที่ไม่มีแม่เหล็กผสมอยู่ แก๊สเชื้อเพลิงจะใช้ใน ไนโตรเจนหรือไนโตรเจน-ไฮโดรเจนหรืออาร์กอน-ไฮโดรเจนผสมกัน ในส่วนของการตัดไททาเนียมหรือเซอร์โคเนียมนั้น จะใช้อาร์กอนบริสุทธิ์เป็นแก๊สเชื้อเพลิง เพราะโลหะเหล่านั้นมีความไวอย่างมาก ต่อปฏิกิริยาแตกตัวของแก๊ส โดยเฉพาะอย่างยิ่งแล้วเมื่อใช้ไฮโดรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิง

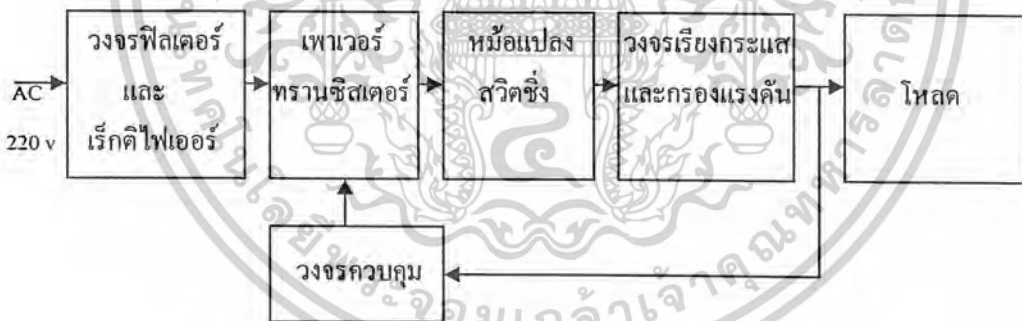
โลหะที่ผสมคาร์บอนจะใช้อากาศในการอัดตัว(ไนโตรเจน 80% กับออกซิเจน 20%) หรือไนโตรเจนบริสุทธิ์ ไนโตรเจนควรใช้กับหัวตัดที่มีระบบน้ำอัดฉีดในการตัด โลหะที่ไม่มีเหล็กปนอยู่นั้น บางครั้งเราใช้วิธีพลาสติกก็ได้โดยใช้ไนโตรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิงและคาร์บอนไดออกไซด์เป็นแก๊สปกคลุมหรือเพื่อที่จะให้คุณภาพที่ดียิ่งขึ้น ควรใช้อาร์กอน-ไฮโดรเจนเป็นแก๊สเชื้อเพลิงและไนโตรเจนเป็นแก๊สปกคลุม

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนมากนัก ซึ่งจะมียังมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลวดทองแดงคั่นและคองค่าแรงคั่นที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้

แรงคั่นไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงคั่นไฟตรงค่าสูง โดยเพาเวอร์มอสเฟต, ทรานซิสเตอร์ หรือไอจีบีที จะตัดต่อแรงคั่นออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิร์ตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซ์ชิงเพื่อลดทอนแรงคั่นให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงคั่นให้เรียบเสถียรก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคองค่าแรงคั่นจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงคั่นที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงคั่นที่เอาต์พุตคงที่ได้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสเป็นส่วนสำคัญของวงจรในส่วนอินพุตและเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทอนกระแสของฟิวส์และวงจรกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงคั่นไฟสลับเป็นไฟตรงเพื่อเป็นแรงคั่นอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะสมกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณา ดังนี้

2.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก : I_{fsm}

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{VP}{(RS+ERS)}$$

เมื่อ VP คือ แรงดันขอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

RS คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก I_{fsm} ประมาณ 20-30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากมากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ RS แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

2.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง : I_{fsm}

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุต้องมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลค ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาค่าได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุรองกระแส

2.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง : I_{fm}

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรหาค่ากระแสสูงสุด I_{fm} ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณไว้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

2.1.1.4 อัตราแรงดันไบอัสกลับสูงสุด : $V(r_{rrm})$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราการทำงานของแรงดันไบอัสกลับของไดโอด ควรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอคสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบอัสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดันขอคสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดการทรานเซียนส์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส

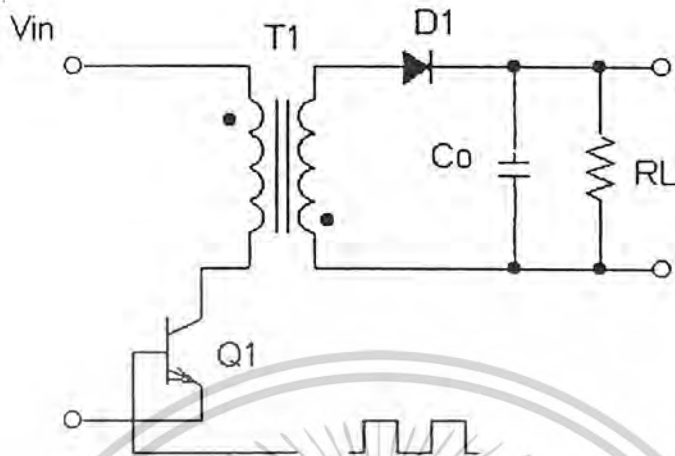
ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้นี้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

2.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS : Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะต้องเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุนานขึ้นหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

2.1.2.2 แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสยอมให้มีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรกรองกระแส

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส C สามารถคำนวณได้จาก
 เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแส
 Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ
 ΔV_{ripple} คือ ค่าขดถึงขดของแรงดันกระแสเพิ่ม

2.1.2.3 ช่วงเวลาโฮลด์อ็อฟ (Hold Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อ็อฟเป็นช่วงเวลาที่ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตช์ซึ่งมีค่าเวลาโฮลด์อ็อฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอเตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

2.1.2.4 อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

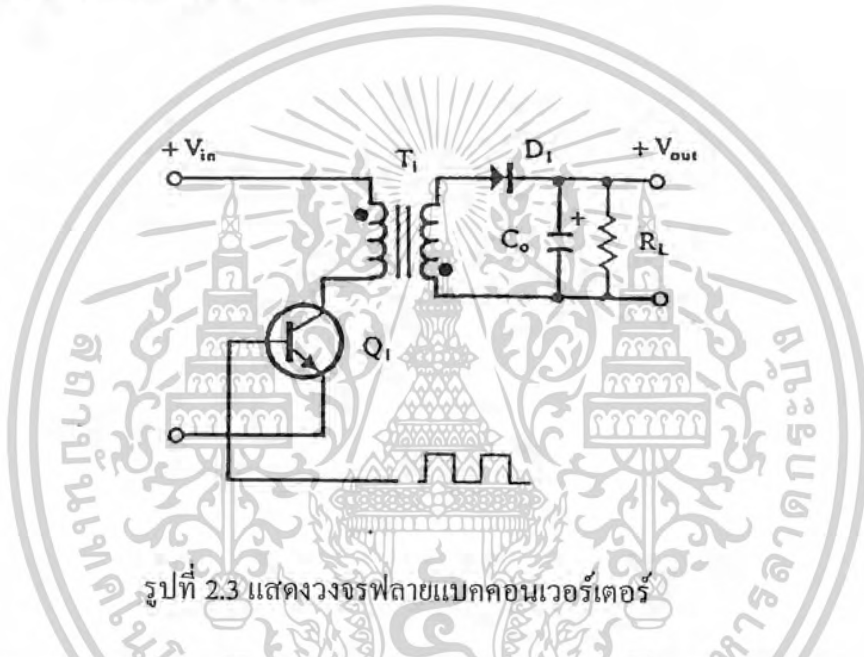
ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอเตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าอยู่ในช่วง 187-264 โวลต์ ควรเผื่ออัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถยกค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดี-ข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

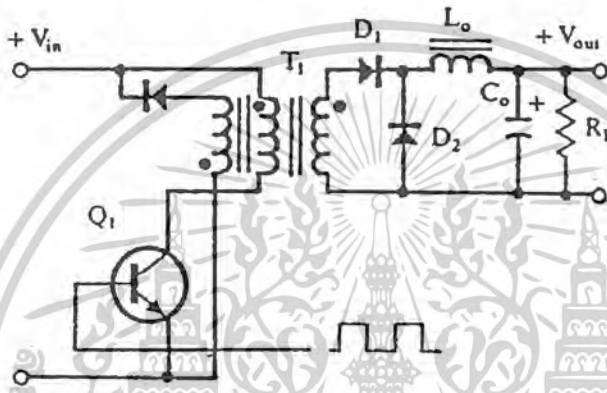


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัส กลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2 ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์



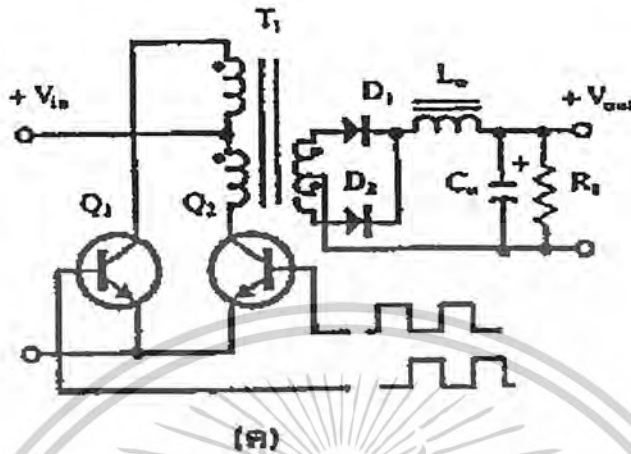
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และไหลได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

61504

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

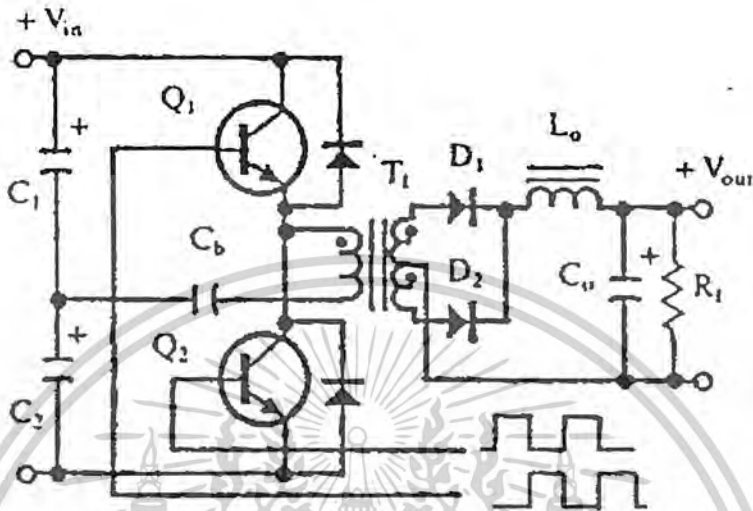


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช - พูลคอนเวอร์เตอร์

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

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

2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

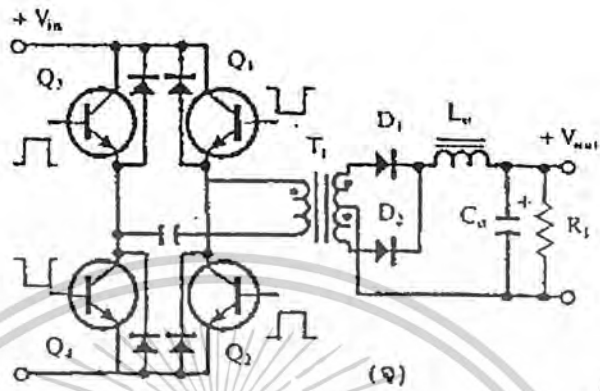


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใน วงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบ ที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตก คร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกัน นำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตก คร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อ ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการ จำกัดกำลังงานสูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะ อยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

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

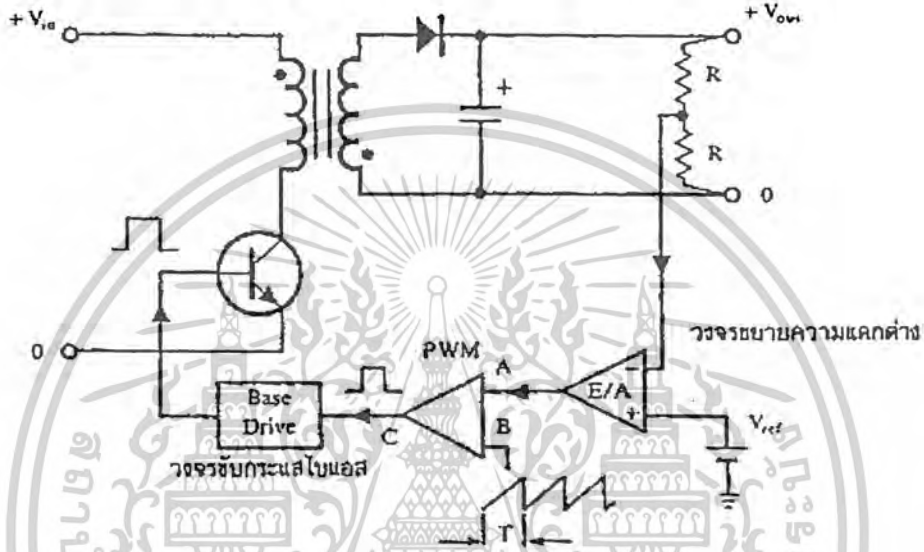
2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน เพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

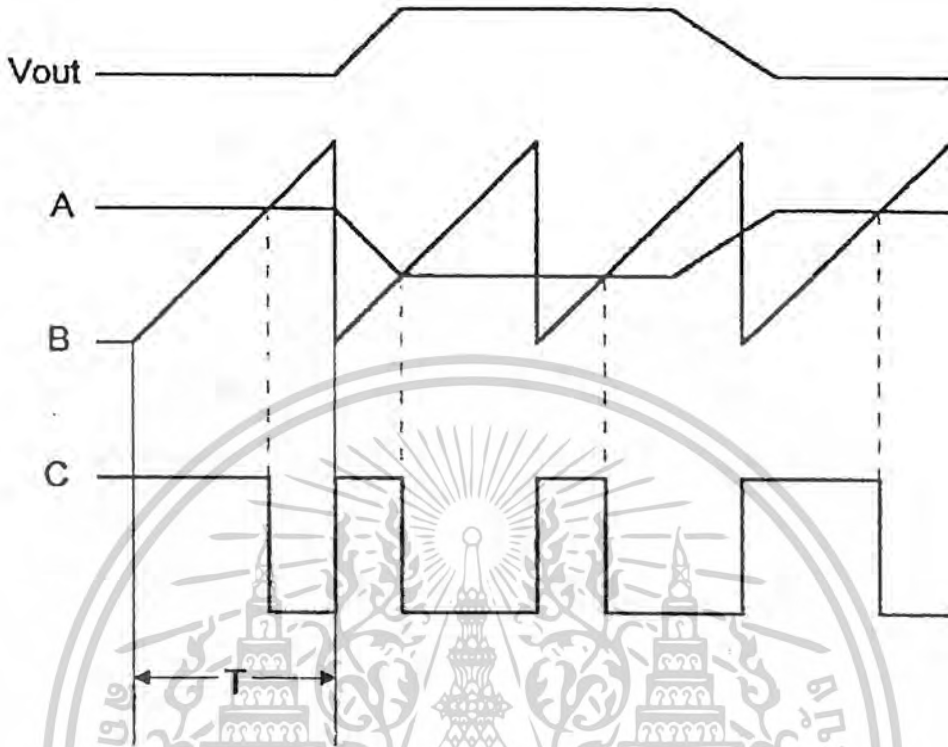
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมคนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมคควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรถักพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรถักพัลส์วิดท์มอดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชัน ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

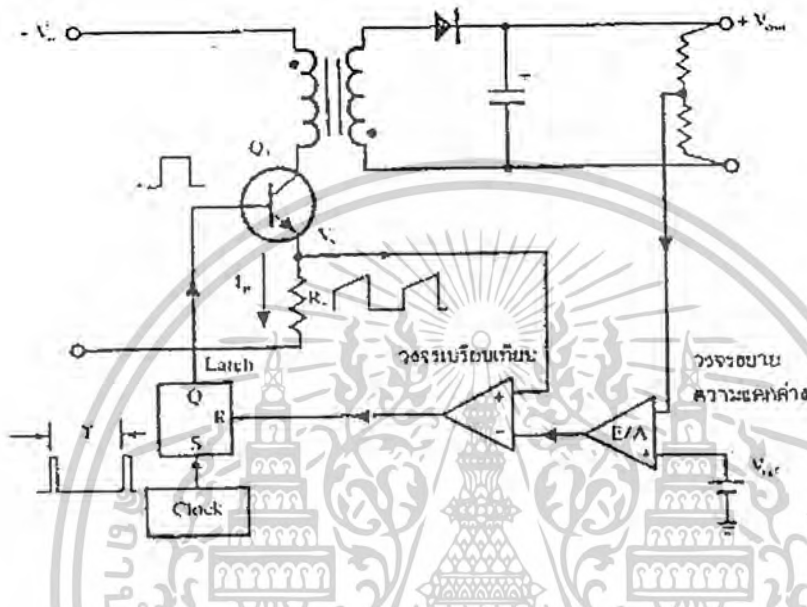


รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรมายาวความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของ วงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ ที่เอาต์พุตของวงจรมอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลานำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผล ให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากกระแสมี ข้อดีกว่า โหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 2.10 การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของ วงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติ้ง ของ วงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

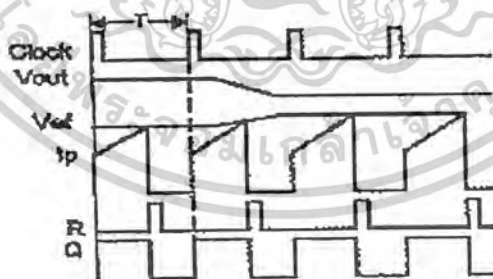
เมื่อกำลังทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมี กระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจร เปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของ วงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะ

เป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 หยุคนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจรถักจะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณพิก้าอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจรถักจะถูกรักษาไว้โดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอเตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดตกที่คอนเวอเตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอเตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต้องวงจรถ่ายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรถ่ายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลา นำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรถ่ายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรถ่ายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่น และแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรถักควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต

2. สามารถป้องกันกระแสไหลล้นได้ด้วยวิธีการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก

4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

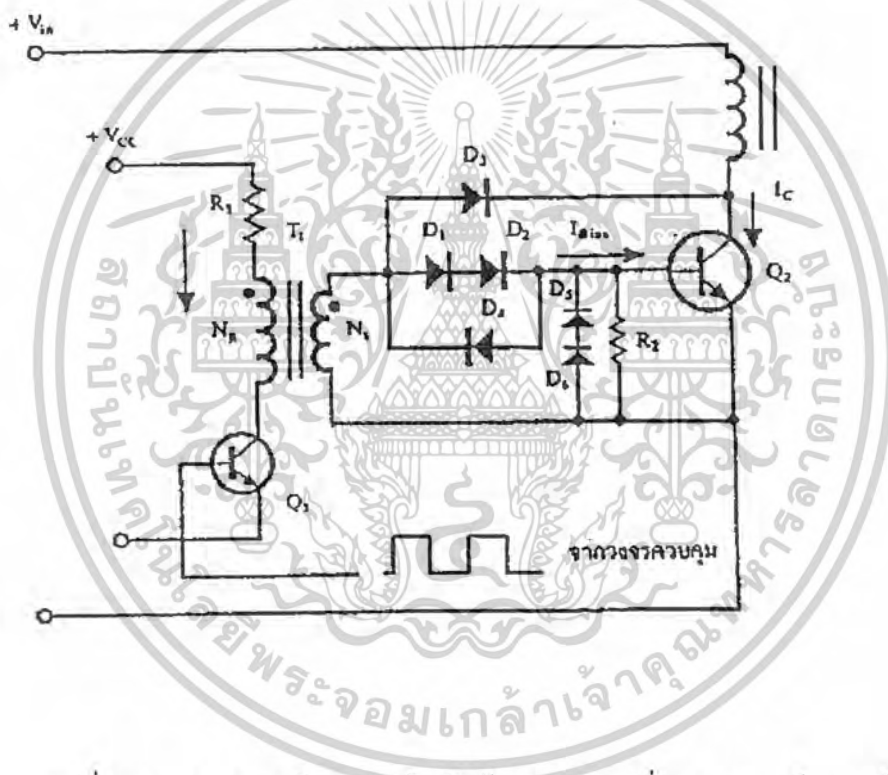
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการใช้กระแสไบอัสที่ขาเบส เพื่อให้มีกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

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

2.4.1.1 วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันคอคกรวมที่ขาเบสและอีมิเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12

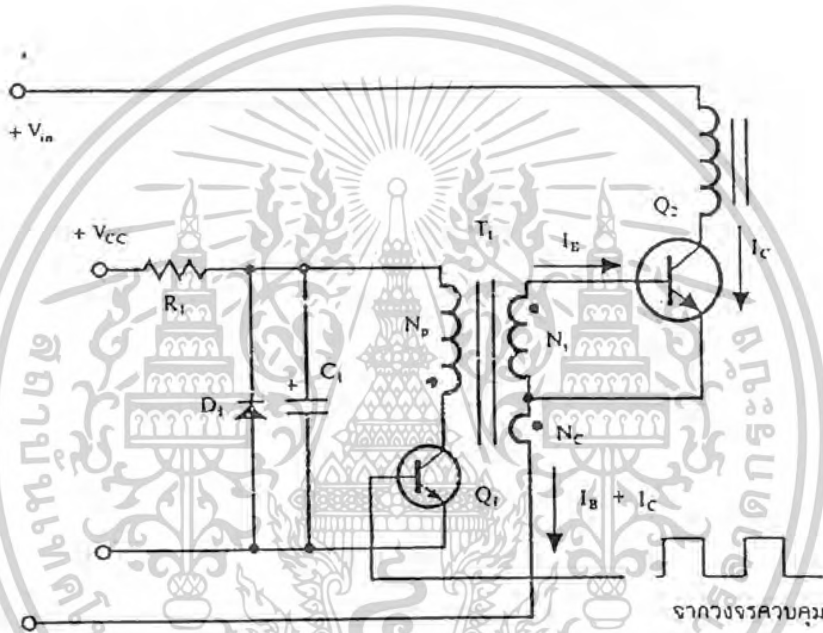


รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์แคลมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1.2 วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้ จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุด ขณะนำกระแสจากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็ว แตกต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมป์ที่มีการป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

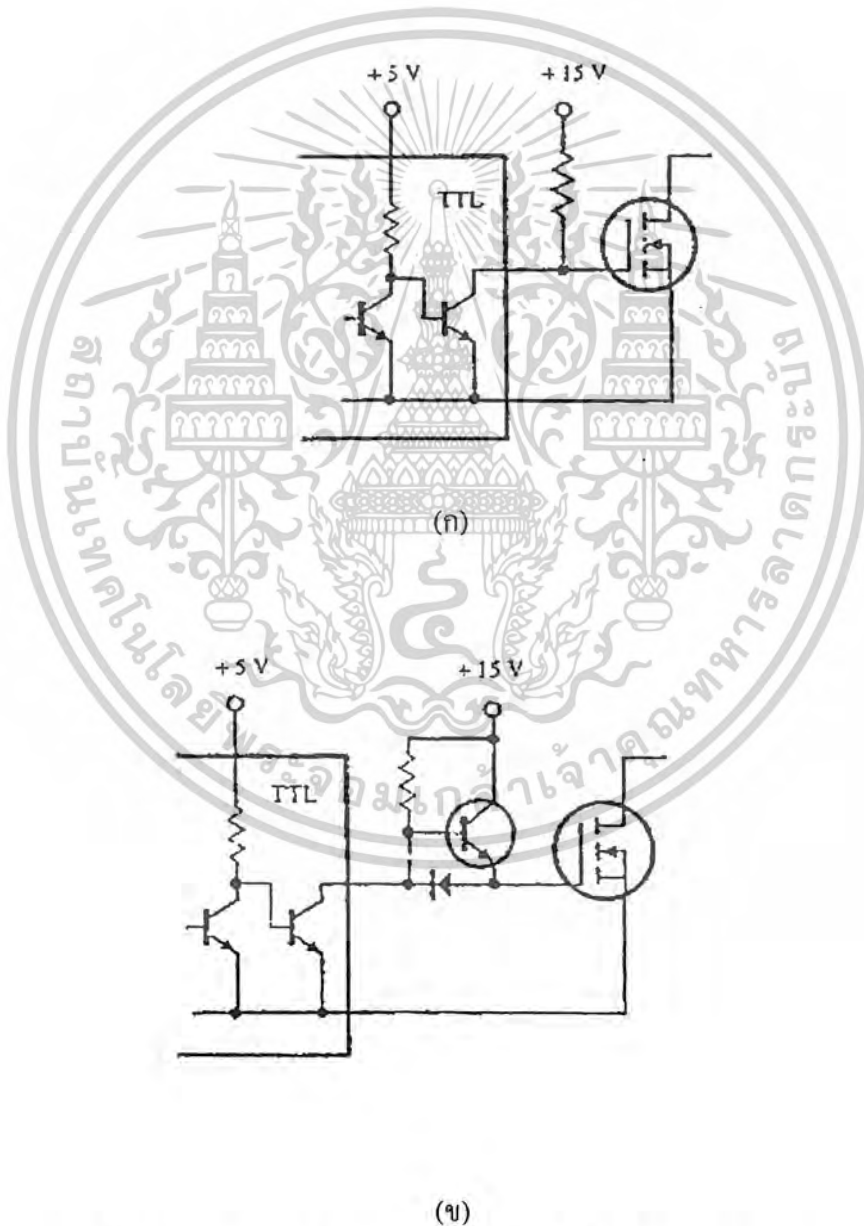
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสสั้นๆ แตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.1 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาต์พุต ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

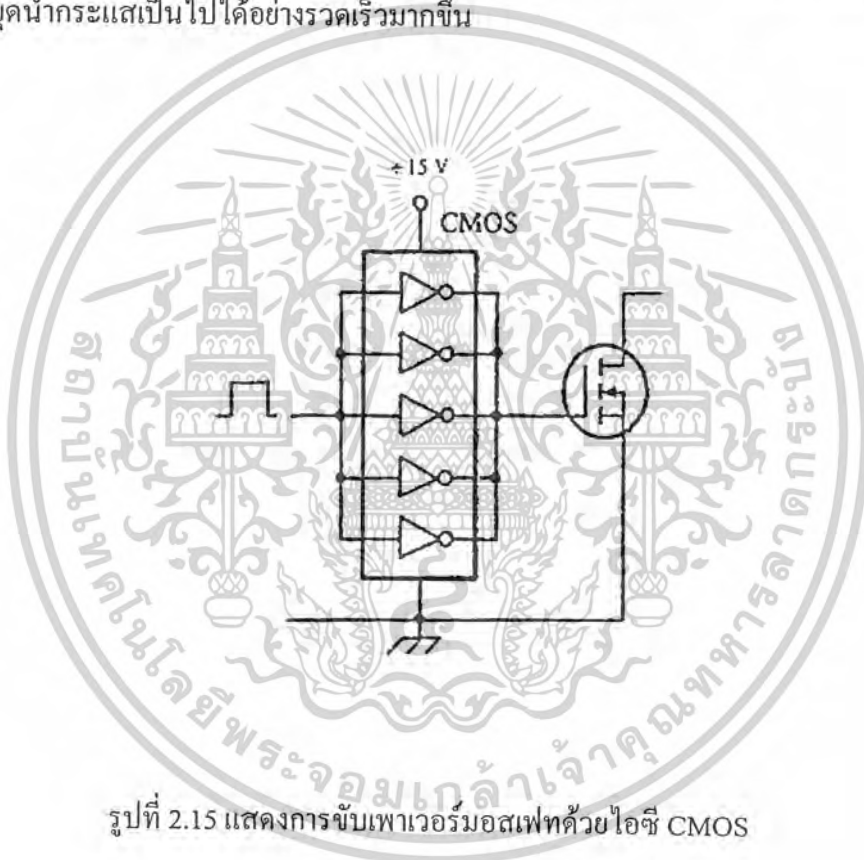


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.14 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อ พูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุด นำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่ เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.14 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยให้การจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการ นำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่ม ทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกตัวหนึ่งเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็ว ขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น



รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

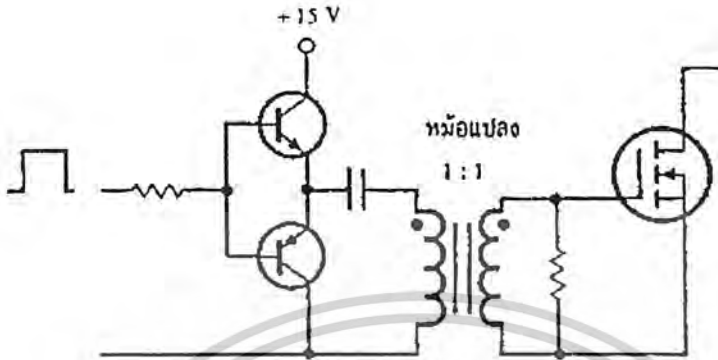
2.4.2.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นมอสเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยง ตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.16

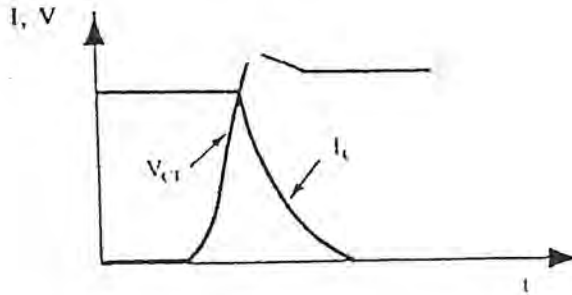
2.5 วงจรสับเบรค

วงจรสับเบรค เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบรคนี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบรคช่วงหยุดนำกระแส และสับเบรคป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบรคทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่าวงจร RCD สับเบรค ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.5.1 วงจรสับเบรคช่วงหยุดนำกระแส

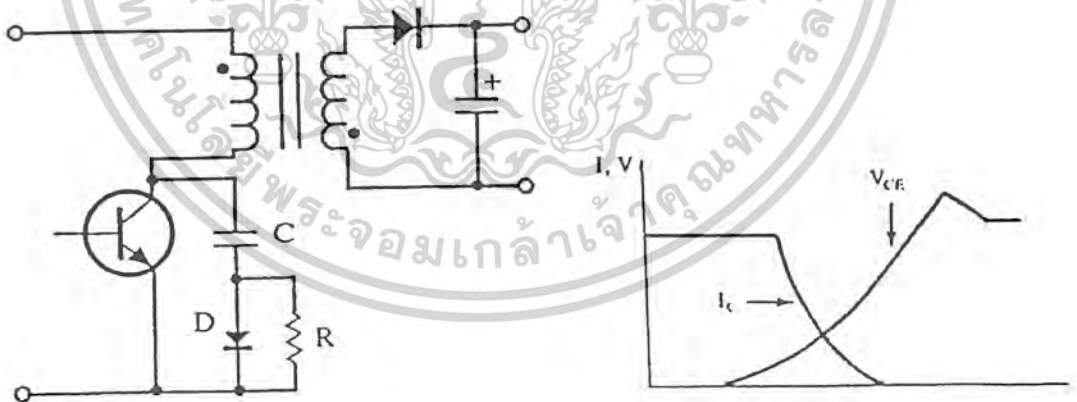
ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานเกิดขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสแน่นอน กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้ สามารถที่จะทำได้โดยการต่อวงจรสับเบออร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบออร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบออร์ช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลผ่านตัวเก็บประจุ $C1$ และไดโอด $D1$ ของวงจรสับเบออร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม $C1$ ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม $C1$ จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ $C1$ มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็就会被หน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ใต้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

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

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

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

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

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

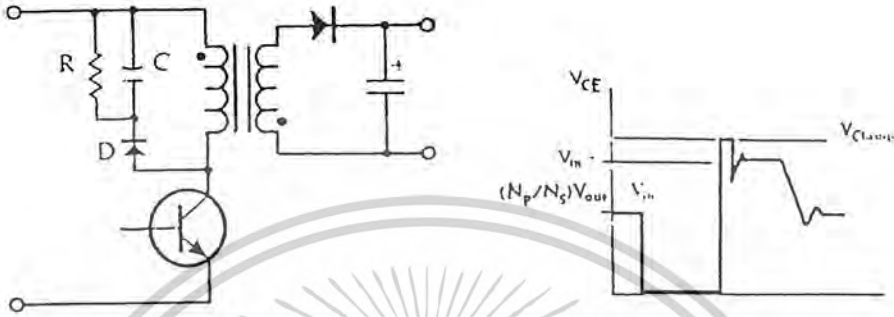
$$P_d = \frac{C1(2V_{in})^2}{2T} \quad (2.5)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.5.2 วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ส่วนใหญ่มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดตลอดทั้ง RBSOA แรงดันสไปดจ์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอรวีร์คคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบออร์ป้องกันเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

วงจรสับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝง อันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_c^2 = \frac{1}{2}LI_p^2 \quad (2.6)$$

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
 I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{ceo} คือ อัตราทนแรงดันคั่นคร่อมของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส
 ค่าของตัวต้านทาน R หาได้

$$R = \frac{I_{off} (min)}{2 \times 3 \times C} \quad (2.8)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{[(V_2) L_i I_p^2]}{T} \quad (2.9)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันคั่นคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินการประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอน ไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดำเนินการประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตรา

ทนแรงดันไบอัส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอด ทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.2 ขอตต์กีไดโอด

ขอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้าง ภายในที่แตกต่างจากฟอสต์-รีพท์เวอร์และอูลตราฟอสต์-รีพท์เวอร์ไดโอด ขอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของขอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ขอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการ คือ ขอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมัน เมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกลงกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) จะยังมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูป ด้านล่าง กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อม ตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่าน มักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบอัสและป้อนกระแสไบอัสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อหยุดการ นำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุ สะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะ ช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสีย มากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบอัสอยู่



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่ม ลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใน ช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงาน ช่วงเวลา t_{r+tf} จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะ que เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส นั้นอาจประมาณได้จาก

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

เมื่อ $P_{d(sw)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
 V_{cc} คือ แรงดันคอคกรวมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
 I_{pk} คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
 t_c คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
 T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรถับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจจับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรถอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพหุขพุดหรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

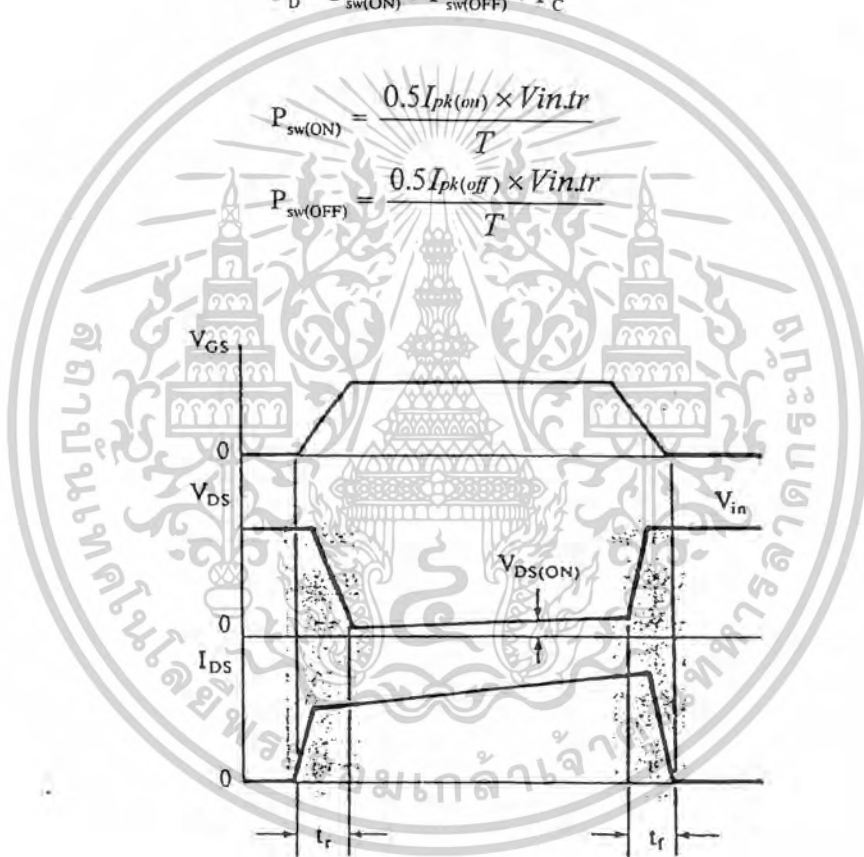
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่า ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟทจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟทมักถูกใช้งานที่ย่านความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟทมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟทขณะทำงาน P_d จะมีค่าเท่ากับ

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

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

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



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟทเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดการทำงาน

$$P_C = I_{Dms}^2 \times R_{Dson}(T_j) \quad (2.14)$$

- เมื่อ P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟท
 $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
 $P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

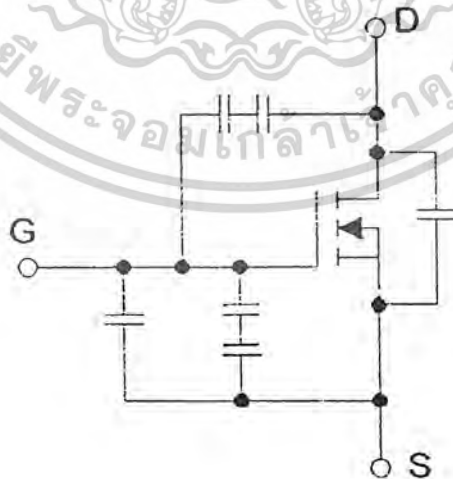
- $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
- I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms $R_{dson}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบอัสไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบอัสที่ต่างกัน สำหรับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันคกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 2.22



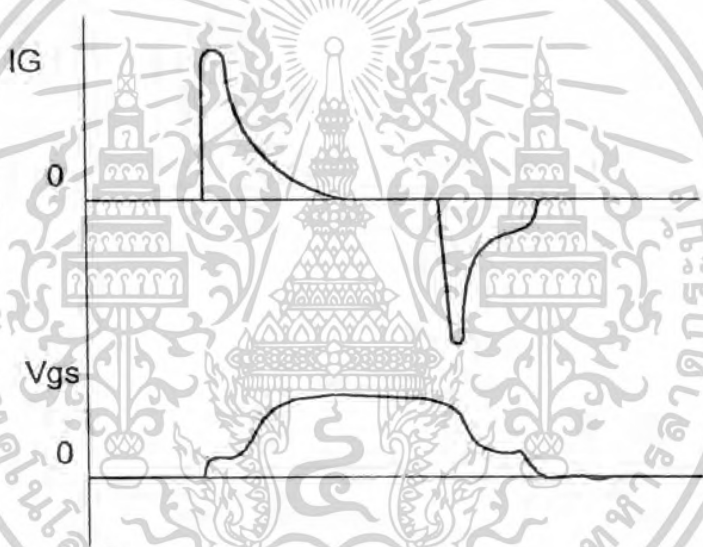
รูปที่ 2.22 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าลดลงต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูป

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส

2.6.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซกชั่นคาร์เรียเรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซกชั่นคาร์เรียเรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูงสุดเพียงสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้ คือ

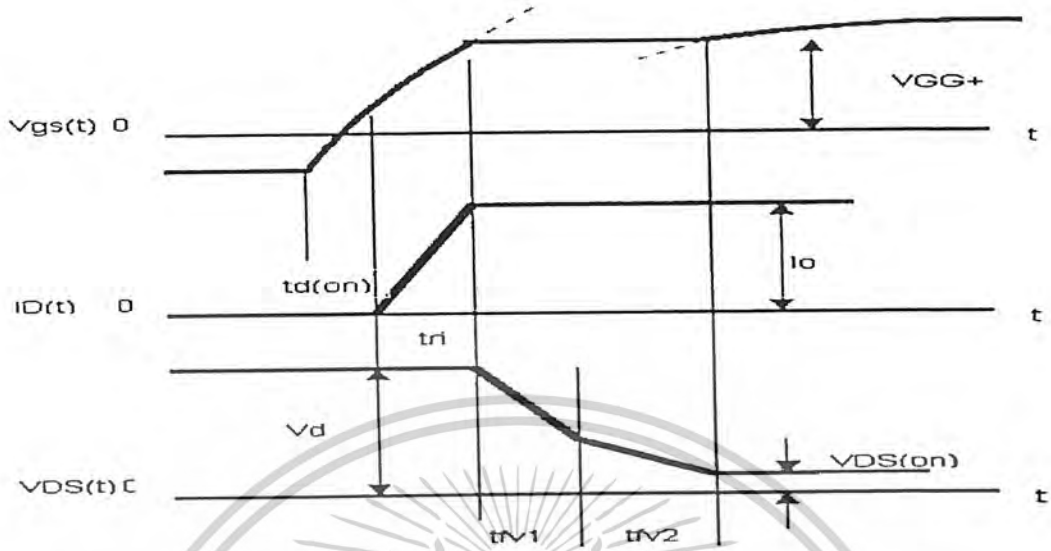
1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain – Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

2.6.5 ไอจีบีที

ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor) เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์กำลัง มีค่า Conduction ต่ำเวลาในการสวิตซ์ซึ่งช้า และมีสัปดาห์หลายกำลังมีค่าต่ำ V_{BO} สูงและสามารถเกิดสัปดาห์หลายครั้งที่ 2 ได้ เมื่ออุปกรณ์มีอุณหภูมิสูง สำหรับมอสเฟตกำลังจะมีค่า Conduction สูงซึ่งขึ้นกับค่าของ (R_{DS})เวลาในการสวิตซ์ซึ่งเร็ว แต่มีสัปดาห์หลาย V_{BO} ต่ำ ดังนั้น IGBT กำลังจึงพัฒนาข้อดีของ BJT+MOSFET รวมกันเป็นอุปกรณ์ขึ้น สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้า I_D , V_{DS} จะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่ใช้สัปดาห์ไบอัส V_{gs} โดยอุปกรณ์เริ่มทำงานเมื่อ $V_{gs} > V_T$

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

คุณสมบัติสวิตซ์ซึ่งในวงจร Stepdown Converter จะเป็นคังรูปข้างล่างนี้



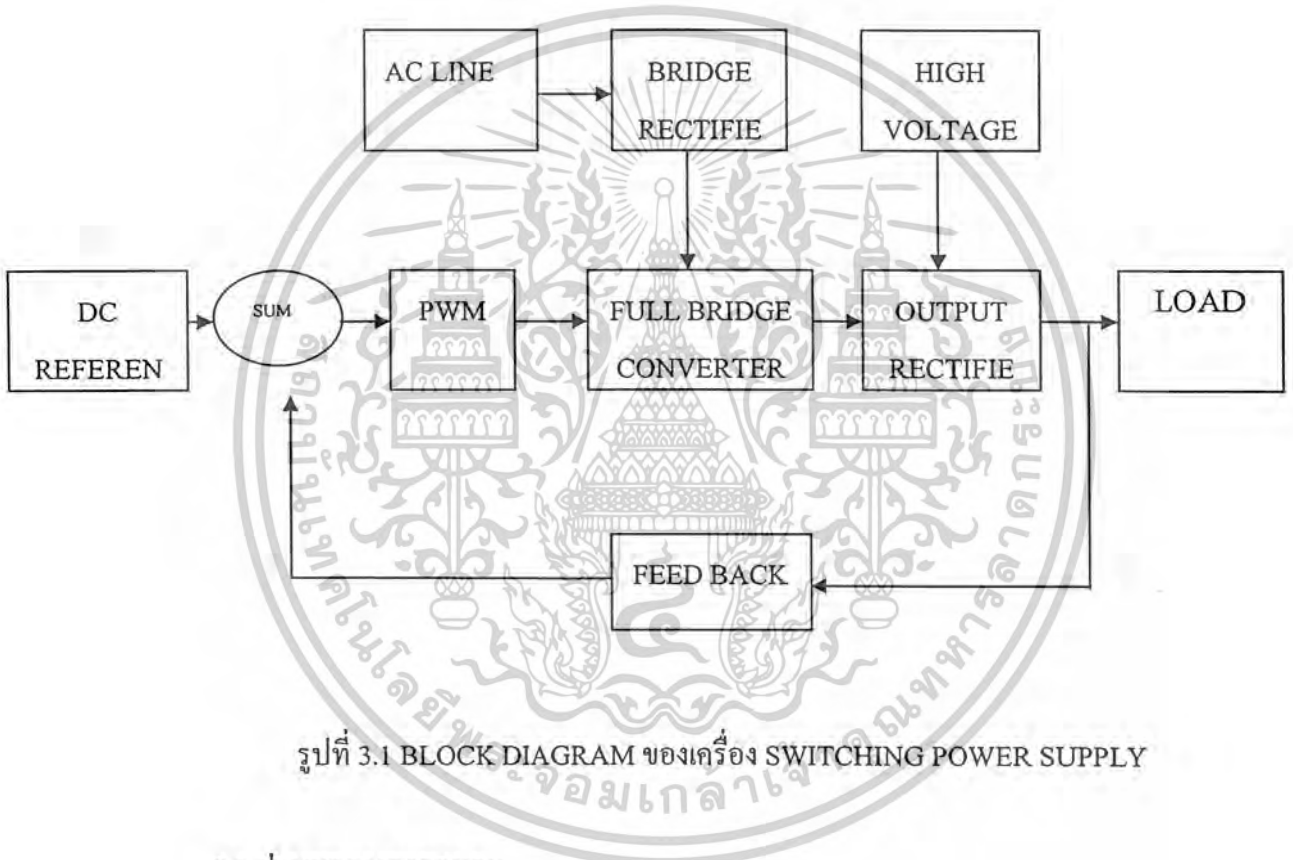
รูปที่ 2.24 แสดงลักษณะขณะแรงดัน และกระแสในสถานะ Turn on ของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการทำงานและการออกแบบวงจร

ส่วนประกอบของภาคสวิตซ์ซึ่งกำลังในเครื่อง Plasma Arc Cutting มีอยู่ 3 ส่วนหลัก คือ ส่วนที่เป็น Pulsewidth modulation, Converter และ high voltage



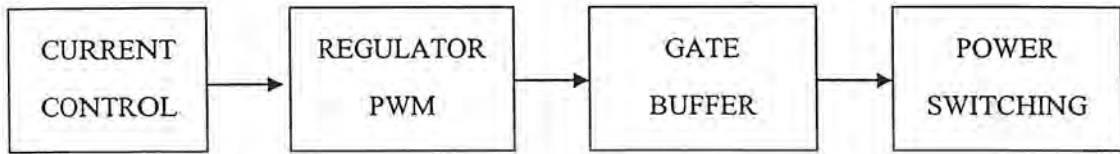
รูปที่ 3.1 BLOCK DIAGRAM ของเครื่อง SWITCHING POWER SUPPLY

3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

ส่วนที่เป็นวงจรควบคุมจะประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบแรงดันและกระแสจากทางด้านเอาต์พุต ส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG 3525 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของพัลส์ แล้วผ่านวงจรขับไปยัง INVERTER ต่อไปซึ่งมีรายละเอียดการทำงานดังรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต สามารถแบ่งได้เป็นส่วนต่างๆ ดังนี้



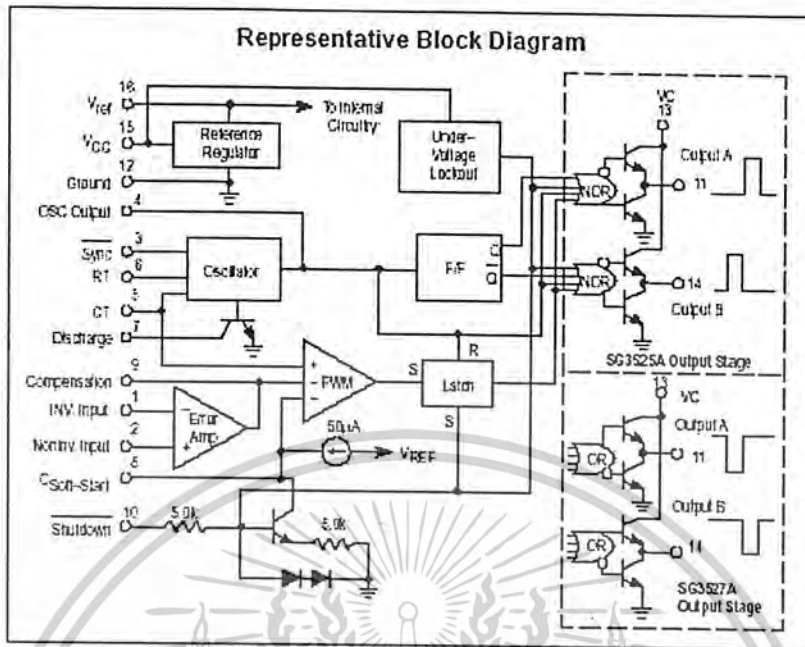
รูปที่ 3.2 แสดง BLOCK DIAGRAM ของภาคควบคุม PWM

3.1.1 การควบคุมกระแส

ชุดควบคุมกระแสเป็นชุดที่รับค่าจากตัวตรวจจับมาเป็นตัวจำกัดกระแส ชุดควบคุมชุดนี้ประกอบด้วย COMPATOR ซึ่งหลักการของ COMPATOR คือจะมีการตั้ง VOLTAGE REFERANCE ไว้ แล้วอีกขาหนึ่งเป็นขาอินพุตที่รับค่ามาเปรียบเทียบกับขา REFERANCE ในที่นี้คือได้ค่า VOLTAGE REFERANCE ไว้ค่าๆ หนึ่งแล้ว ถ้าอินพุตที่เข้ามามีค่ามากกว่าก็จะทำให้ชุดนี้ทำงาน แล้วรับค่า COMPARATOR ไปป้อนให้กับชุด PWM ค่านี้จะเป็นค่าคงที่คือเป็น VOLTAGE คงที่มีค่าประมาณ 5 V

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถจะทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3525 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดง โครงสร้างภายในของไอซี SG3525

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขาอินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรมอดูเลชันความถี่ภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรมอดูเลชันเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรถ้าเนตสัญญาณ ต่อออกมาข้างภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรรวมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

ขา 4 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจากทำการชัตดาวน์

ขา 5 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_t ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรถ้าเนตสัญญาณ

ขา 6 เป็นขาที่ต่อกับ RT เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสที่ภายในให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรถ้าเนตสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 7 เป็นขาที่ใช้สำหรับกำหนดค่าเวลาหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยการต่อตัวต้านทาน R_d ลงกราวด์ โดยสามารถกำหนดค่า R_d ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 22 โอห์ม ซึ่งจะให้ค่าเวลาหยุดนำกระแสอยู่ในช่วง 1.5 ถึง 9.7 ไมโครเซคคัน

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอสเฟต เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 9 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถยายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตรากาจรขยายให้กับวงจรถยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 10 เป็นขาที่ใช้สำหรับส่งชัคตาวนจากวงจรถยายนอก โดยการป้อนลอจิก "0"

ขา 11, 14 เป็นขาเอาต์พุตพัลส์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลส์ที่ออกจากเอาต์พุตทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรถอนเวอร์เตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 12 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 13 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายในที่ใช้มอสเฟต ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรถยายในไอซี โดยผ่านวงจรถ่ายค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

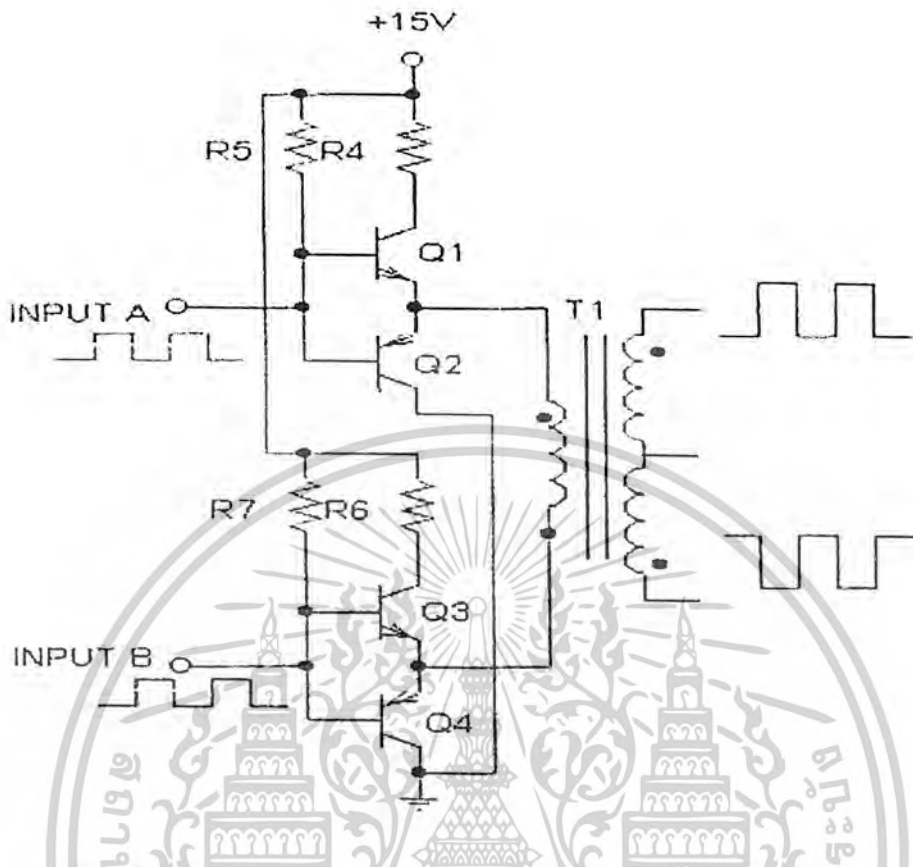
ขา 16 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรถ่ายกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรถยายนอก เพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

3.1.3 วงจรขับ

วงจรถ่ายประกอบด้วยมอสเฟตเอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนลต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารีจำนวนสอง โดยเอาต์พุตของวงจรถอยคอมพลิเมนต์ารีทั้งสองนั้น จะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตชิงเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

ในการทำงานในภาคนี้จะใช้ตัวทรานซิสเตอร์ต่อแบบคอมพลิเมนต์ารีจำนวน 2 ชุด เมื่อป้อนสัญญาณพัลส์ในช่วงบวกและลบให้กับหม้อแปลงขับปัลลิ่ง เพื่อส่งผ่านพลังงานไปขับ MOSFET ในวงจร CONVERTER ต่อไป และเพื่อแยกกราวด์กับวงจรในส่วนของการคอนโทรลด้วย ซึ่งมีความปลอดภัยขึ้นเมื่อมีความเสียหายในวงจรภาค POWER SWITCHING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



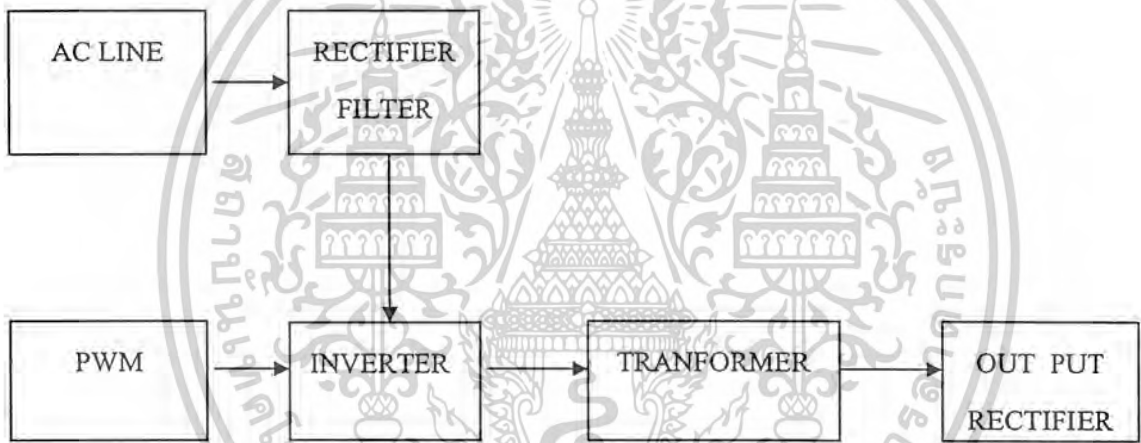
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับสัญญาณให้กับขาเกดของ POWER MOSFET

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

เมื่อ Q1 และ Q4 นำกระแสจะทำให้เกิดพัลส์บวกไหลผ่านขดลวดทาง primary ในทางตรงกันข้ามเมื่อ Q2 และ Q3 นำกระแสจะทำให้เกิดพัลส์ไหลผ่านขดลวดทาง primary แทน และจากนั้นทางขด Secondary จะทำการขยายเป็น 2 ชุด และกลับเฟสกันอยู่เพื่อให้ MOS ทั้ง 2 ตัวนั้นทำงานไม่พร้อมกัน และส่วนที่เป็น POWER SWITCHING จะประกอบด้วยส่วนที่เป็นวงจรเรียงกระแสทางด้านอินพุตและวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ BRIDGE INVERTER

3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรต์ ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรต์ มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตสวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกววงจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิตช์นี้ ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาท์พุทความถี่สูงของขดลวดปฐมภูมิ เมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปยังขดลวดทุติยภูมิและทำการเรียงกระแส กรองกระแสแล้ว ก็จะได้เอาท์พุทเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ โดยมีรายละเอียดของวงจรดังนี้



รูปที่ 3.5 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจรตัว CONVERTER

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นแบบฟลูบริคค์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณชาน์เนลที่มีความถี่ซีกบนหรือซีกล่างเป็นสองเท่า เมื่อเทียบกับสัญญาณซีกบนหรือซีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันripple มีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกันที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องจากวงจรถองคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ขึ้นอยู่กับลักษณะฮาร์ดแวร์ของคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆ กันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 3.4 และเพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริงจึงจำเป็นต้องเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่า ๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลงได้ มิเช่นนั้นกระแสที่เอาท์พุทจะไม่ต่อเนื่อง ในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูง เราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆหรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายาก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องมาจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟต โดยเพาเวอร์มอสเฟต ชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรถวลุม ซึ่งผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต มีค่าสูงมากเกินไปกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟต จะเกิดการอิมดับโดยวงจรถวลุมประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางค่านวกรและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคความของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต คือ ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อ-แปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว เพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ ซึ่งต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงดังนั้นไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัวเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิทซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการแรงดันเอาท์พุท 250 โวลต์ และกระแสเอาท์พุท 10 A โดยใช้แกนเฟอร์ไรท์ที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางเซนติเมตร ซึ่งในการใช้งานที่อุณหภูมิปกติจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัว ประมาณ 2400 เกาส์ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิหาได้จากสมการ

$$NP = (V_p \times 10^8) / K f B_{\max} A_c$$

- เมื่อ
- N_p คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)
 - V_p คือแรงดันสูงสุดที่ขด primary
 - K คือค่าคงที่ (สำหรับพัลส์ใช้ค่า =4)
 - f คือค่าความถี่ในการใช้งาน
 - B_{\max} คือค่าความหนาแน่นฟลักแม่เหล็กไฟฟ้า
 - A_c คือขนาดของแกนหม้อแปลง

$$NP = (311 \times 10^8) / (4 \times 25 \times 10^3 \times (2.9)^2 \times 2350)$$

$$\approx 15.74$$

$$= 16 \text{ รอบ}$$

เราก็จะได้จำนวนขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 16 รอบ

เราสามารถหาจำนวนขดลวดทุติยภูมิได้ดังนี้

$$NP/NS = V_{in}/V_{out}$$

$$NS = (250/311) \times 16$$

$$= 12.86$$

$$= 13 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

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

3.2.4 วงจรแรงดันสูง

วงจรแรงดันสูงเป็นวงจรที่ใช้ในการกระตุ้นให้เกิดฟ้าผ่า โดยวงจรที่ใช้จะเป็นวงจรที่ใช้อุปกรณ์ Silicon rectifier (SCR) และใช้การเพิ่มแรงดันทางเข้าที่พุดโดยการพันหม้อแปลงแบบ Step up และนำไปใช้งาน

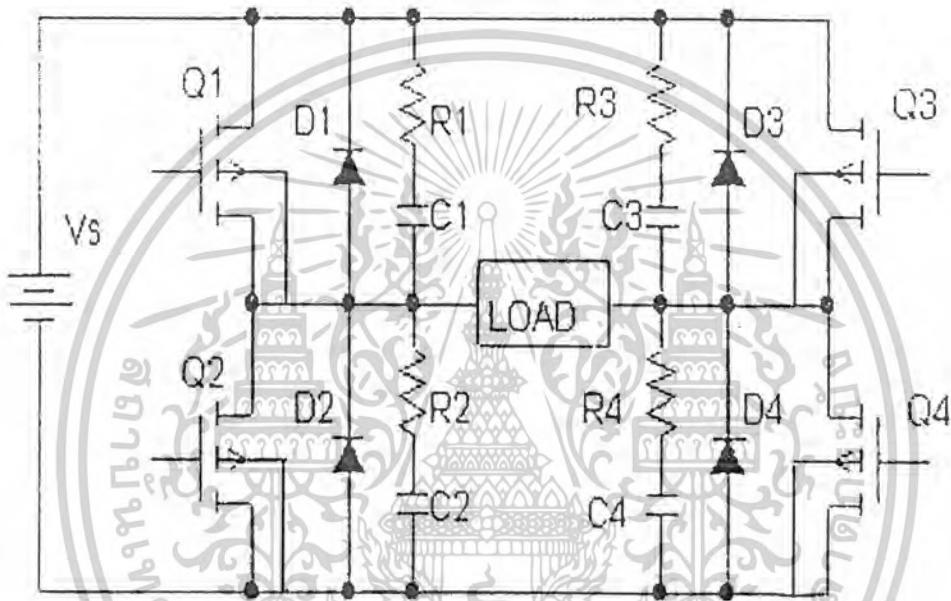
3.2.5 วงจรควบคุมการจุด / ดับพลาสมา

เนื่องจากการเกิดพลาสมาและการดับของพลาสมานั้น จะต้องควบคุมจากสวิทซ์ที่หัวตัด เพียงสวิทซ์เดียว การออกแบบเพื่อรองรับเงื่อนไขดังกล่าว จึงได้นำรีเลย์สวิทซ์มาใช้ในการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรสับเบอ์

วงจรสับเบอ์เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอ์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอ์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สับเบอ์ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

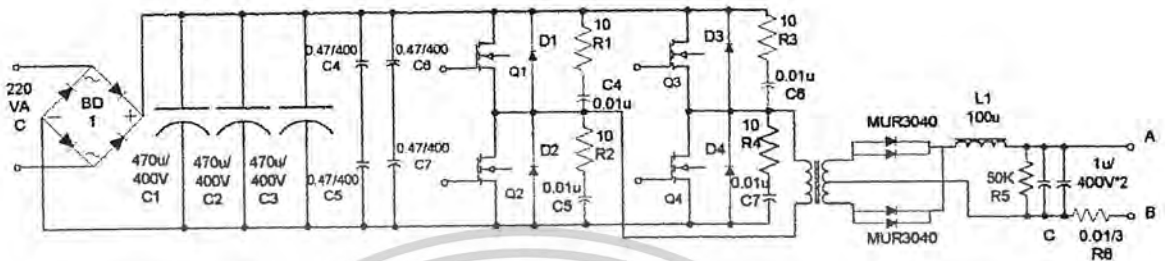


รูปที่ 3.6 วงจร INVERTER ที่มีส่วนของ RCD สับเบอ์

ในวงจรนี้เราจะพูดแต่วงจรสับเบอ์ที่เป็นส่วนประกอบอยู่ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ไดโอดจะทำงานเป็นคู่ คือคู่ของ D1 กับ D4 และ D2 กับ D3 เมื่อไดโอดชุดใดทำงานอีกชุดก็จะหยุดทำงาน ถ้า Q1 และ Q4 หยุดนำกระแส LOAD ก็ยังไหลอย่างต่อเนื่องผ่านทาง D3 และ D4 จนกระทั่งกระแสลดลงเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุทและให้กระแสไหลลดลงอย่างต่อเนื่องจนกระทั่งถึงศูนย์ จากนั้น Q2 กับ Q3 จึงจะทำงาน ดังนั้นที่ไดโอดอยู่ในช่วงนำกระแส พลังงานที่สะสมอยู่ใน L จะถูก FEEDBACK กลับไปที่อินพุท ดังนั้นเรียก ไดโอด FEEDBACK DIODE

3.4 การออกแบบวงจร

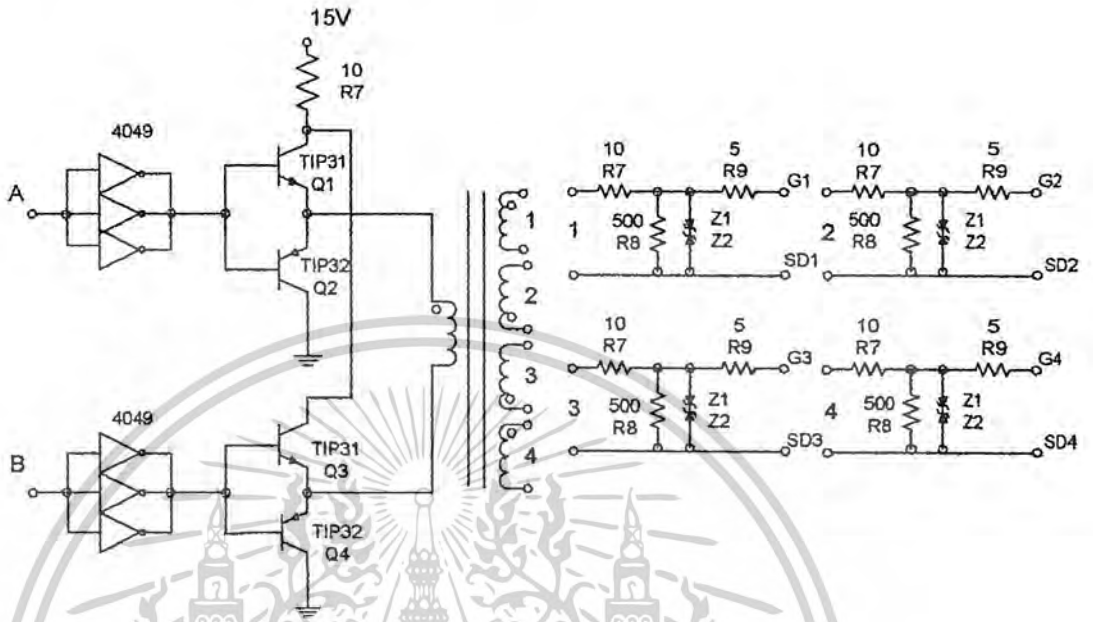
3.4.1 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Switching Power Supply



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรในส่วนของภาค Switching Power Supply

วงจรภาค Switching Power Supply มีหลักการทำงานคือ เมื่อเรานำสัญญาณไฟฟ้าสลับป้อนเข้ามา 220v จะผ่านบริดจ์เรกติไฟเออร์แปลงสัญญาณ AC ให้เป็นสัญญาณ DC ได้ค่าประมาณ 310 v จากนั้นจะผ่าน C ฟิวเตอร์กรองแรงดันให้เรียบ และ C รั้งยาระดับแรงดันให้มีเสถียรภาพ และเข้าสู่ภาคของ Converter แบบฟลูบริดจ์เรกติไฟเออร์โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้ง 4 ตัว จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะสัญญาณเป็น AC โดยขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตซ์ซึ่งต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ โดยจะมีวงจร RC สนับเบอร์ ครอบระหว่างเดรนและ ซอสของมอสเฟตป้องกันแรงดันเกิน จากนั้นจะผ่านขดทุติยภูมิมาที่ MUR 4060 แปลงให้เป็นสัญญาณไฟตรงผ่าน L และ C ฟิวเตอร์ ออกสู่เอาต์พุตต่อไป

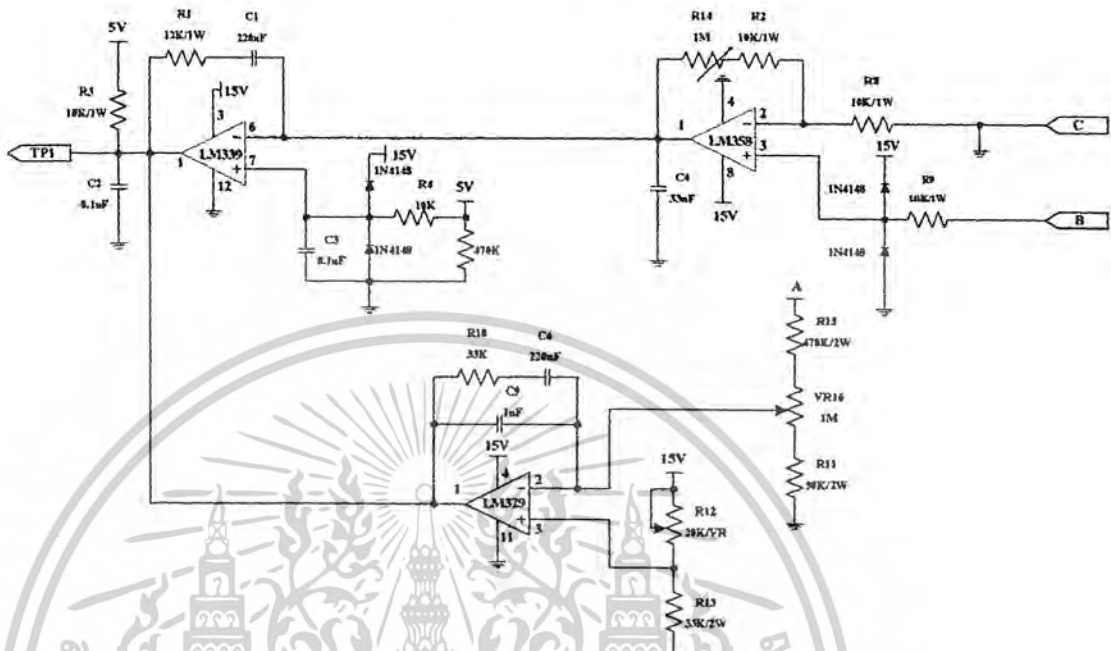
3.4.2 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Drive Gate



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรในส่วนของภาค Drive Gate

วงจรขับประกอบด้วยมอสเฟตเอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนลค้อกันแบบคอมพลีเมนตารีจำนวนสองชุด โดยเอาท์พุทของวงจรคอมพลีเมนตารีทั้งสองนั้น จะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตซ์ซึ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งจะแบ่งไปเป็น 4 ชุด เพื่อใช้ในการขับเกด 4 ตัว โดยจะมีขดทางทุติยภูมิตรงเฟส 2 ชุดและ กลับเฟส 2ชุด เพื่อใช้ให้มอสเฟตสลับการทำงานเป็นคู่

3.4.3 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค Feedback และ Control

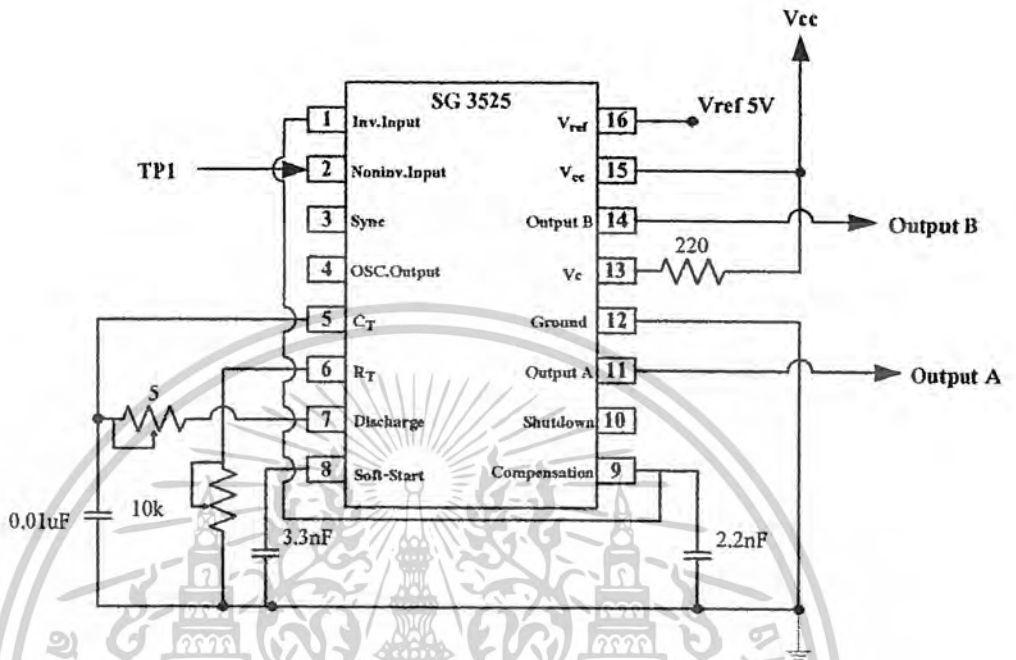


รูปที่ 3.9 แสดงวงจรในส่วนของภาค Feedback และ Control

วงจรควบคุมส่วนของภาค Feedback ประกอบด้วยส่วนของชุดควบคุมแรงดันและชุดควบคุมกระแส ซึ่งชุดควบคุมแรงดันและกระแสเป็นชุดที่รับค่าจากตัวตรวจจับมาเป็นตัวจำกัดแรงดันและกระแส ชุดควบคุมชุดนี้ประกอบด้วย COMPATOR ซึ่งหลักการของ COMPATOR คือจะมีการตั้ง VOLTAGE REFERANCE ไว้ แล้วอีกขาหนึ่งเป็นขาอินพุตคือรับค่ามาเปรียบเทียบกับขา REFERANCE ในที่นี้คือ ได้ค่า VOLTAGE REFERANCE ไว้ค่าๆ หนึ่ง แล้วถ้าอินพุตที่เข้ามามีค่ามากกว่าก็จะทำให้ชุดนี้ทำงาน แล้วรับค่า COMPARATOR ไปป้อนให้กับชุด PWM ค่านี้จะเป็นค่าคงที่คือเป็น VOLTAGE คงที่ มีค่าประมาณ 5 V จากนั้นนำสัญญาณเปรียบเทียบจากชุดแรงดันและชุดกระแสมารวมกันและส่งไปยังส่วนของภาคควบคุม PWM โดย IC SG3525A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

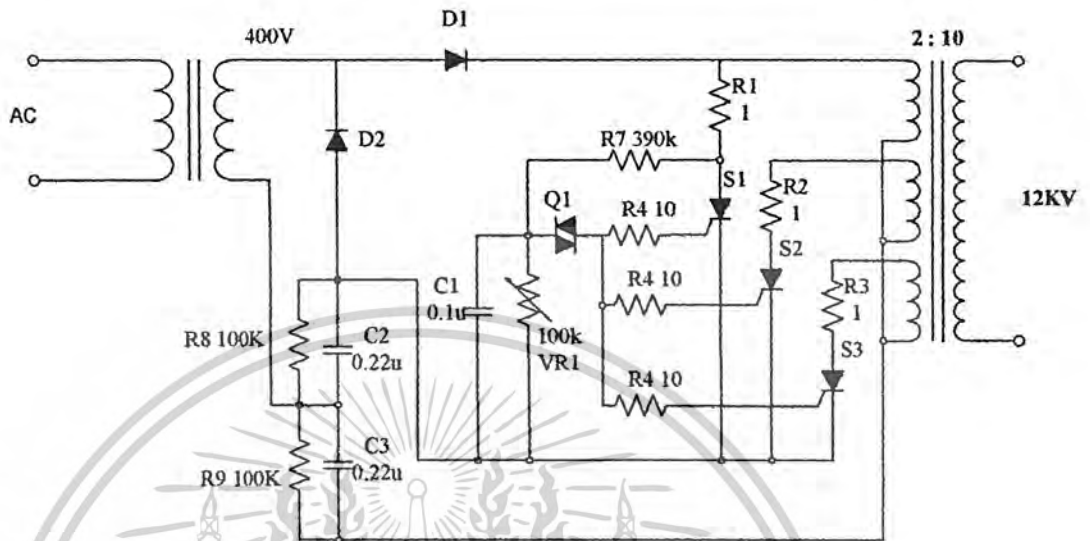
3.4.4 การออกแบบวงจรในส่วนของภาคควบคุมด้วย IC SG3525A



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรในส่วนของภาคควบคุมด้วย IC SG3525A

วงจรส่วนควบคุม นั้นจะรับสัญญาณจากภาคของ Feedback ส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG 3525 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของพัลส์ แล้วผ่านวงจรขับไปยัง INVERTER

3.4.5 การออกแบบวงจรในส่วนของภาค High Voltage

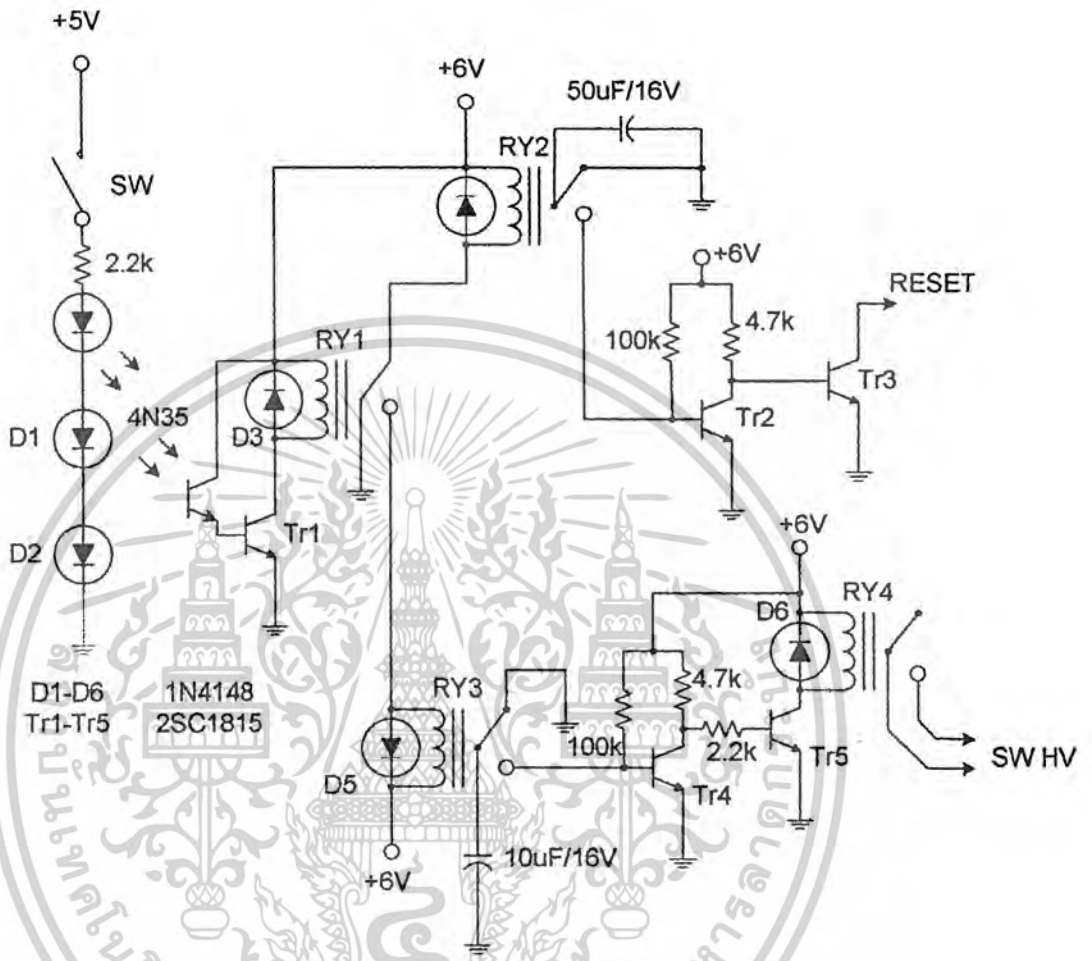


รูปที่ 3.11 แสดงวงจรในส่วนของภาค High Voltage

วงจรแรงดันสูงเป็นวงจรที่ใช้ในการกระตุ้นให้เกิดลำพลาสมา โดยเมื่อสัญญาณ AC เข้ามาผ่านทรานส์ฟอร์มเมอร์แปลงแรงดันเป็น 400 V และวงจร Double Voltage เพื่อขยายแรงดันออกเป็น 2 เท่า จากนั้นใช้ Silicon rectifier (SCR) ในการสวิตซ์การทำงานของขดลวดโดยใช้ Diac ในการควบคุม SCR อีกทีหนึ่ง และใช้การเพิ่มแรงดันทางเข้าที่พุดจากวงจร Double Voltage โดยการพันหม้อแปลงแบบ Step up และนำไปใช้งานต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.6 การออกแบบวงจรควบคุมการจุด-ดับพลาสมา



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรควบคุมการจุด-ดับพลาสมา

เป็นวงจรที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของหัวตัดโดยใช้รีเลย์ในการควบคุม SW HV เป็นส่วนที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของ วงจร High Voltage ส่วนขั้วเซตใช้ในการรีเซตของ IC SG 3525

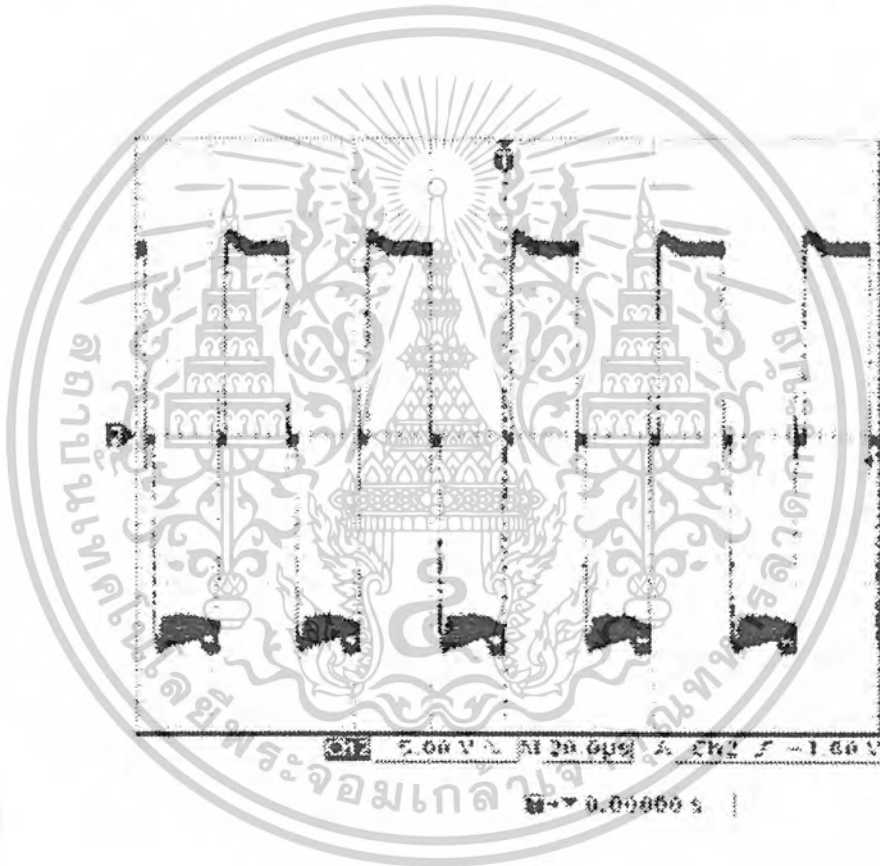
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดสอบการทำงาน

4.1 การตรวจวัดสัญญาณที่จุดต่างๆของวงจร

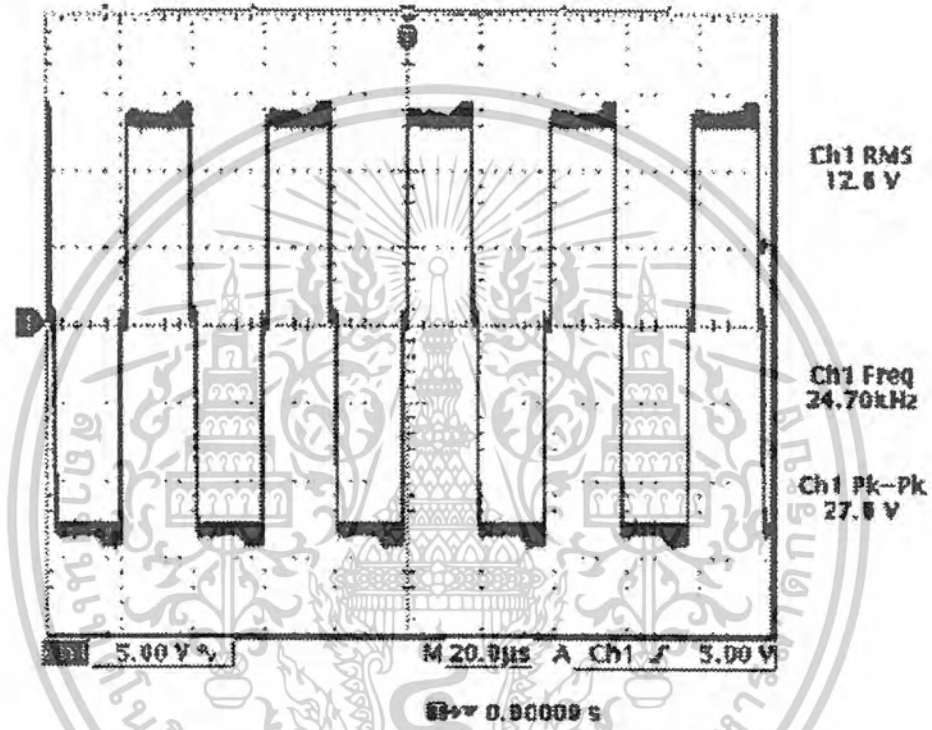
4.1.1 สัญญาณที่วัดจากขา 11 และขา 14 จาก ไอซี SG 3525 ซึ่งเป็นสัญญาณเข้าที่พุทพัลส์ที่จะส่งไปยังตัวควบคุมการสวิทช์ของอุปกรณ์เพาเวอร์สวิทช์ โดยผ่านทางวงจรจับ



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ขา 11 และ 14 ของไอซี SG 3525A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

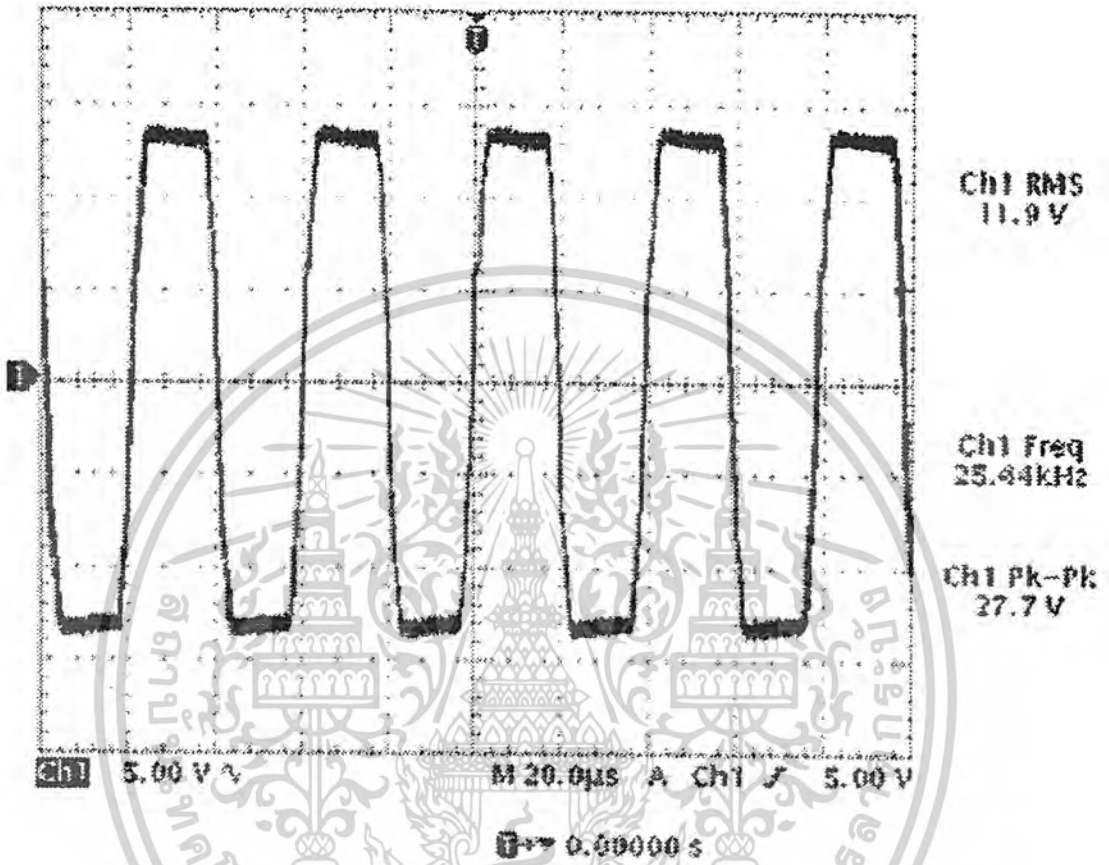
4.1.2 แสดงรูปสัญญาณพัลส์จากวงจรควบคุมที่ป้อนเข้ามายังขดลวดปฐมภูมิของ Coupling Transformer ที่อินพุต 9.7 Vac



รูปที่ 4.2 แสดงพัลส์ของวงจรขับที่ป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิของ Coupling Transformer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรขับที่ส่งผ่านหม้อแปลง เพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มาซึ่งขาเกิดของมอสเฟต



รูปที่ 4.3 แสดงพัลส์ที่ป้อนเข้าที่ขาเกตแต่ละตัว

4.2 การทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติต่างๆของเครื่องจ่ายไฟสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นทำโดยการทดลองและวัดค่าต่างๆที่ได้จากการทดลอง โดยแสดงดังรายละเอียดต่อไปนี้

4.2.1 OUTPUT POWER

เป็นความสามารถในการจ่ายกำลังให้กับโหลดของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งสามารถคำนวณได้จากผลคูณของกระแสและแรงดันที่วัดได้จากค่าของเอาต์พุต

$$\begin{aligned}
 P_o &= V_o \cdot I_o && \text{คิดที่โหลด 25 โอห์ม} \\
 &= 201.9 \cdot 8.076 \text{ A} \\
 P_o &= 1630.54 \text{ W}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 INPUT POWER

เป็นการดึงกระแสของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ภาคของอินพุท ซึ่งเป็นผลคูณของ กระแสและแรงดันที่อินพุท

$$\begin{aligned} P_i &= V_{in} \cdot I_{in} && \text{คิดที่โหลด 25 โอห์ม} \\ &= 288 \cdot 6.7 \text{ A} \\ &= 1929.6 \text{ W} \end{aligned}$$

EFFICIENCY

เป็นค่าประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลังจากทางด้านอินพุทไปยังด้านเอาต์พุท ซึ่งคำนวณ โดยการนำค่าของกำลังทางด้านเอาต์พุทหารด้วยกำลังทางด้านอินพุท

$$\begin{aligned} \text{Eff} &= P_{out} / P_{in} \\ &= (1630.54 / 1929.6) \cdot 100 \\ &= 84.50\% \end{aligned}$$

LINE REGULATION

คือผลของการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันเอาต์พุท เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดัน อินพุท

จากผลการทดลอง ที่โหลด 25 โอห์ม
 ที่แรงดันอินพุท 220 โวลต์ แรงดันเอาต์พุท 201.9 โวลต์
 ที่แรงดันอินพุท 200 โวลต์ แรงดันเอาต์พุท 184 โวลต์

$$\begin{aligned} \text{LINE REGULATION} &= (201.9 - 184) / (220 - 200) \cdot 100 \\ &= 89.5\% \end{aligned}$$

LOAD REGULATION

คือผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาต์พุท ต่อการเปลี่ยนแปลงค่าของโหลด

ที่แรงดันอินพุท 220 โวลต์ แรงดันเอาต์พุท 198 โวลต์ ที่ค่าของโหลด 50 โอห์ม
 ที่แรงดันอินพุท 200 โวลต์ แรงดันเอาต์พุท 184 โวลต์ ที่ค่าของโหลด 25 โอห์ม

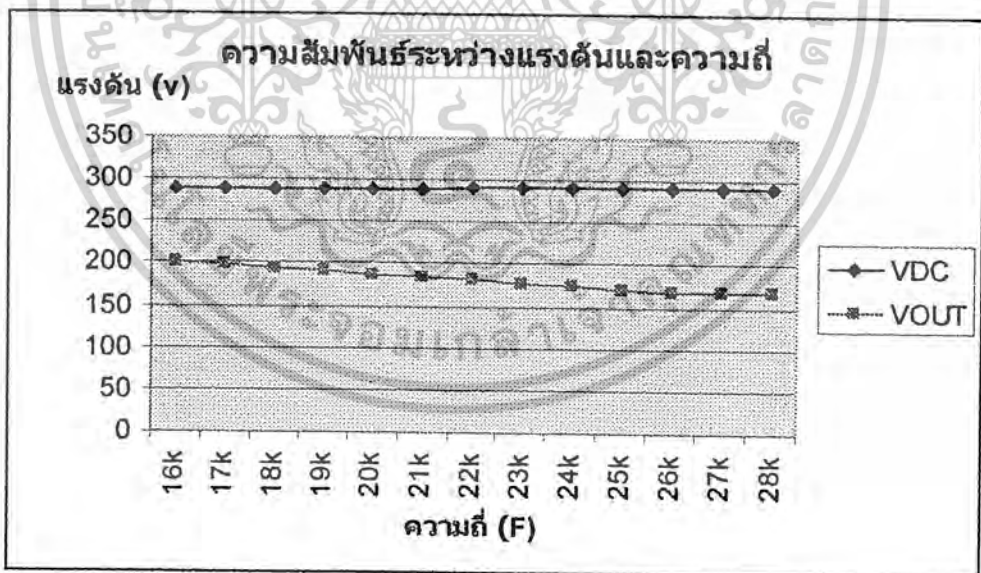
$$\begin{aligned} \text{LOAD REGULATION} &= (198 - 184) / (50 - 25) \cdot 100 \\ &= 56.0\% \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าผลการทดลองที่โหลด 25 โอห์ม

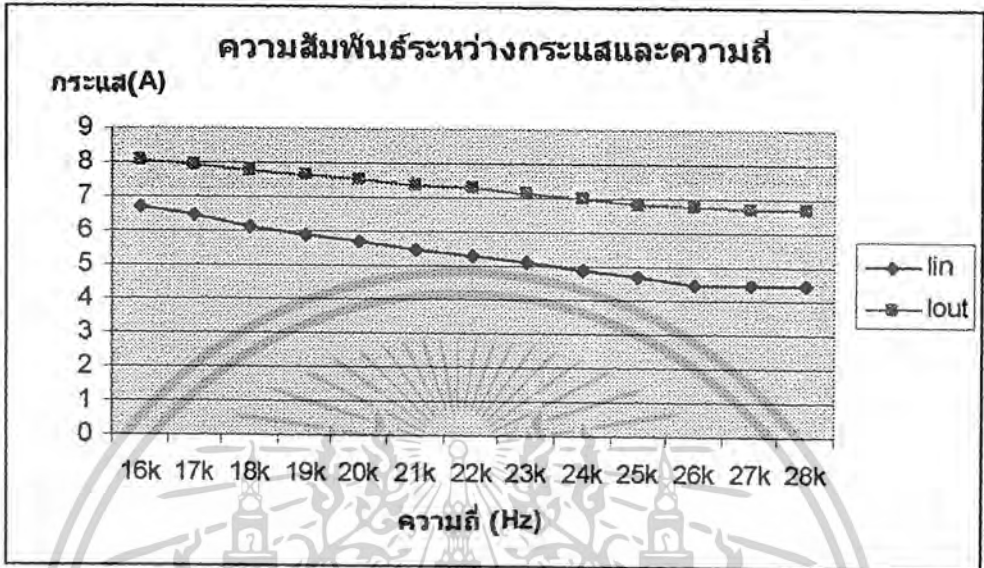
f	VDC	VOUT	lin	lout	Pout	Pin	ประสิทธิภาพ
16k	288	201.9	6.7	8.076	1630.544	1929.6	84.5016791
17k	288	198.6	6.5	7.944	1577.678	1872	84.2776923
18k	288	194.5	6.1	7.78	1513.21	1756.8	86.134449
19k	288	190.7	5.9	7.628	1454.66	1699.2	85.6084981
20k	288	187.7	5.7	7.508	1409.252	1641.6	85.8462232
21k	288	184.3	5.5	7.372	1358.66	1584	85.7739646
22k	290	181.7	5.3	7.268	1320.596	1537	85.9203383
23k	290	178.4	5.1	7.136	1273.062	1479	86.0758891
24k	290	175	4.9	7	1225	1421	86.2068966
25k	290	171.2	4.7	6.848	1172.378	1363	86.0144974
26k	290	169	4.5	6.76	1142.44	1305	87.543295
27k	292	168.1	4.5	6.724	1130.304	1314	86.0201218
28k	292	167.8	4.5	6.712	1126.274	1314	85.7133638

ในการทดลองที่ความถี่ต่ำกว่า 16 KHz ไม่สามารถทดลองได้เนื่องจาก หม้อแปลงเกิดการ Satulate ทำให้หม้อเกิดมีเสียงรบกวน

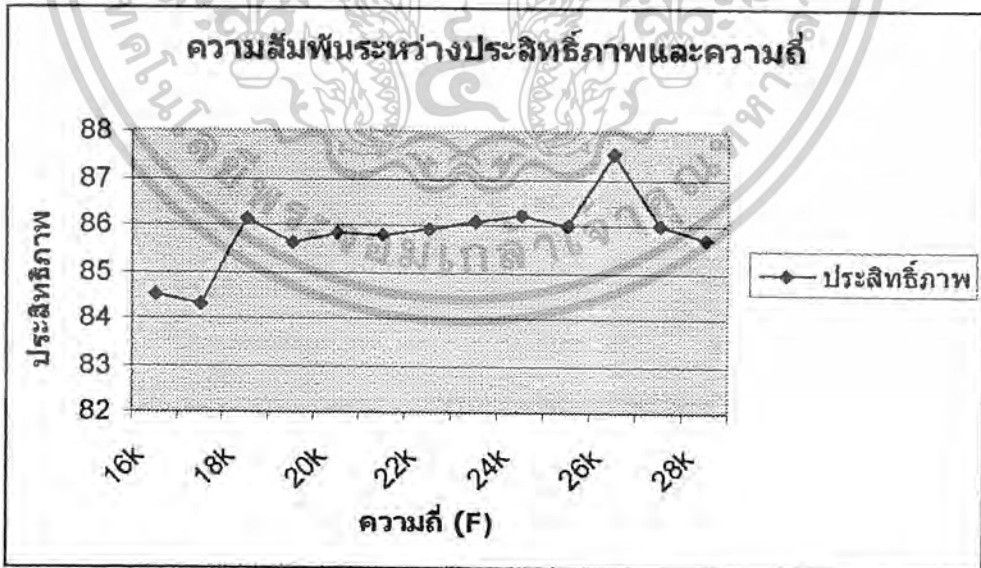


รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและความถี่ที่ โหลด 25 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและความถี่ที่โหลด 25 โอห์ม

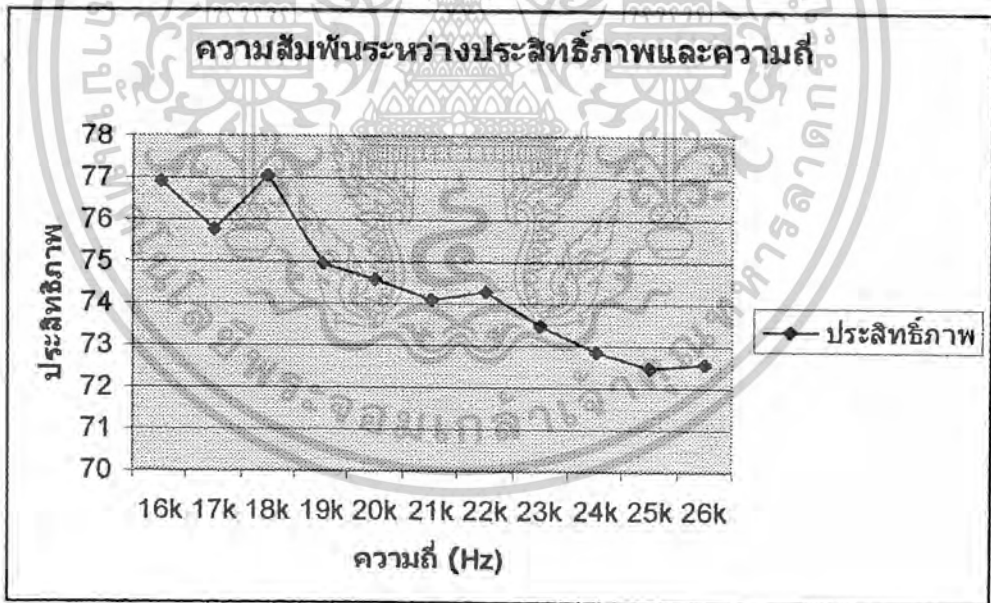


รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและความถี่ที่ 25 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

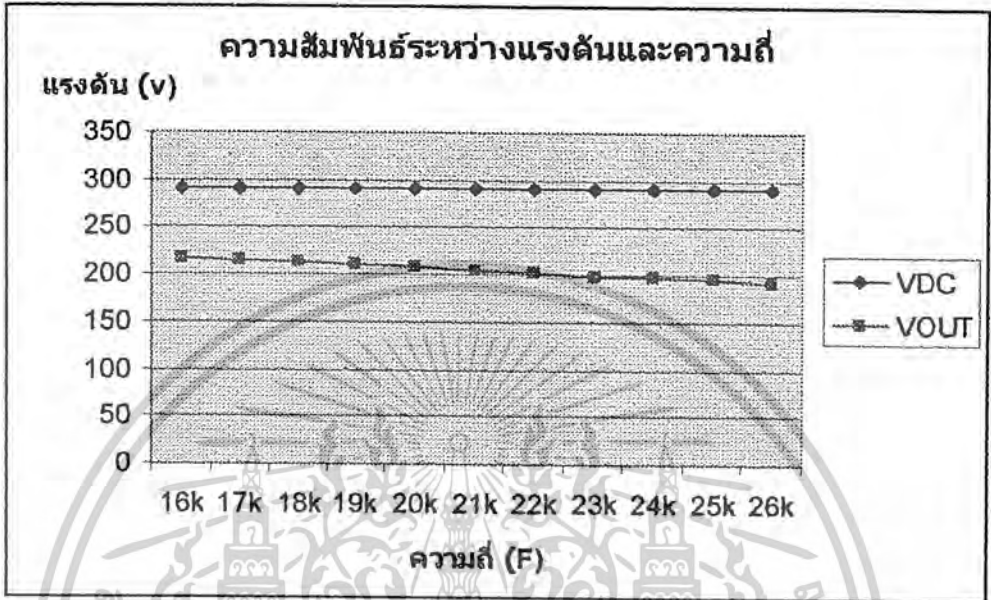
ตารางที่ 4.2 แสดงค่าผลการทดลองที่โหลด 50 โอห์ม

f	VDC	VOUT	lin	lout	Pout	Pin	ประสิทธิภาพ
16k	290	216.4	4.2	4.328	936.5792	1218	76.894844
17k	290	214.8	4.2	4.296	922.7808	1218	75.7619704
18k	290	214	4.1	4.28	915.92	1189	77.0328007
19k	290	211.1	4.1	4.222	891.2642	1189	74.9591421
20k	291	208.3	4	4.166	867.7778	1164	74.5513574
21k	291.5	205.2	3.9	4.104	842.1408	1136.85	74.0766856
22k	292	203	3.8	4.06	824.18	1109.6	74.277217
23k	292	199.2	3.7	3.984	793.6128	1080.4	73.4554609
24k	292	198.4	3.7	3.968	787.2512	1080.4	72.866642
25k	292	195.2	3.6	3.904	762.0608	1051.2	72.4943683
26k	292	192.6	3.5	3.852	741.8952	1022	72.5924853

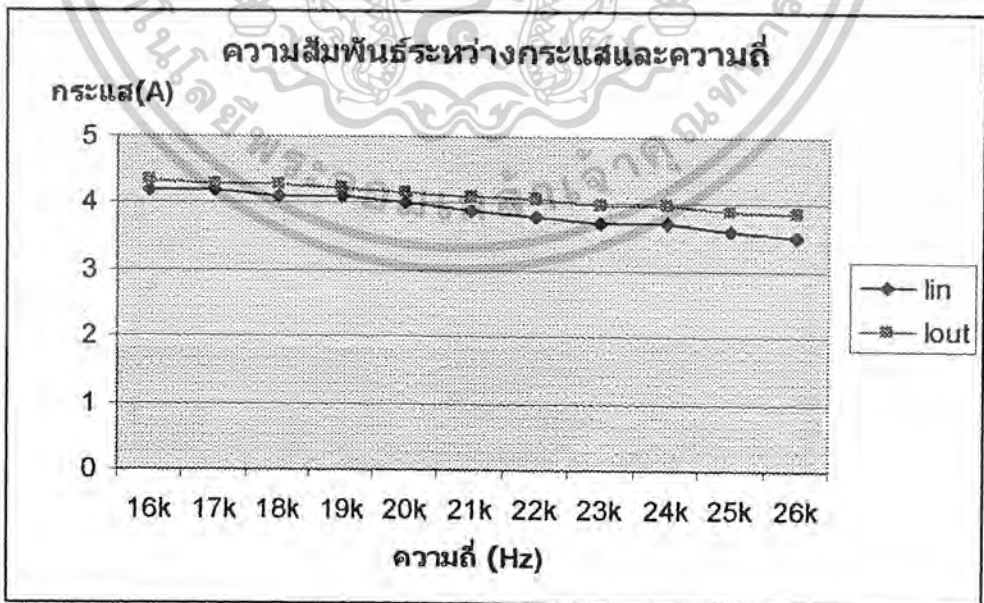


รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันและความถี่ที่โหลด 50 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและความถี่ที่โหลด 50 โอห์ม



รูปที่ 4.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพและความถี่ที่ 50 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองโครงการในครั้งนี้สามารถสรุปได้เป็นดังนี้ ในส่วนของภาค Control นั้นจะเป็นการควบคุมการทำงานของภาค Power โดยนำส่วนของภาค Feedback มาช่วยในการควบคุม และจะส่งสัญญาณ Output ออกมาในรูปของสัญญาณพัลส์ A และ B ซึ่งมีขนาดประมาณ 30 Vp-p จะสามารถปรับความถี่ที่ Output ได้โดยใช้ VR ปรับค่าเพื่อทำการปรับค่าที่เหมาะสม สัญญาณพัลส์ A และ B ที่ได้จะถูกนำไปใช้เป็น Input ในภาค Drive gate โดยในส่วนนี้จะทำหน้าที่ขยายสัญญาณพัลส์ A และ B โดยทรานซิสเตอร์ TIP31 และ TIP32 เพื่อที่จะส่งผ่านเข้าหม้อแปลง โดยจะทำการแยกสัญญาณออกเป็น 4 ชุด ซึ่งจะกลับเฟส 2 ชุด และตรงเฟส 2 ชุด โดยสัญญาณ Drive ที่ได้จะมีขนาดประมาณ 25 Vp-p และจะถูกนำไป Drive power MOSFET (IRFP460) ซึ่งจะทำงานอยู่ในภาค Converter โดยจะต่อในลักษณะแบบ Full Bridge Converter ซึ่ง IRFP จะทำงานที่ละคู่สลับกัน และแรงดันที่ได้จะประมาณเท่ากับแหล่งจ่าย ซึ่งโพลของ Converter คือ Transformer โดยจะผ่านเข้าไปส่วนของ Primary ซึ่งจะพันประมาณ 18 รอบ และส่วนของ Secondary จะพันประมาณ 20 รอบ และ Output ที่ได้จะเป็นสัญญาณ AC ซึ่งจะนำ Output ที่ได้ทำให้เป็นสัญญาณ DC โดยผ่าน MUR 3060T และนำแรงดันที่ได้ ไปผ่าน L-Chock และออกสู่ Output ต่อไป โดยโพลที่ใช้ในการทดลองจะมี 2 ค่า คือ 50 โอห์ม และ 25 โอห์ม โดยที่โพล 50 โอห์มจะมีค่าประสิทธิภาพมากที่สุดที่ความถี่ 18 kHz โดยจะมีแรงดัน Output เท่ากับ 214 V และกระแส Output เท่ากับ 4.28A มีค่าประสิทธิภาพ 77.032% และที่โพล 25 โอห์ม มีประสิทธิภาพมากที่สุดที่ความถี่ 18 kHz โดยจะมีแรงดัน Output เท่ากับ 194.5 V และกระแส Output เท่ากับ 7.78A มีค่าประสิทธิภาพ 86.13%

จากการทดลองโครงการนี้จะพบปัญหาที่เกิดขึ้น เช่น การเกิด Over shoot ซึ่งสามารถแก้ไขได้ โดยการปรับค่า RC snubber และการพันขดลวดที่หม้อแปลง ซึ่ง Over shoot เป็นปัญหาหลักที่จะทำให้ Power MOS เกิดการเสียหายได้ เพราะ Power MOS มีแรงดันตกคร่อมขา D-S ไม่เกิน 600 V

การปรับปรุงประสิทธิภาพเพื่อนำไปใช้งาน สามารถทำได้โดยการเพิ่มชุด Power MOS คือ IRFP 460 เข้าไปอีก โดยการต่อขนานเข้าไปอีก 2-3 ชุด เพื่อทำการเพิ่มกระแสทำให้วงจร Converter สามารถจ่ายกระแสเพิ่มขึ้นได้อีกหลายเท่า ทำให้ได้ค่าประสิทธิภาพที่เพิ่มขึ้น และสามารถนำวงจรนี้ไปประยุกต์ใช้งานควบคุมอื่นๆอีกมากมาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3525A SG3527A

Pulse Width Modulator Control Circuits

The SG3525A, SG3527A pulse width modulator control circuits offer improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of deadtime can be programmed by a single resistor connected between the C_T and Discharge pins. These devices also feature built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the changing of the soft-start capacitor when V_{CC} is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG3525A features NOR logic resulting in a low output for an off-state while the SG3527A utilized OR logic which gives a high output when off.

- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V $\pm 1.0\%$ Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs: ± 400 mA Peak

PULSE WIDTH MODULATOR CONTROL CIRCUITS

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

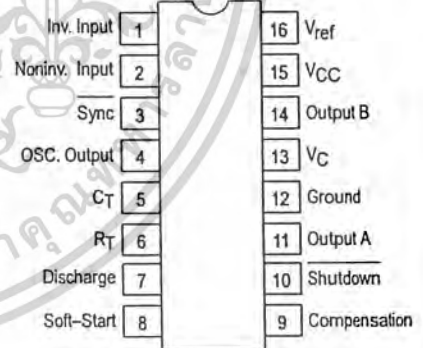


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648



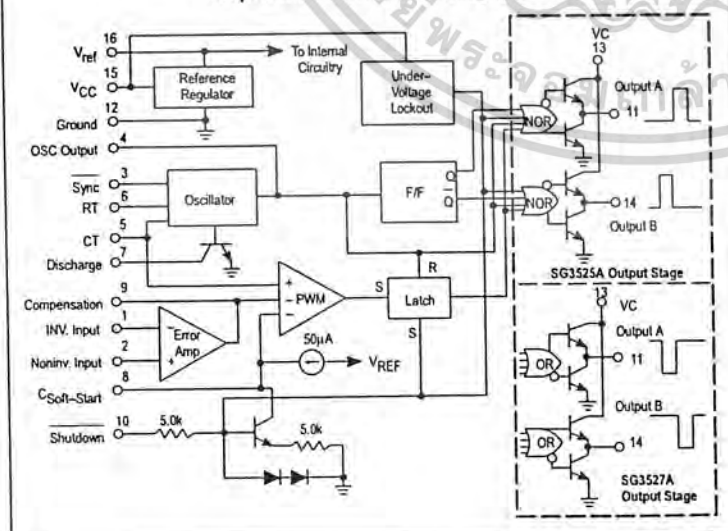
DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16L)

PIN CONNECTIONS



(Top View)

Representative Block Diagram



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3525AN	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	Plastic DIP
SG3525ADW		SO-16L
SG3527AN		Plastic DIP

SG3525A SG3527A

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	±500	mA
Reference Output Current	I _{ref}	50	mA
Oscillator Charging Current		5.0	mA
Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) T _A = +25°C (Note 2) T _C = +25°C (Note 3)	P _D	1000 2000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	R _{θJA}	100	°C/W
Thermal Resistance Junction-to-Case	R _{θJC}	60	°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	+150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	T _{Solder}	+300	°C

NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.
2. Derate at 10 mW/°C for ambient temperatures above +50°C.
3. Derate at 16 mW/°C for case temperatures above +25°C.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V _C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Steady State) (Peak)	I _O	0 0	±100 ±400	mA
Reference Load Current	I _{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f _{osc}	0.1	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R _T	2.0	150	kΩ
Oscillator Timing Capacitor	C _T	0.001	0.2	μF
Deadtime Resistor Range	R _D	0	500	Ω
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0	+70	°C

APPLICATION INFORMATION

Shutdown Options (See Block diagram, front page)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of 100 μA to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two functions: the PWM

latch is immediately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a 150 μA current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.

SG3525A SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +20\text{ Vdc}$, $T_A = T_{low}$ to T_{high} [Note 4], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION					
Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	5.00	5.10	5.20	Vdc
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg _{line}	–	10	20	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg _{load}	–	20	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	20	–	mV
Total Output Variation Includes Line and Load Regulation over Temperature	ΔV_{ref}	4.95	–	5.25	Vdc
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{SC}	–	80	100	mA
Output Noise Voltage ($10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_n	–	40	200	μV_{rms}
Long Term Stability ($T_J = +125^\circ\text{C}$) (Note 5)	S	–	20	50	mV/khr

OSCILLATOR SECTION (Note 6, unless otherwise noted.)

Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		–	± 2.0	± 6.0	%
Frequency Stability with Voltage ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{D \cdot V_{CC}}$	–	± 1.0	± 2.0	%
Frequency Stability with Temperature	$\frac{\Delta f_{osc}}{D \cdot T}$	–	± 0.3	–	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.2\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	–	50	–	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 1.0\text{ nF}$)	f_{max}	400	–	–	kHz
Current Mirror ($I_{RT} = 2.0\text{ mA}$)		1.7	2.0	2.2	mA
Clock Amplitude		3.0	3.5	–	V
Clock Width ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		0.3	0.5	1.0	μs
Sync Threshold		1.2	2.0	2.8	V
Sync Input Current (Sync Voltage = $+3.5\text{ V}$)		–	1.0	2.5	mA

ERROR AMPLIFIER SECTION ($V_{CM} = +5.1\text{ V}$)

Input Offset Voltage	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	1.0	10	μA
Input Offset Current	I_{IO}	–	–	1.0	μA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	75	–	dB
Low Level Output Voltage	V_{OL}	–	0.2	0.5	V
High Level Output Voltage	V_{OH}	3.8	5.6	–	V
Common Mode Rejection Ratio ($+1.5\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$)	CMRR	60	75	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	PSRR	50	60	–	dB

PWM COMPARATOR SECTION

Minimum Duty Cycle	DC_{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle	DC_{max}	45	49	–	%
Input Threshold, Zero Duty Cycle (Note 6)	V_{th}	0.6	0.9	–	V
Input Threshold, Maximum Duty Cycle (Note 6)	V_{th}	–	3.3	3.6	V
Input Bias Current	I_{IB}	–	0.05	1.0	μA

NOTES: 4. $T_{low} = 0^\circ$ for SG3525A, 3527A $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for SG3525A, 3527A

5. Since long term stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.

6. Tested at $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 3.6\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_D = 0\Omega$).

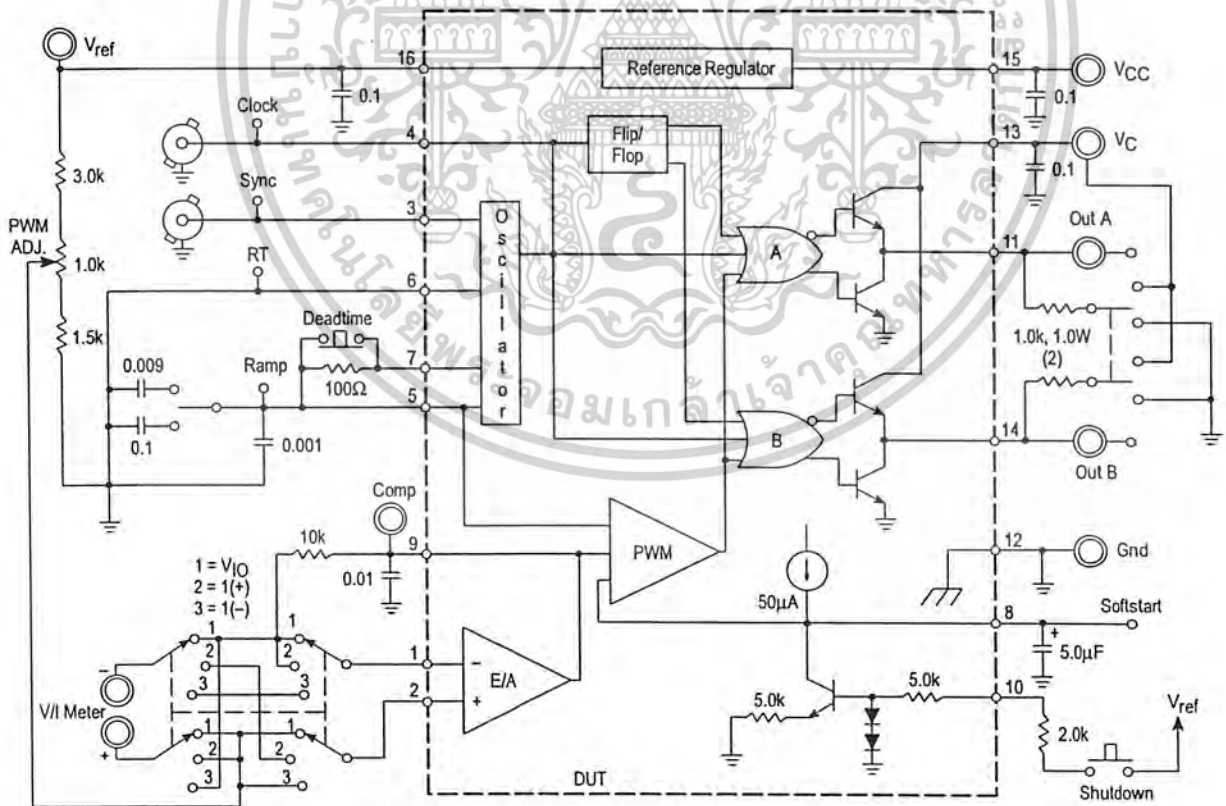
SG3525A SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
SOFT-START SECTION					
Soft-Start Current ($V_{\text{shutdown}} = 0 \text{ V}$)		25	50	80	μA
Soft-Start Voltage ($V_{\text{shutdown}} = 2.0 \text{ V}$)		–	0.4	0.6	V
Shutdown Input Current ($V_{\text{shutdown}} = 2.5 \text{ V}$)		–	0.4	1.0	mA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_{\text{CC}} = +20 \text{ V}$)					
Output Low Level ($I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$) ($I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$)	V_{OL}	– –	0.2 1.0	0.4 2.0	V
Output High Level ($I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$) ($I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$)	V_{OH}	18 17	19 18	– –	V
Under Voltage Lockout (V_8 and $V_9 = \text{High}$)	V_{UL}	6.0	7.0	8.0	V
Collector Leakage, $V_{\text{C}} = +35 \text{ V}$ (Note 7)	$I_{\text{C}}(\text{leak})$	–	–	200	μA
Rise Time ($C_{\text{L}} = 1.0 \text{ nF}$, $T_{\text{J}} = 25^\circ\text{C}$)	t_{r}	–	100	600	ns
Fall Time ($C_{\text{L}} = 1.0 \text{ nF}$, $T_{\text{J}} = 25^\circ\text{C}$)	t_{f}	–	50	300	ns
Shutdown Delay ($V_{\text{DS}} = +3.0 \text{ V}$, $C_{\text{S}} = 0$, $T_{\text{J}} = +25^\circ\text{C}$)	t_{ds}	–	0.2	0.5	μs
Supply Current ($V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$)	I_{CC}	–	14	20	mA

NOTE: 7. Applies to SG3525A only, due to polarity of output pulses.

Lab Test Fixture



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3525A SG3527A

Figure 1. Oscillator Charge Time versus R_T

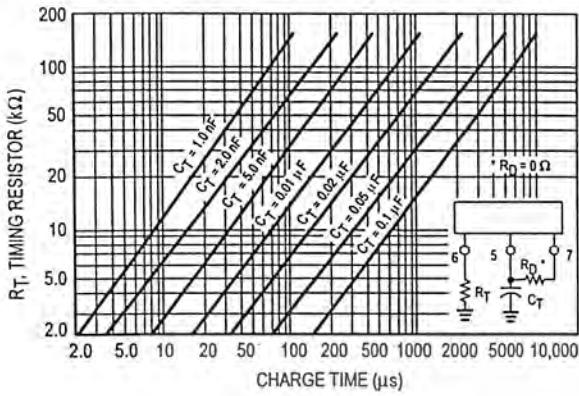


Figure 2. Oscillator Discharge Time versus R_D

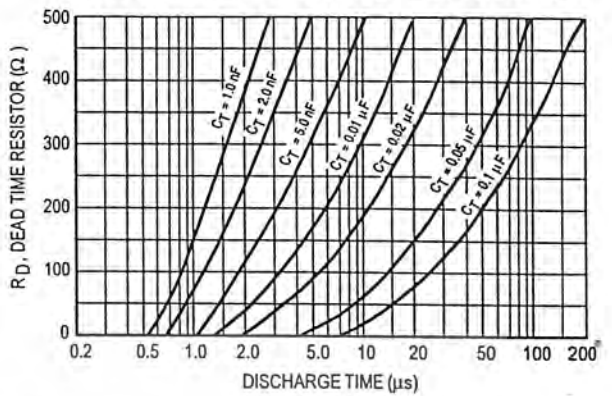


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

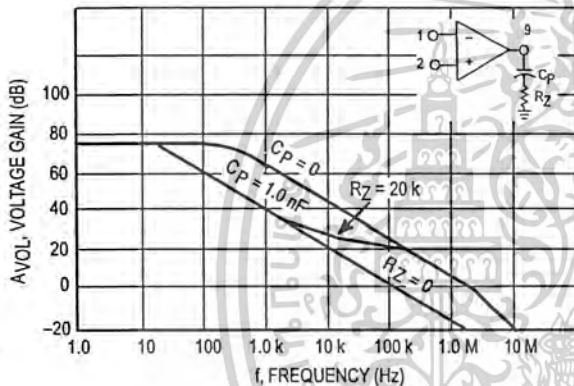


Figure 4. Output Saturation Characteristics (SG3525A)

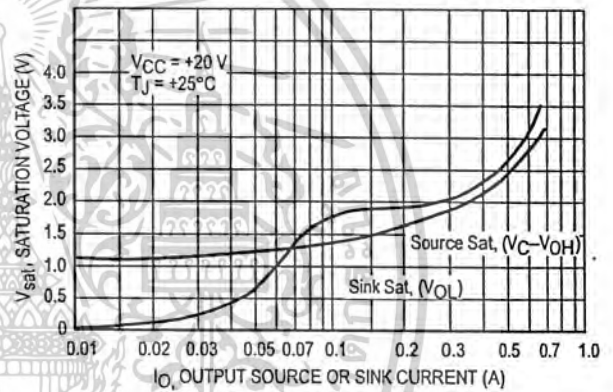


Figure 5. Oscillator Schematic (SG3525A)

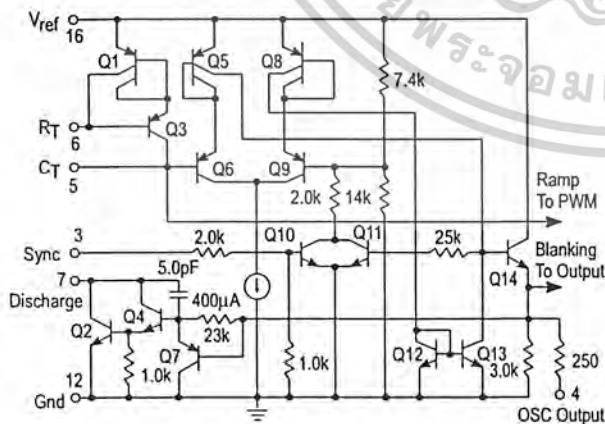
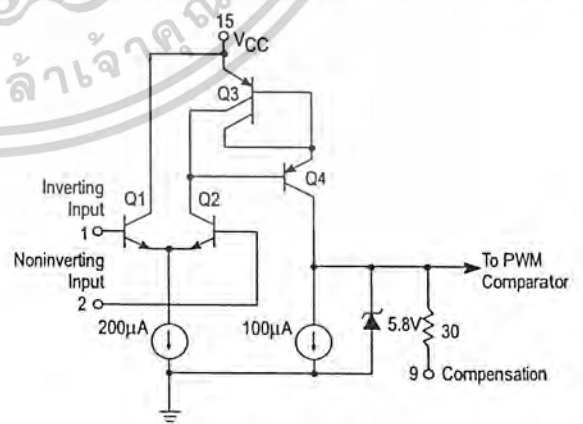


Figure 6. Error Amplifier Schematic (SG3525A)



SG3525A SG3527A

Figure 7. SG3525A Output Circuit (1/2 Circuit Shown)

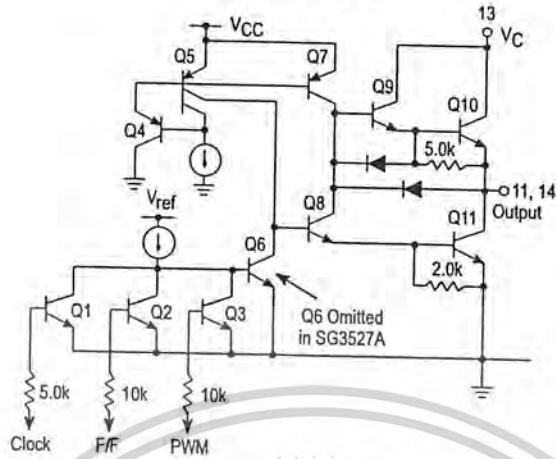
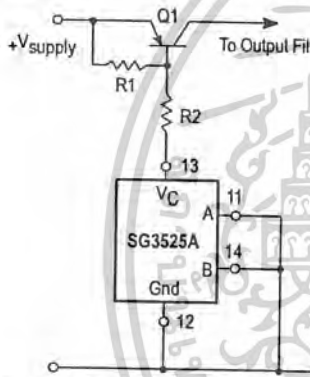
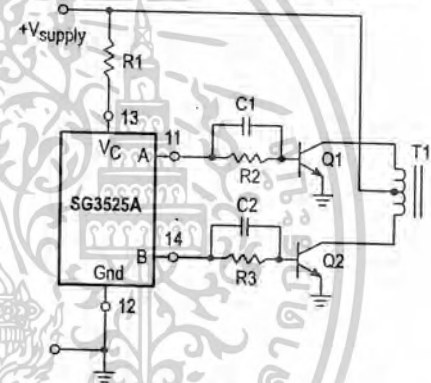


Figure 8. Single-Ended Supply



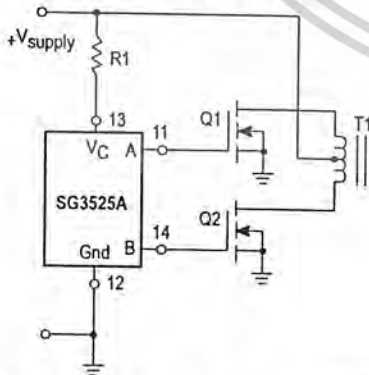
For single-ended supplies, the driver outputs are grounded. The V_C terminal is switched to ground by the totem-pole source transistors on alternate oscillator cycles.

Figure 9. Push-Pull Configuration



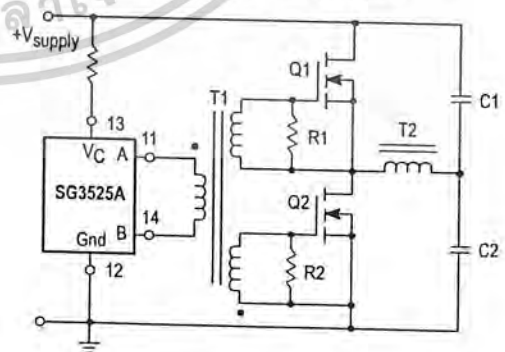
In conventional push-pull bipolar designs, forward base drive is controlled by R1-R3. Rapid turn-off times for the power devices are achieved with speed-up capacitors C1 and C2.

Figure 10. Driving Power FETS



The low source impedance of the output drivers provides rapid charging of power FET input capacitance while minimizing external components.

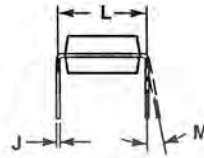
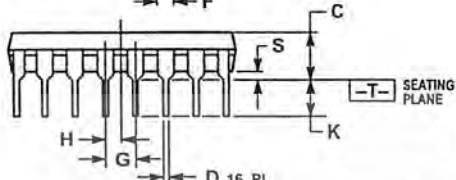
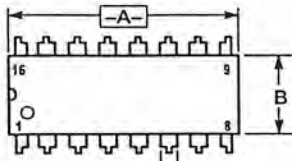
Figure 11. Driving Transformers in a Half-Bridge Configuration



Low power transformers can be driven directly by the SG3525A. Automatic reset occurs during deadtime, when both ends of the primary winding are switched to ground.

SG3525A SG3527A
OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08
ISSUE R



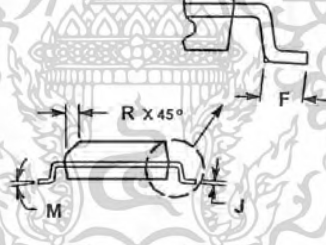
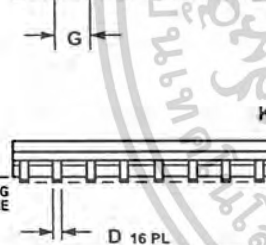
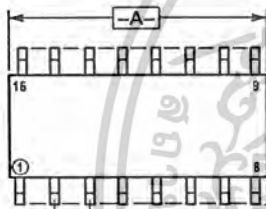
$\oplus 0.25 (0.010) \text{M}$ T A M

NOTES:

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B-05
(SO-16L)
ISSUE J



$\oplus 0.25 (0.010) \text{M}$ T B S A S

NOTES:


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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3525A SG3527A



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

How to reach us:

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

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

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

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



MOTOROLA

SG3525A/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น  การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

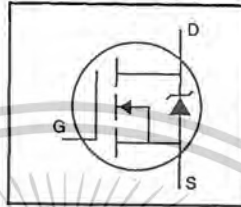
International Rectifier

PD-9.512B

IRFP460

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

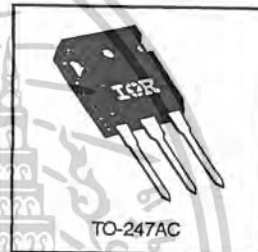
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

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

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



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280
	Linear Derating Factor	2.2
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960
I_{AR}	Avalanche Current ③	20
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	28
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	3.5
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150
T_{STG}	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460



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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS} /ΔT _J	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V _{GS} =10V, I _D =12A ①
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =12A ①
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{DS} =500V, V _{GS} =0V
		—	—	250		V _{DS} =400V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I _D =20A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		V _{DS} =400V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ②
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V _{DD} =250V
t _r	Rise Time	—	59	—		I _D =20A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	110	—		R _G =4.3Ω
t _f	Fall Time	—	58	—		R _D =13Ω See Figure 10 ③
L _D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C _{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	870	—		V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ④	—	—	80		
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T _J =25°C, I _S =20A, V _{GS} =0V ⑤
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	T _J =25°C, I _F =20A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	di/dt=100A/μs ⑤
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=4.3mH, R_G=25Ω, I_{AS}=20A (See Figure 12)
- ③ I_{SP}≤20A, di/dt≤160A/μs, V_{DD}≤V_{(BR)DSS}, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

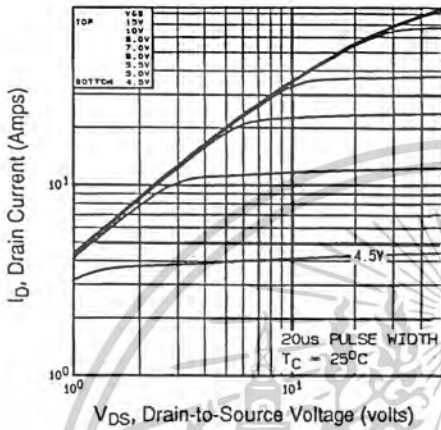


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

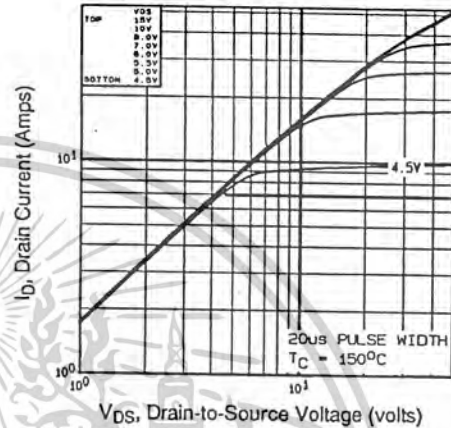


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

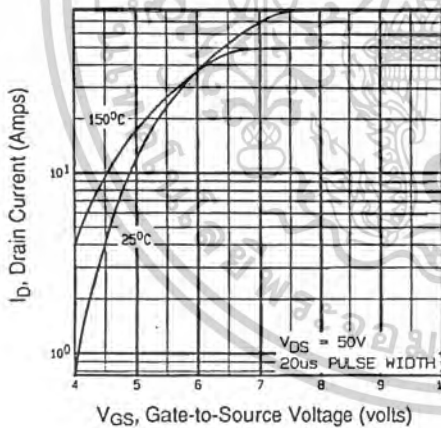


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

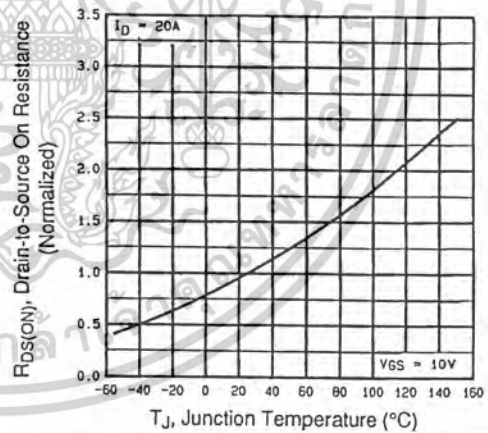


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

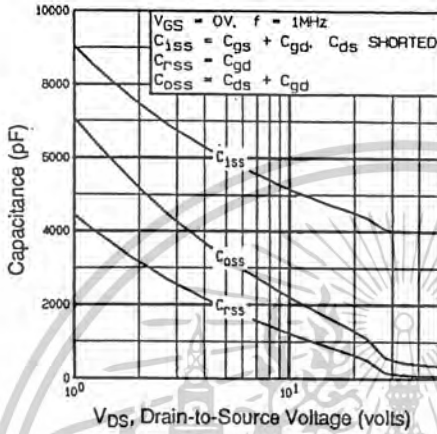


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

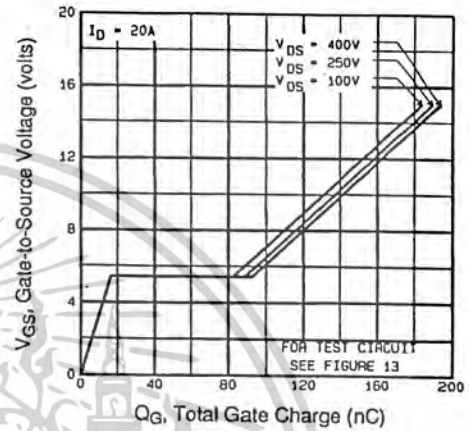


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

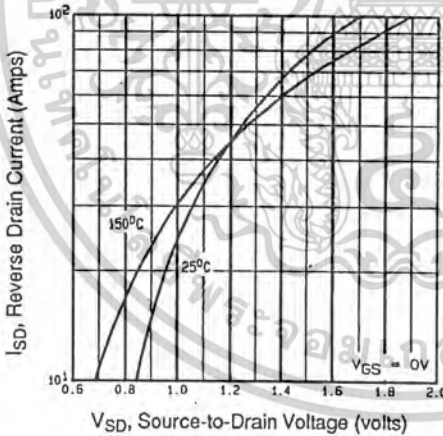


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

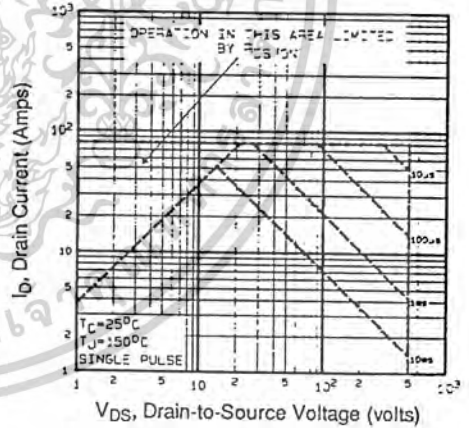


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

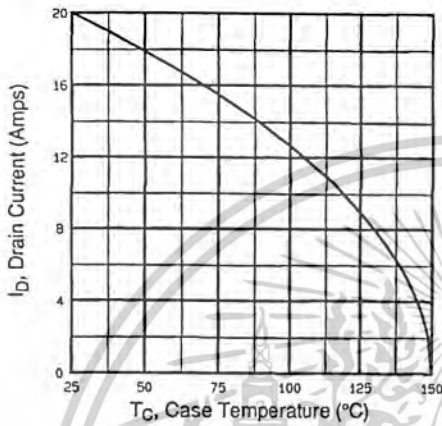


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

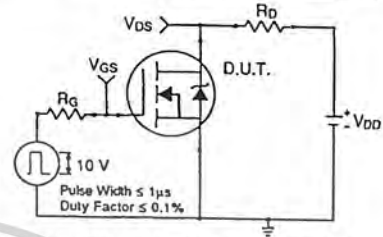


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

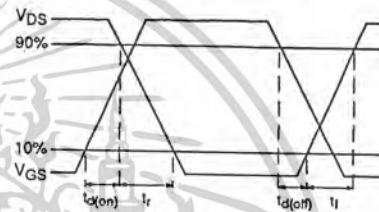


Fig 10b. Switching Time Waveforms

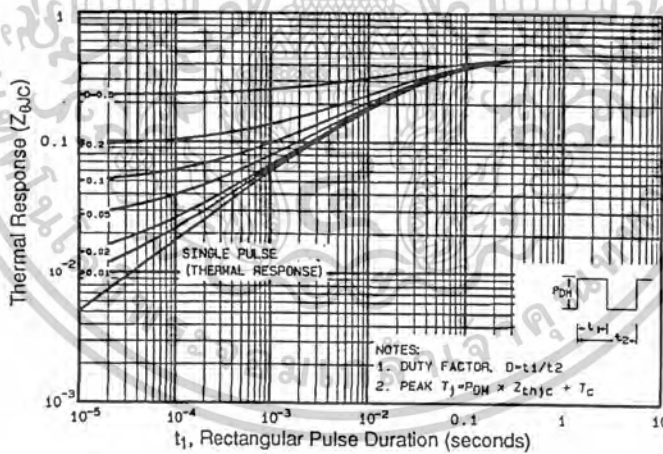


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

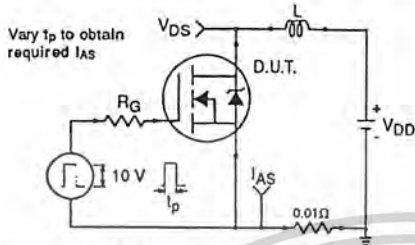


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

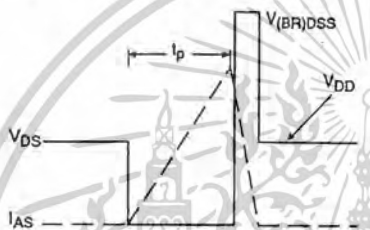


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

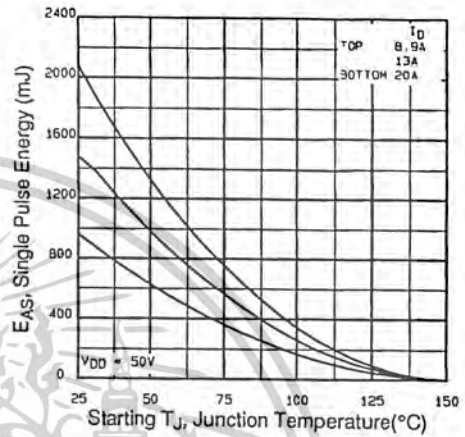


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

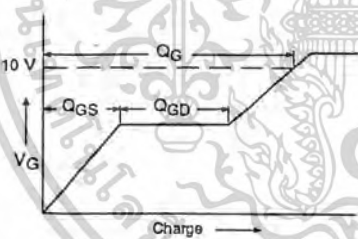


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

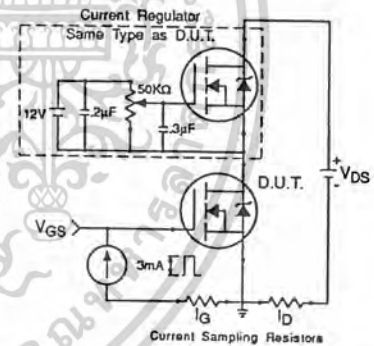


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

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

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Epoxy Meets UL94, V_O @ 1/8"
- High Temperature Glass Passivated Junction

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 4.3 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 30 units per plastic tube
- Marking: U3020, U3040, U3060



MUR3020PT
MUR3040PT*
MUR3060PT*

*Motorola Preferred Devices

ULTRAFAST RECTIFIERS
30 AMPERES
200-400-600 VOLTS



CASE 340D-02, Style 2
TO-218AC

MAXIMUM RATINGS, PER LEG

Rating	Symbol	MUR3020PT	MUR3040PT	MUR3060PT	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V _R) Per Leg Per Device	I _{F(AV)}	15 @ T _C = 150°C 30 @ T _C = 150°C		15 @ T _C = 30 @ 145°C	Amps
Peak Rectified Forward Current, Per Leg (Rated V _R , Square Wave, 20 kHz, T _C = 150°C)	I _{FRM}	30 @ T _C = 150°C		30 @ T _C = 145°C	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz) Per Leg	I _{FSM}	200		150	Amps
Operating Junction and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	- 65 to +175			°C

THERMAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG

Maximum Thermal Resistance — Junction to Case — Junction to Ambient	R _{θJC} R _{θJA}	1.5 40		°C/W
--	--------------------------------------	-----------	--	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS PER DIODE LEG

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I _F = 15 Amp, T _C = 150°C) (I _F = 15 Amp, T _C = 25°C)	V _F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.2 1.5	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated DC Voltage, T _J = 150°C) (Rated DC Voltage, T _J = 25°C)	i _R	500 10		1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time (I _F = 1.0 Amp, di/dt = 50 Amps/μs)	t _{rr}	35		60	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Rev 4

MUR3020PT MUR3040PT MUR3060PT

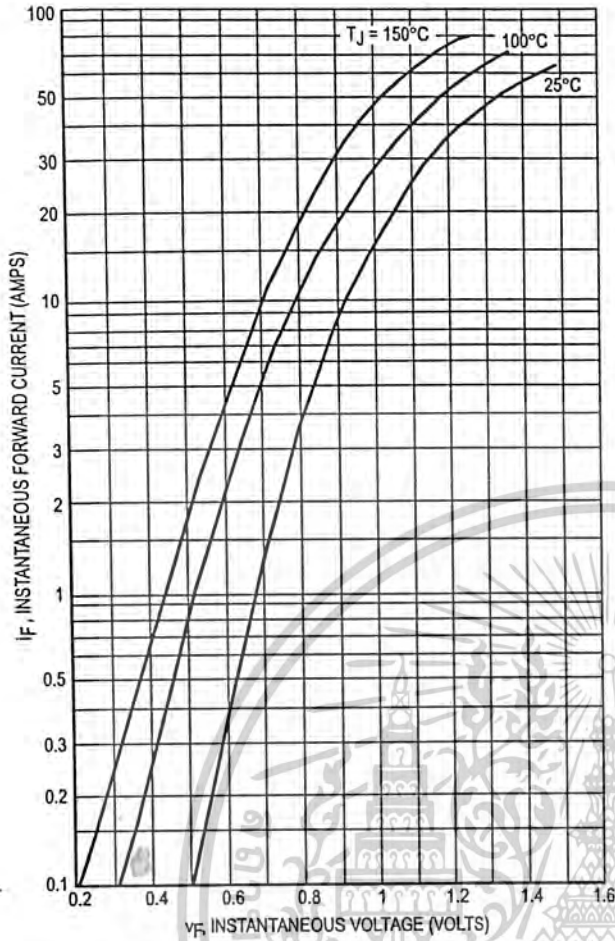


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)

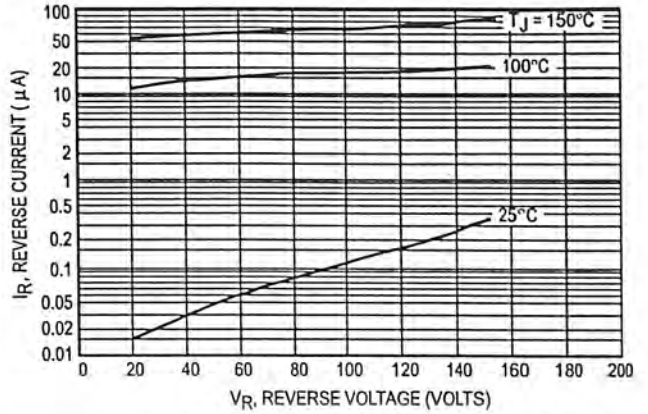


Figure 2. Typical Reverse Current (Per Leg)

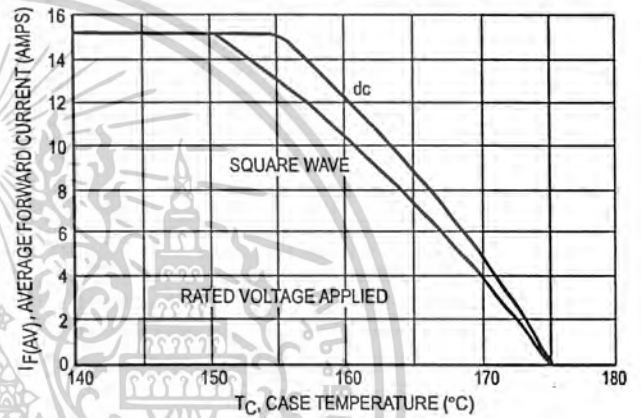


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

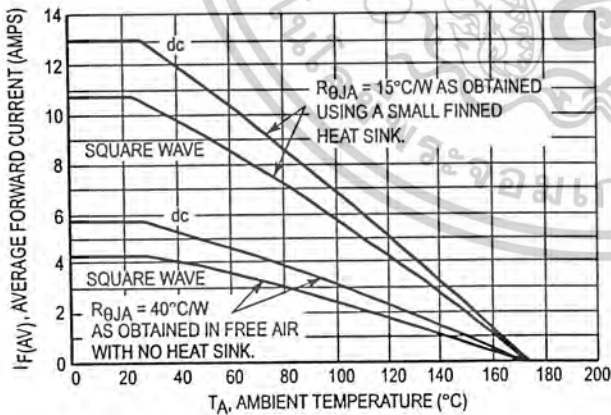


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

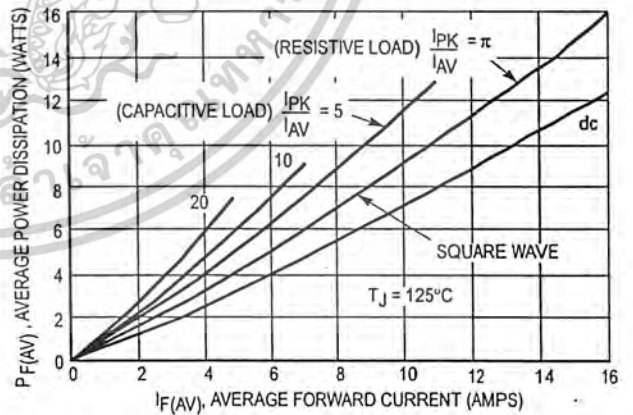


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

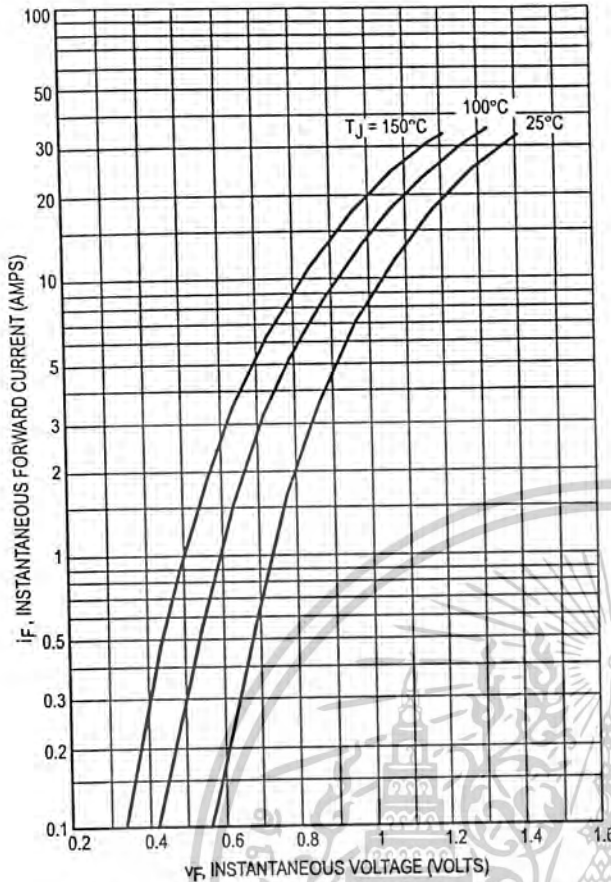


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)

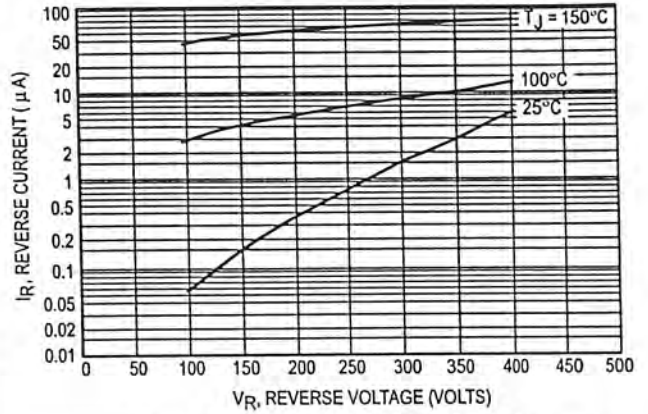


Figure 7. Typical Reverse Current (Per Leg)

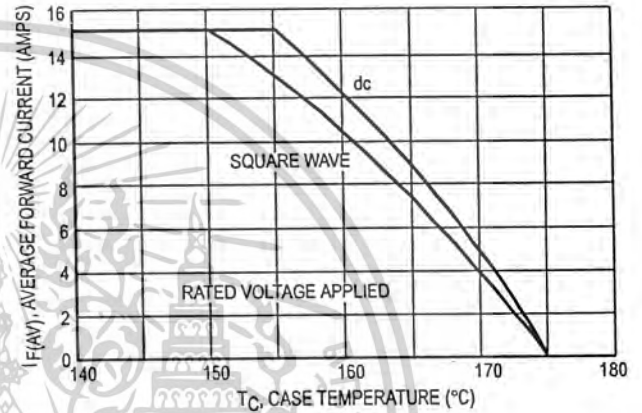


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

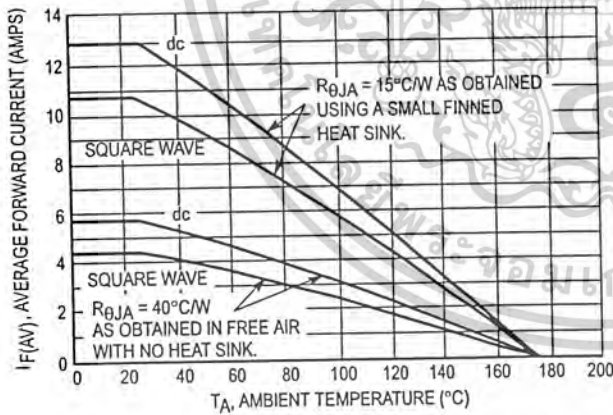


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

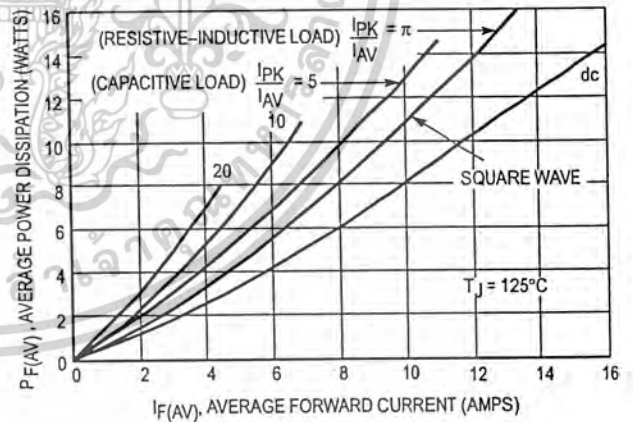


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020PT MUR3040PT MUR3060PT

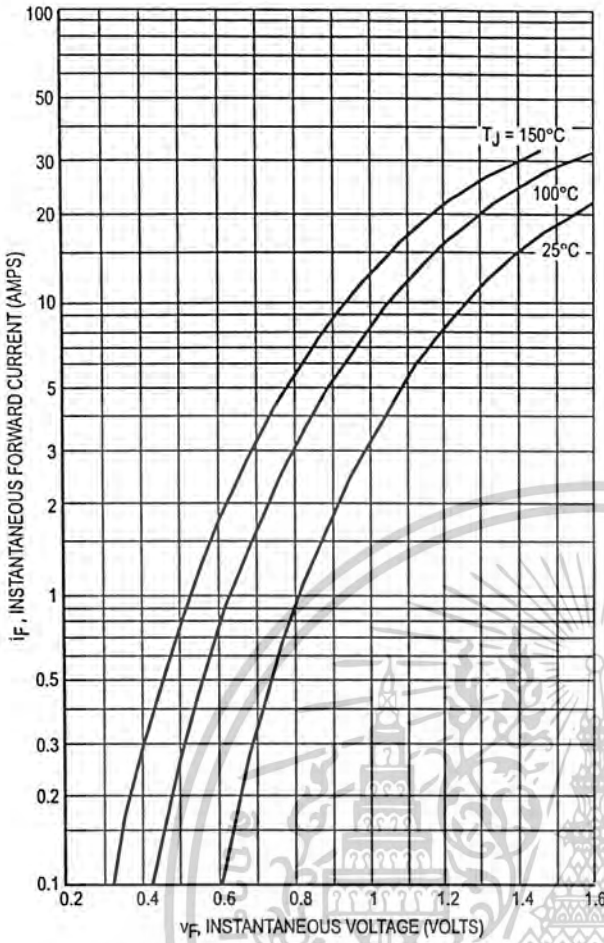


Figure 11. Typical Forward Voltage (Per Leg)

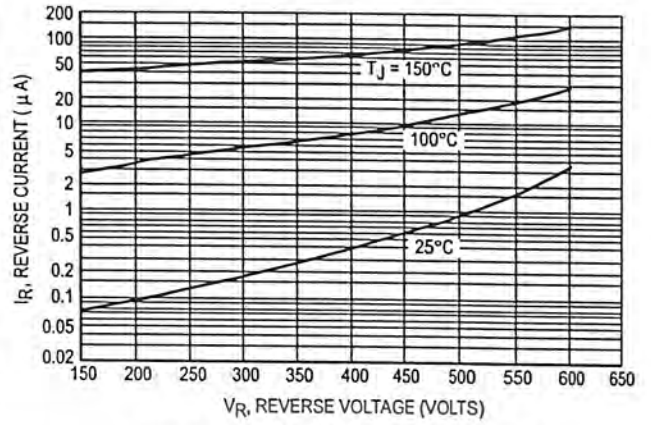


Figure 12. Typical Reverse Current (Per Leg)

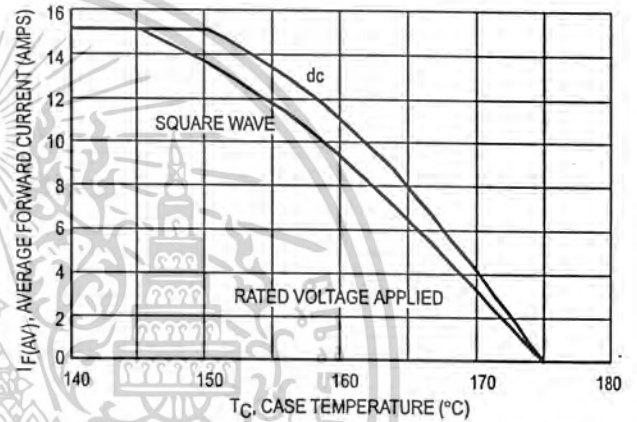


Figure 13. Current Derating, Case (Per Leg)

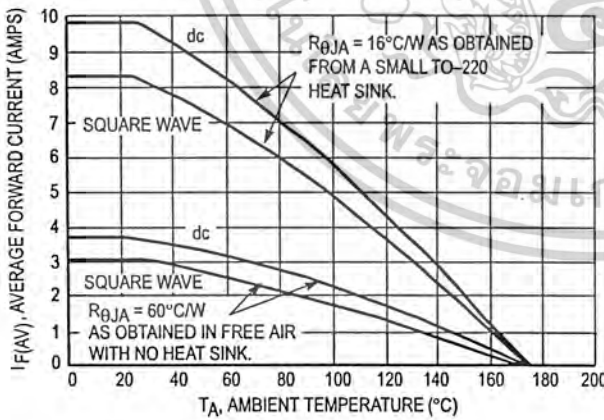


Figure 14. Current Derating, Ambient (Per Leg)

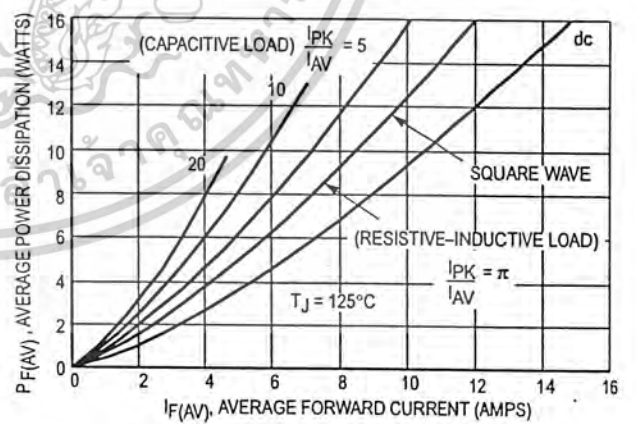


Figure 15. Power Dissipation (Per Leg)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

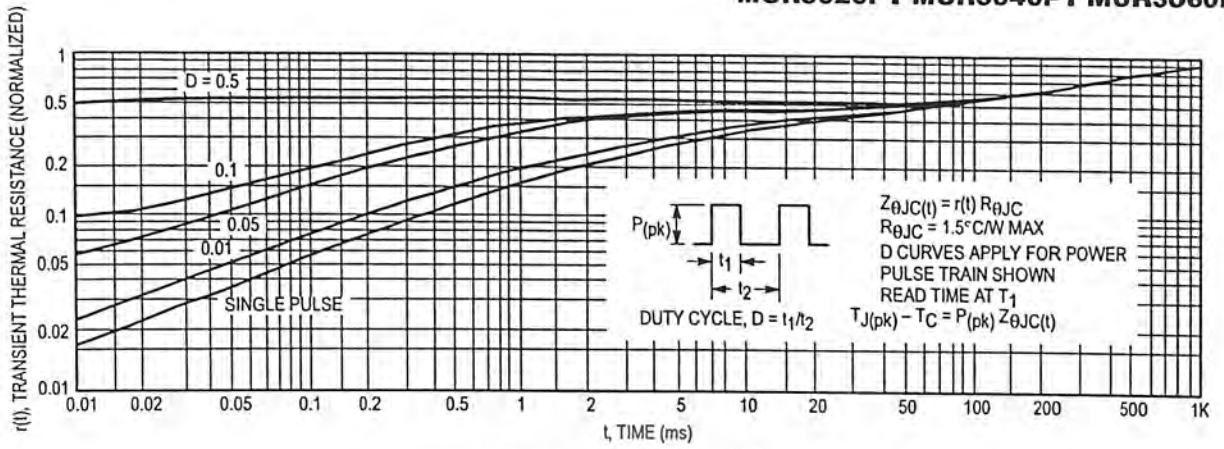


Figure 16. Thermal Response

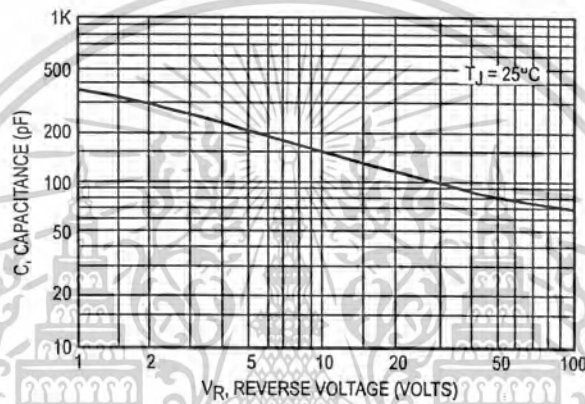
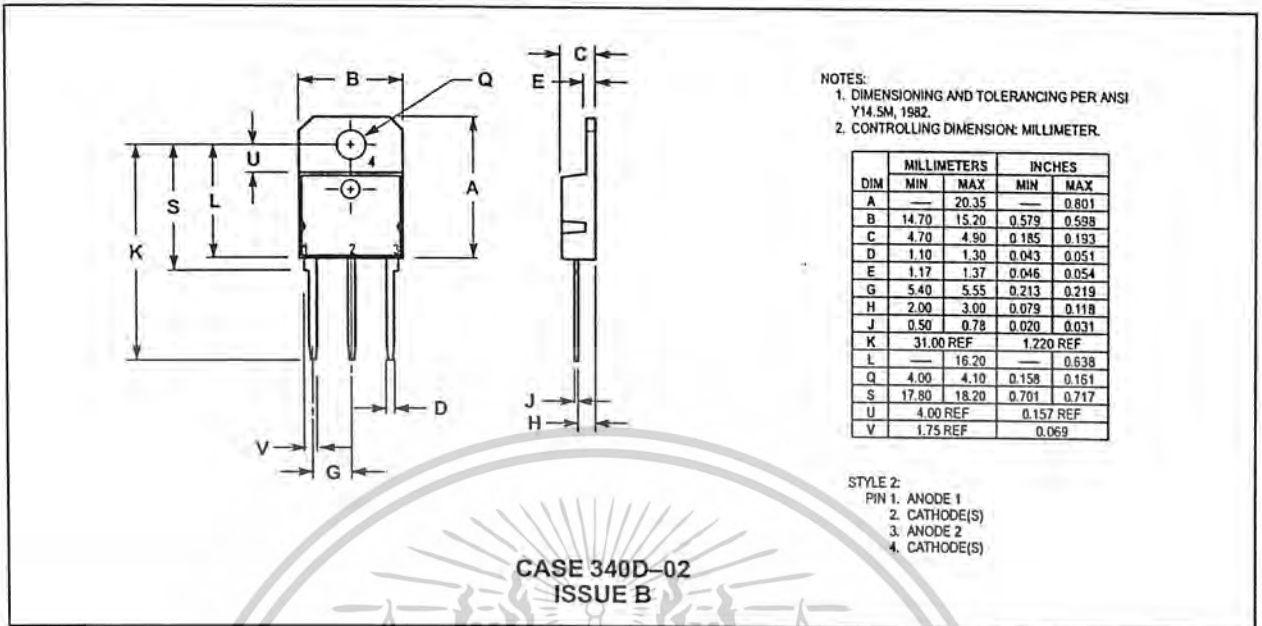


Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)

MUR3020PT MUR3040PT MUR3060PT

OUTLINE DIMENSIONS



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

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,
 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 1-602-244-6609
 Motorola Fax Back System - US & Canada ONLY 1-800-774-1848
 - http://sps.motorola.com/mfax/

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

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



MUR3020PT/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Medium Power Linear Switching Applications

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



1 - - TO-220
1.Base 2.Collector 3.Emitter

NPN Epitaxial Silicon Transistor

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

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : TIP31 : TIP31A : TIP31B : TIP31C	40	V
		60	V
		80	V
		100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : TIP31 : TIP31A : TIP31B : TIP31C	40	V
		60	V
		80	V
		100	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	5	V
I_C	Collector Current (DC)	3	A
I_{CP}	Collector Current (Pulse)	5	A
I_B	Base Current	1	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	40	W
P_C	Collector Dissipation ($T_A=25^\circ\text{C}$)	2	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

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

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

* Pulse Test: PWs300 μs , Duty Cycles2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

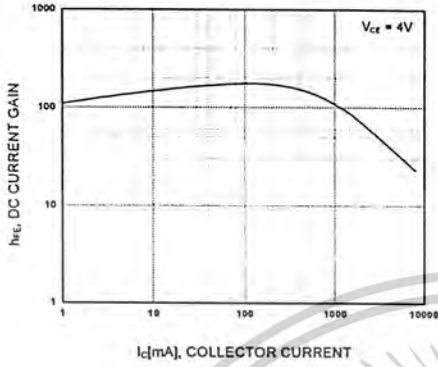


Figure 1. DC current Gain

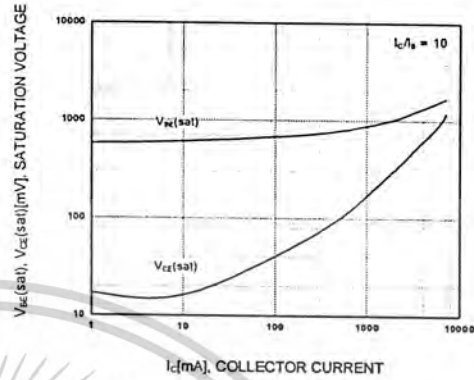


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

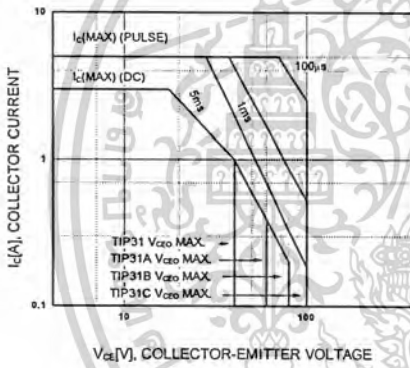


Figure 3. Safe Operating Area

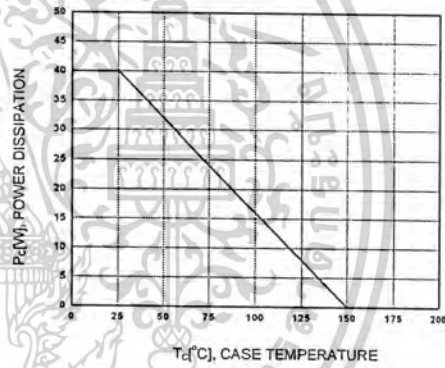
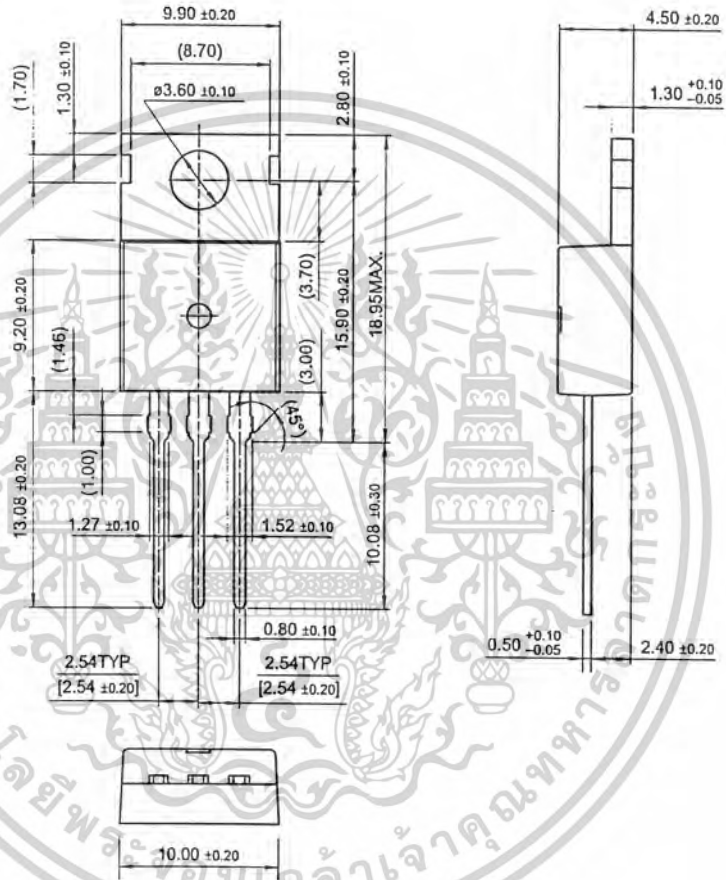


Figure 4. Power Derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

ACEx™
Bottomless™
CoolFET™
CROSSVOLT™
E²C MOS™
FACT™
FACT Quiet Series™
FAST®
FASTr™
GTO™

HiSeC™
ISOPLANAR™
MICROWIRE™
POP™
PowerTrench®
QFET™
QS™
Quiet Series™
SuperSOT™-3
SuperSOT™-6

SuperSOT™-8
SyncFET™
TinyLogic™
UHC™
VCX™

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

As used herein:

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

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Medium Power Linear Switching Applications

• Complement to TIP31/31A/31B/31C



1. Base 2. Collector 3. Emitter

PNP Epitaxial Silicon Transistor

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics

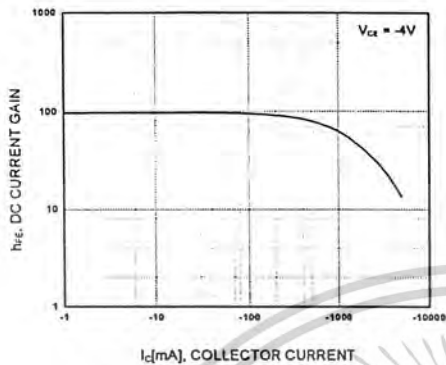


Figure 1. DC current Gain

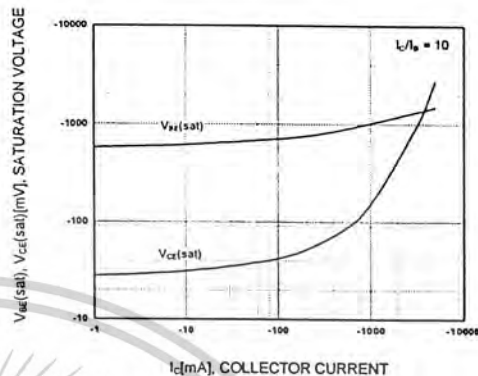


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

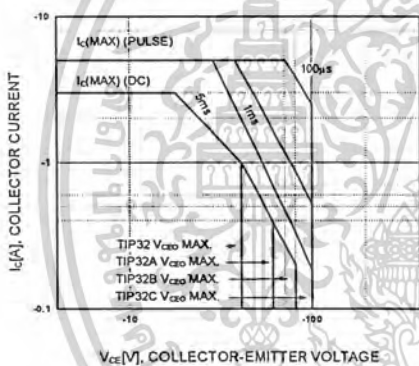


Figure 3. Safe Operating Area

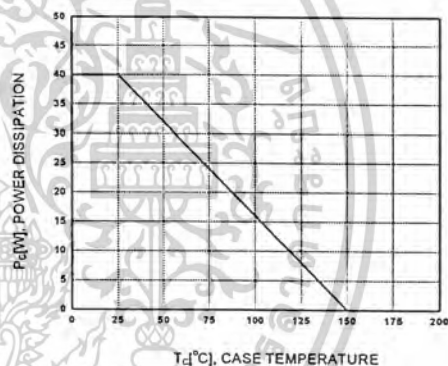
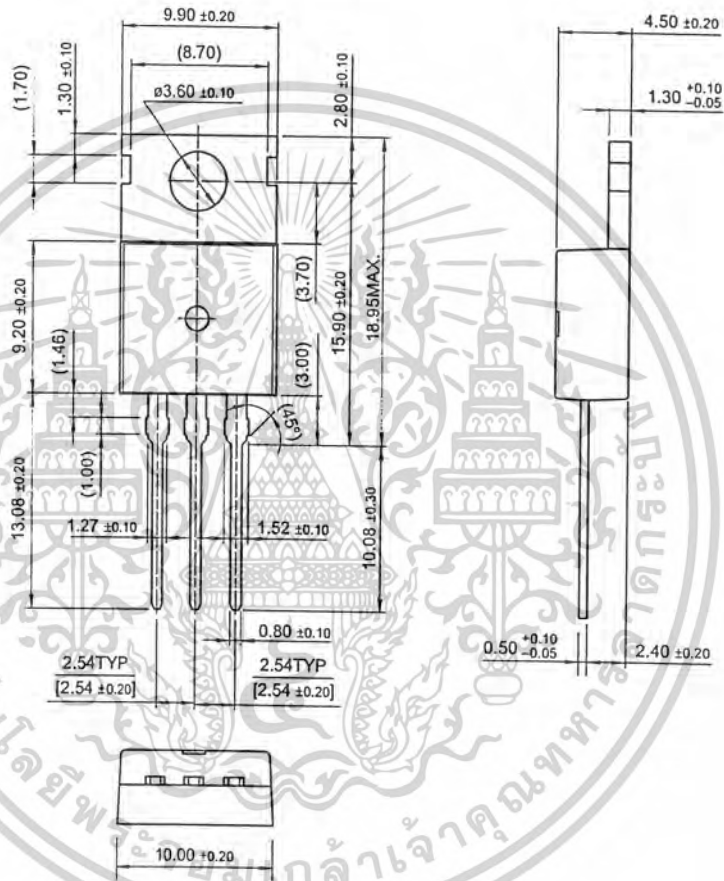


Figure 4. Power Derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220



Dimensions in Millimeters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

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

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

As used herein:

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ ตลอดจนแนวทางการศึกษา การแก้ไขปัญหา และชี้แนะแนวทางในการแก้ไข ข้อบกพร่องต่างๆ รวมทั้งเอื้อเฟื้ออุปกรณ์ สถานที่ และข้อมูลต่างๆ จนทำให้โครงการนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ สถานที่ และเครื่องมือต่างๆ ในการใช้ทำโครงการนี้ จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณบิดา-มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกาย และแรงใจ ที่ให้กับ ผู้จัดทำเสมอมา

ขอขอบคุณครูบาอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ ทำให้มีความรู้ ความสามารถ นำมาใช้ประกอบกันในการจัดทำโครงการครั้งนี้ ตลอดจนการแก้ปัญหา ต่างๆ จนทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

สุวัฒน์ ก้อน, “เทคนิคการออกแบบสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย”, หน้า 7-85

Pressman, A., “Switching Power Supply Design”, McGraw-Hill, Singapore, 1992.

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้