

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องเหนียวนำความร้อน
INDUCTION HEATING

โดย

นาย เฉลิมวุฒิ ชำนาญฉลา

นาย เอกชัย จันทมาลา

นาย เอกสิทธิ์ จินใจ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน **62803**
วัน,เดือน,ปี **22 ส.ค. 2549**

b. **11120020**
.....
.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน
INDUCTION HEATING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อโครงการภาษาไทย

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ชื่อโครงการภาษาอังกฤษ

INDUCTION HEATING

จัดทำโดย

นาย เฉลิมวุฒิ ชำนาญฉา 46015173

นาย เอกชัย จันทมาลา 46015209

นาย เอกสิทธิ์ จินใจ 46015293

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล

โครงการฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ เชียรศิริกุล)

วันที่ 20 / 03 / 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2548

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ นาย เกลิมวุฒิ ชำนาญฉา

นาย เอกชัย จันทมาลา

นาย เอกสิทธิ์ จินใจ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนียวนำความร้อน

นาย เฉลิมวุฒิ ชำนาญฉา รหัสนักศึกษา 46015173
นาย เอกชัย จันทมาลา รหัสนักศึกษา 46015209
นาย เอกสิทธิ์ จินใจ รหัสนักศึกษา 46015293
รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)
ปีการศึกษา 2548

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอถึงการออกแบบและ โครงสร้างของเครื่องเหนียวนำความร้อน วงจรที่ใช้ ซึ่งประกอบไปด้วย 6 ส่วนหลักๆ คือ วงจรภาคเรียงกระแส วงจรภาคพัลส์ชวิตซมอดดูเลชั่น วงจรภาคขับเคลื่อน วงจรที่ใช้เป็นฟลูบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทั้งยังวงจรสับเบอรัมและขดลวดเหนียวนำ เครื่องเหนียวนำความร้อนคือกระบวนการให้ความร้อนโดยไม่สัมผัสกับชิ้นงาน โดยใช้การเหนียวนำกระแสไฟฟ้าที่ความถี่สูง เป็นตัวให้ความร้อนแก่วัสดุชิ้นงานเหล่านั้นเนื่องจากการที่กระบวนการที่ไม่สัมผัสวัสดุชิ้นงาน จึงทำให้กระบวนการให้ความร้อนไม่ทำให้วัสดุชิ้นงานเกิดสิ่งเจือปนในวัสดุ ยิ่งไปกว่านั้นเนื่องจากความร้อนที่เกิดขึ้นในชิ้นงานจะทำให้เกิดประสิทธิภาพมากที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUCTION HEATING

Mr. Chalermwuth Chamnancha ID.46015173

Mr. Ekachai Jantamala ID.46015209

Mr. Eakkasith Jinjai ID.46015293

Assoc.Prof. Somsak Cheersirikun Advisor

Education Year 2005

Abstract

This report describes a design and construction of induction heating. The circuit used in this consist of six main parts which are a rectifier circuit , a PWM circuit , a gate driver circuit , a full bridge inverter , a snubber circuit and coil. Induction heating is a non-contact heating process. It uses high frequency electricity to heat materials that are electrically conductive. Since it is non-contact, the heating process does not contaminate the material being heated. It is also very efficient since the heat is actually generated inside the workpiece.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ เครื่องให้ความร้อนโลหะแบบเหนียวนำความถี่สูง สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับคำปรึกษาต่างๆที่ดีและการให้ความช่วยเหลือสนับสนุนเป็นอย่างดีจากหลายฝ่ายซึ่งคณะผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณ ณ ที่นี้ อาจารย์สมศักดิ์ เชียรศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาานิพนธ์ และตลอดจนรุ่นพี่และเพื่อนๆ ที่ให้ทั้งการแนะนำและความช่วยเหลือในด้านอุปกรณ์ต่างๆในการทำงานจนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีจึงขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้ด้วย

ในปริญญาานิพนธ์นี้หากมีข้อผิดพลาดประการใดทางคณะผู้จัดทำยินดีน้อมรับข้อบกพร่องทุกประการ และสุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่เคารพรักตลอดจนญาติ พี่น้องทุกคนที่ให้การช่วยเหลือและเป็นกำลังใจจนทำให้ปริญญาานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	3
2.1 หลักการเบื้องต้น	3
2.1.1 หลักการทำงานของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก	3
2.1.2 แหล่งจ่ายพลังงาน	4
2.1.3 ความลึกจากผิว	6
2.1.4 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ	6
2.1.5 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก	6
2.1.6 โลหะวิทยาของเหล็ก	7
2.1.7 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)	8
2.2 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)	8
2.2.1 หลักการทำงานของ IGBT	10
2.3 คอนเวอร์เตอร์	11
2.3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	12
2.3.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	13
2.3.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	13
2.3.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	13
2.3.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	14
2.4 วงจรสับเบอร์	14
2.4.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	14
2.4.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	16
2.5 วงจรเรโซแนนซ์	17
2.5.1 ผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ	19
2.5.2 ผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอันดับที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ไดโอด (Diode)	22
2.6.1 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด	22
2.6.2 ฟาสต์-รีคัฟเวอรี่ไดโอด และอัลตราฟาสต์-รีคัฟเวอรี่ไดโอด	22
2.6.3 ซอตต์กีไดโอด (Schottky Diode)	23
2.7 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ	23
2.7.1 การให้ความร้อนที่ความถี่ต่ำ	24
2.7.2 ขดลวดเหนี่ยวนำที่ความถี่ปานกลางถึงความถี่สูง	25
2.8 หม้อแปลงสวิตชิง	27
2.8.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์	27
2.8.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	28
2.8.3 การกำหนดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง	30
2.8.4 การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม	31
2.8.5 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)	31
2.8.6 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	32
2.8.7 การกำหนดขนาดของขดลวด	34
2.8.8 ผลจากการนำกระแสที่ผิวของทองแดง (Skin effect)	35
บทที่ 3 วิธีกาค่าเนิงงาน	37
3.1 การออกแบบวงจร	37
3.1.1 การออกแบบวงจรสร้างความถี่และวงจรจับนำเกต	38
3.1.2 วงจรจับเกต	39
3.1.3 วงจรอินเวอร์เตอร์	40
3.1.4 ชุดหม้อแปลงสวิตชิงเรโซแนนซ์	41
3.1.5 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 310 V	41
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน	43
4.1 ขั้นตอนการทดลอง	43
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	49
5.1 สรุปผลการทดลอง	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโลหะ	2
รูปที่ 2.1 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก	5
รูปที่ 2.2 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ	5
รูปที่ 2.3 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก	7
รูปที่ 2.4 แสดงหน้าตัดขวางของตัว IGBT	9
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส - แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT	9
รูปที่ 2.6 รูปคลื่นของ IGBT ขณะ Turn - on ในวงจร step - down convertor	10
รูปที่ 2.7 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn - off ในวงจร step - down convert	11
รูปที่ 2.8 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ	12
รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	15
รูปที่ 2.10 แสดงการต่อวงจรสแน็บเบอร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ มอสให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	15
รูปที่ 2.11 แสดงการต่อสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่า กระแสสูง สุดที่จะตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	16
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรรีไซเคิลแบบอันดับและอนุกรม	18
รูปที่ 2.13 แสดงผลของ L และ C ที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับที่ความถี่ต่างๆ	19
รูปที่ 2.14 แสดงรูปคลื่นเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์	20
รูปที่ 2.15 แสดงรูปคลื่นเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์จะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์ของวงจร คือ Z จะมีค่าเท่ากับ	21
รูปที่ 2.16 แสดงรูปร่างของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่ต่ำ (a) แบบซ้อนกันตำแหน่งเดียว	25
รูปที่ 2.17 แสดงรูปแบบของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูง	26
(a) แบบขดวนรอบเป็นชั้นๆ	
(b) แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า	
(c) แบบลูกเบียร์	
(d) แบบแพนเค้ก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการไหลเวียนของกระแสแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลในโถหะ	2
รูปที่ 2.1 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก	5
รูปที่ 2.2 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ	5
รูปที่ 2.3 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก	7
รูปที่ 2.4 แสดงหน้าตัดขวางของตัว IGBT	9
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส - แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT	9
รูปที่ 2.6 รูปคลื่นของ IGBT ขณะ Turn - on ในวงจร step - down convertor	10
รูปที่ 2.7 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn - off ในวงจร step - down convert	11
รูปที่ 2.8 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ	12
รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	15
รูปที่ 2.10 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดัวยุทยานำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ มอสให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	15
รูปที่ 2.11 แสดงการต่อสับเบอร์ดัวยุทยานำกระแสเพื่อจำกัดค่า กระแสสูง สุดที่จะตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส	16
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรรีโซแนนซ์แบบอันดับและอนุกรม	18
รูปที่ 2.13 แสดงผลของ L และ C ที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับที่ความถี่ต่างๆ	19
รูปที่ 2.14 แสดงรูปคลื่นเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์	20
รูปที่ 2.15 แสดงรูปคลื่นเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์จะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์ของวงจร คือ Z จะมีค่าเท่ากับ	21
รูปที่ 2.16 แสดงรูปร่างของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่ต่ำ (a) แบบซ้อนกันตำแหน่งเดียว	25
รูปที่ 2.17 แสดงรูปแบบของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูง	26
(a) แบบขดวนรอบเป็นชั้นๆ	
(b) แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า	
(c) แบบลูกเบี้ยว	
(d) แบบแพนเค้ก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(e) แบบขดวงสปริง

(f) แบบขดภายใน

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้น โค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตร ของกราฟซีกบนและซีกล่าง	28
รูปที่ 2.19 แสดงเส้น โค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A	29
รูปที่ 2.20 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) 3C6A (ข)	30
รูปที่ 2.21 แสดงการกำหนดช่องอากาศ	32
รูปที่ 2.22 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	33
รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะกระแสไหลวนภายในขดลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน	36
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องให้ความร้อนโลหะแบบเหนี่ยวนำความถี่สูงซึ่ง สามารถควบคุมโดยการปรับกำลังไฟฟ้าโดยความถี่	37
รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างภายในของ ไอซีเบอร์ SG3525A	38
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างความถี่โดยใช้ไอซี SG3525A	39
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับเคลื่อน	40
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์	40
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรเรโซแนนซ์ทางด้านขดลวดเซคคันดารี	41
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรภาคแหล่งจ่ายไฟDC 310 โวลท์	41
รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและกระแสครณี full load ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดง ที่ Vin ค่าต่างๆ	45
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและแรงดันกรณี full load ที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดง ที่ Vin ค่าต่างๆ	45
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงขึ้นที่ Vin ค่าต่างๆ	46
รูปที่ 4.4 สัญญาณ PLUSE WIDTH MODULATOR ก่อนเข้า IGBT	46
รูปที่ 4.5 สัญญาณ PLUSE WIDTH MODULATOR หลังเข้า IGBT (power off)	47
รูปที่ 4.6 ขนาดของชิ้นงานที่นำมาทดลอง	47
รูปที่ 4.7 ขณะที่ใช้เหล็กแดง ใช้เวลา 15 วินาที ใช้เหล็กเส้นผ่านศูนย์กลาง 9 mm	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนียวนำความร้อน และลักษณะการนำไปใช้งาน	5
ตารางที่ 2.2 ค่าอุณหภูมิวิกฤตแต่ละชนิดของโลหะแต่ละชนิด	8
ตารางที่ 2.3 แสดงประสิทธิภาพของขดลวดเหนียวนำแต่ละชนิดที่ใช้งาน	23
ตารางที่ 2.4 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่น ๆ ของลวดทองแดงอาบน้ำยา	34
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง	44



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันประเทศไทยมีอุตสาหกรรมหุบน้ำแข็งจำนวนมาก ซึ่งเป็นพื้นฐานในการพัฒนา ประเทศ เช่น อุตสาหกรรมประกอบรถยนต์,ทำพลาสติก,ผลิตภัณฑ์ขึ้นส่วนที่ต้องการความแข็งของผิวในปี หนึ่งๆประเทศไทยต้องเสียเงินตราจำนวนมากในการซื้อและซ่อมบำรุงเครื่องให้ความร้อนแบบ เหนี่ยวนำในอุตสาหกรรม ถ้าสามารถศึกษาและพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำได้เองก็จะเป็นประโยชน์อย่างมากโดยลดการสูญเสียเงินตราออกนอกประเทศและมีการพึ่งพาเทคโนโลยีของ ตัวเองจึงมีความคล่องตัวในการซ่อมบำรุงและเป็นพื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์เหนี่ยวนำ โดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพบว่าถ้าขาด ทดขยุมิเป็นวงจรปิด เมื่อเปลี่ยนแปลงกระแสไฟฟ้าสลับทางขดปฐมภูมิจะก่อให้เกิดการไหลของกระแส เหนี่ยวนำขึ้นทางขดทุติยภูมิโดยไหลในทิศทางที่ก่อให้เกิดสนามแม่เหล็กต้านกับสนามแม่เหล็กของตัว เหนี่ยวนำ หลักการเหล่านี้นำไปใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า,มอเตอร์และหม้อแปลงเป็นต้น ซึ่งกระแส เหนี่ยวนำจะก่อให้เกิดความร้อนที่ไม่ต้องการ เช่น กระแสไหลวน (Eddy current) ที่แกนของหม้อแปลง และมอเตอร์ แต่สิ่งเหล่านี้ก็กลับเป็นประโยชน์ต่อการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจ่ายพลังงานเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำ จากนั้นขดลวดเหนี่ยวนำจะ สร้างสนามแม่เหล็กความถี่สูงคล่องผ่านชิ้นงาน ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลวนรอบชิ้นงานขึ้น ถ้ากระแสจากการเหนี่ยวนำเท่ากับ I และความต้านทานเสมือนในทิศทางไหลของกระแสเป็นเส้นทางปิด ของชิ้นงานเท่ากับ R ความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำจึงมีค่า $2IR$ พบว่าความร้อนจากการเหนี่ยวนำด้วย สนามแม่เหล็กไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดกับชิ้นงานและเป็นการสร้างความร้อนที่ชิ้นงาน โดยตรง ทำให้มีประสิทธิภาพสูงสามารถกำหนดตำแหน่งและลักษณะการให้ความร้อนได้ง่าย และช่วยลดมลภาวะ

เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ศึกษานี้ มีจุดประสงค์เพื่อใช้ในงานหุบน้ำแข็งที่ผิวโดยนำสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อให้มีประสิทธิภาพสูง คือมีค่าพิกัดของ แรงดันและกระแสสูงและทำงานได้ดีที่ความถี่สูง โดยสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ ที่แพร่หลายได้แก่ทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟตกำลัง และไทรสเตอร์ ซึ่งแต่ละชนิดมี ข้อจำกัดในการใช้งานแตกต่างกัน เช่น ไทรสเตอร์จะมีข้อดีในแง่การทนต่อแรงดันและกระแสสูง แต่ สามารถทำงานที่ความถี่สูงไม่มากนัก (ไม่เกิน 10 kHz) ส่วนทรานซิสเตอร์กำลังมีข้อดีในแง่ราคาถูก หาง่าย แต่มีข้อจำกัดในแง่ความเร็วในการทำงานคือ ใช้ในช่วงความถี่สูงไม่เกิน 50 kHz และมีการ ขยับนำที่ยุ่ยากเมื่อต้องการขยับนำให้ทำงานที่ความถี่สูงก็ยิ่งทำให้วงจรขยับนำมีความซับซ้อนมากขึ้น ส่วนมอสเฟตกำลังสามารถทำงานในความถี่สูงได้ถึง 200 kHz แต่มีข้อจำกัดในเรื่องการทนต่อ แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และกระแส

การให้ความร้อนแบบอินดักทีฟนี้ ชีงงานจะได้รับพลังงานจากสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงการถ่ายเทพลังงานจะเป็นแบบไม่มีการสัมผัส และชีงงานจะถูกทำให้ร้อนขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านในชีงงานเนื่องจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

2.1.1 หลักการทำงานของเครื่องชุบแข็งผิวเหล็ก

จะอาศัยหลักการเหนี่ยวนำความร้อน(Induction Heating) แทนที่เหล็กด้วยกระแสเหนี่ยวนำความถี่สูง ซึ่งเป็นผลทำให้เหล็กเกิดความร้อนสูงที่ผิว จนถึงจุดที่เปลี่ยนเป็นโครงสร้างอื่น โดยที่บริเวณเนื้อเหล็กที่ลึกลงไปถึงแกนกลางจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลง เมื่อนำเหล็กที่มีความร้อนสูงไปทำให้เย็นตัวโดยรวดเร็ว จะทำให้เหล็กมีความแข็งขึ้นที่บริเวณผิวทนต่อการเสียดสี และความล้าได้ดีทนต่อการชุบแข็งและมีคุณสมบัติทางความเหนียวสูง ซึ่งสามารถนำไปใช้กับชิ้นส่วนรถยนต์ เครื่องจักรอื่นๆ ได้มาก

หลักการทำให้เหล็กร้อนได้มีหลักการทำงานดังนี้ จะเริ่มจ่ายกระแสให้กับขดลวด โดย เป็นลักษณะของกระแสสลับ การสร้างกระแสสลับจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เพาเวอร์ มอสเฟต ซึ่ง เป็นวงจรสวิตซ์จึงทำให้เกิดการจ่ายกระแสไหลไปมาจนเกิดการเหนี่ยวนำที่หม้อแปลงความถี่สูง และหม้อแปลงความถี่สูงจะทำการแปลงกระแสที่เหนี่ยวนำสู่ตัวโหลดซึ่งเป็นขดลวด เมื่อเรานำแท่งเหล็กผ่านเข้าที่ ตัวเหนี่ยวนำขดลวดจะทำให้เกิดกระแสความถี่สูงเดินตามผิว หรือที่เรียกว่า "สกินเอฟเฟค" (Skin Effect) ซึ่งแท่งเหล็กจะเกิดความร้อนสูงและเกิดการเปลี่ยนแปลงที่แท่งเหล็ก เมื่อนำมาทำให้เย็นตัวลงโดยฉับพลันจะทำให้ผิวเหล็กแข็งขึ้น การเปลี่ยนแปลงจะเกิดขึ้นเฉพาะบริเวณผิวเหล็กเท่านั้นเนื่องจากแหล่งจ่ายมีความถี่สูงซึ่งจากสูตร "สกิน เดป" (Skin Depth) ความถี่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงด้านความลึกซึ่งเมื่อความถี่สูงมากจะยิ่งทำให้กระแสไหลที่บริเวณผิวมากและมีความลึกน้อย

การเกิดกระแสเหนี่ยวนำจะเกิดที่บริเวณผิว ยิ่งความถี่ของกระแสไฟฟ้าสูงจะยิ่งเกิด กระแสขึ้นที่บริเวณผิวเหล็กเข้มข้นมากขึ้น นอกจากนี้ถ้าหากมีการป้อนกลับเพื่อทำการควบคุม กระแสมิให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อมีอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง จะทำให้ความลึกขณะชุบแข็งมีความลึกเท่ากันตลอดทั่วทั้งผิวชิ้นงาน

หลักการเหนี่ยวนำความร้อนจะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าขดลวดเหนี่ยวนำ จะทำหน้าที่เหมือนขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าและชิ้นงานจะทำหน้าที่เหมือนขดทุติยภูมิ ของหม้อแปลง โดยที่ขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบเท่ากับหนึ่ง เมื่อมีกระแสสลับป้อนเข้าที่ขด ปฐมภูมิกระแสทางขดทุติยภูมิจะถูกเหนี่ยวนำขึ้นเรียกว่ากระแสไหลวน (Eddy Current) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหลในชิ้นงานที่เป็นตัวนำ จะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ณ. บริเวณที่มีกระแสไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนถูกนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโลหะอย่างกว้างขวาง โดยทำให้โลหะร้อนขึ้นเพื่อใช้ในการเชื่อม บัดกรี หลอม และชุบแข็งเป็นต้น

เหตุผลที่มีการใช้เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนกันแพร่หลาย เนื่องจากข้อดีหลายประการคือ

1. ความร้อนจะถูกเหนี่ยวนำโดยตรงให้กับวัสดุ เป็นวิธีให้ความร้อนที่เร็วมากเมื่อ เทียบกับวิธีอื่น
2. สามารถควบคุมปริมาณความร้อนและพื้นที่ที่ต้องการจะทำให้ร้อน ได้ง่ายและ แม่นยำ
3. เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนง่ายต่อการควบคุม ทำให้ได้ชิ้นงานที่มีคุณภาพสูง
4. ใช้เวลาในการเปิด - ปิดเครื่องน้อย และมีกำลังสูญเสียต่ำหรือ แทบจะไม่มีเลยเมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้เฉยๆ
5. สภาพะการทำงานจะดีกว่าเนื่องจากไม่มีมลภาวะอื่นๆ เช่น คิว้นหรือความร้อนที่แพร่กระจายออกมา

2.1.2 แหล่งจ่ายพลังงาน

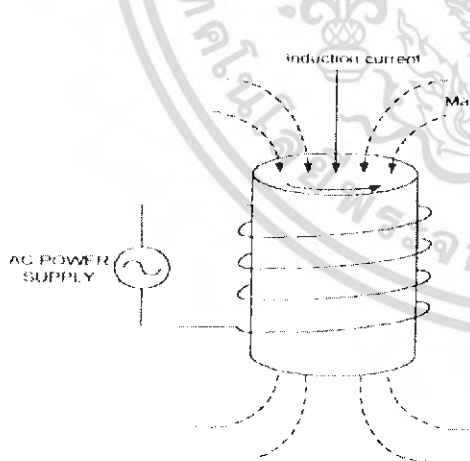
อุปกรณ์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้ งาน เช่น ที่ความถี่ 50Hz จะต้อง เลือกใช้หม้อแปลงที่เหมาะสมและต้องใช้ตัวเก็บประจุเพื่อแก้ตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ด้วยสำหรับความถี่ที่สูงกว่า 10kHz จะต้องเลือกชนิดของขดลวดเหนี่ยวนำให้เหมาะสม และ จะต้องรับพลังงานได้ถึง 300kW

คอนเวอร์เตอร์ (Converter) จะถูกนำมาใช้ที่ความถี่ 10-200 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ใช้ในการหลอมละลายโลหะ สำหรับความถี่มากกว่า 200 kHz ขึ้นไปจะใช้ชุดผลิตความถี่โดยใช้หลอดสูญญากาศ เป็นแหล่งจ่ายพลังงาน ที่ความถี่สูงๆนี้ จะใช้ในงานเชื่อมหรืองานชุบแข็งโลหะ

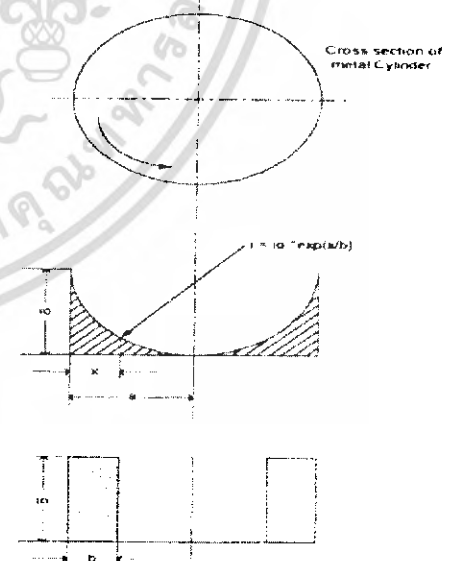
ในปัจจุบันอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้เข้ามามีบทบาทในงานพวกนี้มาก เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตจะทำให้สามารถผลิตอุปกรณ์สวิตช์เพื่อใช้งานแรงดันและกระแสสูงได้ และในรายนี้จะใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตช์

Frequency(Hz)	Source of Power	Uses
60-90	Rotating generator or converter	Mass induction heating
960-10,000	Moter-Generater	For melting hardening
10,000-60,000	Converter	For small-scale sintering
200,000-550,000	Vacuum-tube oscillator	Surface induction heating
2,000,000-90,000,000	Vacuum-tube oscillator	Dielectric heating

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงถึงความถี่ที่ใช้ในงานเหนี่ยวนำความร้อน และลักษณะการนำไปใช้งาน



รูปที่ 2.1 ทิศทางของสนามแม่เหล็กของแท่งเหล็ก



รูปที่ 2.2 การกระจายของกระแสตามความลึกและการประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 ความลึกจากผิว

เมื่อนำเอาขดลวดพันรอบแท่งโลหะและให้กระแสไหลผ่านขดลวดดังรูปที่ 2.1 จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำของกระแสในเนื้อโลหะ ทิศทางของกระแสจะตรงข้ามกับกระแสในขดลวด และจะเกิดความร้อนแบบจูล (joule) กระแสที่เหนี่ยวนำไหลในแท่งโลหะจะอยู่ใกล้ๆผิวของแท่งโลหะเนื่องจาก

ผลของการไหลที่ผิว การกระจายตามรูปที่2.3 เนื่องจากการกระจายจะอยู่ในรูปของเอ็กซ์โปเนนเชียลเราจึงต้องประมาณค่าขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งเป็นค่าความลึกที่ผิวนั้นๆ มีคุณสมบัติโลหะ เท่ากันตลอด ความลึกของผิวของการไหลของกระแสหาได้จากสมการ

$$\delta = 5.03 (\rho / \alpha_r f)^{1/2} \quad (2.1)$$

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะของโลหะ (resistivity of metal)

α_r = ค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ (relative permeability)

f = ความถี่ (frequency)

2.1.4 กำลังงานที่เกิดขึ้นในโลหะ

เกิดจากการเหนี่ยวนำตามสมการ

$$P = 2.5 f H_o^2 \alpha_r L A Q * 10^8 \quad (2.2)$$

H_o = ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่บริเวณผิวของแท่งโลหะ

(Strength of magnetic field at surface of metal cylinder)

L = ความยาวของแท่ง โลหะ (Length of metal cylinder [cm])

A = พื้นที่หน้าตัดของแท่งโลหะ (Cross section area) [cm²]

Q = ค่าคงที่ขึ้นกับค่าของ $2\alpha_r / Q$ (Function determined by $2\alpha_r / Q$)

2.1.5 การกระจายของกระแสในแท่งกลมทรงกระบอก

การหาค่าการไหลของกระแสที่รัศมีต่างๆกันในชิ้นงาน ที่เป็นแท่งกลมทรงกระบอก นั้น มีความสำคัญมากในการใช้งานจริง เพราะจะทำให้นำไปกำหนดค่ากระแสในการออกแบบใช้งานจริง ได้ โดยรูปที่2.3 เป็นกราฟที่ช่วยในการหาค่าการไหลของกระแส ณ จุดที่มีรัศมีต่างกันไปจากรูปที่2.3 แนวตั้งเป็นค่าของความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆ เทียบกับความหนาแน่นกระแสที่ผิว แนวอนจะ เป็นค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่นกระแสที่รัศมีใดๆเทียบกับอัตราส่วนจากค่าคงที่ของการ กระจายความหนาแน่นที่รัศมีเท่ากับ 70% ของรัศมีชิ้นงาน จากค่าคงที่ของการกระจายความหนาแน่น กระแสที่ผิวคูณกับรัศมีที่ต้องการทราบค่าคงที่ของการกระจาย จะได้ค่าคงที่ของการกระจายกระแสที่ รัศมีนั้นๆเมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_r = กระแสที่รัศมี

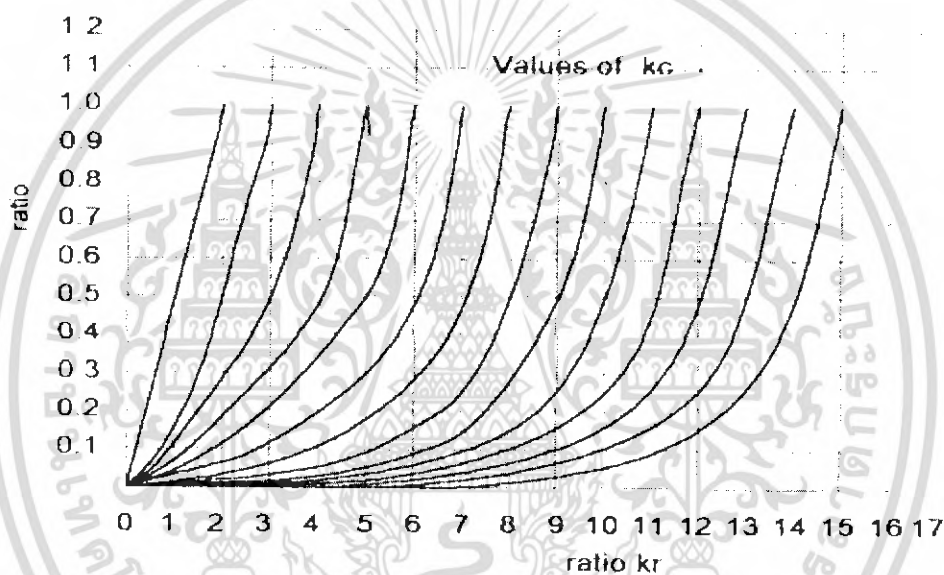
I_a = กระแสที่ผิว (รัศมี a)

a = รัศมีขอบนอกสุดของแท่งกลมทรงกระบอก

$$K = \pi \alpha / \rho \quad (2.3)$$

α = ค่าความซึมซับ (permeability)

ρ = ค่าความต้านทานจำเพาะ (resistivity)



รูปที่ 2.3 กราฟแสดงการกระจายความหนาแน่นกระแสที่แท่งกลมทรงกระบอก

2.1.6 โลหะวิทยาของเหล็ก

โดยทั่วไปเหล็กที่เป็นตัวนำสนามแม่เหล็ก จะมีคุณสมบัติที่แน่นอนน้อยกว่าโลหะชนิดอื่นๆ ที่ไม่ได้เป็นตัวนำสนามแม่เหล็ก และเป็นสิ่งสำคัญมากในการเหนี่ยวนำความร้อนคุณสมบัติหลักอย่างหนึ่งที่โลหะมีอยู่ก็คือค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะ ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปเมื่ออุณหภูมิเปลี่ยน โดยทั่วไป ความนำแม่เหล็กจำเพาะจะเป็น 1 ที่อุณหภูมิระหว่าง 1275-1600 F ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่าความเข้ม สนามแม่เหล็กและส่วนผสมโลหะอื่นในเหล็กด้วย และมีการแสดงให้เห็นว่าที่สนามแม่เหล็กที่มี ความเข้มสูง ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะจะลดลงอย่างรวดเร็วที่ 1400-1475 F โดยลดลงถึง 100 เท่า ของความถี่เดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.7 จุดเปลี่ยนสภาพแม่เหล็ก (Magnetic Change Point)

ค่าอุณหภูมิวิกฤต (critical temperature) เหล่านี้เรียกว่าจุดคูรี (curie point) เป็นจุดที่ค่าความนำแม่เหล็กจำเพาะของโลหะ ลดลงอย่างรวดเร็วเป็น 1 ทำให้ตัวมันทำหน้าที่เป็นแกนอากาศของ สนามแม่เหล็ก และพบว่ามีโบตินัมและซีลิคอนจะเป็นตัวผสมช่วยให้อุณหภูมิที่จุดคูรีมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่แมงกานีสและนิกเกิลจะลดค่าอุณหภูมิที่จุดคูรี ดูตารางที่ 2.2

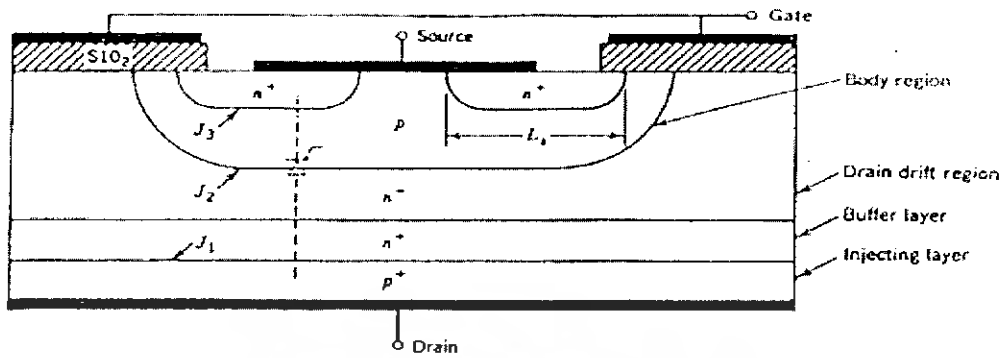
ชนิดโลหะ	อุณหภูมิ
เหล็ก (Iron)	1420
โคบอล (Cobalt)	2105
นิกเกิล (Nickel)	680
เหล็ก ผสมนิกเกิล (Nickel- Iron (30Ni-70Fe))	160
โลหะผสม (Permalloy(78Ni-22Fe))	1020
โลหะผสม (Nickel-Copper(Thermalloy, Thermoper))	50-160
โลหะผสม (Carbon-steel (medium))	1330

ตารางที่ 2.2 ค่าอุณหภูมิวิกฤตแต่ละชนิดของโลหะแต่ละชนิด

2.2 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

IGBT เป็นอุปกรณ์ที่สร้างจากแนวความคิดที่ว่า จากการที่ทราบว่าการานซิสเตอร์กำลังมี การสูญเสียในขณะที่นำกระแสที่ต่ำ มีศักดาพังทลายสูง แต่มีความเร็วในการสวิตซ์ช้า เนื่องจาก ผลของการสะสมของประจุที่บริเวณปลอตกพาหะ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟสมีการสูญเสียตอน นำกระแสสูงเนื่องจากความต้านทาน R_{ds} และมีค่าแรงดันพังทลายที่ต่ำแต่มีความเร็วในการ สวิตซ์สูง ด้วยเหตุนี้จึงมีการคิดสร้างมันขึ้นมา โดยการรวมเอาข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองเข้าด้วยกัน เมื่อเรามาศึกษาโครงสร้างของมันพบว่า โครงสร้างของมันเหมือน มอสเฟส เพียงแต่มีชั้น P + ที่เป็น ชั้นฐานรองเพิ่มเข้ามาจะช่วย ในการฉีดพาหะส่วนมากเข้าไปในชั้น N⁻

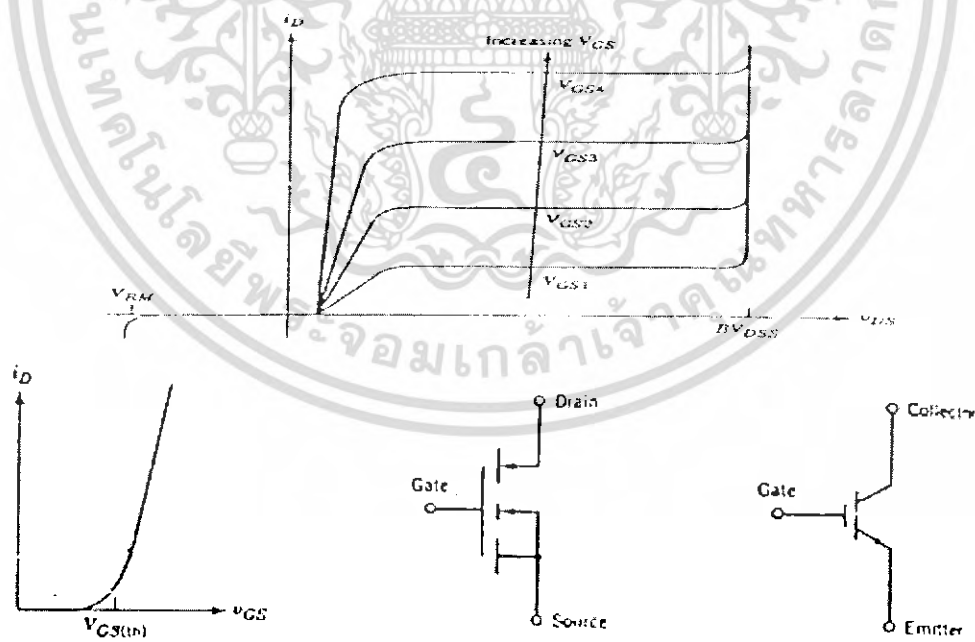
i_D



รูปที่ 2.4 แสดงหน้าตัดขวางของตัว IGBT

พบว่าตัว IGBT มีหลักการทำงานพื้นฐานคล้ายกับมอสเฟต คือหาก V_{GS} น้อยกว่า $V_{GS(th)}$ แล้วมันจะอยู่ในสถานะไม่ทำงาน เนื่องจากชั้นกั้นไม่สามารถสร้างขึ้นได้ ซึ่งเราพบว่าแรงดันที่ตกคร่อมบริเวณ drain drift region และ body region นั้นจะมีกระแสที่ไหลผ่านน้อยมาก เรียกกระแสรั่วไหล ซึ่งสถานะนี้เราสามารถนำมาพิจารณาได้ดังจะกล่าวต่อไป

สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้าจะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่ใช้ศักดาไบแอสเป็น V_{GS} แทน นั่นคือ แรงดันที่เริ่มนำกระแสมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม V_t โดยพิจารณาได้จากคุณสมบัติและ สัญลักษณ์ดังรูป



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส - แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 หลักการทำงานของ IGBT

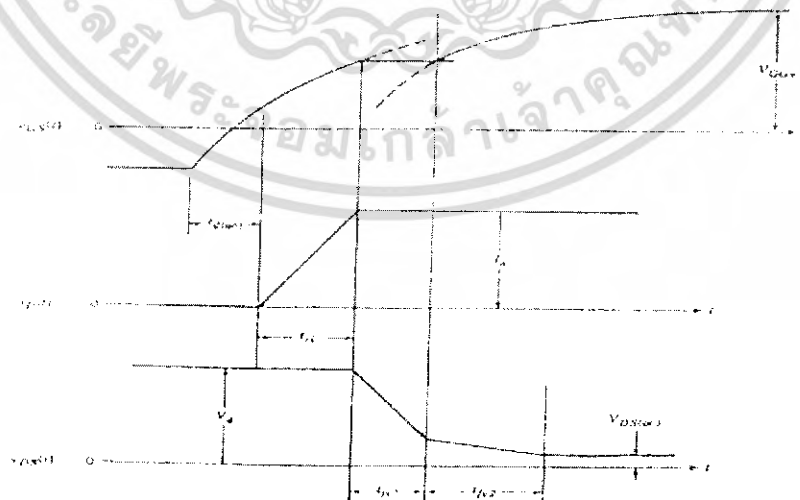
จากลักษณะของชั้นสารที่แสดงดังรูป พบว่าตัวของ IGBT นั้นมีลักษณะการเรียงชั้นสารเหมือน มอสเฟต ดังที่กล่าวไปแล้วนั้น ทำให้ลักษณะการไบแอสวงจรเหมือนกับมอสเฟต กล่าวคือ เมื่อป้อนแรงดันที่ขาเกต คือ V_{gs} มากกว่าแรงดันขีดเริ่มตัวมันจะเริ่มนำกระแสแต่หาก V_{gs} ต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่มมันจะไม่ทำงานซึ่งสภาวะนี้จะมีกระแสรั่วไหลน้อยมาก

เมื่อพิจารณาเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นที่ชั้นสารหลังต่อวงจรเรียบร้อยแล้ว เราพิจารณาที่สภาวะทำงานแรงดันไบแอสที่ขาเกตมากกว่าแรงดันขีดเริ่มจะเกิดบริเวณชั้นขึ้นที่บริเวณ N^- ไปจนถึง N^+ ทำให้เกิดการเดินของกระแสขึ้นเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากซอร์ส ไหลผ่านเขตปลอดพาหะที่ชั้น N^+ และ P ที่ต่อกับเดรน ซึ่งมีโฮลจาก P^+ ถูกฉีดข้ามไปยัง N^+ เป็นผลให้เกิดกระแสไหลผ่าน

เมื่อสังเกตดู พบว่าจะเกิดวงจรมีเหมือนของตัวมอสเฟตและทรานซิสเตอร์ชั้นที่ชั้นสารรวม ทั้งตัวความต้านทานที่เกิดขึ้นทำให้สามารถเขียนวงจรมีอนได้ดังรูป จากรูปของวงจรมีอนทำให้เราสามารถหาแรงดันขณะ $V_{ds(on)}$ ได้ดังสมการ

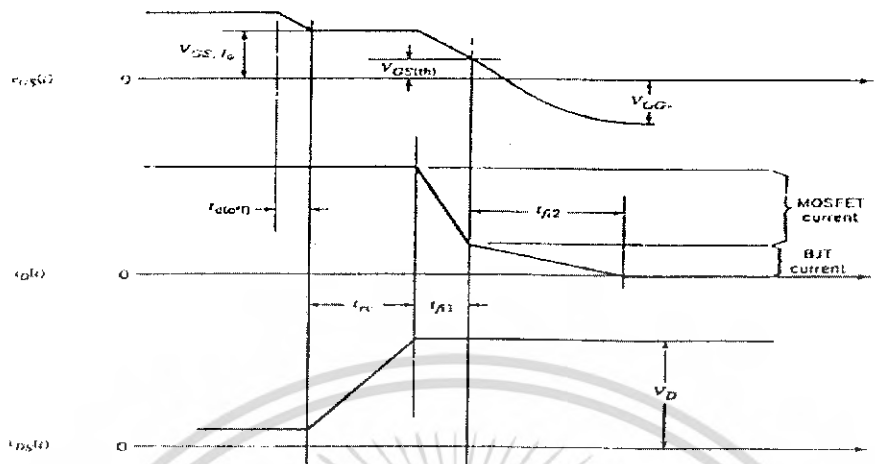
$$V_{DS(ON)} = V_{J1} + V_{drift} + I_{DR} R_{Channel} \quad (2.4)$$

จากการที่มันมีลักษณะคล้ายมอสเฟต ทำให้คุณสมบัติทางการสวิทช์ของมันคล้ายกับมอสเฟตด้วยทั้งในสภาวะ on state และ off state ดังรูป



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นของ IGBT ขณะ Turn - on ในวงจร step - down convertor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 คลื่นของ IGBT ขณะ Turn - off ในวงจร step - down convert

2.3 คอนเวอร์เตอร์

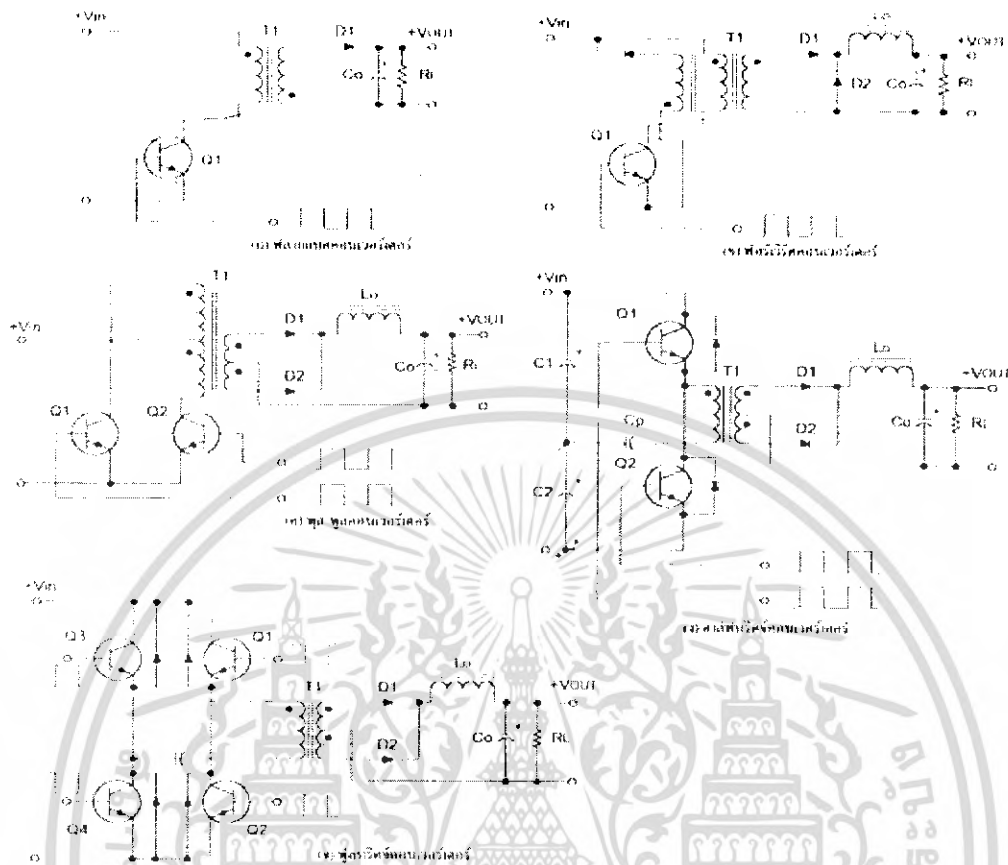
คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในวงจรสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรง ค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบ ขึ้นอยู่กับการจัดลักษณะวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียต่างกัน การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย นั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุทกับเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุทที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่คกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีค่าเอาต์พุทหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI / EMI

คอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้มากมีดังนี้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half Bridge Converter)
5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะต่างๆ

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการเข้าใจและศึกษา

2.3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.8 ก. เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะ เป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมป้อนให้กับขาเบส เนื่องจาก หม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดไพมารี่และเซคคันดารี ให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะไบอัสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไพมารี่ของหม้อแปลง T_1 แทนเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไพมารี่และเซคคันดารี D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรง พลังงานที่สะสมในขดไพมารี่ของหม้อแปลง ก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคคันดารีและมีกระแสไหลผ่าน D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และ โหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าแรงดันที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุท ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดย อยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน EFI / EMI ก่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์น้อยและมีราคาถูก

2.3.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.8 ข. จะเห็นได้ว่าคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่ หม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟมาร์ทและขดเซคคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไคโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับและไม่ นำกระแส กระแสจึงไหลผ่าน D1 และตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุท C_o และ โหลด ไคโอด D1 จะอยู่ในลักษณะกลับจึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคคันดารี สนามแม่เหล็กใน L_o จะ ยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่คกคร่อมตัวมัน ไคโอด D2 ก็จะอยู่ในลักษณะไบอัสตรง L_o จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมัน และ D2 ออกไปยัง โหลดได้ จะเห็นว่า มี กระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่อง ทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระพุ่มที่แรงดันเอาต์พุท ต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานในช่วงเดียวกันแต่กระแสที่ได้จะมีการกระพุ่มต่ำกว่าแต่มี ราคาสูงกว่า

2.3.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ ขึ้นไปแต่มีข้อเสียคือ มักเกิด การไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย จากรูปที่ 2.8 ค. Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแสแต่ละครึ่งคาบการทำงาน เมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสกลับ D2 จะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยัง โหลดได้ เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส Q2 จะเริ่มนำกระแส D2 จะถูกไบอัสกลับ และ D1 ถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้เช่นกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลได้อย่างต่อเนื่อง กระแส ที่ได้จากทางเอาต์พุทจึงค่อนข้างเรียบ

2.3.4 ฮาร์ทฟบริคคองเวอร์เตอร์

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิดเดียวกับพุชพูลและให้กำลังงานค่อนข้างสูง และมีข้อดีคือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อม ขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบและลดการเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ได้ จากรูปที่ 2.8 ง. จะเห็นได้ว่าทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสค่าแรงดันตกคร่อมตัวที่ เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2

สลักกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะ เกี่ยวกับการทำงานของพวช-พุลคอนเวอร์เตอร์ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงาน ของขดไพมารี จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของอินพุท เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไพมารีจึงมีค่าสูง โดยกำลังงานสูงสุดจะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.3.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

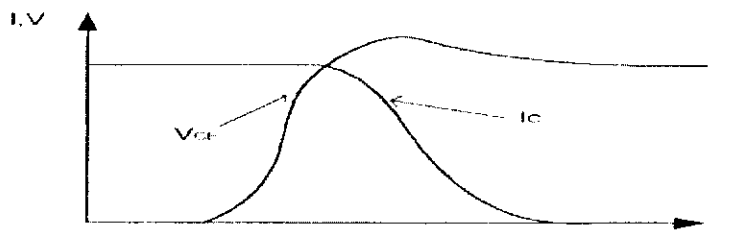
จากรูปที่ 2.8 จ.มีทรานซิสเตอร์ทั้งหมด 4 ตัว แต่ละทำงานสลักกันเป็นคู่ๆ โดย Q1 จะ นำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพมารีของหม้อ แปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่มีข้อได้เปรียบที่ขณะทำงานที่ขดไพมารีจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าที่แรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านที่ขดไพมารีจึงมีค่าต่ำกว่า แต่จ่าย กำลังงานได้สูงกว่า โดยจะทำงานได้ตั้งแต่ 500-1000 วัตต์

2.4 วงจร snubber

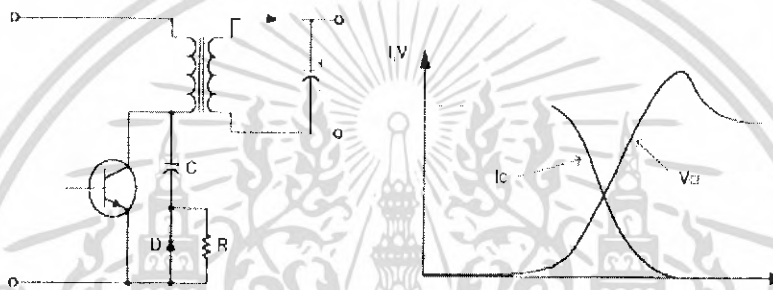
วงจร snubber (snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหาย ที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานปกติวงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turnoff snubber) แลวงจร snubber ป้องกันไฟเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะ ประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RLD snubber

2.4.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูง ขณะเปลี่ยนสภาวะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเริ่มหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลง อย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน ในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์ มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ซอสและเตรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหล ผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ



รูปที่ 2.9 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.10 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ มอสให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแสแรงดันที่ขาซอร์สจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บ ประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอร์สจะถูกหน่วงออกไป เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตลดลงจนมีมีค่า น้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = [I_{p(pk)} * t_{OFF}] / 2 V_{in} \quad (2.5)$$

$$R1 = [t_{ON(min)}] / 2.3 C1 \quad (2.6)$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{in} คือค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินทำงาน โดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสม ไปตัวเหนี่ยวนำแฝงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปคี้ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C1 แทนนั่นคือ

$$C1 V^2 = Li I^2 p(pk) \quad (2.8)$$

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

$$C = Li I^2 p(pk) / (V_{ceo} - V_{clamp})^2 \quad (2.9)$$

เมื่อ Li คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพมารี (leakage inductance)

$I_p(pk)$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{ceo} คือ อัตราแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

ค่า R อาจหาได้จาก

$$RI = t_{OFF(min)} / 2.3 C1 \quad (2.10)$$

กำลังงานสูญเสียใน RI มีค่าเท่ากับ

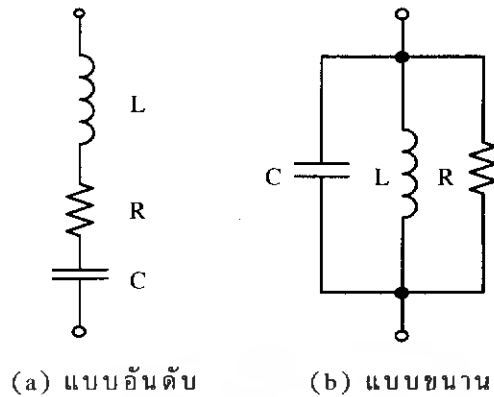
$$Pd = Li I^2 p(pk) / T \quad (\text{วัตต์}) \quad (2.11)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

2.5 วงจรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์ เป็นวงจรผสมต่อร่วมกันอยู่ระหว่างคาปาซิเตอร์ กับขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งมีความสำคัญ และใช้มากพอสมควรในวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบแอนาล็อก ด้วยผลต่อสัญญาณกระแสสลับของขดลวด และคาปาซิเตอร์ซึ่งแตกต่างกันไปในทางตรงกันข้ามจะทำให้เกิดผลต่อ แรงดัน กระแสตรง และแรงดันกระแสสลับในลักษณะต่างๆ เช่น เกิดการจ่ายและรับกระแสให้ซึ่งกันและกันทำให้เกิดสัญญาณกระแสสลับคคร่อมวงจรขึ้น เมื่อวงจรได้รับแรงดันกระแสตรงจะเกิดการต่อต้านและยอมให้สัญญาณกระแสสลับบางความถี่ผ่านเป็นคั้นจากคุณสมบัติเช่นนี้ จึงสามารถนำวงจรเรโซแนนซ์ไปใช้เป็นส่วนสร้างความถี่ให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ นำมาใช้สำหรับเลือก ให้สัญญาณที่ต้องการผ่าน ใช้เป็นวงจรกันหรือกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการวงจรเรโซแนนซ์มีอยู่ 2 ชนิด พิจารณาจากลักษณะการต่อร่วมกันระหว่างขดลวด และ คาปาซิเตอร์ ถ้าคาปาซิเตอร์ต่อร่วมกัน แบบอันดับเรียกว่า วงจรเรโซแนนซ์แบบอันดับ (Series Resonance Circuit) และถ้าต่อขนานกันก็เรียกว่า วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance circuit) ซึ่งจะมีลักษณะแสดงดัง รูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรเรโซแนนซ์แบบอันดับและอนุกรม

วงจรเรโซแนนซ์ประกอบด้วยคอนเดนเซอร์ และขดลวดเหนี่ยวนำมีผลต่อไฟฟ้ากระแสสลับตรงกันข้ามกัน คือ คาปาซิเตอร์จะมีค่าความต้านทานต่อไฟฟ้ากระแสสลับในแบบเป็นสัดส่วน ผกผันต่อค่าความถี่ คือ ถ้าความถี่สูงจะผ่านคาปาซิเตอร์ได้ดี โดยค่าความต้านทานต่อกระแสสลับของคอนเดนเซอร์ (X_C) จะลดลง แต่ถ้าความถี่ต่ำจะผ่าน คาปาซิเตอร์ได้น้อย เพราะค่า X_C จะมีค่าสูง และถ้าเป็นไฟตรงจะผ่านคาปาซิเตอร์ไม่ได้เลย อัตราค่าความต้านทาน ไฟฟ้ากระแสสลับของคอนเดนเซอร์ (X_C) แสดงให้เห็นได้ตามสูตร

$$X_C = \frac{1}{2\pi f c} \quad (2.12)$$

โดย X_C คือ คอนเดนเซอร์มีค่าเป็น โอห์ม

f คือ ความถี่มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์

C คือ คาปาซิเตอร์มีหน่วยเป็นฟารัด

ขดลวดเหนี่ยวนำจะมีคุณสมบัติต้านไฟกระแสสลับในทางตรงข้ามกับคาปาซิเตอร์ คือจะมีสัดส่วนโดยตรงต่อความถี่ของไฟกระแสสลับที่ป้อนผ่าน ถ้าไฟกระแสสลับที่ป้อนผ่านมีค่าความถี่สูง ขดลวดจะมีค่าความต้านทานไฟกระแสสลับ (X_L) มาก และถ้าไฟกระแสสลับมีค่าความถี่ต่ำค่าความต้านทานต่อไฟกระแสสลับของขดลวดก็จะน้อย ถ้าจ่ายไฟกระแสตรงให้ผ่านขดลวด จะไม่มีค่าเหนี่ยวนำกระแสเลย นอกจากค่าความต้านทานปกติของขดลวดเท่านั้นและค่าความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานไฟกระแสสลับของขดลวดที่มีต่อไฟกระแสสลับค่าความถี่ต่างๆ จะแสดง ได้ดังสูตร

$$X_L = 2\pi f L \quad (2.13)$$

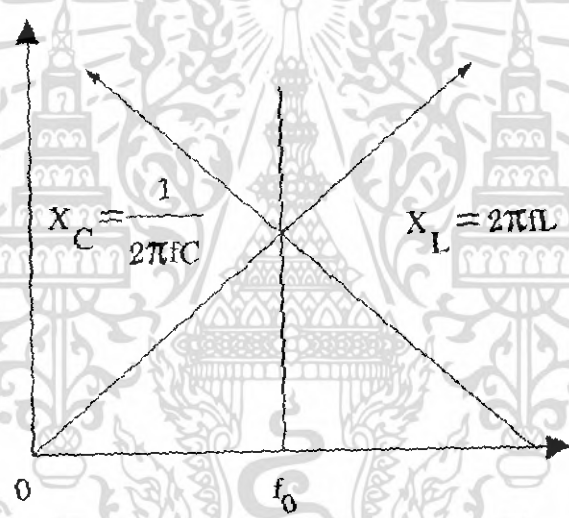
โดยค่า X_L มีหน่วยเป็น โอห์ม

f คือ ค่าความถี่ของไฟกระแสสลับมีหน่วยเป็นเฮิรตซ์

L คือ ค่าของขดลวดมีค่าเป็นเฮนรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติข้างต้นจะเห็นได้ว่า ค่าความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำและคาปาซิเตอร์ที่มีต่อไฟกระแสสลับความถี่ต่างๆ นั้นจะมีค่าไม่เท่ากัน เมื่อจ่ายไฟกระแสสลับให้กับวงจรโซแนนซ์จะเกิดผลอย่างไรนั้นขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรโซแนนซ์ ว่าเป็นแบบอันดับหรือขนาน แต่ผลที่เหมือนกันก็คือถ้าความถี่สูง ค่า X_L จะมีค่ามาก และ X_C จะมีค่าน้อย และถ้าความถี่ต่ำค่า X_L จะมีค่าน้อยและค่า X_C จะมีค่ามาก ซึ่งในวงจรจะแสดงค่ารีแอกแตนซ์ของ C หรือ L ออกมา ดังแสดงใน ภาพที่ 2-11 ค่าของ X_L และ X_C จะสวนทางกัน ดังนั้นความถี่ของไฟกระแสสลับที่เข้ามาทำให้ X_L และ X_C มีค่าเท่ากัน จึงทำให้ลรีแอกแตนซ์หักล้างกันหมดไปจึงเหลือแค่เฉพาะค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงเท่านั้นที่ปรากฏอยู่ในวงจรความถี่ที่ทำให้เกิดผลดังกล่าวเรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (f_0)



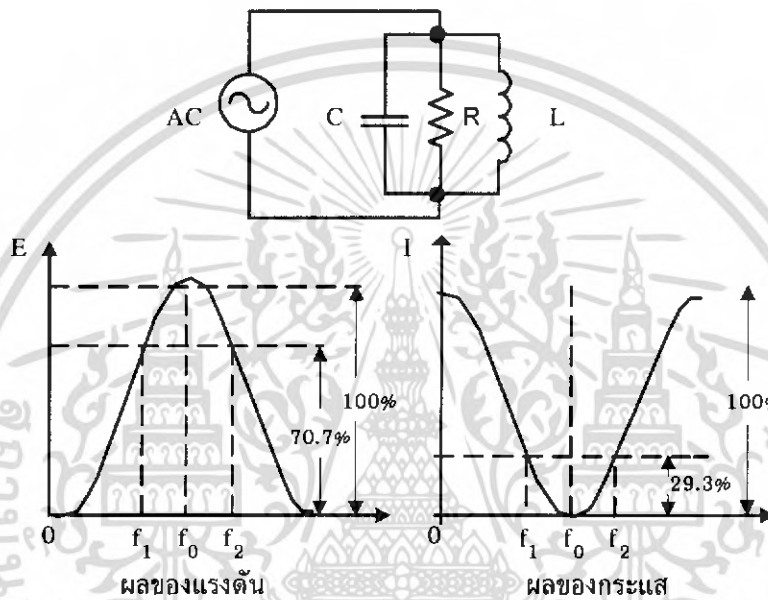
รูปที่ 2.13 แสดงผลของ L และ C ที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับที่ความถี่ต่างๆ

2.5.1 ผลของวงจรโซแนนซ์แบบขนานที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ

เมื่อสัญญาณกระแสสลับที่ป้อนเข้ามาความถี่ที่ต่ำกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ในวงจร (f_1) ค่าของ X_L จะน้อยกว่า X_C เปรียบเหมือน C เปิดวงจร ดังนั้นค่าแรงดันที่ตกคร่อม L ในขณะที่นั้นจะมีค่าน้อย เนื่องจากค่า X_L ต่ำ เมื่อความถี่ต่ำวงจรจึงแสดงคุณสมบัติของขดลวด ซึ่งทำให้เฟสของแรงดันที่ตกคร่อมวงจรมีหน้าเฟสของกระแสที่ไหลผ่านวงจร

เมื่อความถี่ของสัญญาณกระแสสลับที่ป้อนเข้ามาสูงกว่า ค่าความถี่เรโซแนนซ์ ในวงจร (f_2) ค่าของ X_C จะน้อยกว่า X_L โดย L ขณะนั้นเหมือนเปิดวงจร แรงดันที่ตกคร่อม C ขณะนั้นจะมีค่าต่ำเพราะ C สดค่าความต้านทานต่ำลงเมื่อความถี่สูง ดังนั้นวงจรจึงแสดงคุณสมบัติของคาปาซิเตอร์เป็นเอกสารที่ส่งงานไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซีเตอร์ทำให้เฟสของกระแสที่ไหลในวงจรนำหน้าเฟสของแรงดันที่ตกคร่อมถ้าความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้ามามีค่าเท่ากับค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_0) ค่าของ X_L จะเท่ากับ X_C วงจรจะไม่มีค่ารีแอกแตนซ์เปรียบเหมือนมีแต่ตัวต้านทานค่ออยู่ในวงจรเท่านั้น ซึ่งค่าความต้านทานจะสูงทำให้กระแสไหลผ่านวงจรได้น้อยที่สุด ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมวงจรมีค่าสูงสุด โดยเฟสของกระแสที่ไหลผ่านวงจร และเฟสของแรงดันที่ตกคร่อมวงจรจะตรงกัน (เนื่องจากวงจรไม่แสดงค่ารีแอกแตนซ์)



รูปที่ 2.14 แสดงรูปคลื่นเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์

จะเห็นได้ว่าค่าแอดมิตแตนซ์ของ วงจรคือ Y จะมีค่าเท่ากับ

$$Y = G + j\omega C - j1/\omega L \quad (2.14)$$

$$Y = G + j(\omega C - 1/\omega L) \quad (2.15)$$

$$Y = G + jB \quad (2.16)$$

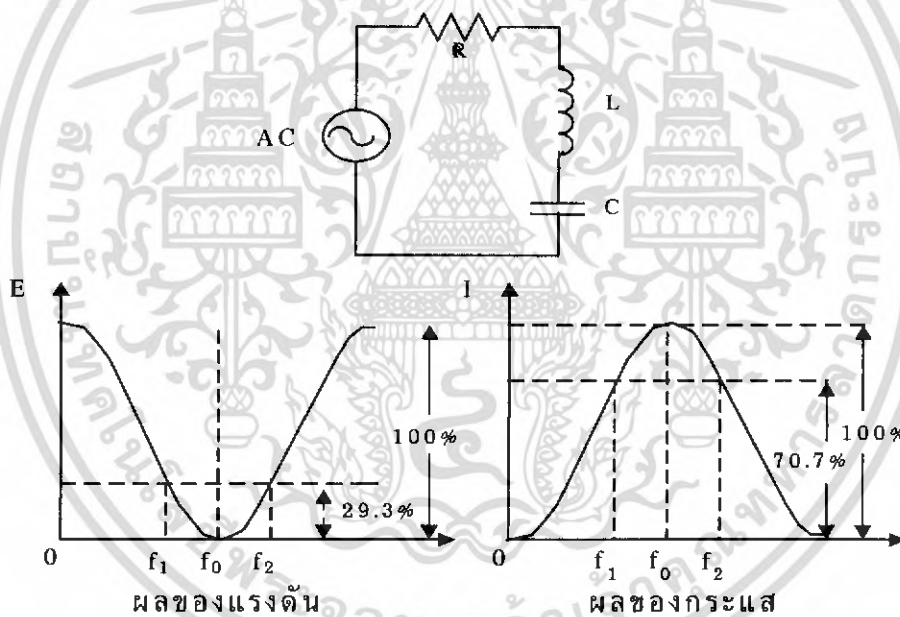
ในที่นี้ $B = B_C - B_L$, $B_C = \omega C$ และ $B_L = 1/\omega L$ เมื่อวงจรเกิดสภาวะเรโซแนนซ์จะได้ $B = 0$ นั่นคือ $\omega C = 1/\omega L$ หรือ $\omega^2 = 1/LC$ นั่นคือความถี่เรโซแนนซ์ f_r ในวงจร RLC ขนาน จะมีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ f_r ในวงจร RLC อนุกรม คือมีค่าเท่ากับ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 ผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอันดับที่มีต่อสัญญาณกระแสระดับ

เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_1) X_L จะมีค่าต่ำ แต่ X_C มีค่าสูง กระแสจะไหลผ่านวงจรได้น้อย และแรงดันตกคร่อมวงจรสูง วงจรแสดงค่า X_C ทำให้กระแสที่ไหลในวงจรมีเฟสหน้าหน้าแรงดันที่ตกคร่อมวงจร เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_2) X_C จะมีค่าต่ำ และ X_L มีค่าสูง กระแสจึงไหลผ่านวงจรได้น้อยทำให้แรงดันที่ตกคร่อมวงจรสูง วงจรแสดงค่า X_L ทำให้กระแสที่ไหลในวงจรมีเฟสล่าหลังแรงดันที่ตกคร่อมวงจร เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่เท่ากับค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_0) ค่า X_L เท่ากับ X_C จึงหักล้างกันหมดไปทำให้วงจรไม่มีค่ารีแอกแตนซ์ เหลือแต่เฉพาะค่าความต้านทานกระแสและแรงดันในวงจรจึงมีเฟสตรงกัน โดยค่าความต้านทานรวมของวงจรจะต่ำสุดทำให้มีกระแสไหลได้มากที่สุดและมีแรงดันตกคร่อมวงจรต่ำที่สุด



รูปที่ 2.15 แสดงรูปคลื่นเมื่อเกิดการเรโซแนนซ์

จะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์ของวงจร คือ Z จะมีค่าเท่ากับ

$$Z = R + j\omega L - j1/\omega C \quad (2.18)$$

$$Z = R + j(\omega L - 1/\omega C) \quad (2.19)$$

$$Z = R + jX \quad (2.20)$$

เมื่อวงจรเกิดสภาวะเรโซแนนซ์จะได้ $X = 0$ นั่นคือ $\omega L = 1/\omega C$ หรือ $\omega^2 = 1/LC$ หรือ $\omega = \omega_0$ แต่ $\omega = 2\pi f$ เพราะฉะนั้น ความถี่เรโซแนนซ์ f_0 จะมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \quad (2.21)$$

จะได้

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad [Hz] \quad (2.22)$$

2.6 ไดโอด (Diode)

ไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสีย ในรูปของความร้อนในขณะมันทำงาน เนื่องจากมันต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไดโอดสามารถเกิดได้ 2 ลักษณะคือ กำลังงานสูญเสียในขณะนำกระแส และกำลังงานสูญเสียในขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งานที่ความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกไดโอดให้ถูกต้องเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสีย

2.6.1 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโล-เฮิรตซ์ ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นที่จะต้องมียุคสมบัติทั่วไป ดังนี้คือ

- (1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
- (2) มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น (Recovery Time)
- (3) สามารถทนกำลัง ได้สูง

ซิลิกอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่วไป ไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากใช้เวลาคืนตัวนาน เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปของความร้อนขึ้นสูง และมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้ไดโอด 3 ชนิด คือ

- (1) ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด (Fast Recovery Diode)
- (2) อัลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
- (3) ชอตต์กีไดโอด (Schottky Diode)

2.6.2 ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด และอัลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัว t_r ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอรี่ มีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอัลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ไดโอด มีช่วงเวลาคืนตัว t_r ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมี

อัตราทรานแรงดันไบแอสย้อนกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส (VF) ของ ไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.3 ขอตต์กี้ไดโอด (Schottky Diode)

ขอตต์กี้ไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันต่ำและกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัว t_r ของขอตต์กี้ไดโอดมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าขอตต์กี้ไดโอด ไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตามขอตต์กี้ไดโอด ที่ผลิตได้ในปัจจุบันมีอัตราทรานแรงดันขณะไบแอสกลับได้ 100 โวลต์ เท่านั้น ขอตต์กี้ไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง ทำให้มีพลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับได้สูงและยังมีปัญหาที่เกิดขึ้น เมื่อนำขอตต์กี้ไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประการหนึ่งคือ ขอตต์กี้ไดโอดจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง

2.7 การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำ

คุณสมบัติที่ควรคำนึงถึงในการออกแบบมีดังนี้

1. ขดลวดที่นำมาใช้ควรมีประสิทธิภาพในการถ่ายเทพลังงานได้สูง
2. เส้นแรงแม่เหล็กในขดลวด โซลินอยด์จะมีทิศทางไปที่ศูนย์กลางของเส้นลวด
3. ความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็ก จะมีอยู่มากบริเวณรอบๆขดลวดและจะลดลงเมื่ออยู่ห่างขดลวดออกมา

ณ จุดที่มีการต่อเส้นลวดจะมีเส้นแรงแม่เหล็กเกิดขึ้นน้อย เนื่องจากเส้นลวดจะมีศูนย์กลางที่ไม่เป็นเรขาคณิต ศูนย์กลางสนามแม่เหล็กจึงคลาดเคลื่อน

ชนิดของขดลวด	ประสิทธิภาพในการใช้งาน ที่ย่านความถี่			
	10 เฮอร์ตซ์		450 เฮอร์ตซ์	
	สารแม่เหล็ก	วัสดุอื่น	สารแม่เหล็ก	วัสดุอื่น
ขดเป็นชั้นวงสปริงรอบชิ้นงาน	75%	50%	80%	60%
แพนเค้ก	35%	25%	50%	30%
เข็มปักผมที่ทำด้วยลวดโค้ง	45%	30%	60%	40%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

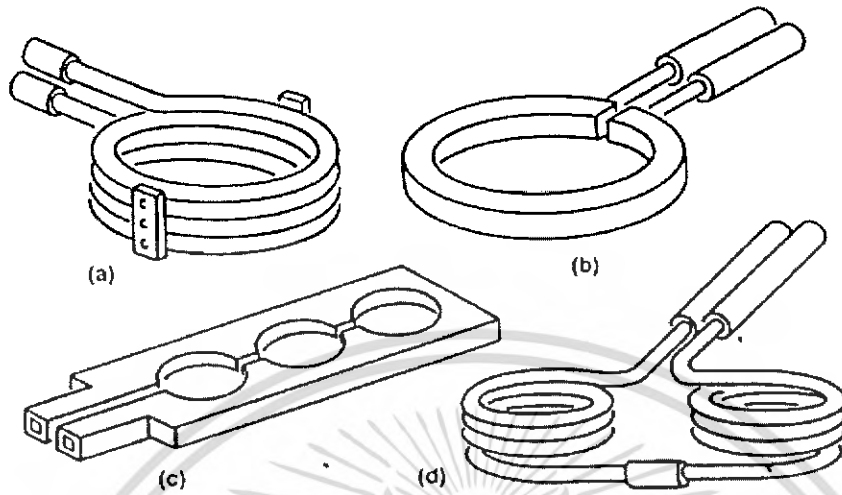
ขุดเป็นวงเดี่ยวรอบชิ้นงาน	60%	40%	70%	50%
ช่อง	65%	45%	70%	50%
ขุดอยู่ภายในชิ้นงาน	40%	20%	50%	25%

ตารางที่ 2.3 แสดงประสิทธิภาพของขุดลวดเหนียวนำแต่ละชนิดที่ใช้งาน

2.7.1 การให้ความร้อนที่ความถี่ต่ำ

วัตถุประสงค์ของการให้ความร้อนแบบเหนียวนำความถี่ต่ำก็คือ สามารถให้ความร้อนแก่โลหะให้ทั่วทั้งชิ้นงานที่ต้องการการให้ความร้อนแบบนี้นำไปใช้ในงานหลอม ซึ่งต้องการปริมาณ ความร้อนสูงทั่วทั้งปริมาตรของวัตถุดิบที่หลอมหรือในงานขึ้นรูปโลหะสำหรับเครื่องรีดโลหะแผ่น ในกรณีนี้มักออกแบบขุดลวดอย่างง่าย ๆ โดยนิยมทำขึ้นจากขุดลวดโซลีนอยด์แล้วจัดรูปของขุดลวดเหนียวนำให้เหมาะสมกัน ลักษณะรูปทรงของชิ้นงานที่จะให้ความร้อนอย่างลักษณะรูปร่างของชิ้นงานเบื้องต้น ได้แก่ ขุดลวดแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัสสี่เหลี่ยมคางหมู เป็นต้น

ขุดลวดเหนียวนำที่ใช้ในการเหนียวนำความถี่ต่ำมักจะมีจำนวนรอบมากฉะนั้นการพันขุดลวดเหนียวนำจึงพันในรูปแบบที่ทำให้ค่าความเหนียวนำรวมมีค่าสูง ในวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานโดยทั่วไปการใช้งานในย่านความถี่ต่ำ ขนาดเส้นลวดที่นำมาใช้ทำขุดลวดเหนียวนำจะมีขนาดใหญ่ และมีจำนวนหลายรอบขุดลวดที่มีค่าความเหนียวนำต่ำจะต้องต่อหม้อแปลงไอโซเลทควบคู่กันไปอย่างไรก็ตามจะพิจารณาที่ความถี่เป็นหลัก ซึ่งต้องดูที่ความเหมาะสมของลักษณะชิ้นงานและขุดลวดเหนียวนำและตัวส่งกำลังที่ระบบทั้งหมด ซึ่งผลตอบสนองในการปฏิบัติงานจะขึ้นอยู่กับระบบแหล่งจ่ายกำลัง

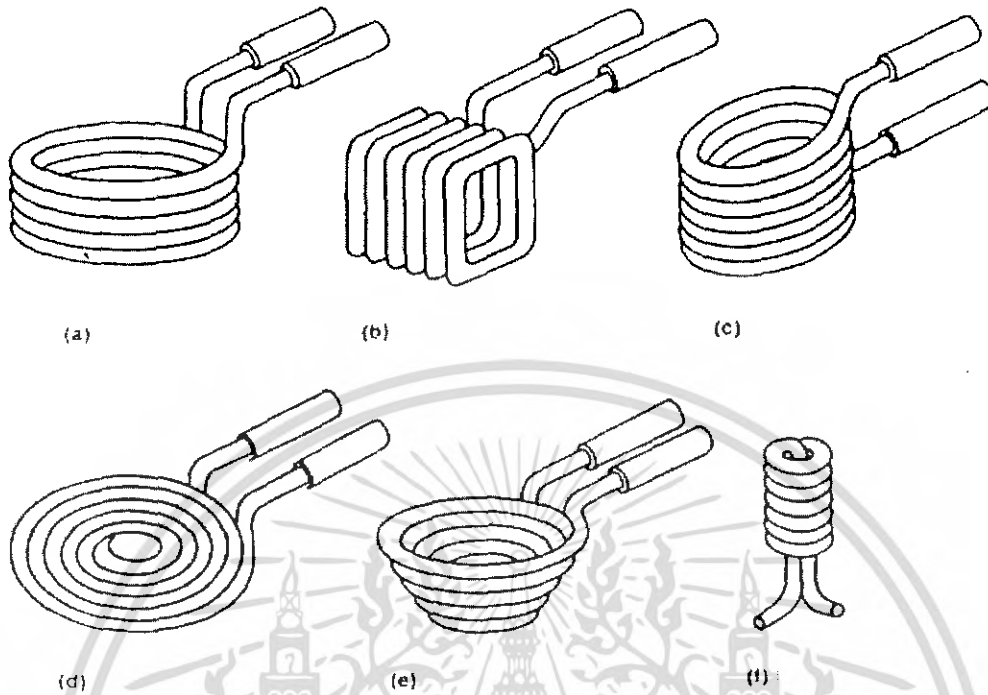


รูปที่ 2.16 แสดงรูปร่างของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่ต่ำ

- (a) แบบซ้อนกันตำแหน่งเดียว
- (b) แบบรอบเดียวตำแหน่งเดียว
- (c) แบบรอบเดียวหลายตำแหน่ง
- (d) แบบซ้อนกันหลายตำแหน่ง

2.7.2 ขดลวดเหนี่ยวนำที่ความถี่ปานกลางถึงความถี่สูง

ขดลวดโซลินอยด์ที่ใช้งานในความถี่ประเภทความถี่ปานกลาง ถึงความถี่สูงสามารถออกแบบได้ทั้งแบบรอบเดียว และแบบซ้อนกันหลายรอบ ในรูปที่ 2.16 แสดงการออกแบบขดลวดโซลินอยด์ รูปที่ 2.16 (a) แสดงขดลวดแบบซ้อนกันหลายรอบตำแหน่งเดียวใช้กับชิ้นงานที่จะให้ความร้อนมีส่วนประกอบเป็นชิ้นเดียวกัน แบบรอบเดียวตำแหน่งเดียวแสดงในรูปที่ 2.16 (b) ในรูปที่ 2.16 (c) เป็นแบบรอบเดียวหลายตำแหน่ง ซึ่งในการออกแบบจะมีผลกระทบซึ่งกันและกัน ซึ่งชิ้นงานแต่ละชิ้นจะตั้งได้หลายตำแหน่ง และในรูปที่ 2.16 (d) เป็นแบบซ้อนกันหลายรอบหลายตำแหน่ง ขดลวดที่กับความถี่ปานกลางถึงความถี่สูง จะนำไปใช้งานตามความต้องการของชิ้นงานหรือขนาดและรูปทรงของชิ้นงาน



รูปที่ 2.17 แสดงรูปแบบของขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูง

- (a) แบบขดลวดรอบเป็นชั้นๆ
- (b) แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า
- (c) แบบลูกเบี้ยว
- (d) แบบแฟนเค้ก
- (e) แบบขดวงสปริง
- (f) แบบขดภายใน

การออกแบบขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อใช้ในชิ้นงานรูปโค้ง หรือขนาดใดๆแบบม้วน แสดงดังรูปที่ 2.17(a) แบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แสดงดังรูปที่ 2.17 (b) หรือใช้กับชิ้นงานรูปทรงพิเศษ เช่น ขดลวดแบบลูกเบี้ยวแสดงในรูปที่ 2.17 (c) ส่วนขดลวดแบบแฟนเค้กที่แสดง ดังรูปที่ 2.17 (d) เป็นการใส่ประโยชน์โดยทั่วไปเมื่อต้องการให้ความร้อนเฉพาะด้านเดียวหรือ ใช้กับส่วนของชิ้นงานที่ไม่สามารถกระจายความร้อนเข้าไปได้ด้วยขดลวดแบบต่างๆไปขดลวดแบบวงสปริงแสดงดังรูปที่ 2.17 (e) ใช้ในการให้ความร้อนกับชิ้นงานที่มีรูปทรงกรวยหรือรูปกลมภายในรูเจาะ ก็สามารถให้ความร้อนได้ด้วยขดลวดแบบขดภายในดังแสดงในรูปที่ 2.17 (f) ข้อแตกต่างที่สำคัญของ ขดลวดแบบแฟนเค้กและขดภายในกับแบบอื่นๆ คือ ในแบบอื่นๆ ที่นอกเหนือจากทั้ง 2 แบบนี้ชิ้นส่วนที่ให้ความร้อนจะอยู่ภายในศูนย์กลางของสนามแม่เหล็กเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 หม้อแปลงสวิตจิ่ง

หม้อแปลงสวิตจิ่ง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์หลักสำคัญสำหรับสวิตจิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นในการออกแบบสวิตจิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆของหม้อแปลงสวิตจิ่ง ตามความเหมาะสมในการใช้งานและการคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ และขนาดลวดทองแดง รวมทั้งการกำหนดพิคัดความปลอดภัยทางไฟฟ้าเพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตจิ่งขณะทำงาน

2.8.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์

หม้อแปลงสวิตจิ่งมีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้าค่าต่ำที่เอาต์พุตและทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดมีส่วนประกอบที่สำคัญดังต่อไปนี้

1. แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทสารแม่เหล็ก หรือสารเฟอร์โรแมกเนติก ซึ่งการเหนี่ยวนำแม่เหล็กบน แกนเฟอร์ไรต์จะมีความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณ 3,000-4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตจิ่ง จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตจิ่งจะมีคุณสมบัติ แตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานการออกแบบ

2. บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพันปกติจะทำจากพลาสติกชนิดที่ทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟได้ง่าย บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ บอบบิ้นจะมีขนาดตามมาตรฐานของแกน

3. ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารี ของหม้อแปลงสวิตจิ่งที่มีกำลังไม่สูงมากนักปกติจะใช้ลวดอาบน้ำยาพันบนแกนของบอบบิ้น ให้ได้จำนวนรอบตามต้องการขนาดของลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ เช่น การพันขลวด

4. เทปฉนวน (Insulation Tape)

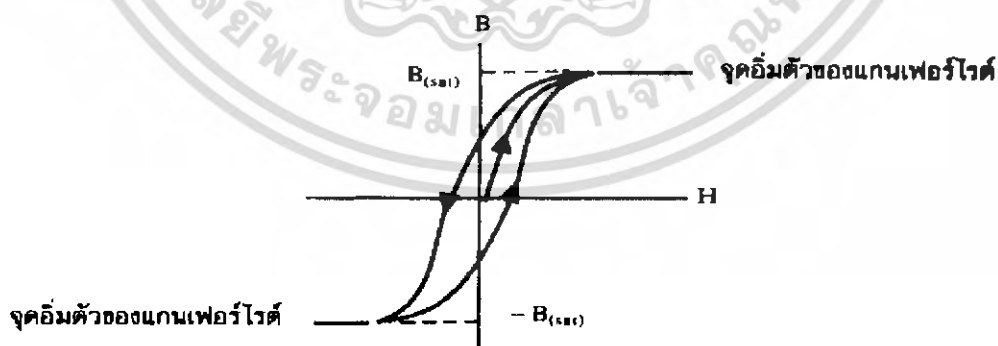
เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรอง ระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และจะมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้า ระหว่างขดไฟโรรมารี่และเซคันดารี ด้วยวัสดุที่ใช้ทำ เทปฉนวนอาจจะเป็นพวกไมลาร์ (Milar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05–0.1 มิลลิเมตรการเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับารออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจาก หม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

2.8.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กนั้นแตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการ ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์จะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ดังต่อไปนี้

1. เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

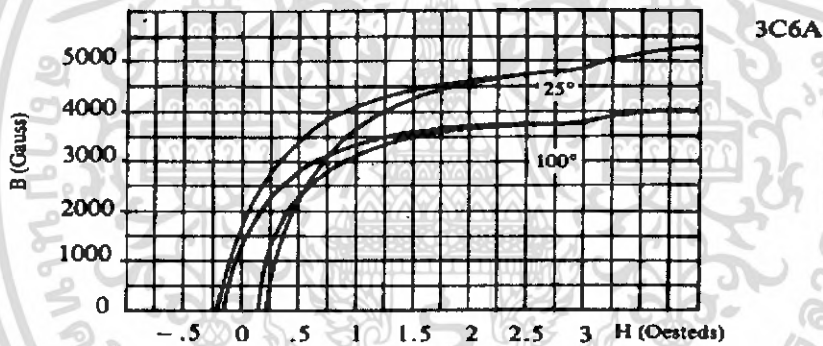
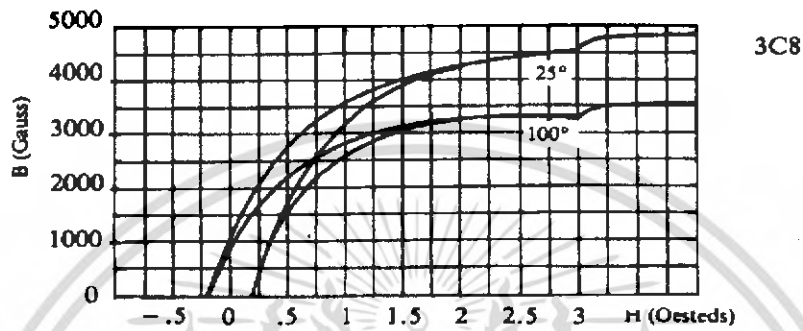
เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นของ ฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนกับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของ ขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 2.19(ก),(ข)แสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส ของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ จุดที่ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H เรียกว่าจุดอิ่มตัวของ ฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation) โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียง ครึ่งเดียวเนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสมีลักษณะกลับทิศกันดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

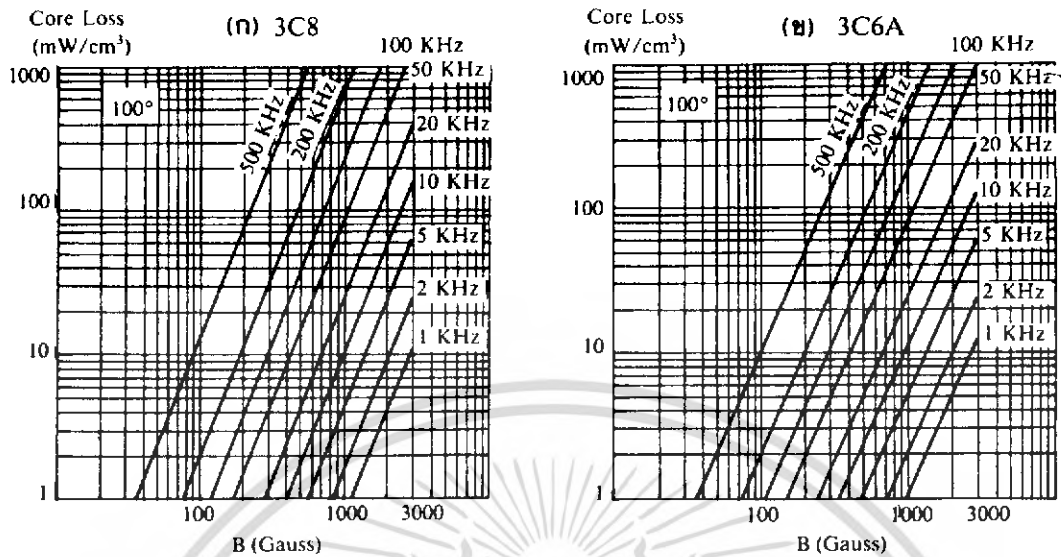
การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์มาทำหม้อแปลงสวิตชิง จะต้องระวังอย่าทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงจึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกน ขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย



รูปที่ 2.19 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อนซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียเกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจจะพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างของกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงใน รูปที่ 2.20 ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุค่าไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร (mW/cm^3) และมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะที่ใช้ของแกนเฟอร์ไรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) 3C6A (ข)

2.8.3 การกำหนดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก ในแกนของหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\frac{V_p \cdot t}{N_p \cdot A_c} \times 10^8 \quad [\text{Gauss}] \quad (2.23)$$

- เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน [Gauss]
- V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดไพรมารี [V]
- N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี [N]
- A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน [cm²]
- t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น [sec]

จะเห็นว่า ยิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี มีค่าน้อยลงค่าความหนาแน่นของฟลักซ์ที่เกิดขึ้น จะยังมีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีลงจะทำได้โดยใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลง ให้กำลังได้สูงขึ้น อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้น จนกระทั่งถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันทางขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะมากคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิส-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ในขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทนทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เสียหายและความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ขณะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดการอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด ที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

2.8.4 การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่มากเกินไป สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อนกำลังสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิน (A_w) พิจารณาค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กความถี่ที่ใช้งานและชนิดของอินเวอร์เตอร์ ด้วยตัวอย่างกราฟความสัมพันธ์ของอินเวอร์เตอร์ความถี่ที่ใช้งานและความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสำหรับฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4 \Delta B_{(MAX)} f A_c A_w}{D} \times 10^{-3} \quad [W] \quad (2.24)$$

$B_{(MAX)}$ คือ ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ [Gauss]

f คือ ค่าความถี่ในการทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ [Hz]

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ [cm^2]

A_w คือ พื้นที่สำหรับพันขดลวดของบอบบิน [cm^2]

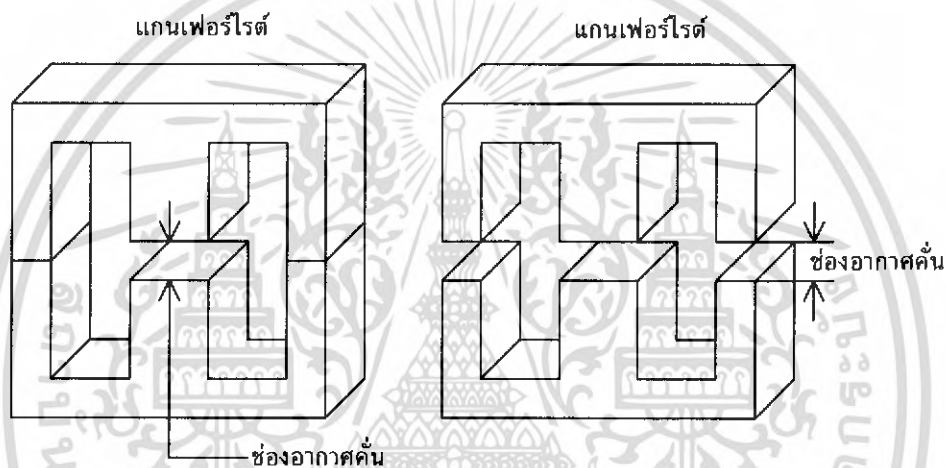
D คือ ค่าความหนาแน่นของกระแส [cercuramin/A]

P คือ กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ [W]

2.8.5 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การเพิ่มช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่ง ที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และจะช่วยการสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์ จะทำให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอก

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI , ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังภาพที่ 2-30 คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบการคั่นแกนด้วย ช่องอากาศระหว่าง คู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์ หรือการขัดแกนออกเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศที่ต้องการ



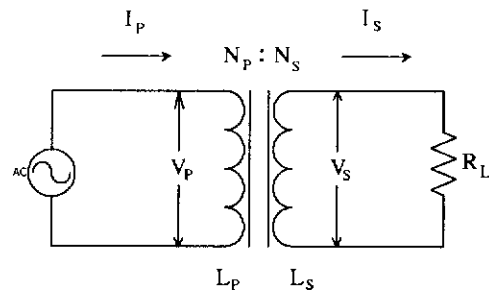
รูปที่ 2.21 แสดงการกำหนดช่องอากาศ

มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

2.8.6 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารี และขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีของหม้อแปลง ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.22 จะเป็นดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (2.25)$$

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (2.26)$$

- เมื่อ
- N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
 - N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี
 - V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
 - V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี
 - L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
 - L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
 - I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
 - I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

ข้อสังเกตคือแรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีเกิดการอิมตัวอัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง เนื่องจากกระแสไหลผ่านขดไพรมารีไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$V_p = N_p \cdot A_c \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^8 \quad [V] \quad (2.27)$$

และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์ เกิดการอิมตัวอัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

2.8.7 การกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง จะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยาใช้เป็นฉนวนพัน (ตารางที่ 2.4 จะแสดงขนาดและข้อมูลอื่นๆ ของเส้นลวดทองแดงอบน้ำยาตามมาตรฐาน AWG ที่มีการผลิตจำหน่าย) ในขณะที่หม้อแปลงทำงานสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงกระแสสลับที่ไหลผ่าน ขดลวดนั้นมีความถี่สูงที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิวซึ่งจะมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้นรวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นกัน ซึ่งกำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงานการกำหนดขนาดและ วิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสมเพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

เบอร์ AWG (B.&S.)	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง		พื้นที่หน้าตัดปกติ mm ²	ค่าความต้านทานที่ 100°C Ω/m	ระยะเรียง ชิดต่ำสุด mm.	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางรวม ฉนวน mm
	Inch.	mm.				
44	0.00198	0.0503	0.00199	11.180	0.071	0.06604
43	0.00222	0.0564	0.00250	8.899	0.079	0.07366
42	0.00249	0.0633	0.00314	7.073	0.087	0.08128
41	0.0028	0.0711	0.00397	5.594	0.098	0.09144
40	0.0314	0.0798	0.00500	4.448	0.111	0.1041
39	0.003535	0.0897	0.00631	3.159	0.122	0.1143
38	0.00397	0.1008	0.00799	2.783	0.138	0.1295
37	0.00445	0.1130	0.01003	2.215	0.154	0.1448
36	0.00500	0.1270	0.0127	1.757	0.172	0.1626
35	0.0056	0.1422	0.0159	1.398	0.188	0.1778
34	0.0063	0.1600	0.0201	1.105	0.209	0.1981
33	0.0071	0.183	0.0255	0.8700	0.236	0.2235
31	0.0089	0.2261	0.0401	0.5537	0.287	0.2743
30	0.0100	0.2540	0.0507	0.4386	0.319	0.3048
29	0.0113	0.2870	0.0647	0.3435	0.356	0.3404

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

28	0.0126	0.3200	0.1022	0.2762	0.393	0.3759
27	0.0142	0.3607	0.1022	0.2175	0.438	0.4191
26	0.0159	0.4039	0.128	0.1735	0.491	0.4699
25	0.0179	0.4547	0.162	0.1369	0.547	0.5232
24	0.0201	0.5105	0.205	0.10860	0.608	0.5817
23	0.0226	0.5740	0.259	0.08586	0.679	0.6502
22	0.0253	0.6426	0.324	0.06852	0.754	0.7214
21	0.0285	0.7239	0.412	0.05399	0.841	0.8052
20	0.0320	0.8128	0.519	0.04283	0.937	0.8966
19	0.0359	0.911	0.653	0.03403	1.048	1.003
18	0.0403	1.024	0.823	0.02700	1.168	1.118
17	0.0453	1.151	1.040	0.02137	1.303	1.247
16	0.0508	1.290	1.308	0.01699	1.452	1.389
15	0.0571	1.450	1.652	0.01345	1.627	1.557

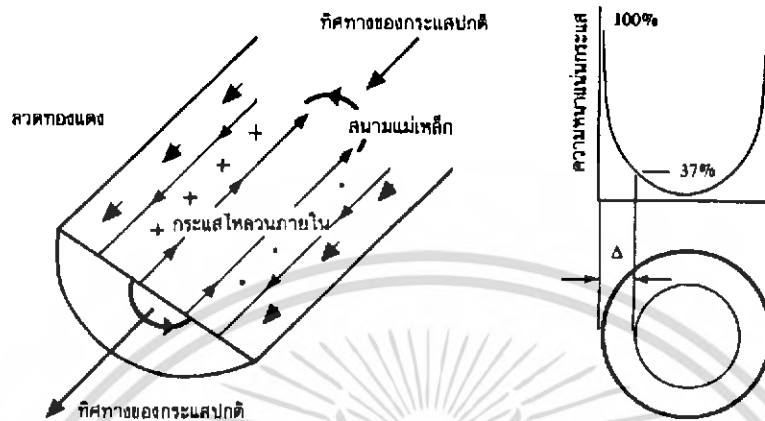
ตารางที่ 2.4 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่น ๆ ของลวดทองแดงอาบน้ำยา

2.8.8 ผลจากการนำกระแสที่ผิวของทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนภายใน และรอบๆ ตัวมันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวลวดทองแดงอีกทอคหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดงดังแสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะกระแสไหลวนภายในขดลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน

ปริมาณของกระแสปกติที่ไหลในลวดทองแดง จะยังคงมีค่าเท่าเดิมแต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดง ที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงและเหมือนผลพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง ลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมจากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเพียง 37 % ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของขดลวดทองแดง (Skin depth) ดังที่แสดงไว้ใน รูปที่ 2.23 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นอยู่กับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่อุณหภูมิ 100 °C ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \sqrt{\frac{5.62}{f}} \quad [\text{mm}] \quad (2.28)$$

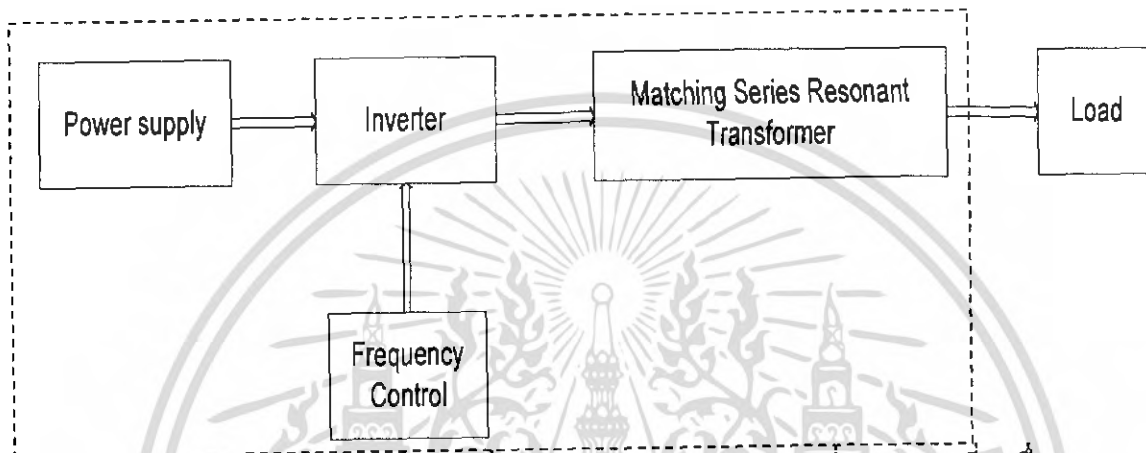
เมื่อ Δ คือ ค่าความหนาผิวนำกระแส [mm]

f คือ ค่าความถี่ของกระแส [kHz]

บทที่ 3 วิธีการดำเนินงาน

3.1 การออกแบบวงจร

จากการศึกษาข้อมูล และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการสร้าง เครื่องให้ความร้อนที่ผิว สามารถแสดงส่วนต่างๆของเครื่องให้ความร้อน โลหะแบบเหนียวนำเป็นบล็อกโคอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกโคอะแกรมของเครื่องให้ความร้อน โลหะแบบเหนียวนำความถี่สูงซึ่งสามารถควบคุมโดยการปรับกำลังไฟฟ้าโดยความถี่

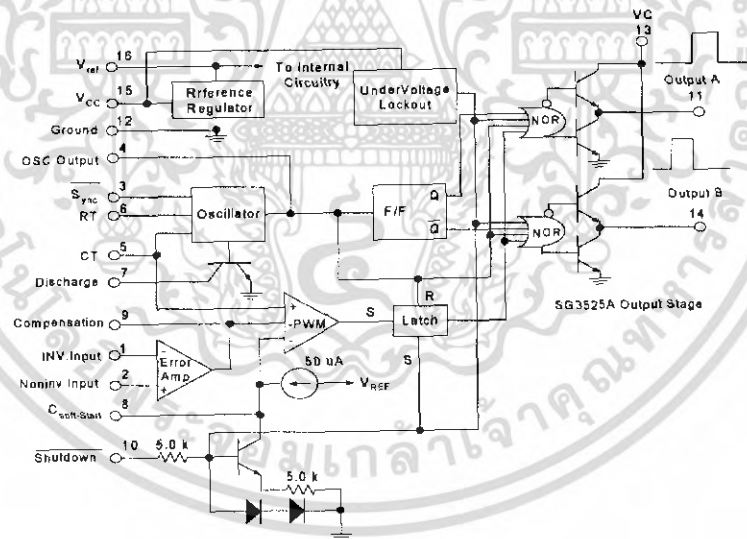
บล็อกโคอะแกรมโครงสร้าง ของเครื่องให้ความร้อน โลหะแบบเหนียวนำความถี่สูงโดยอาศัยทฤษฎีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการจ่ายกระแสไฟฟ้าความถี่สูงเข้าที่ขดลวดให้ความร้อน ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบขดลวดให้ความร้อน ขดลวดความถี่สูงจะทำให้มีกระแส ไฟฟ้าจำนวนมากไหลวนที่ขดลวดและความร้อนจะ ถูกถ่ายเทไปยังโลหะที่อยู่ในขดลวดเครื่องให้ความร้อน โลหะแบบเหนียวนำความถี่สูง ซึ่งสามารถควบคุมโดยการปรับกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ มีองค์ประกอบต่างๆ ที่สำคัญแสดงได้ดังต่อไปนี้

- (1) ชุดควบคุมประกอบด้วยวงจรสร้างความถี่และขับนำเกิดทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์เพื่อป้อนให้กับขาเกตที่ไอจีบีทีทำให้ไอจีบีทีทำงาน
- (2) ชุดอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ทำหน้าที่กำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงเพื่อจ่ายให้กับขดลวดเหนียวนำ โดยอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งที่ใช้ใน โครงงานนี้ใช้ไอจีบีที
- (3) ชุดหม้อแปลงสวิตซ์เรโซแนนซ์ซึ่งประกอบด้วยขดลวดเหนียวนำทางด้านเอาต์พุตหม้อแปลง สวิตซ์เรโซแนนซ์ และตัวเก็บประจุซึ่งต่อกันในลักษณะของวงจรเรโซแนนซ์แบบอันดับ

(4) แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเข้ามาในชุด อินเวอร์เตอร์ เพื่อทำให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

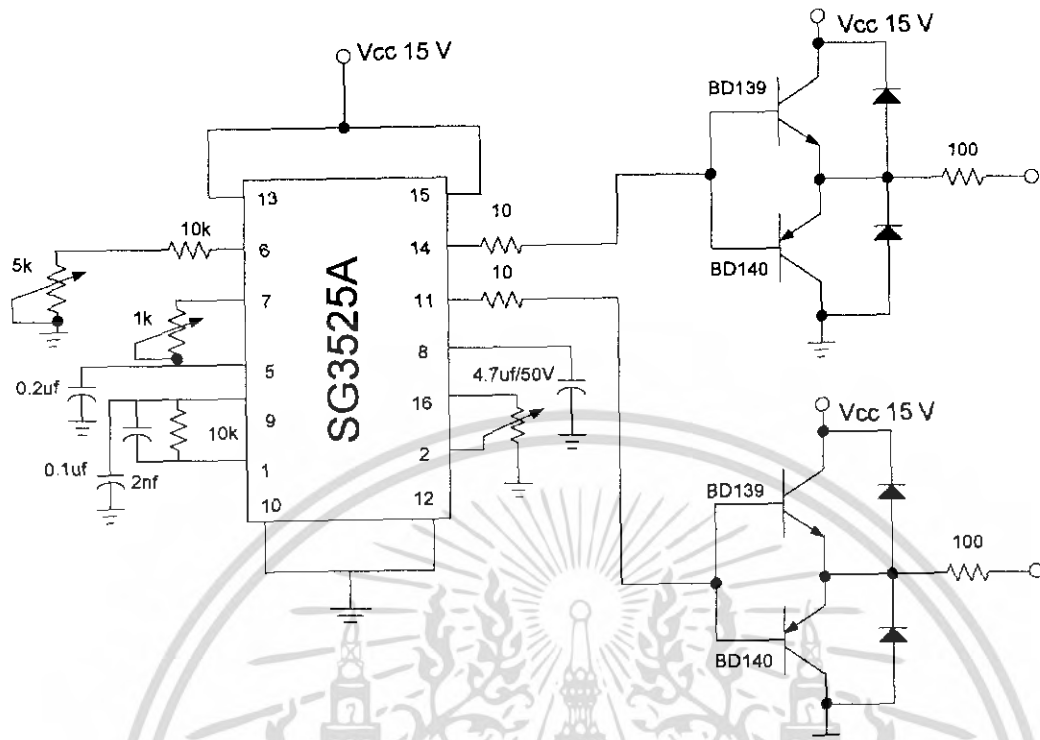
3.1.1 การออกแบบวงจรสร้างความถี่และวงจรขับนำเกต

วงจรสร้างความถี่ มักจะนิยมใช้ไอซีสำเร็จรูป ซึ่งง่ายและสะดวกในการนำไปใช้งาน ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นแบบ PWM (Pulse Width Modulation) ซึ่งสามารถปรับความกว้างพัลส์หรือ ปรบิควิตี (Duty) ได้ในการใช้งานเมื่อนำไปใช้ร่วมกับชุดขับนำเบส และชุดทรานซิสเตอร์กำลังแล้ว ทำให้สามารถควบคุมช่วงเวลาในการทำงานได้ตามต้องการ ซึ่งในปริญญาณิพนธ์นี้ใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ SG3525A ในวงจรสร้างความถี่ซึ่งมีข้อดีคือ มีเอาต์พุต 2 ช่องต่างเฟสกัน 180 องศา สามารถปรับควิตี (Duty) และสามารถปรับความถี่ในการทำงานได้ซึ่งไอซีสำเร็จรูปเบอร์ SG3525A มีโครงสร้างดังภาพที่ 3.3



รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ SG3525A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างคลื่นสี่เหลี่ยมโดยใช้ไอซี SG3525A

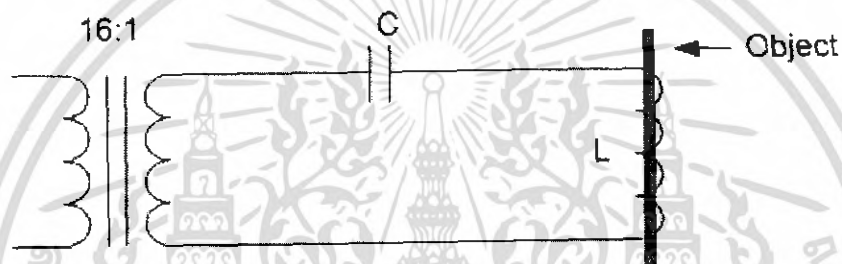
จากรูป แสดงให้เห็นถึงการต่อวงจรไอซี SG3525A ไปใช้งาน ซึ่งทางบริษัทได้ออกแบบให้สามารถใช้งานเอาต์พุตเดี่ยวหรือทั้ง 2 สองเอาต์พุตก็ได้ ซึ่งจะมี เอาต์พุต A เอาต์พุต B ที่ขา 11 , ขา 14 และที่ ขา 5,ขา 6 จะมีการต่อ CT และ RT ต่ออยู่ด้วยซึ่งวงจร สร้างความถี่จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ ความถี่ของสัญญาณขึ้นอยู่กับค่าของ CT และ RT

3.1.2 วงจรขับเคลื่อน

ไอจีบีทีต้องการแรงดันมาขับเคลื่อน เพื่อให้มันสามารถทำงานในสภาวะนำกระแสและสภาวะหยุดนำกระแสได้ ในระบบที่เหมาะสมตามคุณสมบัติของไอจีบีที ซึ่งใช้อุปกรณ์ในการขับเคลื่อนโดยใช้ 6N136 ทำการแยกกราวด์จากทั้ง 2 วงจรออกจากกันเพื่อป้องกันการรบกวนกันระหว่างทั้ง 2 ภาคแล้วนำไปผ่านคอมพาราเตอร์โดยใช้ LM311 แล้วส่งให้ชุดไดร์โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3053 กับ 2N4037 ซึ่งเป็นคู่ที่ใช้ทำงานร่วมกันเอาต์พุตที่ได้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 100 kHz ใช้ขับเคลื่อนของไอจีบีที

แสดงวงจรภาคอินเวอร์เตอร์แบบฟลูตริคจ์ ในการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูง โดยอาศัยการสวิตซ์ชิ่งของไอจีบีทีดังรูปโดยจะแบ่งช่วงเวลากการทำงานของไอจีบีทีโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสเป็นคู่ ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา M1,M4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาและเมื่อหยุดนำกระแส M2 , M3 จะนำกระแสในส่วนครึ่งคาบเวลาที่เหลือสลับกันเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ แรงดันตกคร่อมขดไฟรมารีจะมีค่าเท่ากับ $V_{in}-2V_{ce}(\text{sat})$

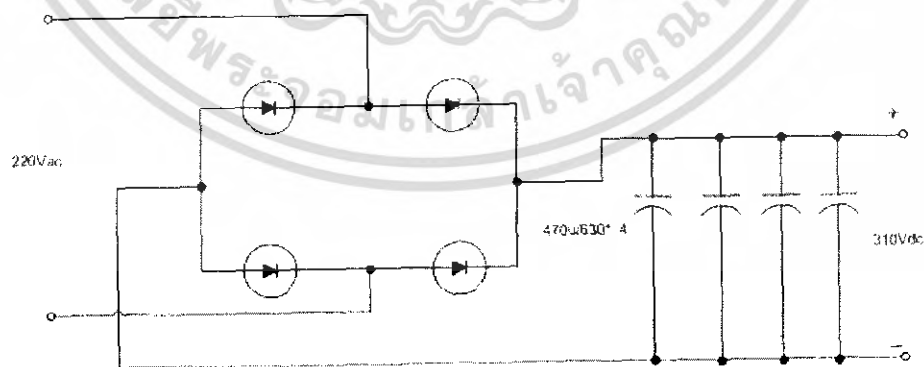
3.1.4 ชุดหม้อแปลงสวิตซ์เรโซแนนซ์



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรเรโซแนนซ์ทางด้านขดลวดเซคันดารี

จากภาพเป็นวงจรทางด้านเอาต์พุตเซคันดารี ต่อกันในลักษณะของเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 100kHz ซึ่งการทำเรโซแนนซ์จะเป็นการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดให้กับชิ้นงาน

3.1.5 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 310



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรภาคแหล่งจ่ายไฟ DC 310 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ ที่ใช้จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 Hz ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์แล้วผ่านวงจรฟิลเตอร์แสดคงดั่งรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลองเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

4.1 ขั้นตอนการทดลอง

ขั้นตอนการทดลองต่างๆ ดังมีต่อไปนี้

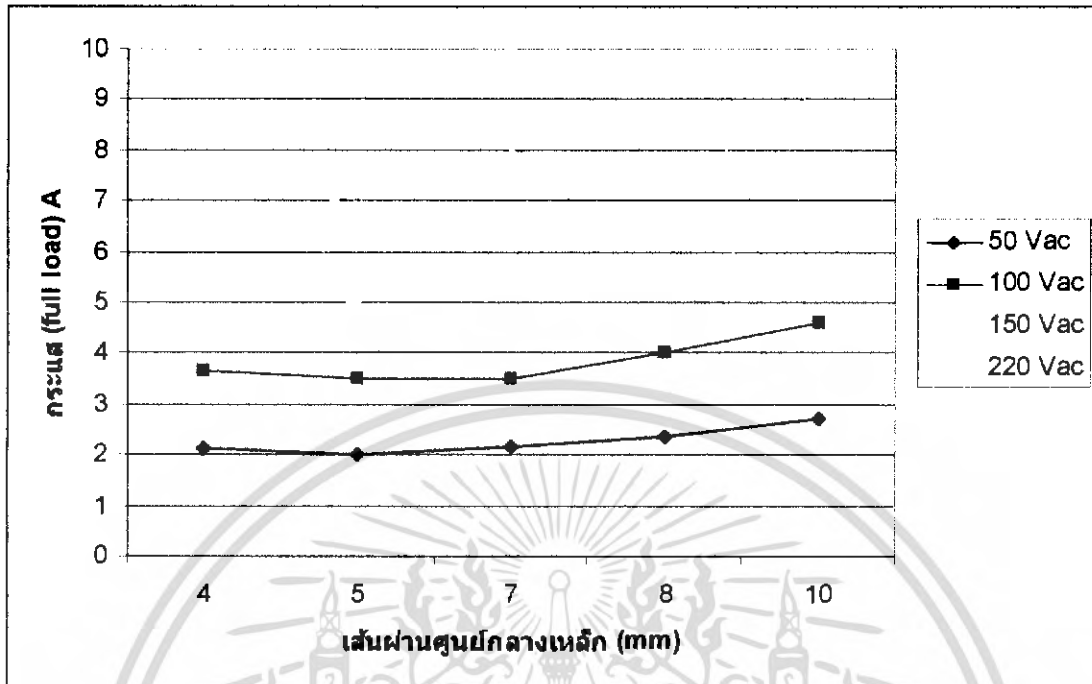
1. ปรับความถี่ที่วงจรจากภาคออสซิลเลเตอร์ ไว้ที่ประมาณ 100 กิโลเฮิร์ต
2. ปรับช่วงเวลานำกระแสไว้ประมาณ 3.5 ไมโครวินาที
3. วัดสัญญาณที่ภาคไดร์เกตแต่ละตัว
4. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 50 โวลท์
5. นำชิ้นงานใส่คอล์ยลitz ซึ่งมีขนาดต่างๆ กัน
6. ทำการจับเวลาจนชิ้นงานร้อนแดง (ประมาณ 740-850 °C)
7. บันทึกผลการทดลองที่ได้
8. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 100 โวลท์
9. ทำซ้ำข้อ 5 ถึง 7
10. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 150 โวลท์
11. ทำซ้ำข้อ 5 ถึง 7
12. ป้อนไฟสลับที่อินพุท 220 โวลท์
13. ทำซ้ำข้อ 5 ถึง 7

ผลการทดลอง

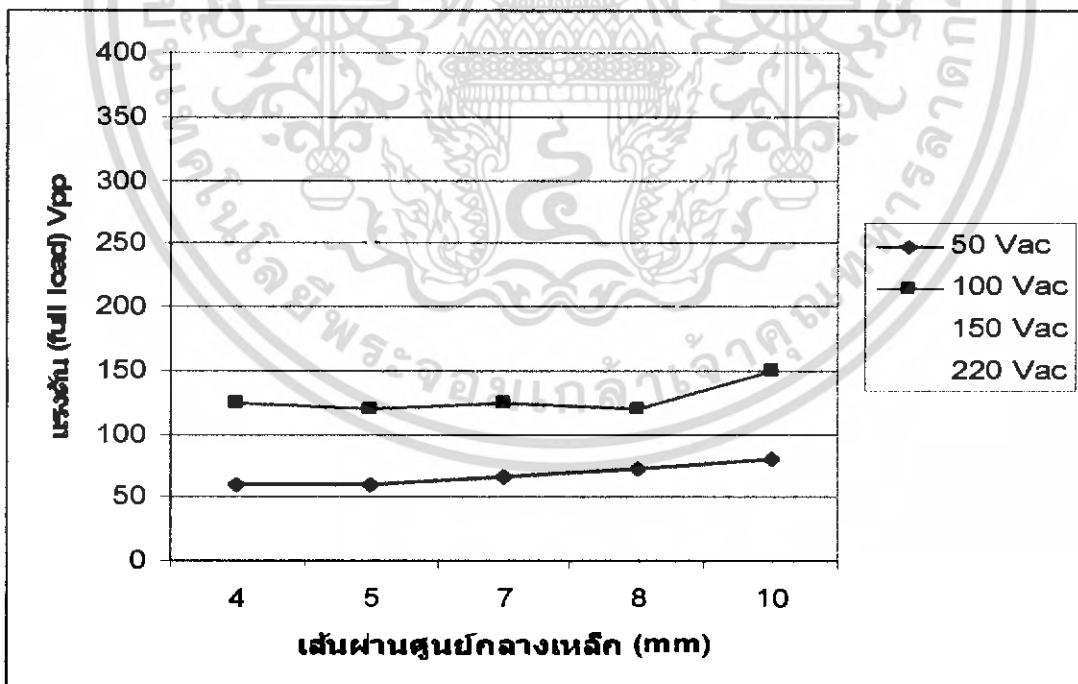
VIN(Vac)	จุดที่วัด	ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง					Unit
		φ 4 mm	φ 5 mm	φ 7 mm	φ 8 mm	φ 10 mm	
50 V	lin (no load)	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4	A
	lin (full load)	2.13	2	2.15	2.38	2.7	A
	VL (no load)	80	80	80	80	80	Vpp
	VL (full load)	60	60	66	72	80	Vpp
	Time	33	40	65	80	130	sec
100 V	lin (no load)	4.35	4.35	4.35	4.35	4.35	A
	lin (full load)	3.65	3.5	3.5	4	4.6	A
	VL (no load)	150	150	150	150	150	Vpp
	VL (full load)	125	120	125	120	150	Vpp
	Time	13	17	22	25	32	sec
150 V	lin (no load)	5.65	5.65	5.65	5.65	5.65	A
	lin (full load)	5.2	5	5.6	5.3	6.8	A
	VL (no load)	225	225	225	225	225	Vpp
	VL (full load)	180	180	185	185	240	Vpp
	Time	7	9	13	16	23	sec
220 V	lin (no load)	8	8	8	8	8	A
	lin (full load)	6.6	7.1	8	7.2	9.2	A
	VL (no load)	325	325	325	325	325	Vpp
	VL (full load)	280	250	280	270	350	Vpp
	Time	4	7	10	11	13	sec

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

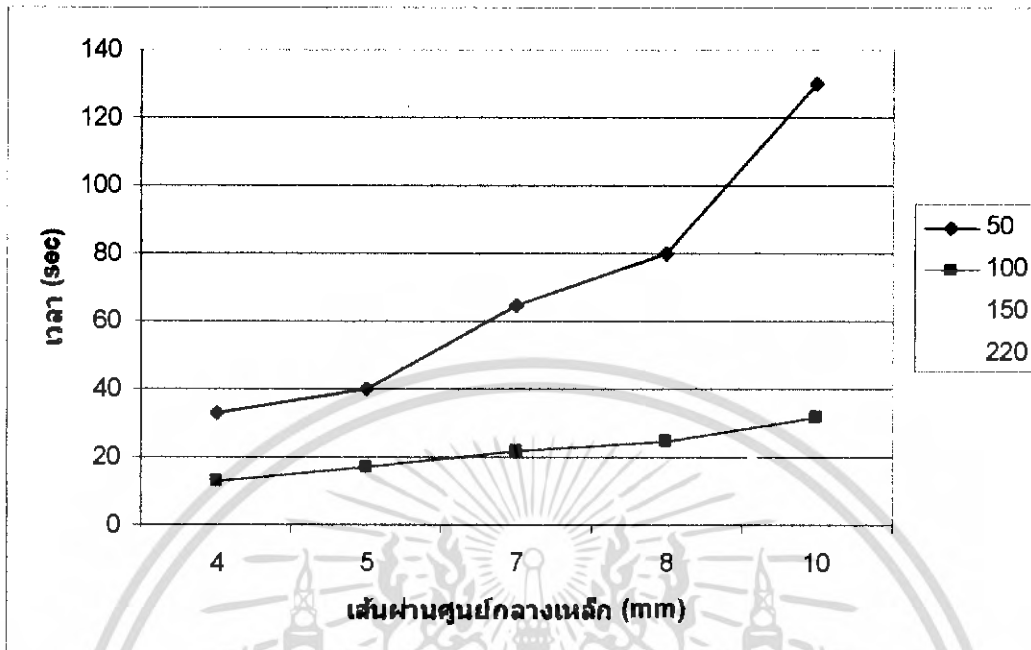


รูปที่ 4.1 กราฟแสดงขนาดของรีจันงานและกระแสกรณี full load ที่ทำให้รีจันงานร้อนแดงที่ Vin ค่าต่างๆ

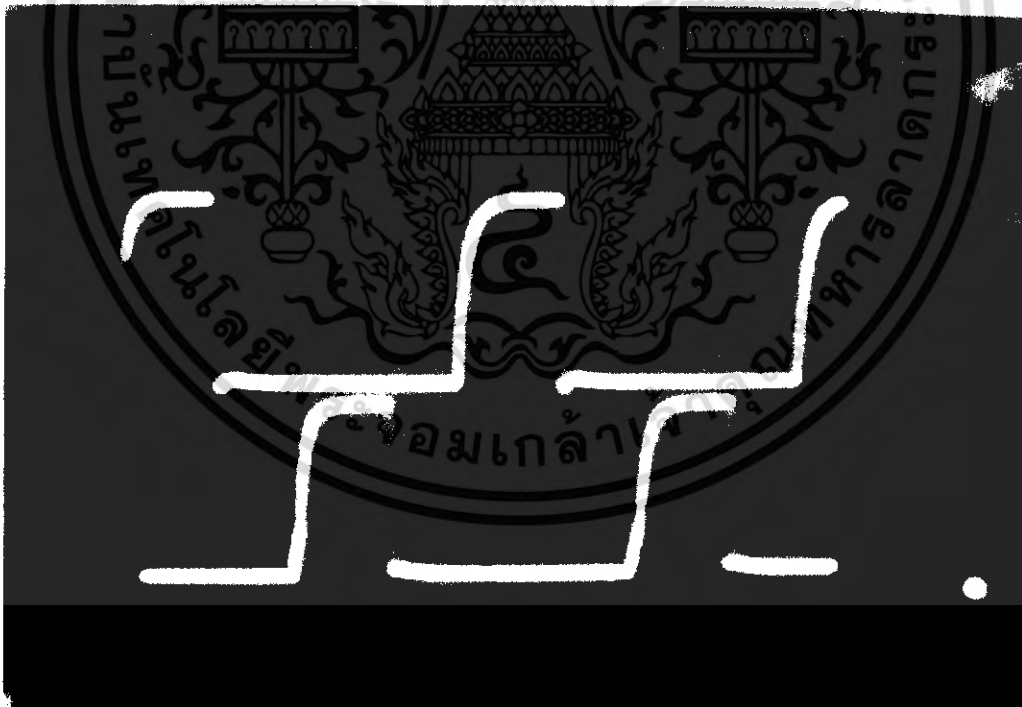


รูปที่ 4.2 กราฟแสดงขนาดของรีจันงานและแรงแค้นกรณี full load ที่ทำให้รีจันงานร้อนแดงที่ Vin ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงขนาดของชิ้นงานและเวลาที่ทำให้ชิ้นงานร้อนแดงขึ้นที่ Vin ค่าต่างๆ

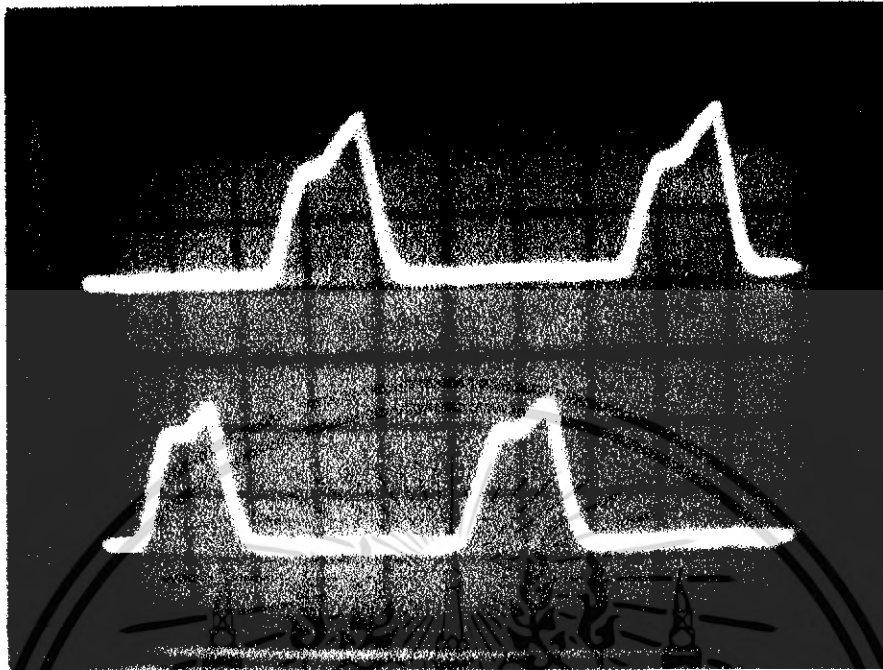


รูปที่ 4.4 สัญญาณ PLUSE WIDTH MODULATOR ก่อนเข้า IGBT

CH1 OUTPUT A V/D= 5 V CH2 OUTPUT B V/D= 5 V

T/D = 2 us

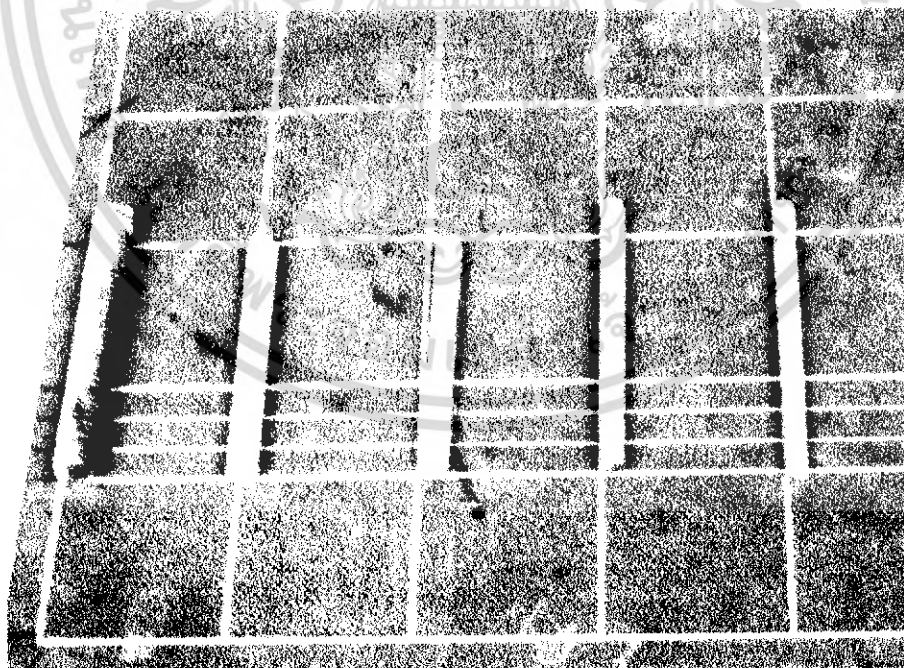
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 สัญญาณ PULSE WIDTH MODULATOR หลังเข้า IGBT (power off)

CH1 output A V/D = 5 V CH2 output B V/D = 5 V

T/D = 2 us



12 mm

9mm

7 mm(2 อัน)

5 mm

รูปที่ 4.6 ขนาดของชิ้นงานที่นำมาทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ตัวอย่างขณะที่เหล็กแดง ใช้เวลา 15 วินาที ใช้เหล็กเส้นผ่านศูนย์กลาง 9 mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองจะพบว่า ค่า L และ C ที่ใช้ในการทดลองนั้นจะต้องทำให้ได้ค่ารีโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ที่ประมาณ 100 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งจะทำให้ได้ค่ากระแสสูงสุด ดังนั้นจึงทำให้ได้ค่ากำลังงานสูงสุด ซึ่งจะได้กำลังงานที่ 2 กิโลวัตต์โดยค่า L จากขดลวดแล้วกำหนดความถี่คงที่ จะได้ค่า C ที่เกิดการรีโซแนนซ์แต่ถึงอย่างไรก็ตามค่าที่ได้อาจไม่ถูกต้องในทางปฏิบัติ เราควรทดลองหาค่า C ที่เหมาะสมที่สุดในการทดลอง

จากกราฟรูปที่ 4.5 เมื่อแรงดันอินพุต (V_{ac}) มีค่าน้อยอยู่นั้นระยะเวลาในการทำให้เหล็กร้อนแดงนั้นจะใช้เวลามากในการทดลองเมื่อโพลเปลี่ยนไปมีค่าขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางเหล็กมีค่ามากขึ้นนั้นจะทำให้ใช้เวลานาน เมื่อแรงดันอินพุตเปลี่ยนไปเพิ่มมากขึ้นระยะเวลาทำให้เหล็กร้อนแดงนั้นก็เร็วขึ้นทั้งนี้ขึ้นอยู่กับชนิดของเหล็กและขนาดของเหล็กด้วย ค่ากระแสที่โพลจะเปลี่ยนเมื่อเหล็กมีขนาดมากขึ้นกระแสก็จะเพิ่มขึ้นตาม

จะเห็นได้ว่าเมื่อนำชิ้นงานเข้าไปใน Coil นั้นค่า L ของ Coil จะเปลี่ยนไปทำให้จุดที่รีโซแนนซ์ของวงจรเปลี่ยนไปทำให้ไม่เกิดกำลังงานสูงสุดทั้งนี้ขึ้นอยู่กับขนาดของชิ้นงานนั้นด้วย

5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้น

1. เวลาทดลองสับเบรคเกอร์จะร้อนเมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากขึ้น
2. เมื่อทดลองนานๆ ที่ Coil จะร้อน
3. ที่ภาค ไดรฟ์ นั้นทรานซิสเตอร์ที่ใช้ขั้วนั้นจะร้อนเมื่อแรงดันอินพุตมีค่ามากขึ้น
4. เมื่อโพลมีขนาดใหญ่ขึ้น จะทำให้ C ที่รีโซแนนซ์ร้อนเนื่องจากใช้กระแสสูง

แนวทางแก้ไข

1. ทดลองหาค่าสับเบรคเกอร์ที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้อุณหภูมิคงที่ โดยทำการกำหนดค่า C ค่าที่เหมาะสม
2. ต้องทำการระบายความร้อน โดยใช้พัดลม
3. ใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีกำลังขั้วมากกว่านี้ที่ภาค ไดรฟ์
4. ต้องหา C ที่ค่าต่ำกว่ามาขนานกันเพื่อให้ได้ค่า C ที่จุดรีโซแนนซ์เพื่อให้ทนกระแสได้มากขึ้น
5. ควรมีการกำหนดขอบเขตในการทำงานให้แคบลง และชัดเจนกว่านี้คือใช้ชุดแข็งวัสดุที่มีรูปร่างและขนาดที่แน่นอนหรือไม่ก็ปรับปรุงวงจรให้สามารถเปลี่ยนแปลงค่าเรโซแนนซ์ตามชิ้นงานที่ได้ได้เพื่อประสิทธิภาพสูงสุดของเครื่องหนีความร้อน
6. ขนาดเปิดเครื่องโดยที่ยังไม่ใส่โพลจะยังคงมีกระแสและแรงดันที่มีค่ามากพอสมควร ทำให้เกิดการสูญเสียค่อนข้างสูงควรหาวิธีการแก้ไขในจุดนี้ เช่นเพิ่มวงจรตรวจเช็คว่ามีชิ้นงานหรือไม่หาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มี เครื่องจึงจะทำงานเป็นต้น
7.เนื่องจากตัวเครื่องโดยรวมมีขนาดใหญ่มาก ถ้าเป็นไปได้ควรมีลดขนาดให้เล็กลงเพื่อความ
สะดวกหากจำเป็นต้องเคลื่อนย้าย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. เกียงไกร แสงคุณธรรม , วินัย ชาดิเวียง “ ปริญญาโท ” สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง
2. สุวัฒน์ คั่น “ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ”
3. Harris ,” POWER Mosfet data “ , 1991



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



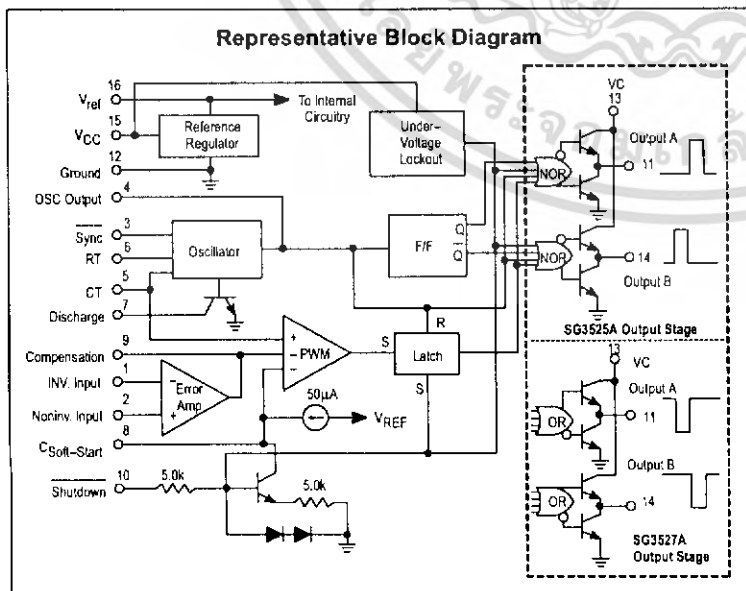
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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.

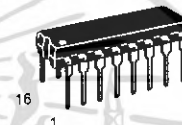
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V \pm 1.0% Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs: ± 400 mA Peak



SG3525A SG3527A

PULSE WIDTH MODULATOR CONTROL CIRCUITS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

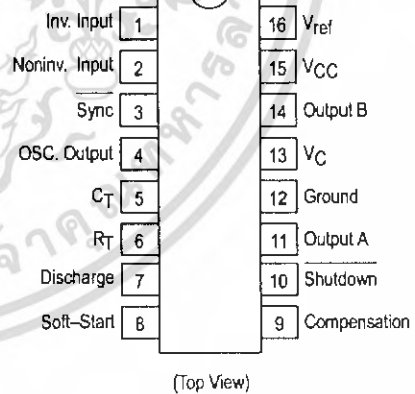


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648



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

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3525AN	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$	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 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

Figure 1. Oscillator Charge Time versus R_T

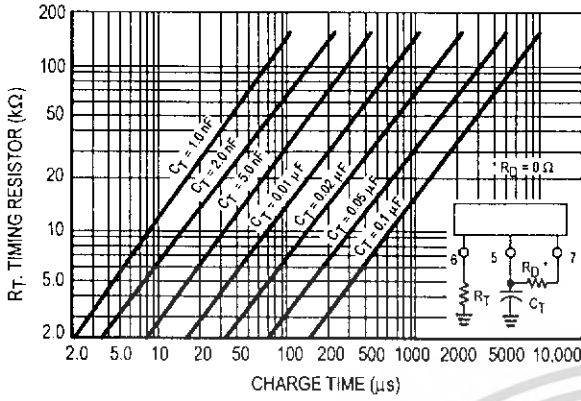


Figure 2. Oscillator Discharge Time versus R_D

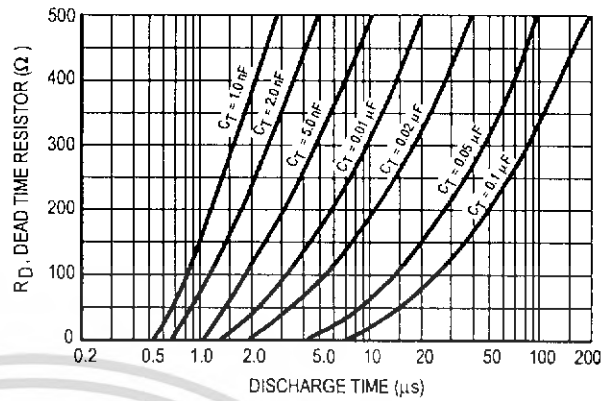


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

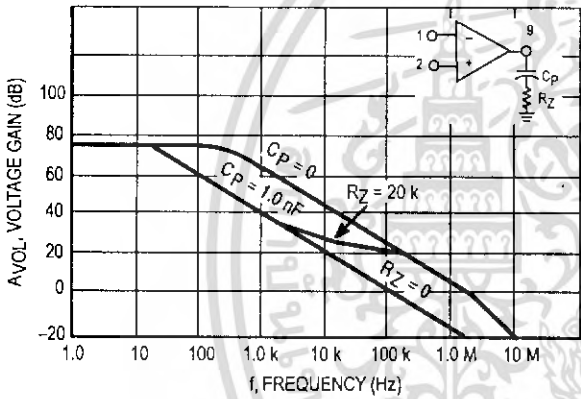


Figure 4. Output Saturation Characteristics (SG3525A)

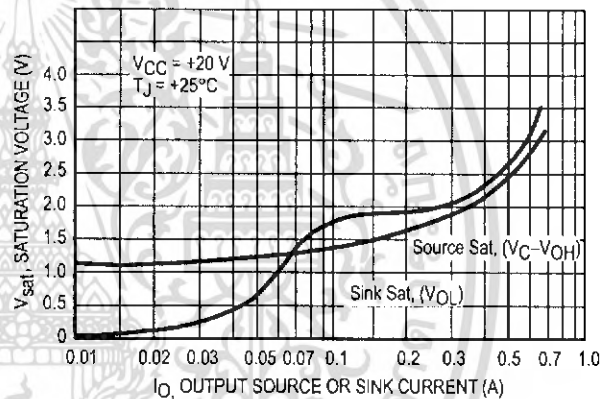


Figure 5. Oscillator Schematic (SG3525A)

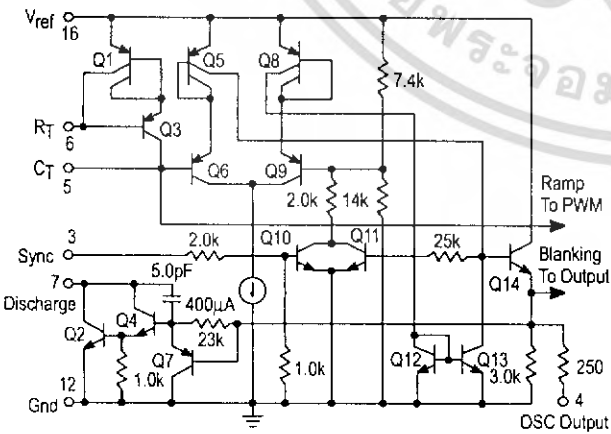
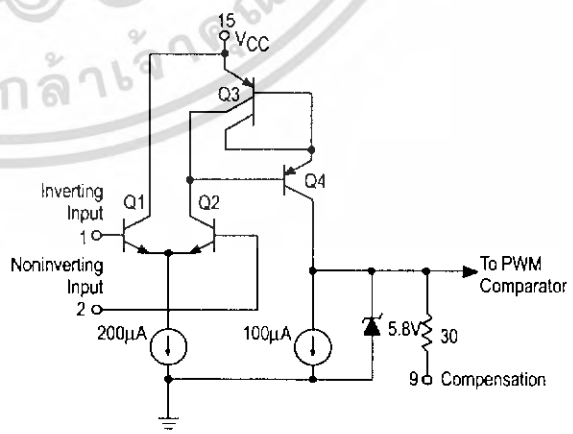


Figure 6. Error Amplifier Schematic (SG3525A)



SG3525A SG3527A

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

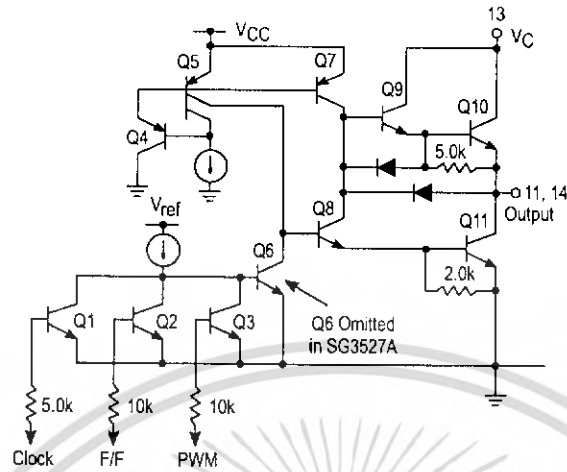
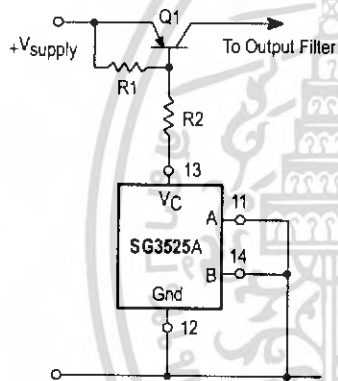
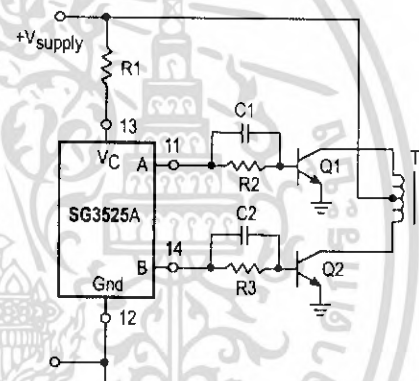


Figure 8. Single-Ended Supply



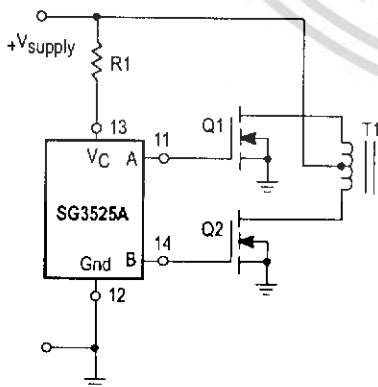
For single-ended supplies, the driver outputs are grounded. The VC terminal is switched to ground by the totem-pole source transistors on alternate oscillator cycles.

Figure 9. Push-Pull Configuration



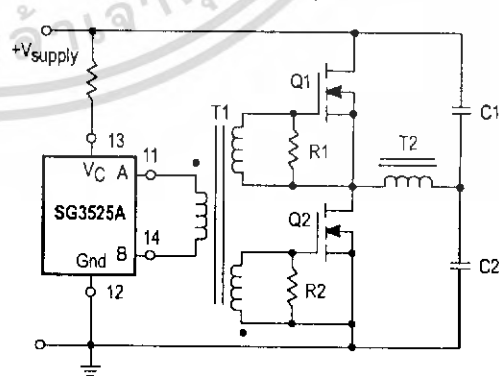
In conventional push-pull bipolar designs, forward base drive is controlled by R1-R3. Rapid turn-off times for the power devices are achieved with speed-up capacitors C1 and C2.

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.

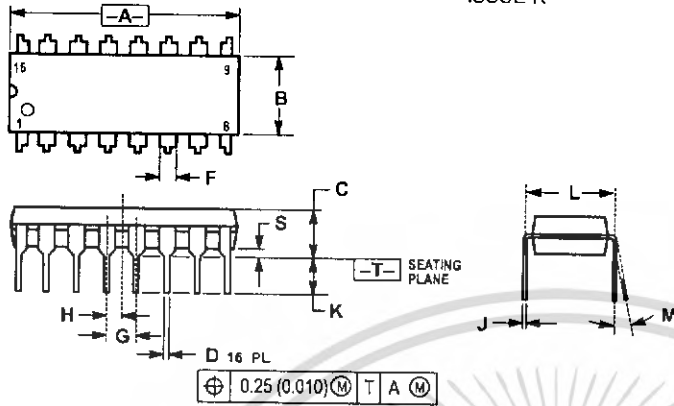
Figure 11. Driving Transformers in a Half-Bridge Configuration



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**

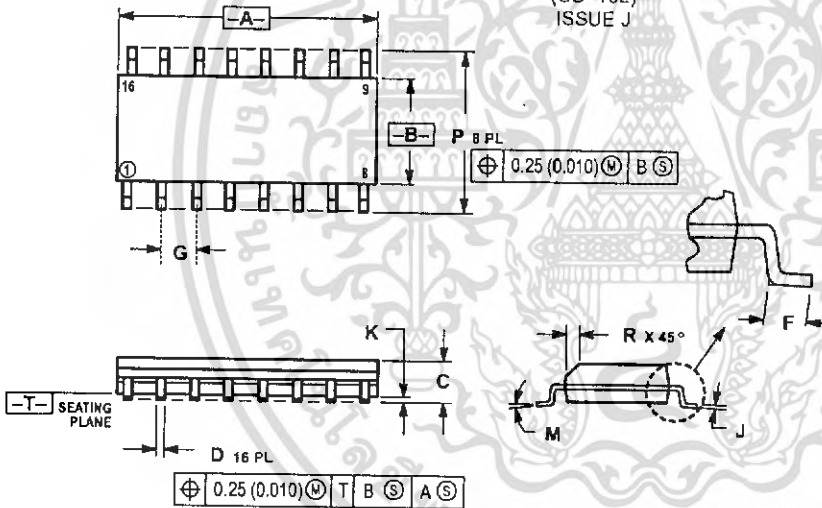
**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08
ISSUE R**



- 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**



- 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 (0.005) 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

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

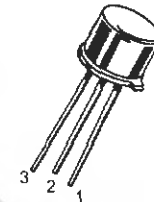
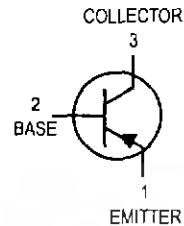
Fast Search System.

www.AllDataSheet.com

General Purpose Transistors

PNP Silicon

2N4036
2N4037



CASE 79-04, STYLE 1
TO-39 (TO-205AD)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N4036	2N4037	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	-65	-40	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	-90	-60	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	-7.0	-7.0	Vdc
Base Current	I_B	-0.5		A dc
Collector Current — Continuous	I_C	-1.0		A dc
Continuous Power Dissipation at or Below $T_C = 25^\circ\text{C}$ Linear Derating Factor	P_D	5.0 28.6	5.0 28.6	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Continuous Power Dissipation at or Below $T_A = 25^\circ\text{C}$ Linear Derating Factor	P_D	1.0 5.72	1.0 5.72	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200		$^\circ\text{C}$
Lead Temperature 1/16" from Case for 10 Seconds	T_L	230		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	2N4036	2N4037	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	35	35	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage ⁽¹⁾ ($I_C = -100 \text{ mA dc}, I_B = 0$)	$V_{CEO(sus)}$	-65 -40	— —	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = -0.1 \text{ mA dc}$)	$V_{(BR)CBO}$	-60	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = -85 \text{ Vdc}, V_{EB} = -1.5 \text{ Vdc}$) ($V_{CE} = -30 \text{ Vdc}, V_{EB} = -1.5 \text{ Vdc}, T_C = 150^\circ\text{C}$)	I_{CEX}	— —	-0.1 -100	mA dc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = -90 \text{ Vdc}, I_E = 0$) ($V_{CB} = -60 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	— —	-1.0 -0.25	$\mu\text{A dc}$
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = -7.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$) ($V_{EB} = -5.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$)	I_{EBO}	— —	-10 -1.0	$\mu\text{A dc}$

1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.



2N4036 2N4037

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = -0.1 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10 \text{ Vdc}$)	2N4036	20	—	—
($I_C = -1.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10 \text{ Vdc}$)	2N4037	15	—	—
($I_C = -150 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10 \text{ Vdc}$)(1)	2N4036	40	140	—
	2N4037	50	250	—
($I_C = -150 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = -2.0 \text{ Vdc}$)(1)	2N4036	20	200	—
($I_C = -500 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10 \text{ Vdc}$)(1)	2N4036	20	—	—
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = -150 \text{ mAdc}$, $I_B = -15 \text{ mAdc}$)	2N4036 2N4037	—	-0.65 -1.4	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = -150 \text{ mAdc}$, $I_B = -15 \text{ mAdc}$)	2N4036	—	-1.4	Vdc
Base-Emitter On Voltage(1) ($I_C = -150 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10 \text{ Vdc}$)	2N4037	—	-1.5	Vdc

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = -10 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	2N4037	C_{cb}	—	30	pF
Current Gain — High Frequency ($I_C = -50 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = -10 \text{ Vdc}$, $f = 20 \text{ MHz}$)	2N4036 2N4037	$ h_{fe} $	3.0 3.0	— 10	—

SWITCHING CHARACTERISTICS

Rise Time ($I_{B1} = -15 \text{ mAdc}$)	2N4036	t_r	—	70	ns
Storage Time ($I_{B2} = -15 \text{ mAdc}$)	2N4036	t_s	—	600	ns
Fall Time ($I_{B2} = -15 \text{ mAdc}$)	2N4036	t_f	—	100	ns
Turn-On Time ($I_{B1} = I_{B2}$)	2N4036	t_{on}	—	110	ns
Turn-Off Time ($I_{B1} = I_{B2}$)	2N4036	t_{off}	—	700	ns

1. Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

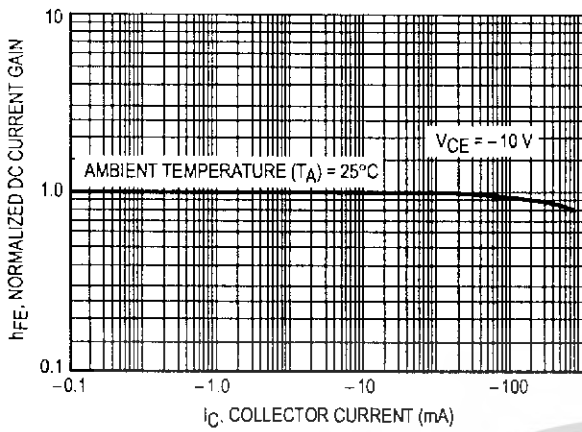


Figure 1. Current Gain Characteristics versus Collector-Emitter Voltage

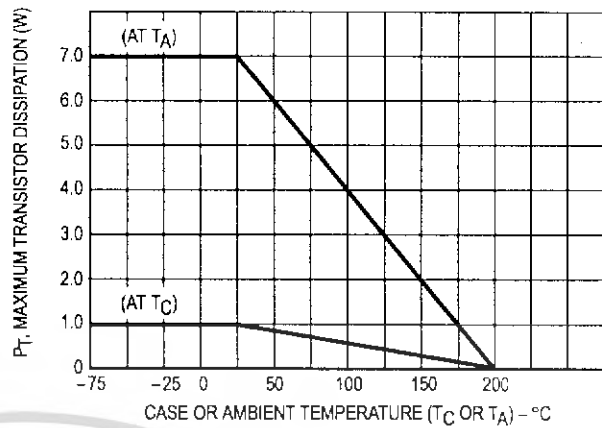


Figure 2. Dissipation Derating Curve

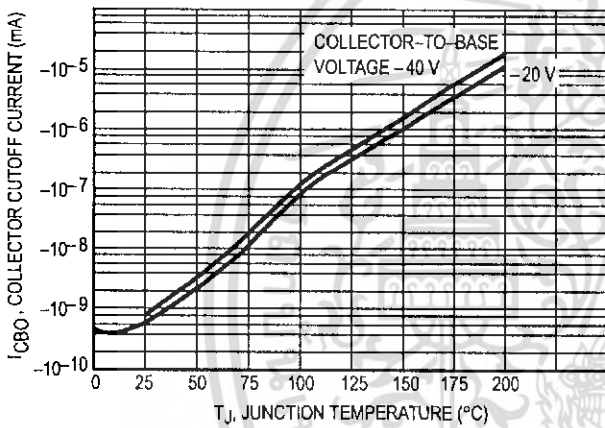


Figure 3. Typical Collector-Cutoff Current versus Junction Temperature

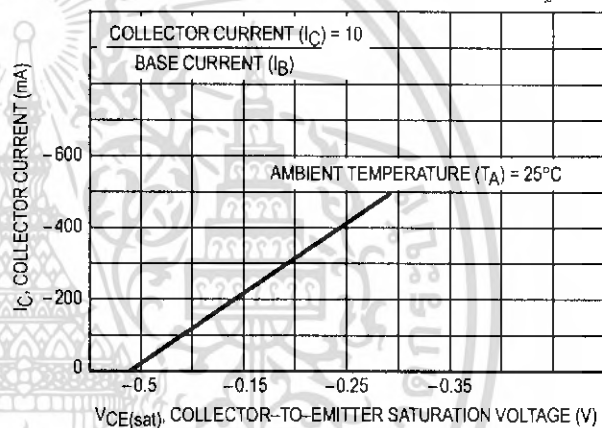


Figure 4. Typical Saturation-Voltage Characteristics

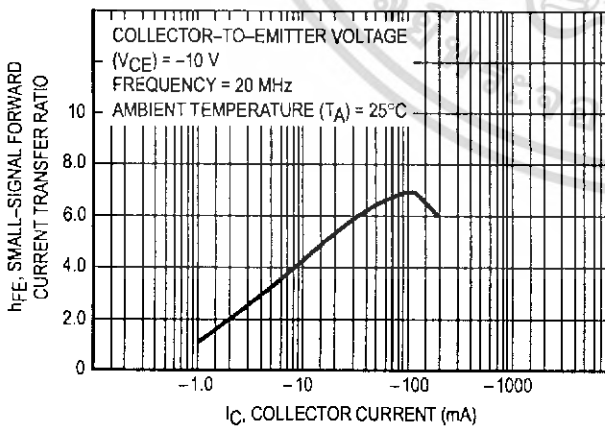


Figure 5. Typical Small-Signal Beta Characteristics

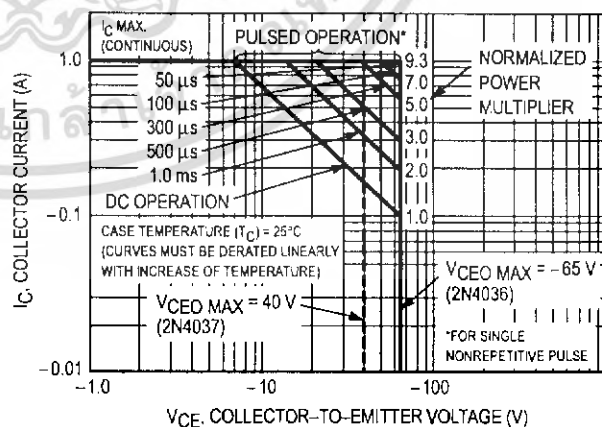
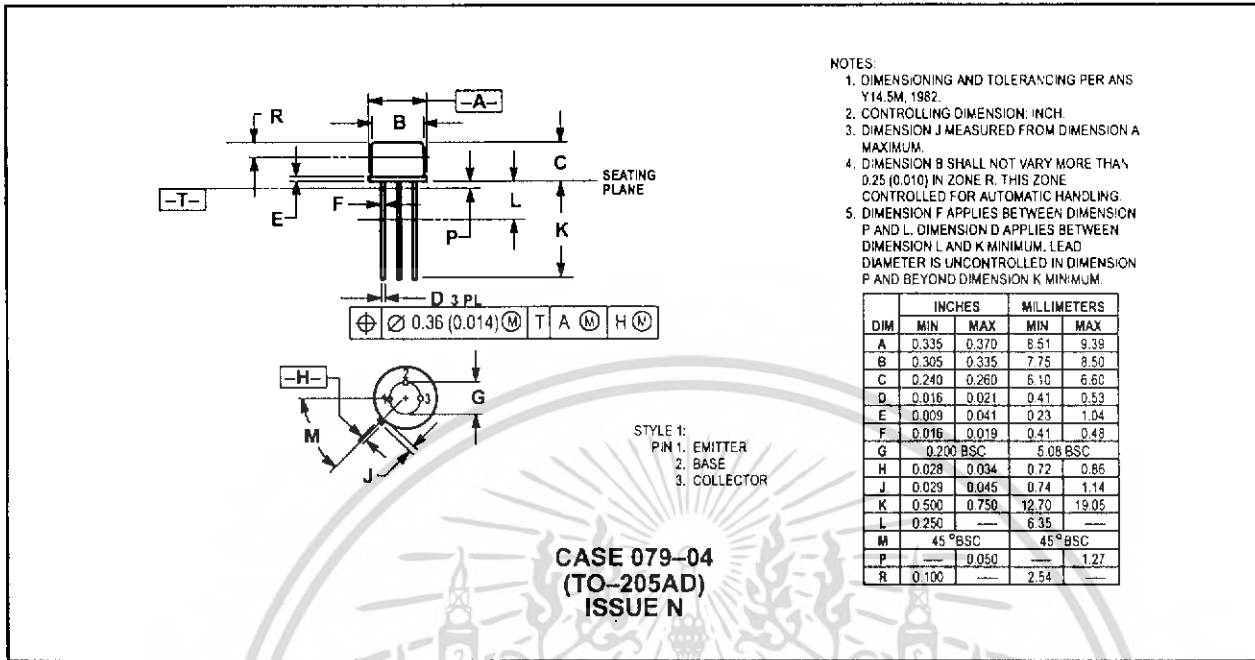


Figure 6. Maximum Safe Operating Areas (SOA)

PACKAGE 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. 303-675-2140 or 1-800-441-2447

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

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
 INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd., 6B Tai Ping Industrial Park,
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629296



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com

MICRO ELECTRONICS

2N/PN3053
2N/PN4037

COMPLEMENTARY
SILICON
TRANSISTORS

2N/PN3053(NPN) & 2N/PN4037(PNP) are complementary silicon planar epitaxial transistors for use in AF medium power drivers and outputs, as well as for switching applications.

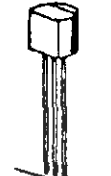
TO-39



C E B

2N3053
2N4037

TO-92A



EBC

PN3053
PN4037

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS For p-n-p devices, voltage and current values are negative.

	2N/PN3053	2N/PN4037
Collector-Base Voltage	60V	60V
Collector-Emitter Voltage	40V	40V
Emitter-Base Voltage	5V	7V
Collector Current	0.7A	1A
Total Power Dissipation @ $T_A \leq 25^\circ\text{C}$	1W (2N3053/2N4037)	0.625W (PN3053/PN4037)
Operating Junction & Storage Temperature	T_j, T_{stg} -65 to +200°C (2N3053/2N4037) -55 to +150°C (PN3053/PN4037)	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

PARAMETER	SYMBOL	2N/PN3053		2N/PN4037		UNIT	TEST CONDITIONS
		MIN	MAX	MIN	MAX		
Collector-Base Breakdown Voltage	BV_{CBO}	60		60		V	$I_C = 0.1\text{mA}$ $I_E = 0$
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CER}^*	50		60		V	$I_C = 100\text{mA}$ $R_{BE} = 10\Omega$ $I_C = 100\text{mA}$ $R_{BE} = 200\Omega$
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CEV}^*			60		V	$I_C = 100\text{mA}$ $V_{EB} = 1.5\text{V}$
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CEO}^*	40		40		V	$I_C = 100\text{mA}$ $I_B = 0$
Emitter-Base Breakdown Voltage	BV_{EBO}	5		7		V	$I_E = 0.1\text{mA}$ $I_C = 0$
Collector Cutoff Current	I_{CEV}		0.25			μA	$V_{CE} = 30\text{V}$ $V_{EB} = 1.5\text{V}$
Collector Cutoff Current	I_{CBO}				0.25	μA	$V_{CB} = 60\text{V}$ $I_E = 0$
Collector Cutoff Current	I_{CEO}				5	μA	$V_{CE} = 30\text{V}$ $I_B = 0$
Emitter Cutoff Current	I_{EBO}		0.25			μA	$V_{EB} = 4\text{V}$ $I_C = 0$ $V_{EB} = 5\text{V}$ $I_C = 0$
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}^*$		1.4		1.4	V	$I_C = 150\text{mA}$ $I_B = 15\text{mA}$
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}^*$		1.7			V	$I_C = 150\text{mA}$ $I_B = 15\text{mA}$
D.C. Current Gain	h_{FE}^*	50	250	50	250		$I_C = 1\text{mA}$ $V_{CE} = 10\text{V}$ $I_C = 150\text{mA}$ $V_{CE} = 10\text{V}$ $I_C = 150\text{mA}$ $V_{CE} = 2.5\text{V}$

MICRO ELECTRONICS LTD. 美科有限公司

38 Hung To Road, Kwun Tong, Kowloon, Hong Kong. Cable: Microtron, Hong Kong. Telex: 49510 Micro HX.
P.O. Box 69477, Kwun Tong. Tel: 3-430181-6 3-893363, 3-892423, 3-898224 FAX: 3-410321

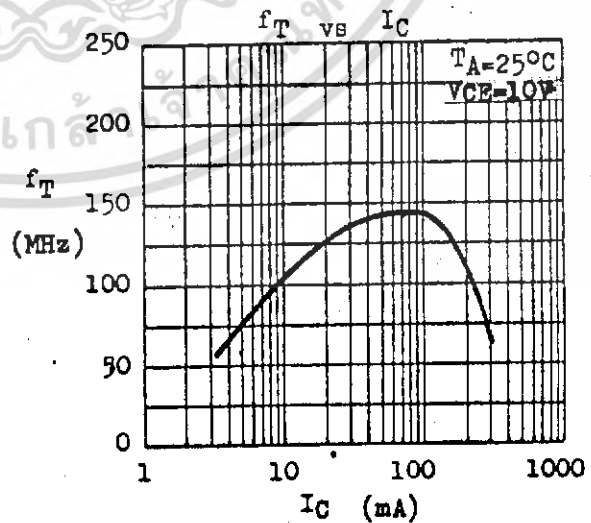
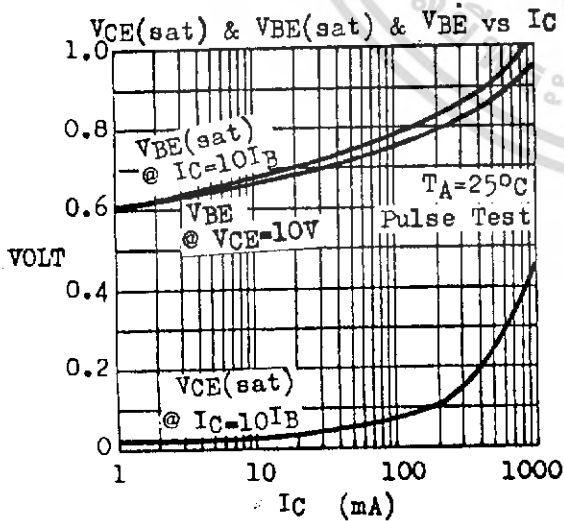
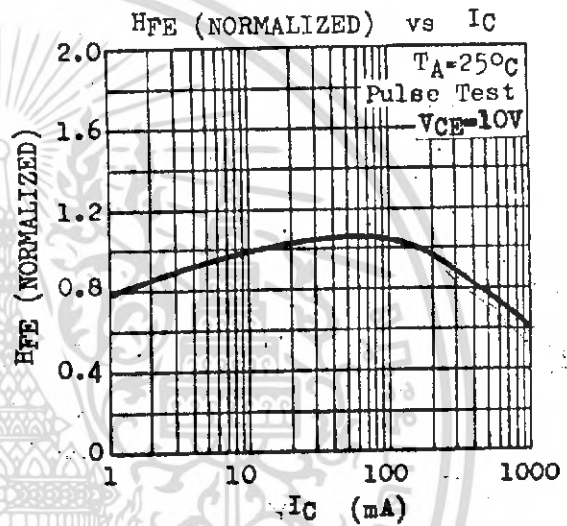
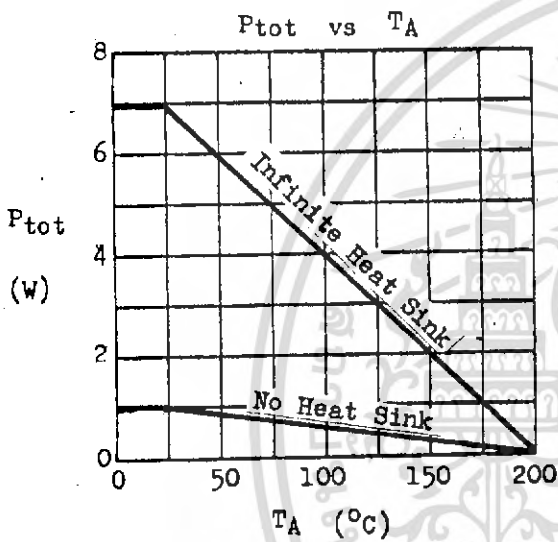
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- - - Continued - - -

PARAMETER	SYMBOL	2N/PN3053		2N/PN4037		UNIT	TEST CONDITIONS
		MIN	MAX	MIN	MAX		
Current Gain-Bandwidth Product	f_T	100		60		MHz	$I_C=50\text{mA}$ $V_{CE}=10\text{V}$
Collector-Base Capacitance	C_{ob}		15		30	pF	$V_{CB}=10\text{V}$ $I_E=0$ $f=1\text{MHz}$
Emitter-Base Capacitance	C_{ib}		80		90	pF	$V_{EB}=0.5\text{V}$ $I_C=0$ $f=1\text{MHz}$

Pulse Test : Pulse Width=0.3ms, Duty Cycle=1%

TYPICAL CHARACTERISTICS



Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com

TOSHIBA PHOTOCOUPLER GaAlAs IRED & PHOTO IC

6N135, 6N136

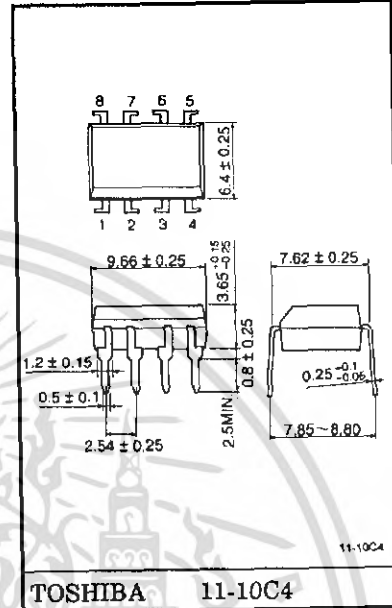
- DIGITAL LOGIC ISOLATION.
- LINE RECEIVER.
- POWER SUPPLY CONTROL
- SWITCHING POWER SUPPLY
- TRANSISTOR INVERTER

The TOSHIBA 6N135 and 6N136 consists of a high emitting diode and a one chip photo diode-transistor.

Each unit is 8-lead DIP package.

- Isolation Voltage : 2500V_{rms} (Min.)
- High Speed : $t_{pHL}, t_{pLH} = 0.5\mu s$ (Typ.) ($R_L = 1.9k\Omega$)
- TTL Compatible
- If Base Pin is Open, Output Signal will be Noisy by Environmental Condition. For This Base, TLP550 is Suitable
- UL Recognized : UL1577, File No. E67349

Unit in mm



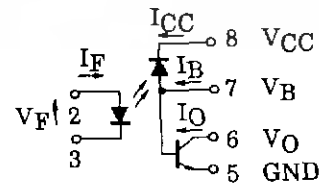
TOSHIBA 11-10C4

Weight : 0.54g

PIN CONFIGURATIONS



- 1 : N.C.
- 2 : ANODE
- 3 : CATHODE
- 4 : N.C.
- 5 : EMITTER
- 6 : COLLECTOR
- 7 : BASE, ANODE
- 8 : CATHODE



9610Q1EBC2

● TOSHIBA is continually working to improve the quality and the reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to observe standards of safety, and to avoid situations in which a malfunction or failure of a TOSHIBA product could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook.

1998-02-27 1/7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT
LED	Forward Current (Note 1)	I _F	25	mA
	Pulse Forward Current (Note 2)	I _{FP}	50	mA
	Total Pulse Forward Current (Note 3)	I _{FPT}	1	A
	Reverse Voltage	V _R	5	V
	Diode Power Dissipation (Note 4)	P _D	45	mW
DETECTOR	Output Current	I _O	8	mA
	Peak Output Current	I _{OP}	16	mA
	Emitter-Base Reverse Voltage (Pin 5-7)	V _{EB}	5	V
	Supply Voltage	V _{CC}	-0.5~15	V
	Output Voltage	V _O	-0.5~15	V
	Base Current (Pin 7)	I _B	5	mA
	Output Power Dissipation (Note 5)	P _O	100	mW
	Operating Temperature Range	T _{opr}	-55~100	°C
	Storage Temperature Range	T _{stg}	-55~125	°C
	Lead Solder Temperature (10s) (Note 6)	T _{sol}	260	°C
Isolation Voltage (Note 7)	BV _S	2500	V _{rms}	

(Note 1) Derate 0.8mA above 70°C.

(Note 2) 50% duty cycle, 1ms pulse width.
Derate 1.6mA/°C above 70°C.

(Note 3) Pulse width 1μs, 300pps.

(Note 4) Derate 0.9mW/°C above 70°C.

(Note 5) Derate 2mW/°C above 70°C.

(Note 6) Soldering portion of lead : up to 2mm from the body of the device.

(Note 7) R.H. ≤ 60%, AC/1min.

961001EBC2'

- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to foreign exchange and foreign trade control laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

1998-02-27 2/7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
OVER RECOMMENDED TEMPERATURE ($T_a = 0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	(**)TYP.	MAX.	UNIT
Current Transfer Ratio	6N135	CTR	$I_F = 16\text{mA}$, $V_O = 0.4\text{V}$	7	18	—	%
	6N136		$V_{CC} = 4.5\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$ (Note 8)	19	24	—	%
	6N135	CTR	$I_F = 16\text{mA}$, $V_O = 0.5\text{V}$	5	13	—	%
	6N136		$V_{CC} = 4.5\text{V}$ (Note 1)	15	21	—	%
Logic Low Output Voltage	6N135	VOL	$I_F = 16\text{mA}$, $I_O = 1.1\text{mA}$ $V_{CC} = 4.5\text{V}$	—	0.1	0.4	V
	6N136		$I_F = 16\text{mA}$, $I_O = 2.4\text{mA}$ $V_{CC} = 4.5\text{V}$	—	0.1	0.4	V
Logic High Output Current		IOH	$I_F = 0\text{mA}$, $V_O = V_{CC} = 5.5\text{V}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	3	500	nA
			$I_F = 0\text{mA}$, $V_O = V_{CC} = 15\text{V}$ $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	0.1	1	μA
		IOH	$I_F = 0\text{mA}$, $V_O = V_{CC} = 15\text{V}$	—	—	50	μA
Logic Low Supply Current		ICCL	$I_F = 16\text{mA}$, $V_O = \text{Open}$ $V_{CC} = 15\text{V}$	—	40	—	μA
Logic High Supply Current		ICCH	$I_F = 0\text{mA}$, $V_O = \text{Open}$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	0.01	1	μA
		ICCH	$I_F = 0\text{mA}$, $V_O = \text{Open}$ $V_{CC} = 15\text{V}$	—	—	2	μA
Input Forward Voltage		V _F	$I_F = 16\text{mA}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	—	1.65	1.7	V
Temperature Coefficient of Forward Voltage		$\Delta V_F / \Delta T_a$	$I_F = 16\text{mA}$	—	-1.9	—	mV/°C
Input Reverse Breakdown Voltage		B _{VR}	$I_R = 10\mu\text{A}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	5	—	—	V
Input Capacitance		C _{IN}	$f = 1\text{MHz}$, $V_F = 0$	—	60	—	pF
Resistance (Input-Output)		R _{I-O}	$V_{I-O} = 500\text{V}$ (Note 9) R.H. $\leq 60\%$	—	10^{12}	—	Ω
Capacitance (Input-Output)		C _{I-O}	$f = 1\text{MHz}$ (Note 9)	—	0.6	—	pF
Transistor DC Current Gain		h _{FE}	$V_O = 5\text{V}$, $I_O = 3\text{mA}$	—	80	—	—

(**) All typicals at $T_a = 25^\circ\text{C}$

SWITCHING SPECIFICATIONS

(Unless otherwise specified. $T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $I_F = 16\text{mA}$)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Propagation Delay Time to Logic Low at Output	6N135	1	$R_L = 4.1\text{k}\Omega$	—	0.2	1.5	μs
	6N136		$R_L = 1.9\text{k}\Omega$	—	0.2	0.8	μs
Propagation Delay Time to Logic High at Output	6N135	1	$R_L = 4.1\text{k}\Omega$	—	1.0	1.5	μs
	6N136		$R_L = 1.9\text{k}\Omega$	—	0.5	0.8	μs
Common Mode Transient Immunity at Logic High Level Output (Note 10)	6N135	2	$I_F = 0\text{mA}$ $V_{CM} = 10\text{V}_{\text{p-p}}$ $R_L = 4.1\text{k}\Omega$	—	1000	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
	6N136		$I_F = 0\text{mA}$ $V_{CM} = 10\text{V}_{\text{p-p}}$ $R_L = 1.9\text{k}\Omega$	—	1000	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Level Output (Note 10)	6N135	2	$V_{CM} = 10\text{V}_{\text{p-p}}$ $R_L = 4.1\text{k}\Omega$ $I_F = 16\text{mA}$	—	-1000	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
	6N136		$V_{CM} = 10\text{V}_{\text{p-p}}$ $R_L = 1.9\text{k}\Omega$ $I_F = 16\text{mA}$	—	-1000	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Bandwidth (Note 11)	BW	—	$R_L = 100\Omega$	—	2	—	MHz

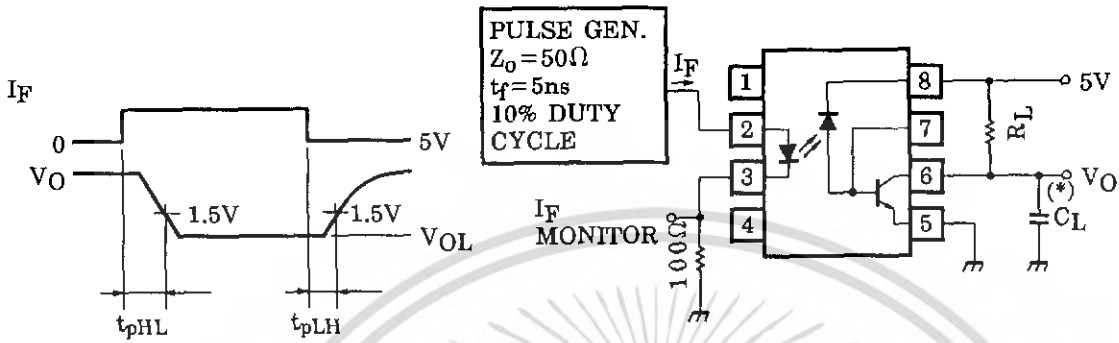
(Note 8) DC CURRENT TRANSFER RATIO is defined as the ratio of output collector current, I_O , to the forward LED input current, I_F , times 100%.

(Note 9) Device considered a two-terminal device : Pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and Pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

(Note 10) Common mode transient immunity in Logic High level is the maximum tolerable (positive) dv_{CM}/dt on the leading edge of the common mode pulse, V_{CM} , to assure that the output will remain in a Logic High state (i.e., $V_O > 2.0\text{V}$).
Common mode transient immunity in Logic Low level is the maximum tolerable (negative) dv_{CM}/dt on the trailing edge of the common mode pulse signal, V_{CM} , to assure that the output will remain in a Logic Low state (i.e., $V_O < 0.8\text{V}$).

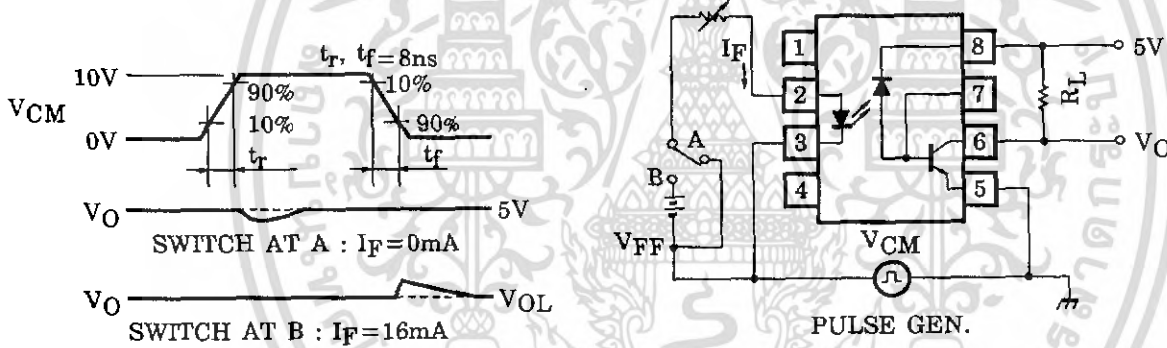
(Note 11) The frequency at which the AC output voltage is 3dB below the low frequency asymptote.

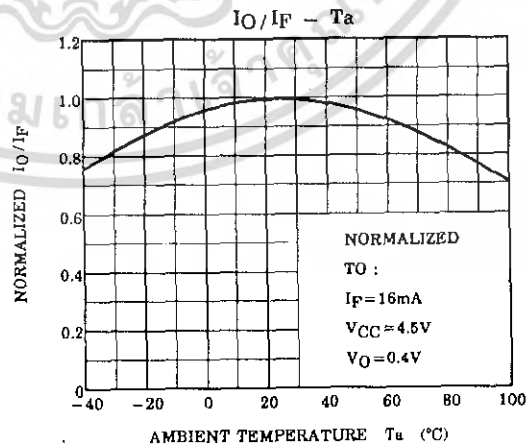
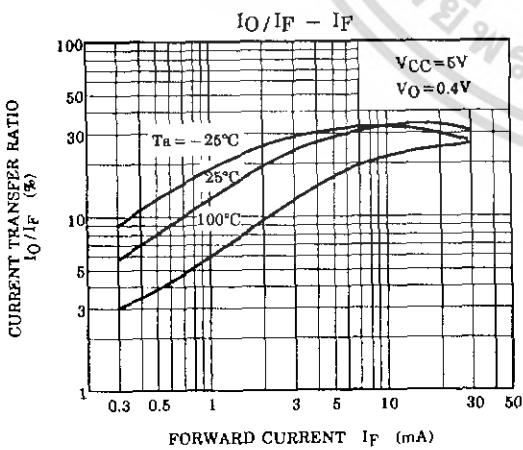
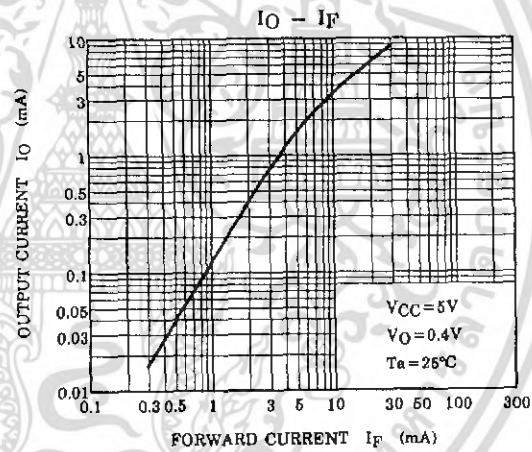
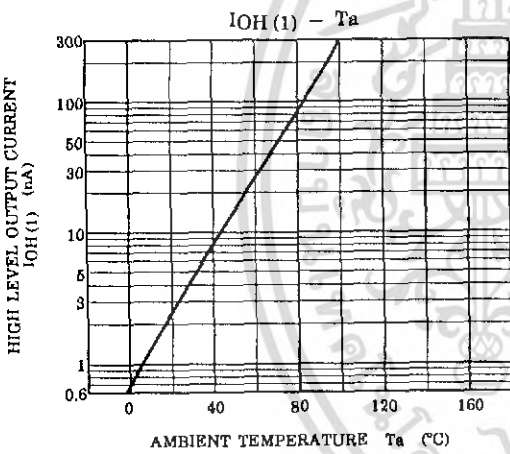
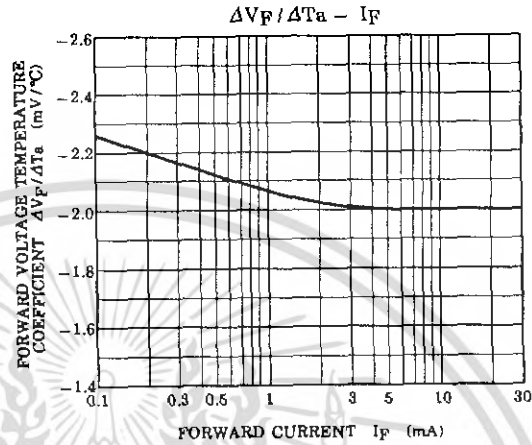
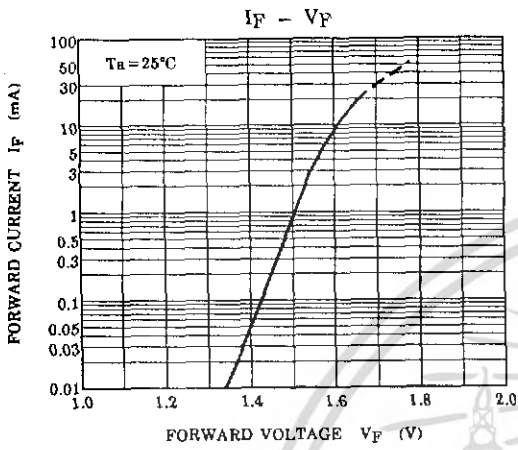
TEST CIRCUIT 1.

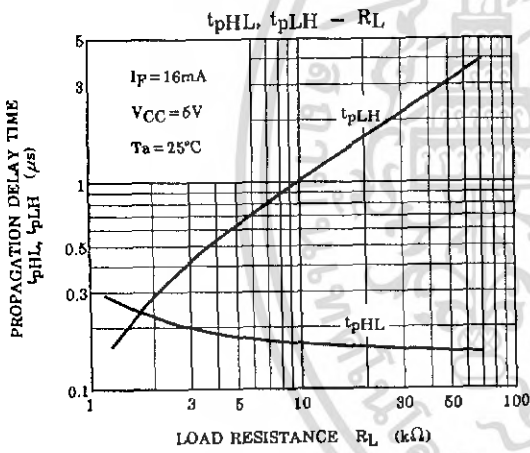
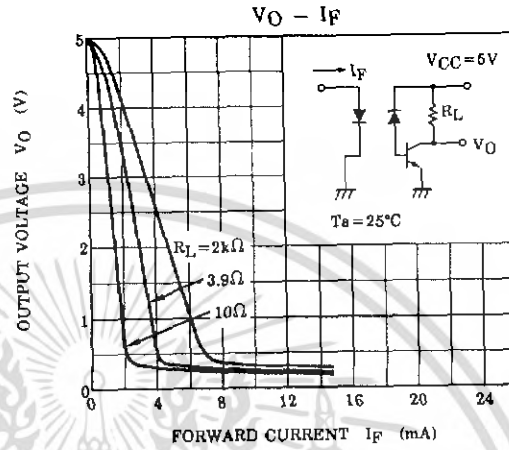
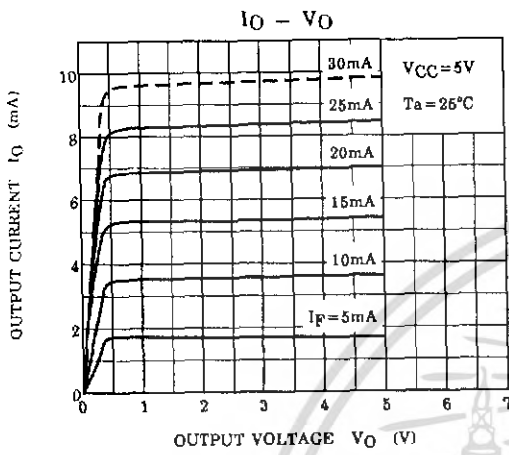


(*) C_L is approximately 15pF which includes probe and stray wiring capacitance.

TEST CIRCUIT 2.







Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

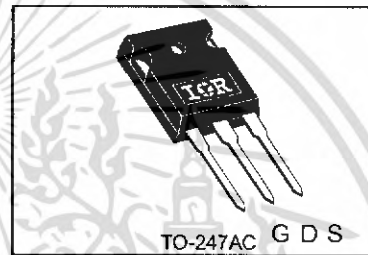
Applications

- Switch Mode Power Supply (SMPS)
- Uninterruptable Power Supply
- High speed power switching

V_{DSS}	R_{ds(on)} max	I_D
500V	0.27Ω	20A

Benefits

- Low Gate Charge Q_g results in Simple Drive Requirement
- Improved Gate, Avalanche and dynamic dv/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche Voltage and Current
- Effective Coss specified (See AN1001)



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I _D @ T _C = 25°C	Continuous Drain Current, V _{GS} @ 10V	20	A
I _D @ T _C = 100°C	Continuous Drain Current, V _{GS} @ 10V	13	
I _{DM}	Pulsed Drain Current Ⓣ	80	
P _D @ T _C = 25°C	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V _{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt Ⓣ	3.8	V/ns
T _J	Operating Junction and	-55 to + 150	°C
T _{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Typical SMPS Topologies:

- Full Bridge
- PFC Boost

Notes ① through ⑤ are on page 8
www.irf.com

IRFP460A

International
IR Rectifier

Static @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.61	—		$V/^\circ\text{C}$ Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 500V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 400V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 30V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -30V$

Dynamic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g_{fs}	Forward Transconductance	11	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 12A$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	105	nC	$I_D = 20A$ $V_{DS} = 400V$ $V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13 ④
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	26		
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	42		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD} = 250V$ $I_D = 20A$ $R_G = 4.3\Omega$ $R_D = 13\Omega$, See Fig. 10 ④
t_r	Rise Time	—	55	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—		
t_f	Fall Time	—	39	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	3100	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	480	—		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	18	—		
C_{oss}	Output Capacitance	—	4430	—		
C_{oss}	Output Capacitance	—	130	—		
C_{oss}	Output Capacitance	—	130	—		
$C_{oss\ eff.}$	Effective Output Capacitance	—	140	—		

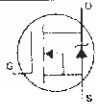
Avalanche Characteristics

	Parameter	Typ.	Max.	Units
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	—	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	—	28	mJ

Thermal Resistance

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

Diode Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 20A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	480	710	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.0	7.5	μC	$di/dt = 100A/\mu\text{s}$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

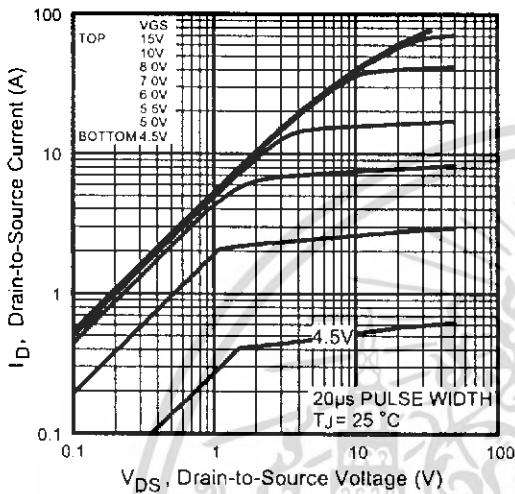


Fig 1. Typical Output Characteristics

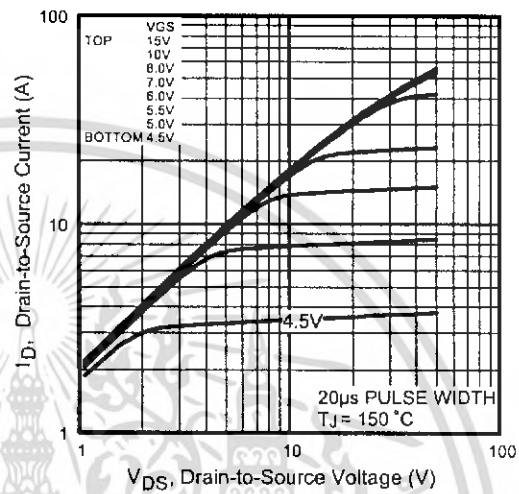


Fig 2. Typical Output Characteristics

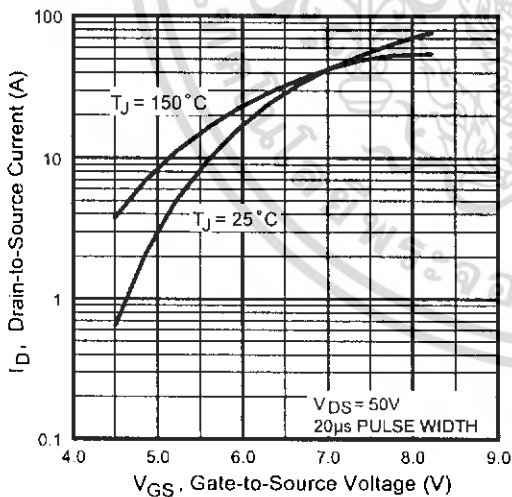


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

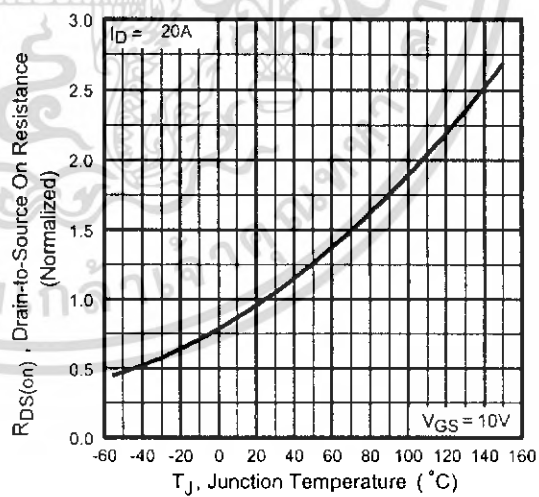


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

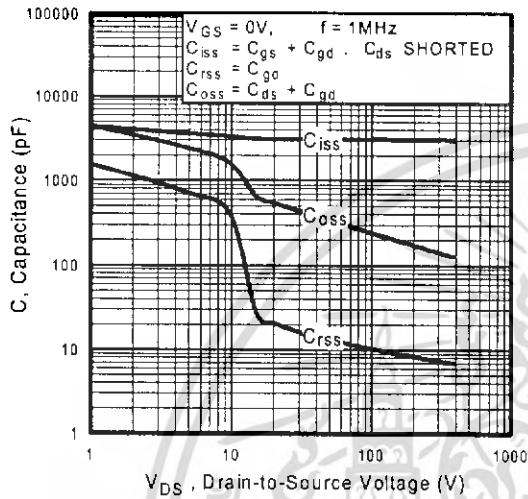


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

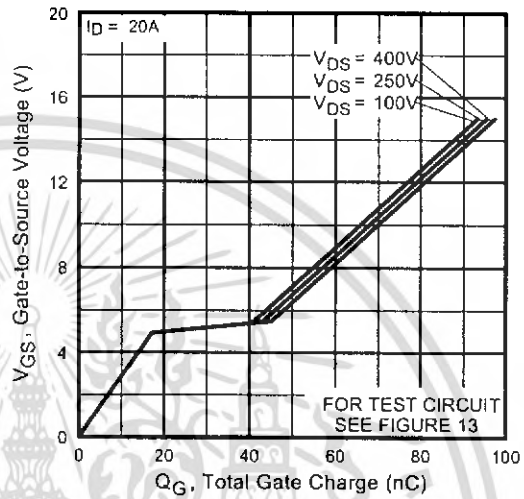


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

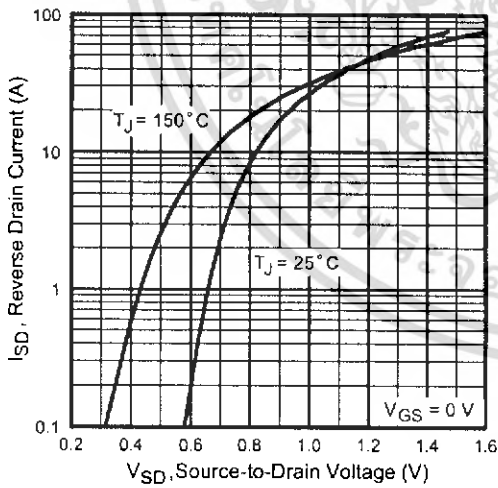


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

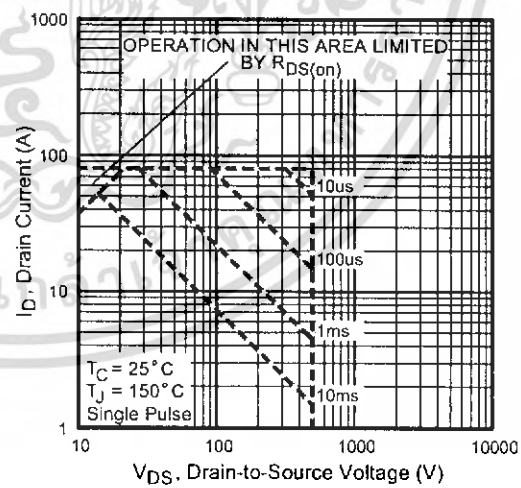


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

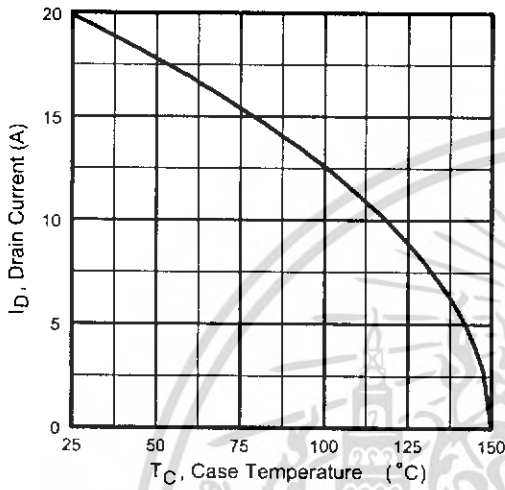


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

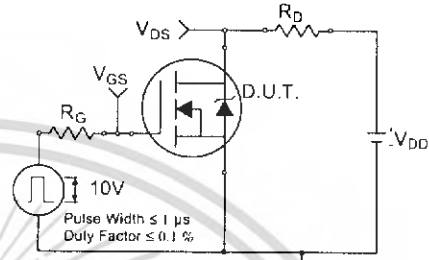


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

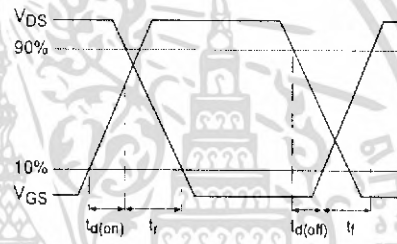


Fig 10b. Switching Time Waveforms

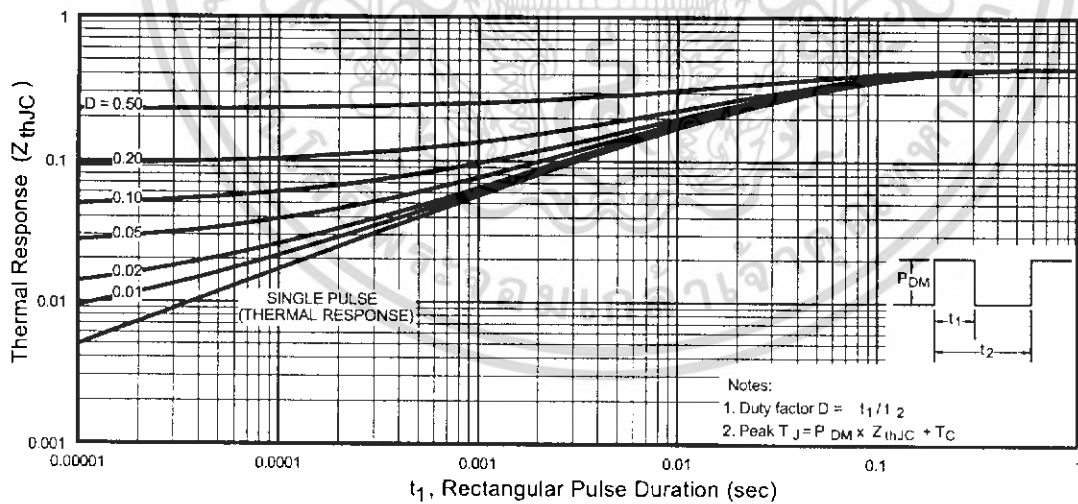


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRFP460A

International
IGR Rectifier

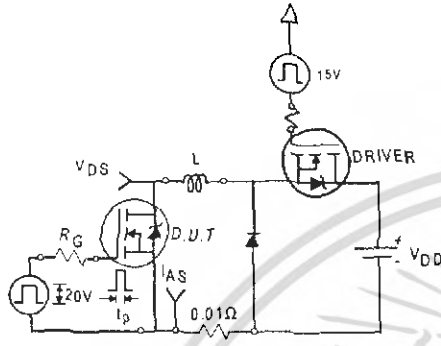


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

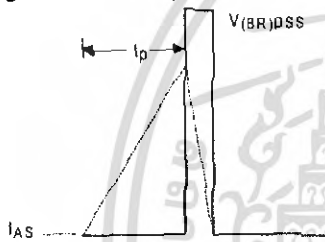


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

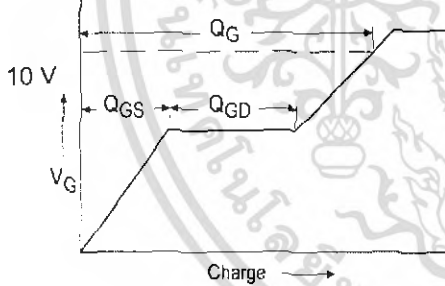


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

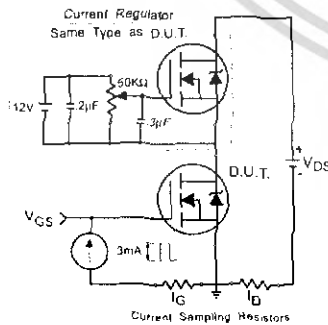


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

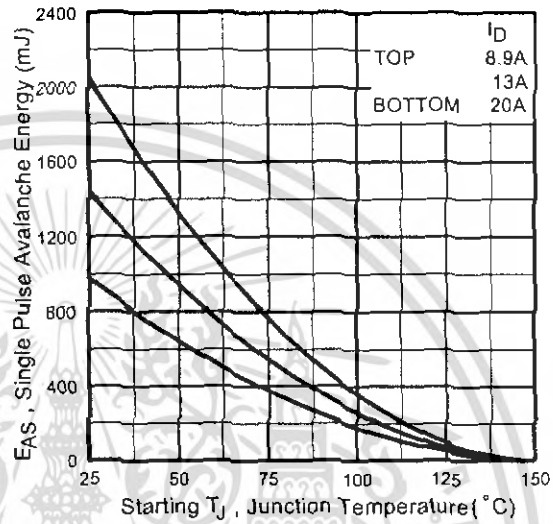


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

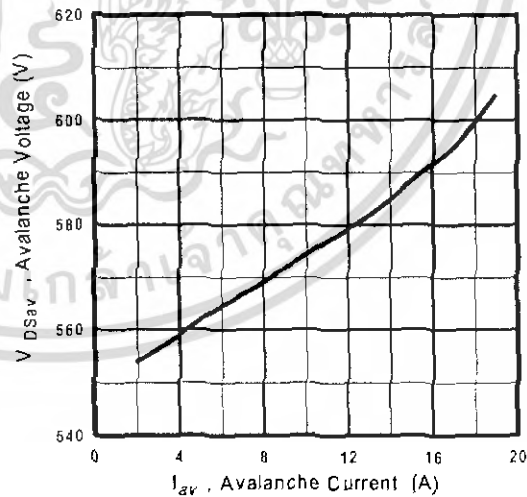


Fig 12d. Typical Drain-to-Source Voltage Vs. Avalanche Current

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit

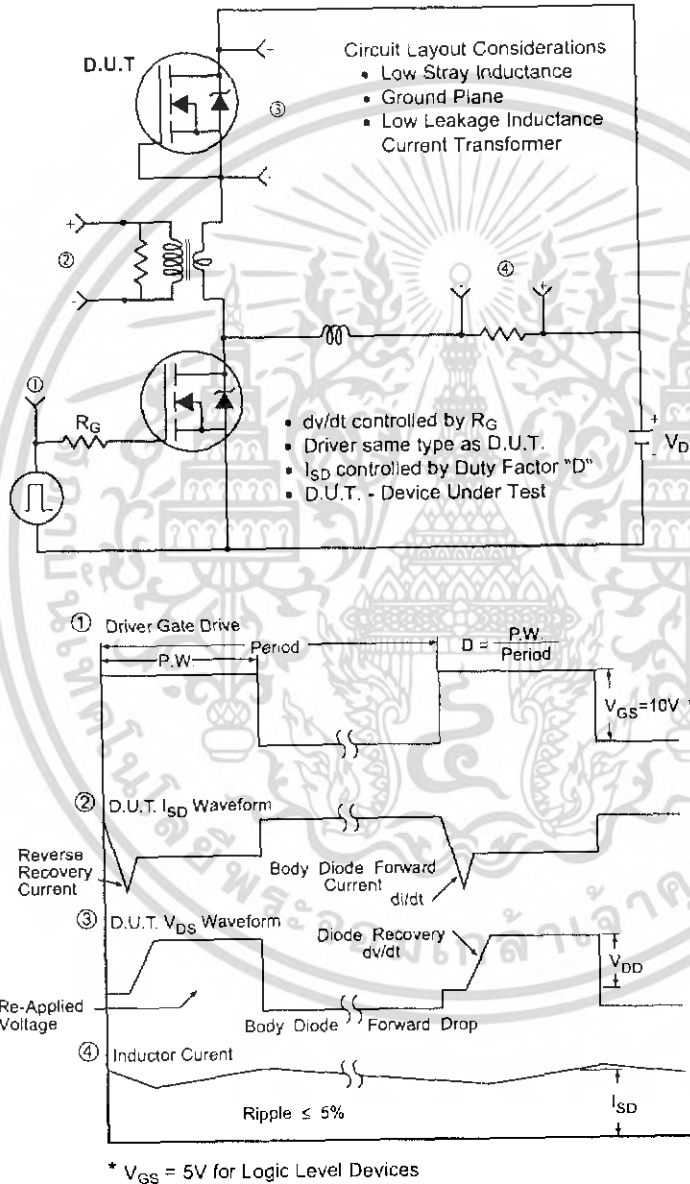


Fig 14. For N-Channel HEXFETS

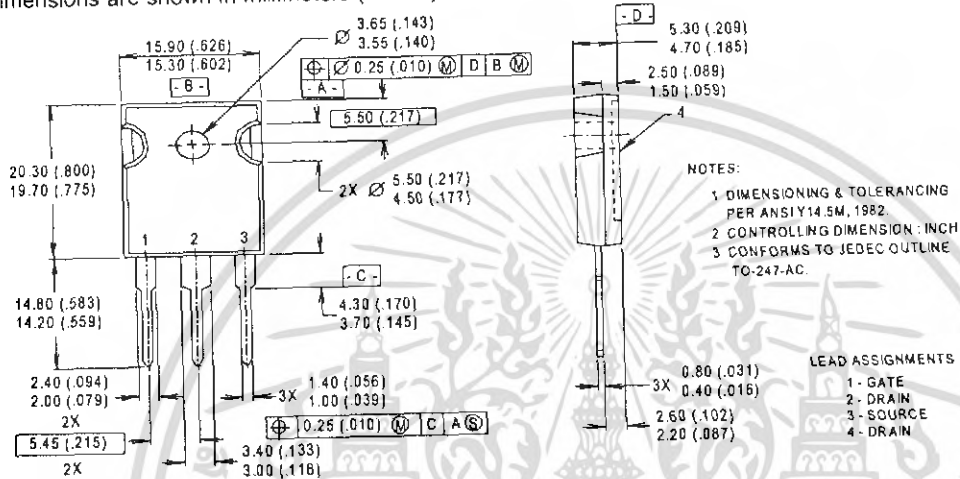
IRFP460A

International
IOR Rectifier

Package Outline

TO-247AC Outline

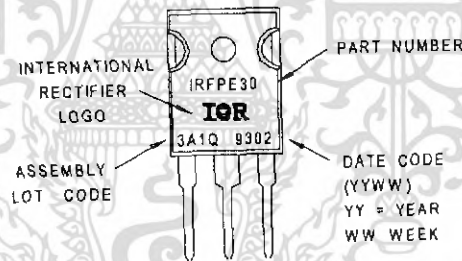
Dimensions are shown in millimeters (inches)



Part Marking Information

TO-247AC

EXAMPLE: THIS IS AN IRFPE30 WITH ASSEMBLY LOT CODE 3A1Q



Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$
 $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 20\text{A}$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 20\text{A}$, $dI/dt \leq 125\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$,
 $T_J \leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑤ C_{OSS} eff. is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{OSS} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS}

International
IOR Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331
IR GREAT BRITAIN: Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020
IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200
IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590
IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111
IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086
IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 836 4630
IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-9936
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 6/99 www.irf.com

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

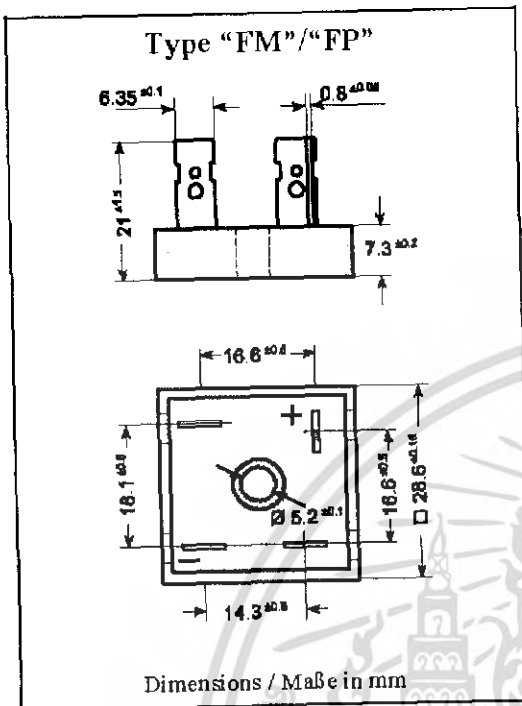
100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com

Silicon-Bridge Rectifiers
Silizium-Brückengleichrichter


Nominal current Nennstrom	50 A
Alternating input voltage Eingangswchelsspannung	35...1000 V
Metal case (Index "M") or Plastic case with alu-bottom (Index "P") Metallgehäuse (Index "M") oder Kunststoffgehäuse mit Alu-Boden (Index "P")	
Dimensions Abmessungen	28.6 x 28.6 x 7.3 [mm]
Weight approx. – Gewicht ca.	23 g
Compound has classification UL94V-0 Vergußmasse UL94V-0 klassifiziert	
Standard packaging: bulk Standard Lieferform: lose im Karton	see page 22 s. Seite 22

Maximum ratings
Grenzwerte

Type Typ	max. alternating input voltage max. Eingangswchelsspannung V_{VRMS} [V]	Repetitive peak reverse voltage Periodische Spitzensperrspannung V_{RRM} [V] ¹⁾
KBPC 5000 F	35	50
KBPC 5001 F	70	100
KBPC 5002 F	140	200
KBPC 5004 F	280	400
KBPC 5006 F	420	600
KBPC 5008 F	560	800
KBPC 5010 F	700	1000
KBPC 5012 F	800	1200

Repetitive peak forward current Periodischer Spitzenstrom	$f > 15$ Hz	I_{FRM}	90 A ²⁾
Peak forward surge current, 60 Hz half sine-wave Stoßstrom für eine 60 Hz Sinus-Halbwell	$T_A = 25^\circ\text{C}$	I_{FSM}	450 A
Rating for fusing – Grenzlastintegral, $t < 10$ ms	$T_A = 25^\circ\text{C}$	i^2t	800 A ² s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

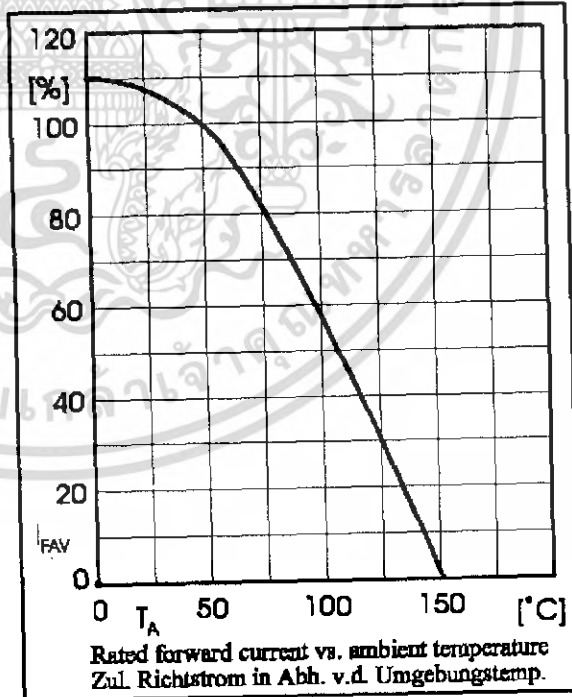
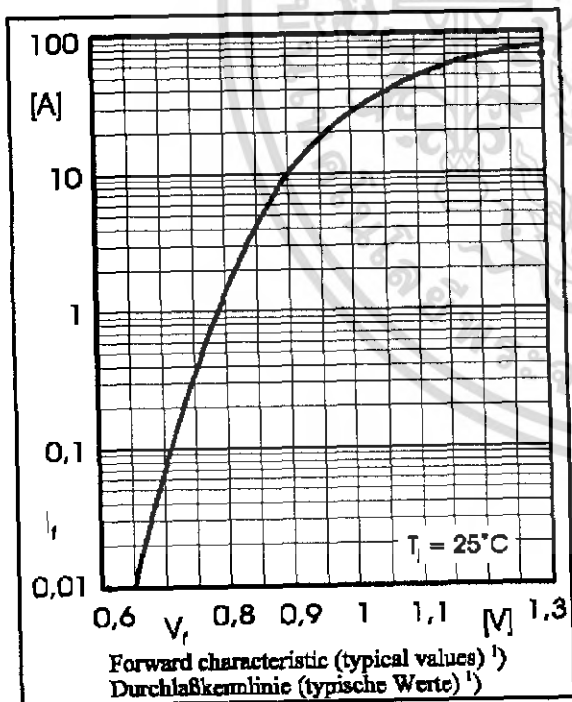
¹⁾ Valid for one branch – Gültig für einen Brückenweig

²⁾ Valid, if the temperature of the case is kept to 120°C – Gültig, wenn die Gehäusetemp. auf 120°C gehalten wird

KBPC 5000 F... KBPC 5012 F

Operating junction temperature – Sperrschichttemperatur	T_j	- 50...+150 °C
Storage temperature – Lagerungstemperatur	T_s	- 50...+150 °C

Characteristics		Kennwerte	
Max. current with cooling fin 300 cm ² Dauergrenzstrom mit Kühlblech 300 cm ²	$T_A = 50^\circ\text{C}$	R-load C-load	I_{FAV} 50.0 A I_{FAV} 46.0 A
Forward voltage – Durchlaßspannung	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 25\text{ A}$	$V_F < 1.1\text{ V}^1)$
Leakage current – Sperrstrom	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_R = V_{RRM}$	$I_R < 25\ \mu\text{A}$
Isolation voltage terminals to case Isolationsspannung Anschlüsse zum Gehäuse			$V_{ISO} > 2500\text{ V}$
Thermal resistance junction to case Wärmewiderstand Sperrschicht – Gehäuse			$R_{thC} < 1.2\text{ K/W}$
Admissible torque for mounting Zulässiges Anzugsdrehmoment		10-32 UNF M 5	$18 \pm 10\% \text{ lb.in}$ $2 \pm 10\% \text{ Nm}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

¹⁾ Valid for one branch - Gültig für einen Brückenweig

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com



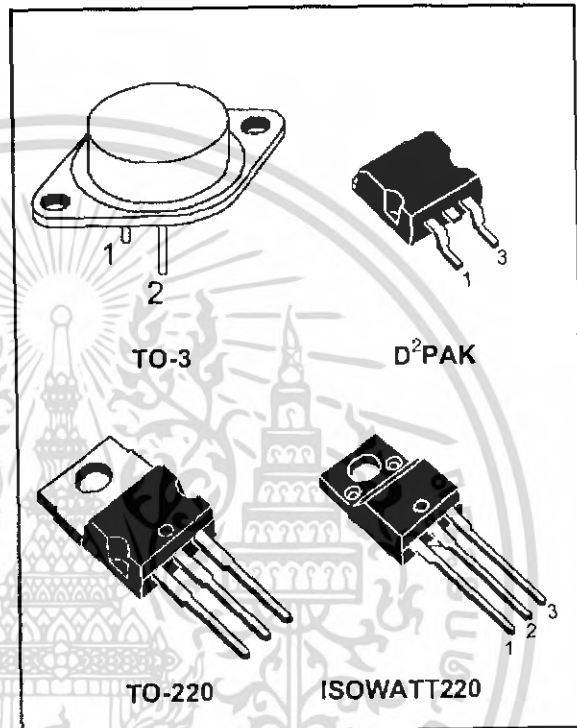
L7900 SERIES

NEGATIVE VOLTAGE REGULATORS

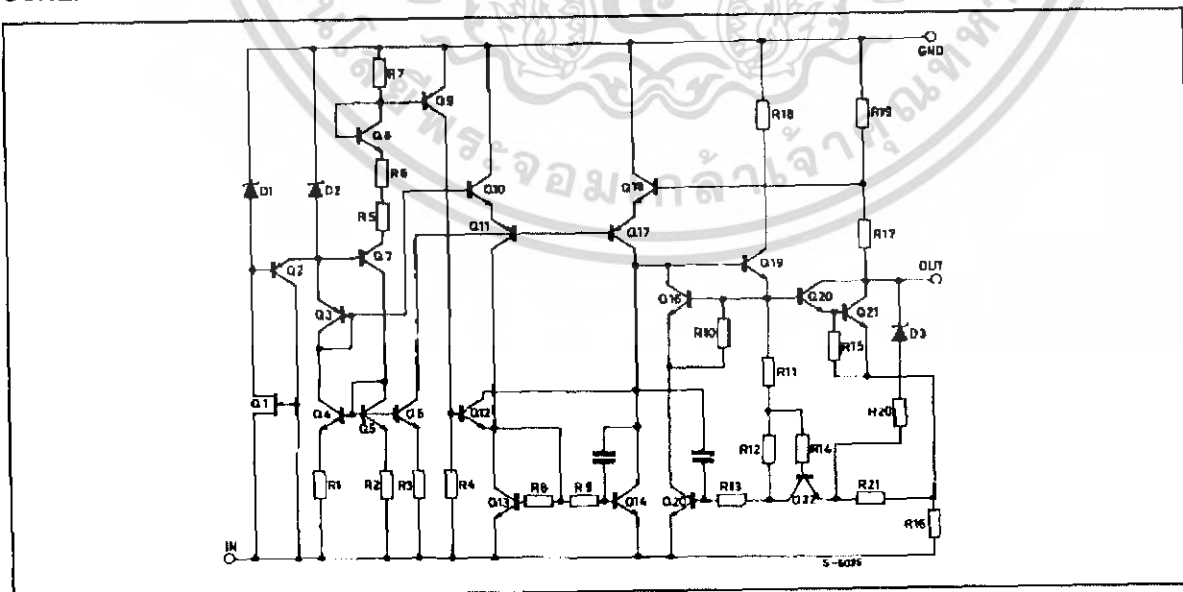
- OUTPUT CURRENT UP TO 1.5 A
- OUTPUT VOLTAGES OF -5; -5.2; -6; -8; -9; -12; -15; -18; -20; -22; -24V
- THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OUTPUT TRANSITION SOA PROTECTION

DESCRIPTION

The L7900 series of three-terminal negative regulators is available in TO-220, ISOWATT220 TO-3 and D²PAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications. These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation; furthermore, having the same voltage option as the L7800 positive standard series, they are particularly suited for split power supplies. In addition, the -5.2V is also available for ECL system. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1.5A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



SCHEMATIC DIAGRAM



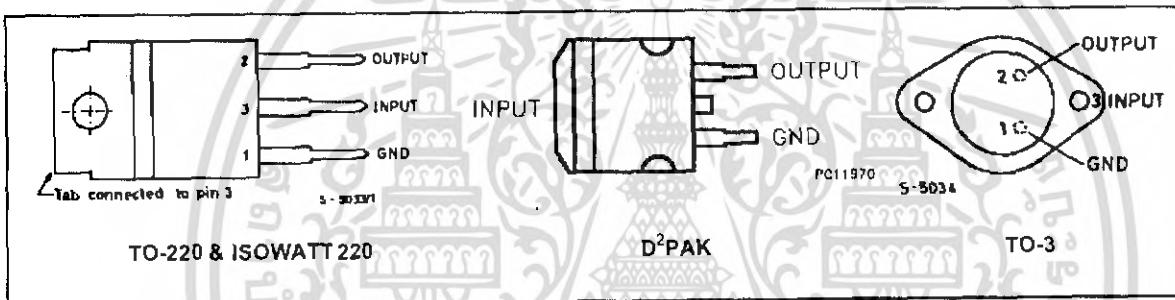
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	DC Input Voltage (for $V_o = 5$ to 18V) (for $V_o = 20, 24V$)	-35 -40	V V
I_o	Output Current	Internally limited	
P_{tot}	Power Dissipation	Internally limited	
T_{op}	Operating Junction Temperature Range	0 to 150	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	- 65 to 150	°C

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	D ² PAK	TO-220	ISOWATT220	TO-3	Unit
$R_{th(j-case)}$	Thermal Resistance Junction-case Max	3	3	4	4	°C/W
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction-ambient Max	62.5	50	60	35	°C/W

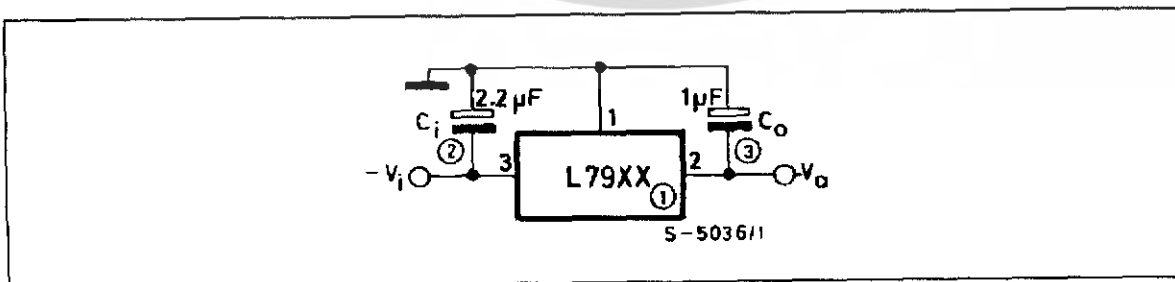
CONNECTION DIAGRAM AND ORDERING NUMBERS (top view)



Type	TO-220	D ² PAK (*)	ISOWATT220	TO-3	Output Voltage
L7905C	L7905CV	L7905CD2T	L7905CP	L7905CT	-5V
L7952C	L7952CV	L7952CD2T		L7952CT	-5.2V
L7906C	L7906CV	L7906CD2T	L7906CP	L7906CT	-6V
L7908C	L7908CV	L7908CD2T	L7908CP	L7908CT	-8V
L7912C	L7912CV	L7912CD2T	L7912CP	L7912CT	-12V
L7915C	L7915CV	L7915CD2T	L7915CP	L7915CT	-15V
L7918C	L7918CV	L7918CD2T	L7918CP	L7918CT	-18V
L7920C	L7920CV	L7920CD2T	L7920CP	L7920CT	-20V
L7922C	L7922CV	L7922CD2T		L7922CT	-22V
L7924C	L7924CV	L7924CD2T	L7924CP	L7924CT	-24V

(*) AVAILABLE IN TAPE AND REEL WITH ".TR" SUFFIX

APPLICATION CIRCUIT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7905C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150°C ,
 $V_i = -10\text{V}$, $I_o = 500\text{ mA}$, $C_i = 2.2\ \mu\text{F}$, $C_o = 1\ \mu\text{F}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-4.8	-5	-5.2	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$ $P_o \leq 15\text{ W}$ $V_i = 8\text{ to } 20\text{ V}$	-4.75	-5	-5.25	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -7\text{ to } -25\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = -8\text{ to } -12\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			100 50	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5\text{ to } 1500\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_o = 250\text{ to } 750\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			100 50	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5\text{ to } 1000\text{ mA}$			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -8\text{ to } -25\text{ V}$			1.3	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5\text{ mA}$		-0.4		mV/ $^\circ\text{C}$
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$		100		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10\text{ V}$ $f = 120\text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1\text{ A}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $\Delta V_o = 100\text{ mV}$		1.4		V
I_{sc}	Short Circuit Current			2.1		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.5		A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7952C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150°C ,
 $V_i = -10\text{V}$, $I_o = 500\text{ mA}$, $C_i = 2.2\ \mu\text{F}$, $C_o = 1\ \mu\text{F}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-5.0	-5.2	-5.4	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$ $P_o \leq 15\text{ W}$ $V_i = -9\text{ to } -21\text{ V}$	-4.95	-5.2	-5.45	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -8\text{ to } -25\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = -9\text{ to } -12\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			105 52	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5\text{ to } 1500\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_o = 250\text{ to } 750\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			105 52	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5\text{ to } 1000\text{ mA}$			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -9\text{ to } -25\text{ V}$			1.3	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5\text{ mA}$		-0.5		mV/ $^\circ\text{C}$
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$		125		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10\text{ V}$ $f = 120\text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1\text{ A}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $\Delta V_o = 100\text{ mV}$		1.4		V
I_{sc}	Short Circuit Current			2		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.5		A

* Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_o due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7906C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150 °C,
 $V_i = -11V$, $I_o = 500$ mA, $C_i = 2.2$ μ F, $C_o = 1$ μ F unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25$ °C	-5.75	-6	-6.25	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5$ mA to -1 A $P_o \leq 15$ W $V_i = -9.5$ to -21.5 V	-5.7	-6	-6.3	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -8.5$ to -25 V $T_j = 25$ °C $V_i = -9$ to -15 V $T_j = 25$ °C			120 60	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5$ to 1500 mA $T_j = 25$ °C $I_o = 250$ to 750 mA $T_j = 25$ °C			120 60	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25$ °C			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5$ to 1000 mA			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -9.5$ to -25 V			1.3	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5$ mA		-0.6		mV/°C
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10$ Hz to 100 KHz $T_j = 25$ °C		144		μ V
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10$ V $f = 120$ Hz	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1$ A $T_j = 25$ °C $\Delta V_o = 100$ mV		1.4		V
I_{sc}	Short Circuit Current			2		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25$ °C		2.5		A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7908C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150 °C,
 $V_i = -14V$, $I_o = 500$ mA, $C_i = 2.2$ μ F, $C_o = 1$ μ F unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25$ °C	-7.7	-8	-8.3	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5$ mA to -1 A $P_o \leq 15$ W $V_i = -11.5$ to -23 V	-7.6	-8	-8.4	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -10.5$ to -25 V $T_j = 25$ °C $V_i = -11$ to -17 V $T_j = 25$ °C			160 80	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5$ to 1500 mA $T_j = 25$ °C $I_o = 250$ to 750 mA $T_j = 25$ °C			160 80	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25$ °C			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5$ to 1000 mA			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -11.5$ to -25 V			1.3	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5$ mA		-0.6		mV/°C
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10$ Hz to 100 KHz $T_j = 25$ °C		175		μ V
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10$ V $f = 120$ Hz	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1$ A $T_j = 25$ °C $\Delta V_o = 100$ mV		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			1.5		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25$ °C		2.5		A

* Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_o due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7912C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150 °C, $V_i = -19V$, $I_o = 500$ mA, $C_i = 2.2$ μ F, $C_o = 1$ μ F unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25$ °C	-11.5	-12	-12.5	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5$ mA to -1 A $P_o \leq 15$ W $V_i = -15.5$ to -27 V	-11.4	-12	-12.6	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -14.5$ to -30 V $T_j = 25$ °C $V_i = -16$ to -22 V $T_j = 25$ °C			240 120	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5$ to 1500 mA $T_j = 25$ °C $I_o = 250$ to 750 mA $T_j = 25$ °C			240 120	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25$ °C			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5$ to 1000 mA			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -15$ to -30 V			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5$ mA		-0.8		mV/°C
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10$ Hz to 100 kHz $T_j = 25$ °C		200		μ V
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10$ V $f = 120$ Hz	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1$ A $T_j = 25$ °C $\Delta V_o = 100$ mV		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			1.5		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25$ °C		2.5		A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7915C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150 °C, $V_i = -23V$, $I_o = 500$ mA, $C_i = 2.2$ μ F, $C_o = 1$ μ F unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25$ °C	-14.4	-15	-15.6	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5$ mA to -1 A $P_o \leq 15$ W $V_i = -18.5$ to -30 V	-14.3	-15	-15.7	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -17.5$ to -30 V $T_j = 25$ °C $V_i = -20$ to -26 V $T_j = 25$ °C			300 150	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5$ to 1500 mA $T_j = 25$ °C $I_o = 250$ to 750 mA $T_j = 25$ °C			300 150	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25$ °C			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5$ to 1000 mA			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -18.5$ to -30 V			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5$ mA		-0.9		mV/°C
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10$ Hz to 100 kHz $T_j = 25$ °C		250		μ V
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10$ V $f = 120$ Hz	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1$ A $T_j = 25$ °C $\Delta V_o = 100$ mV		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			1.3		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25$ °C		2.2		A

* Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_o due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7918C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150°C ,
 $V_i = -27\text{V}$, $I_o = 500\text{ mA}$, $C_i = 2.2\ \mu\text{F}$, $C_o = 1\ \mu\text{F}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-17.3	-18	-18.7	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$ $P_o \leq 15\text{ W}$ $V_i = -22\text{ to } -33\text{ V}$	-17.1	-18	-18.9	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -21\text{ to } -33\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = -24\text{ to } -30\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			360 180	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5\text{ to } 1500\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_o = 250\text{ to } 750\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			360 180	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5\text{ to } 1000\text{ mA}$			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -22\text{ to } -33\text{ V}$			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^\circ\text{C}$
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$		300		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10\text{ V}$ $f = 120\text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1\text{ A}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $\Delta V_o = 100\text{ mV}$		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			1.1		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.2		A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7920C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150°C ,
 $V_i = -29\text{V}$, $I_o = 500\text{ mA}$, $C_i = 2.2\ \mu\text{F}$, $C_o = 1\ \mu\text{F}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-19.2	-20	-20.8	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$ $P_o \leq 15\text{ W}$ $V_i = -24\text{ to } -35\text{ V}$	-19	-20	-21	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -23\text{ to } -35\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = -26\text{ to } -32\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			400 200	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5\text{ to } 1500\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_o = 250\text{ to } 750\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			400 200	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5\text{ to } 1000\text{ mA}$			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -24\text{ to } -35\text{ V}$			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5\text{ mA}$		-1.1		mV/ $^\circ\text{C}$
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$		350		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10\text{ V}$ $f = 120\text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1\text{ A}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $\Delta V_o = 100\text{ mV}$		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			0.9		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.5		A

* Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_o due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7922C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150°C ,
 $V_i = -31\text{V}$, $I_o = 500\text{ mA}$, $C_i = 2.2\ \mu\text{F}$, $C_o = 1\ \mu\text{F}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-21.1	-22	-22.9	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$ $P_o \leq 15\text{ W}$ $V_i = -26\text{ to } -37\text{ V}$	-20.9	-22	-23.1	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -25\text{ to } -37\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = -28\text{ to } -34\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			440 220	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5\text{ to } 1500\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_o = 250\text{ to } 750\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			440 220	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5\text{ to } 1000\text{ mA}$			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -26\text{ to } -37\text{ V}$			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5\text{ mA}$		-1.1		mV/ $^\circ\text{C}$
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$		375		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10\text{ V}$ $f = 120\text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1\text{ A}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $\Delta V_o = 100\text{ mV}$		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			1.1		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.2		A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS FOR L7924C (refer to the test circuits, $T_j = 0$ to 150°C ,
 $V_i = -33\text{V}$, $I_o = 500\text{ mA}$, $C_i = 2.2\ \mu\text{F}$, $C_o = 1\ \mu\text{F}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_o	Output Voltage	$T_j = 25^\circ\text{C}$	-23	-24	-25	V
V_o	Output Voltage	$I_o = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$ $P_o \leq 15\text{ W}$ $V_i = -27\text{ to } -38\text{ V}$	-22.8	-24	-25.2	V
ΔV_o^*	Line Regulation	$V_i = -27\text{ to } -38\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_i = -30\text{ to } -36\text{ V}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			480 240	mV mV
ΔV_o^*	Load Regulation	$I_o = 5\text{ to } 1500\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_o = 250\text{ to } 750\text{ mA}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$			480 240	mV mV
I_d	Quiescent Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_o = 5\text{ to } 1000\text{ mA}$			0.5	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$V_i = -27\text{ to } -38\text{ V}$			1	mA
$\frac{\Delta V_o}{\Delta T}$	Output Voltage Drift	$I_o = 5\text{ mA}$		-1		mV/ $^\circ\text{C}$
e_N	Output Noise Voltage	$B = 10\text{ Hz to } 100\text{ kHz}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$		400		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_i = 10\text{ V}$ $f = 120\text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_o = 1\text{ A}$ $T_j = 25^\circ\text{C}$ $\Delta V_o = 100\text{ mV}$		1.1		V
I_{sc}	Short Circuit Current			1.1		A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.2		A

* Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_o due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.



L7800 SERIES

POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

- OUTPUT CURRENT TO 1.5A
- OUTPUT VOLTAGES OF 5; 5.2; 6; 8; 8.5; 9; 10; 12; 15; 18; 24V
- THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OUTPUT TRANSITION SOA PROTECTION

DESCRIPTION

The L7800 series of three-terminal positive regulators is available in TO-220, TO-220FP, TO-220FM, TO-3 and D²PAK packages and several fixed output voltages, making it useful in a wide range of applications. These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. Each type employs internal current limiting, thermal shut-down and safe area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltage and currents.

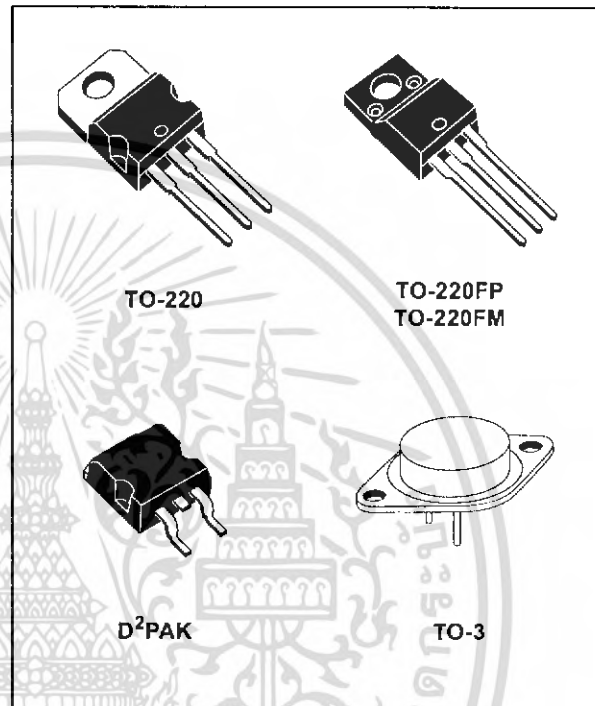
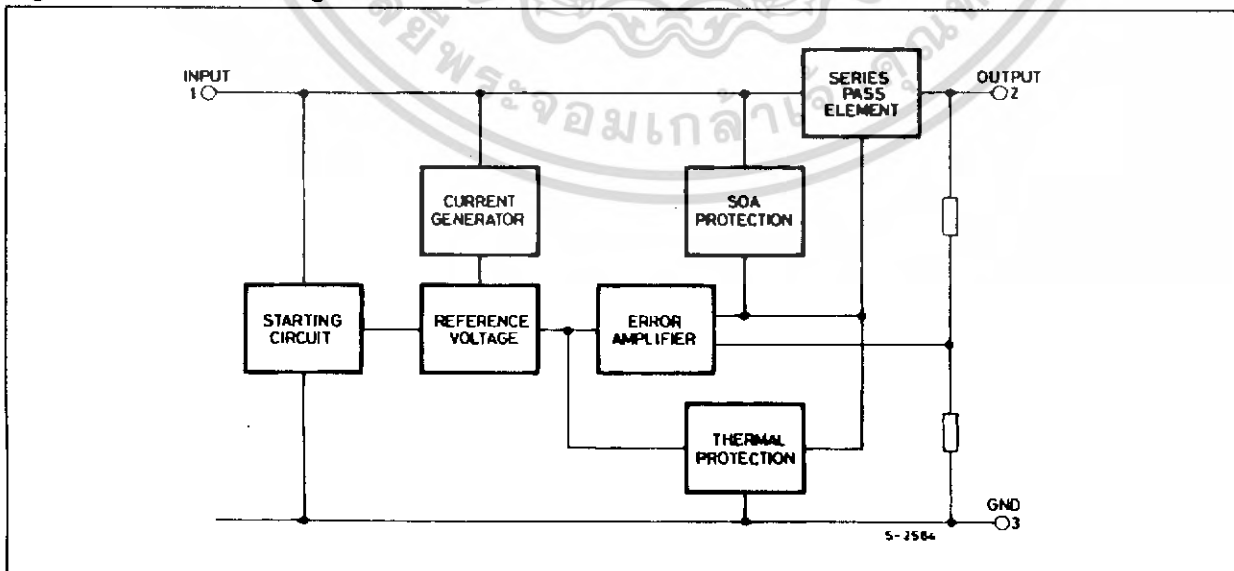


Figure 1: Schematic Diagram



L7800 SERIES

Table 1: Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_I	DC Input Voltage	for $V_O = 5$ to 18V	35	V
		for $V_O = 20, 24V$	40	
I_O	Output Current		Internally Limited	
P_{tot}	Power Dissipation		Internally Limited	
T_{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	°C
T_{op}	Operating Junction Temperature Range	for L7800	-55 to 150	°C
		for L7800C	0 to 150	

Absolute Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation under these condition is not implied.

Table 2: Thermal Data

Symbol	Parameter	D ² PAK	TO-220	TO-220FP	TO-220FM	TO-3	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case Max	3	5	5	5	4	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient Max	62.5	50	60	60	35	°C/W

Figure 2: Schematic Diagram

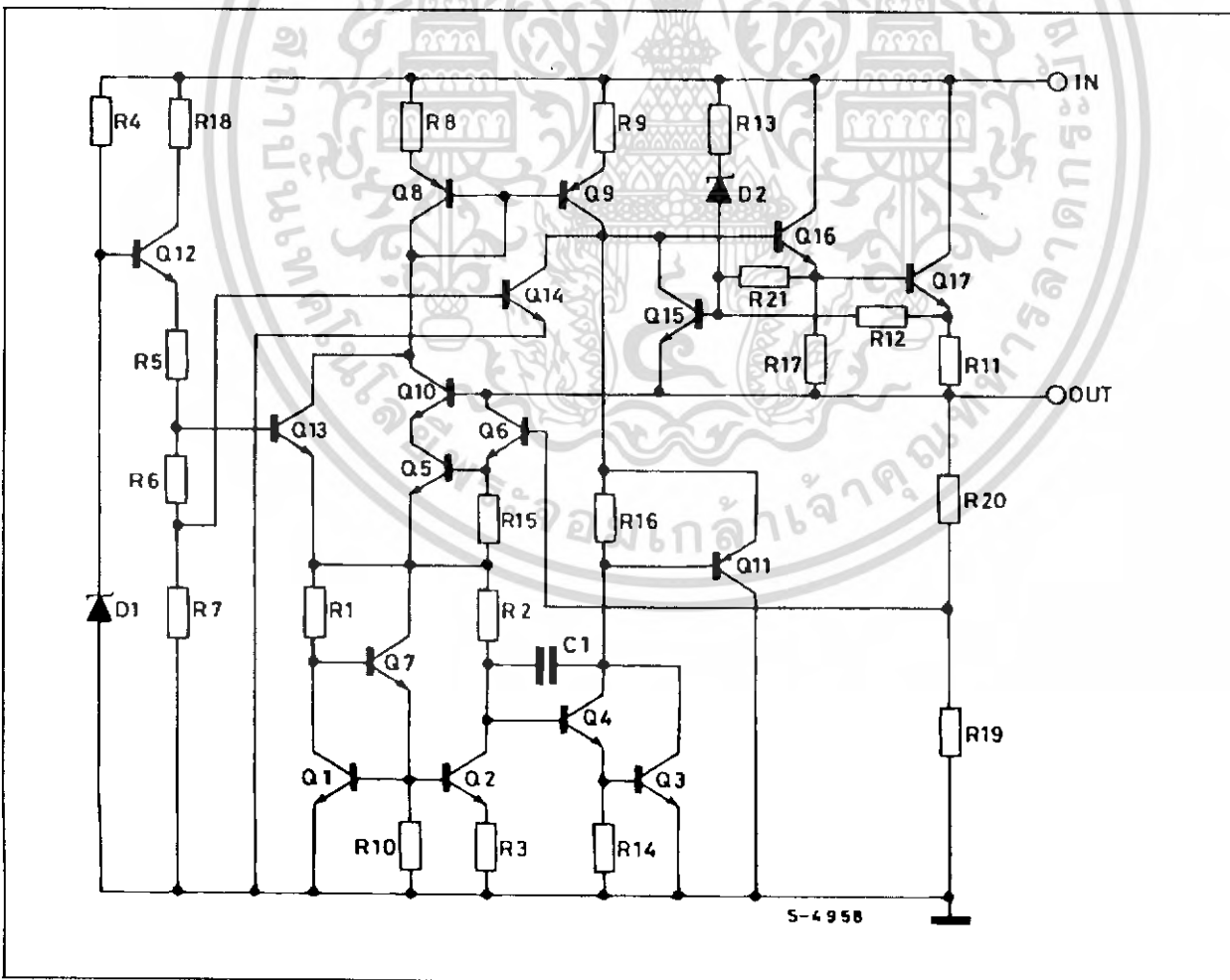


Figure 3: Connection Diagram (top view)

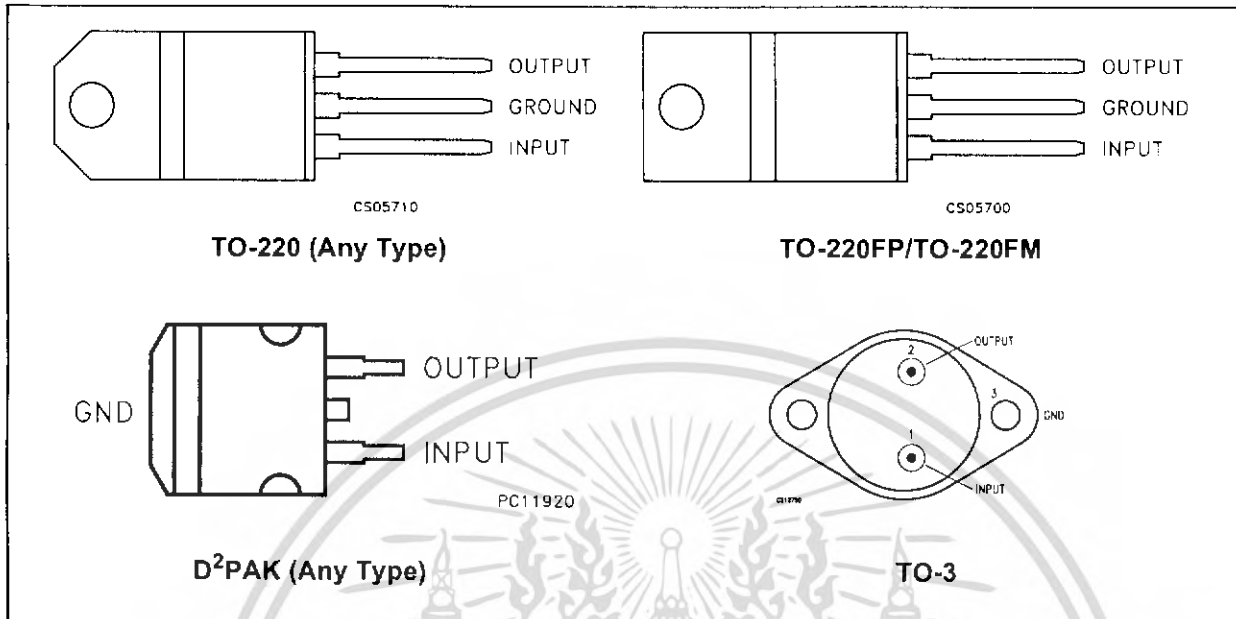


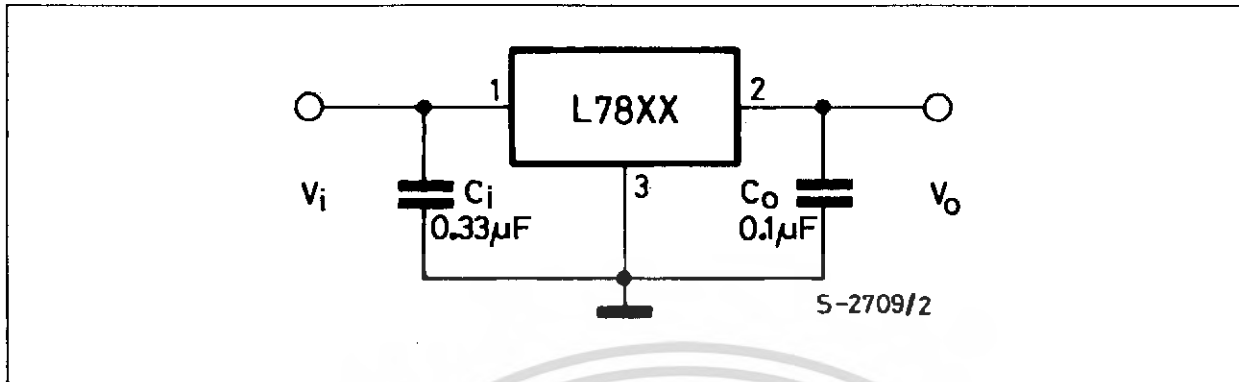
Table 3: Order Codes

TYPE	TO-220 (A Type)	TO-220 (C Type)	TO-220 (E Type)	D ² PAK (A Type) (*)	D ² PAK (C Type) (T & R)	TO-220FP	TO-220FM	TO-3
L7805								L7805T
L7805C	L7805CV	L7805C-V	L7805CV1	L7805CD2T	L7805C-D2TR	L7805CP	L7805CF	L7805CT
L7852C	L7852CV			L7852CD2T		L7852CP	L7852CF	L7852CT
L7806								L7806T
L7806C	L7806CV	L7806C-V		L7806CD2T		L7806CP	L7806CF	L7806CT
L7808								L7808T
L7808C	L7808CV	L7808C-V		L7808CD2T		L7808CP	L7808CF	L7808CT
L7885C	L7885CV			L7885CD2T		L7885CP	L7885CF	L7885CT
L7809C	L7809CV	L7809C-V		L7809CD2T		L7809CP	L7809CF	L7809CT
L7810C	L7810CV			L7810CD2T		L7810CP		
L7812								L7812T
L7812C	L7812CV	L7812C-V		L7812CD2T		L7812CP	L7812CF	L7812CT
L7815								L7815T
L7815C	L7815CV	L7815C-V		L7815CD2T		L7815CP	L7815CF	L7815CT
L7818								L7818T
L7818C	L7818CV			L7818CD2T		L7818CP	L7818CF	L7818CT
L7820								L7820T
L7820C	L7820CV			L7820CD2T		L7820CP	L7820CF	L7820CT
L7824								L7824T
L7824C	L7824CV			L7824CD2T		L7824CP	L7824CF	L7824CT

(*) Available in Tape & Reel with the suffix "-TR".

L7800 SERIES

Figure 4: Application Circuits



TEST CIRCUITS

Figure 5: DC Parameter

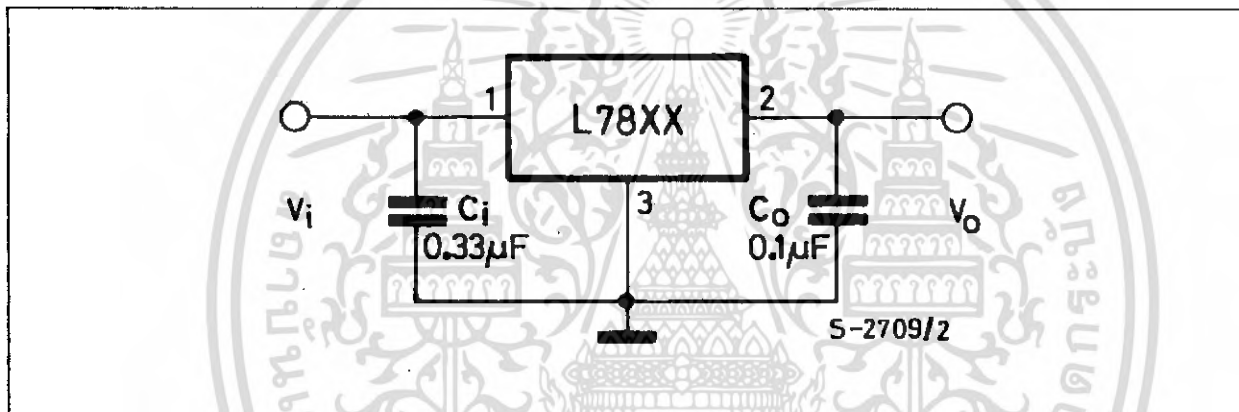


Figure 6: Load Regulation

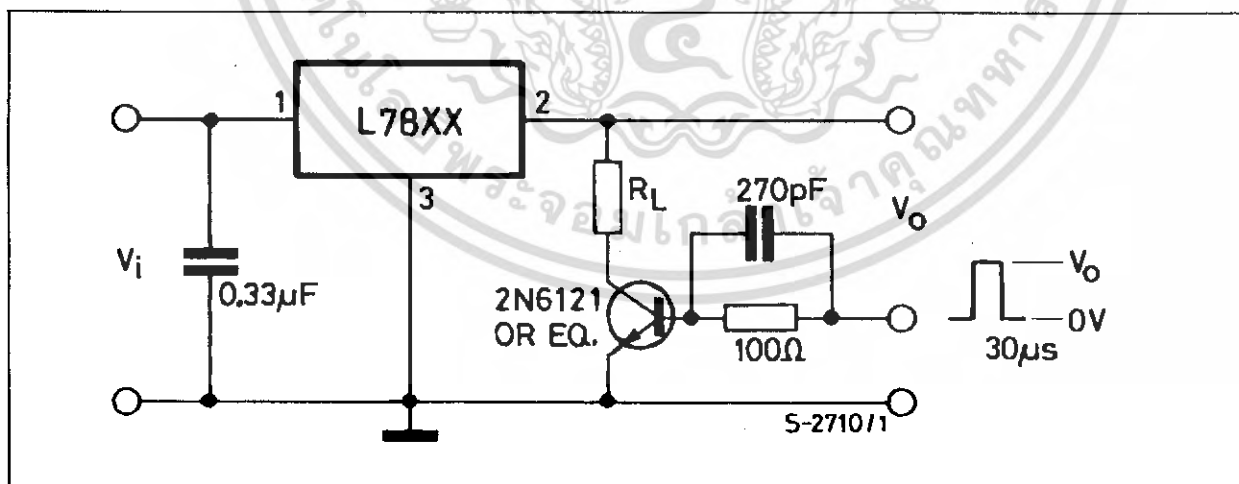


Figure 7: Ripple Rejection

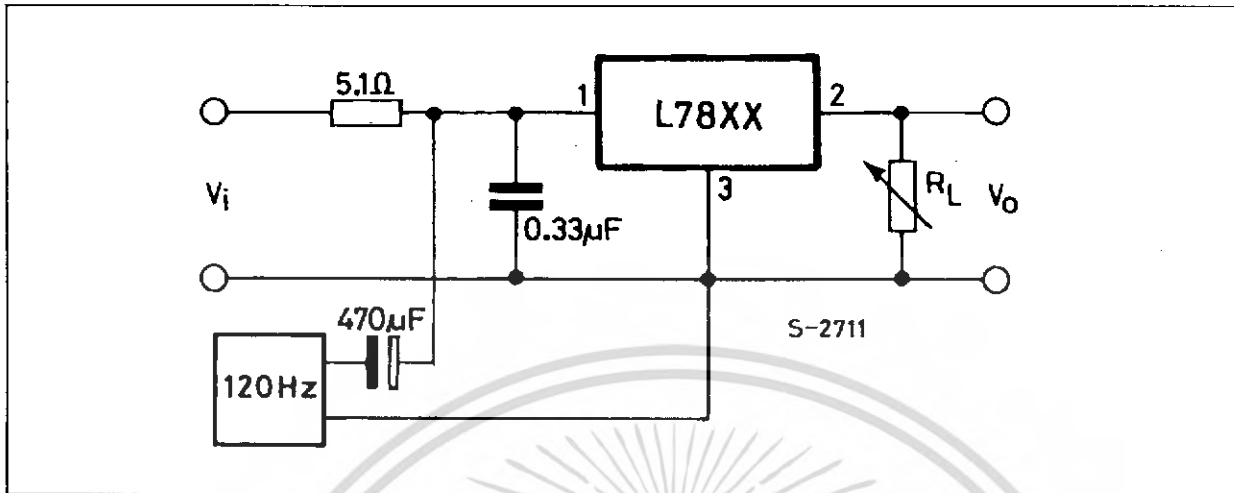


Table 4: Electrical Characteristics Of L7805 (refer to the test circuits, $T_J = -55$ to 150°C , $V_I = 10\text{V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $C_I = 0.33\ \mu\text{F}$, $C_O = 0.1\ \mu\text{F}$ unless otherwise specified).

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.8	5	5.2	V
V_O	Output Voltage	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $P_O \leq 15\text{W}$ $V_I = 8\text{ to }20\text{ V}$	4.65	5	5.35	V
$\Delta V_O(^*)$	Line Regulation	$V_I = 7\text{ to }25\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_I = 8\text{ to }12\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$		3	50	mV
$\Delta V_O(^*)$	Load Regulation	$I_O = 5\text{ mA to }1.5\text{ A}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_O = 250\text{ to }750\text{ mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$			100	mV
I_d	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			6	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to }1\text{ A}$ $V_I = 8\text{ to }25\text{ V}$			0.5	mA
$\Delta V_O/\Delta T$	Output Voltage Drift	$I_O = 5\text{ mA}$		0.6		mV/ $^\circ\text{C}$
eN	Output Noise Voltage	$B = 10\text{Hz to }100\text{KHz}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$			40	$\mu\text{V}/V_O$
SVR	Supply Voltage Rejection	$V_I = 8\text{ to }18\text{ V}$ $f = 120\text{Hz}$	68			dB
V_d	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$		2	2.5	V
R_O	Output Resistance	$f = 1\text{ KHz}$		17		m Ω
I_{sc}	Short Circuit Current	$V_I = 35\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.2	A
I_{scp}	Short Circuit Peak Current	$T_J = 25^\circ\text{C}$	1.3	2.2	3.3	A

(*) Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.



LM311 LM211

Highly Flexible Voltage Comparators

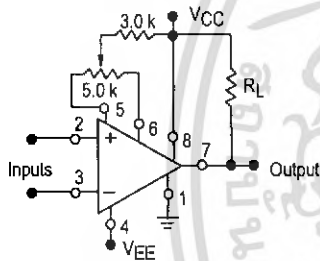
The ability to operate from a single power supply of 5.0 V to 30 V or ± 15 V split supplies, as commonly used with operational amplifiers, makes the LM211/LM311 a truly versatile comparator. Moreover, the inputs of the device can be isolated from system ground while the output can drive loads referenced either to ground, the V_{CC} or the V_{EE} supply. This flexibility makes it possible to drive DTL, RTL, TTL, or MOS logic. The output can also switch voltages to 50 V at currents to 50 mA. Thus the LM211/LM311 can be used to drive relays, lamps or solenoids.

HIGH PERFORMANCE VOLTAGE COMPARATORS

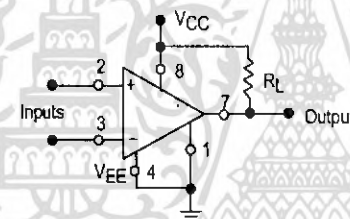
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

Typical Comparator Design Configurations

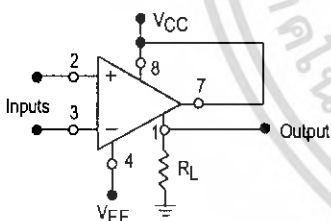
Split Power Supply with Offset Balance



Single Supply

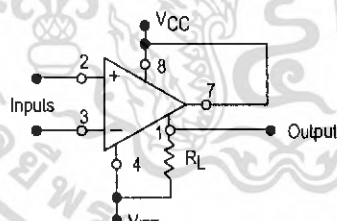


Ground-Referred Load



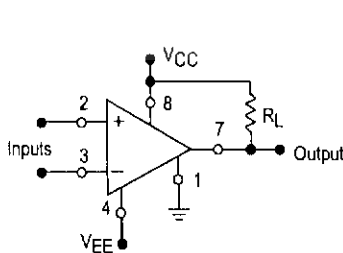
Input polarity is reversed when Gnd pin is used as an output.

Load Referred to Negative Supply

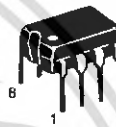
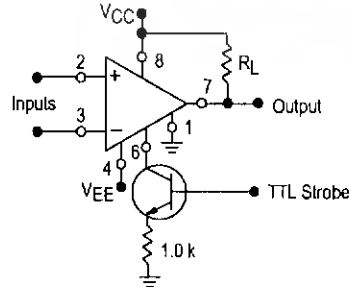


Input polarity is reversed when Gnd pin is used as an output.

Load Referred to Positive Supply



Strobe Capability

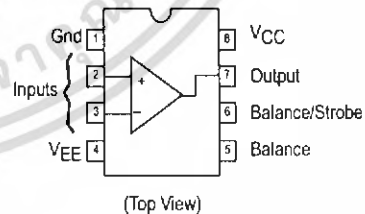


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM211D	$T_A = 25^\circ \text{ to } +85^\circ \text{C}$	SO-8
LM311D LM311N	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$	SO-8 Plastic DIP

LM311 LM211

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

Rating	Symbol	LM211	LM311	Unit
Total Supply Voltage	V _{CC} + V _{EE}	36	36	Vdc
Output to Negative Supply Voltage	V _O - V _{EE}	50	40	Vdc
Ground to Negative Supply Voltage	V _{EE}	30	30	Vdc
Input Differential Voltage	V _{ID}	±30	±30	Vdc
Input Voltage (Note 2)	V _{in}	±15	±15	Vdc
Voltage at Strobe Pin	-	V _{CC} to V _{CC} -5	V _{CC} to V _{CC} -5	Vdc
Power Dissipation and Thermal Characteristics Plastic DIP Derate Above T _A = +25°C	P _D 1/θ _{JA}	625 5.0		mW mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-25 to +85	0 to +70	°C
Operating Junction Temperature	T _{J(max)}	+150	+150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +15 V, V_{EE} = -15 V, T_A = 25°C, unless otherwise noted [Note 1].)

Characteristic	Symbol	LM211			LM311			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 3) R _S ≤ 50 kΩ, T _A = +25°C R _S ≤ 50 kΩ, T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *	V _{IO}	-	0.7	3.0	-	2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 3) T _A = +25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *	I _{IO}	-	1.7	10	-	1.7	50	nA
Input Bias Current T _A = +25°C T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *	I _{IB}	-	45	100	-	45	250	nA
Voltage Gain	A _v	40	200	-	40	200	-	V/mV
Response Time (Note 4)		-	200	-	-	200	-	ns
Saturation Voltage V _{ID} ≤ -5.0 mV, I _O = 50 mA, T _A = 25°C V _{ID} ≤ -10 mV, I _O = 50 mA, T _A = 25°C V _{CC} ≥ 4.5 V, V _{EE} = 0, T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} * V _{ID} ≤ 6.0 mV, I _{sink} ≤ 8.0 mA V _{ID} ≤ 10 mV, I _{sink} ≤ 8.0 mA	V _{OL}	-	0.75	1.5	-	0.75	1.5	V
Strobe "On" Current (Note 5)	I _S	-	3.0	-	-	3.0	-	mA
Output Leakage Current V _{ID} ≥ 5.0 mV, V _O = 35 V, T _A = 25°C, I _{strobe} = 3.0 mA V _{ID} ≥ 10 mV, V _O = 35 V, T _A = 25°C, I _{strobe} = 3.0 mA V _{ID} ≥ 5.0 mV, V _O = 35 V, T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *		-	0.2	10	-	0.2	50	nA nA μA
Input Voltage Range (T _{low} ≤ T _A ≤ T _{high} *)	V _{ICR}	-14.5	-14.7 to 13.8	+13.0	-14.5	-14.7 to 13.8	+13.0	V
Positive Supply Current	I _{CC}	-	+2.4	+6.0	-	+2.4	+7.5	mA
Negative Supply Current	I _{EE}	-	-1.3	-5.0	-	-1.3	-5.0	mA

* T_{low} = -25°C for LM211
= 0°C for LM311
T_{high} = +85°C for LM211
= +70°C for LM311

- NOTES:**
- Offset voltage, offset current and bias current specifications apply for a supply voltage range from a single 5.0 V supply up to ±15 V supplies.
 - This rating applies for ±15 V supplies. The positive input voltage limit is 30 V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30 V below the positive supply, whichever is less.
 - The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1.0 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the "worst case" effects of voltage gain and input impedance.
 - The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive.
 - Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3.0 mA to 5.0 mA.

LM311 LM211

Figure 1. Circuit Schematic

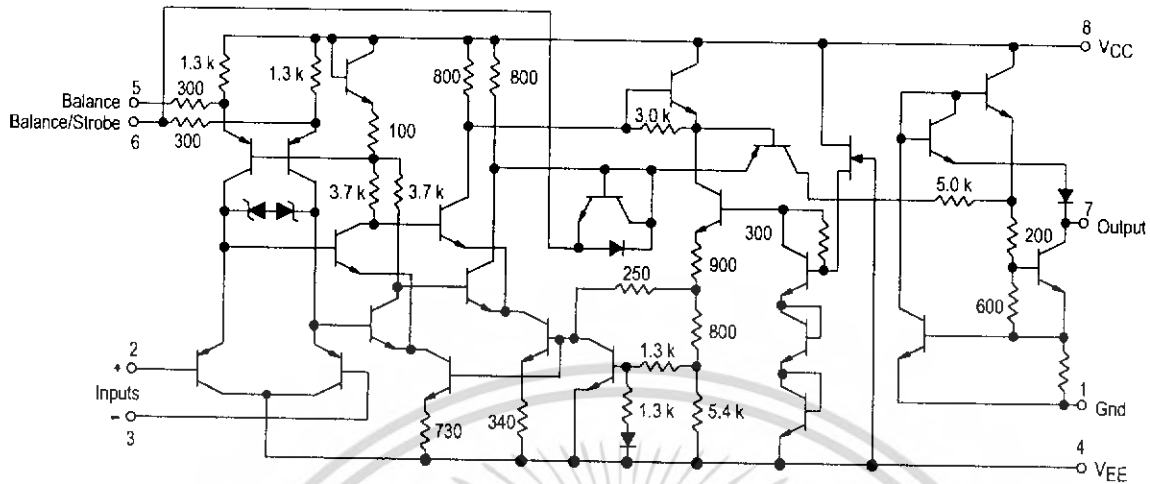


Figure 2. Input Bias Current versus Temperature

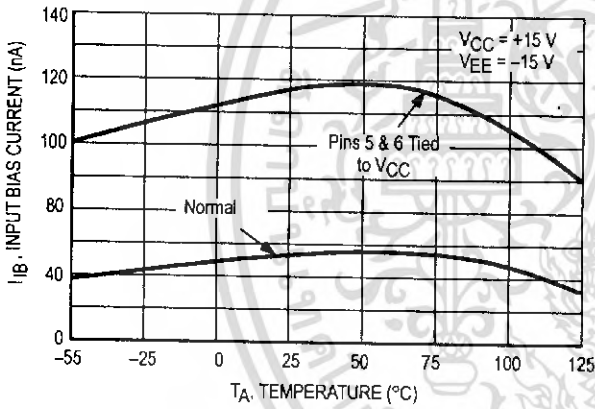


Figure 3. Input Offset Current versus Temperature

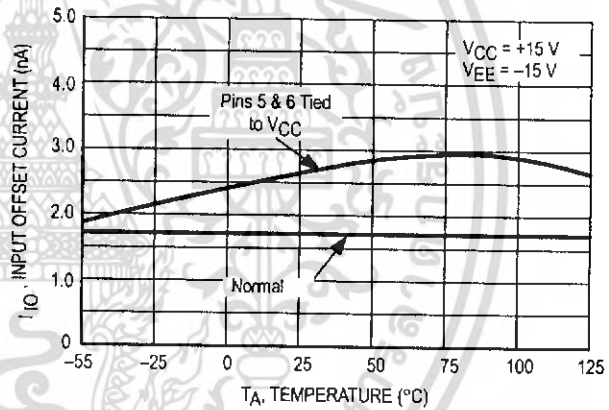


Figure 4. Input Bias Current versus Differential Input Voltage

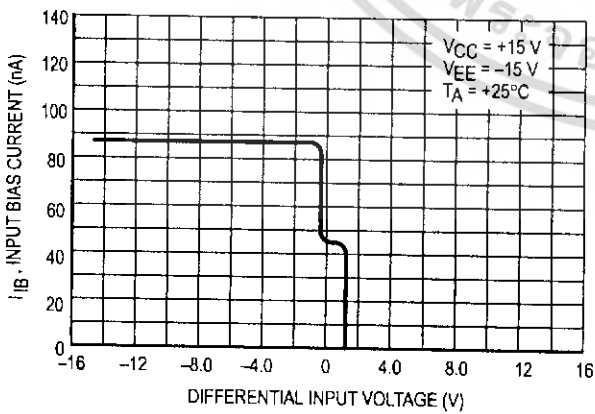
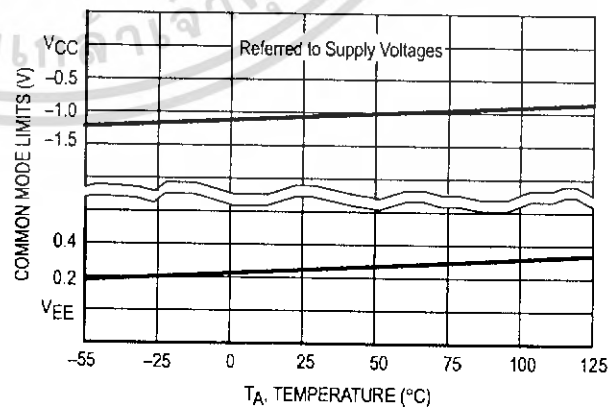


Figure 5. Common Mode Limits versus Temperature



LM311 LM211

Figure 6. Response Time for Various Input Overdrives

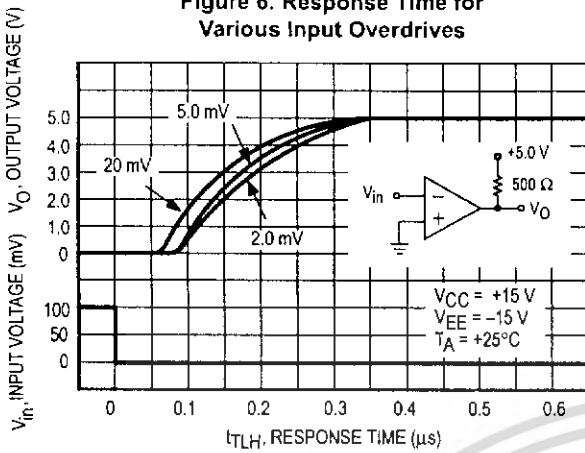


Figure 7. Response Time for Various Input Overdrives

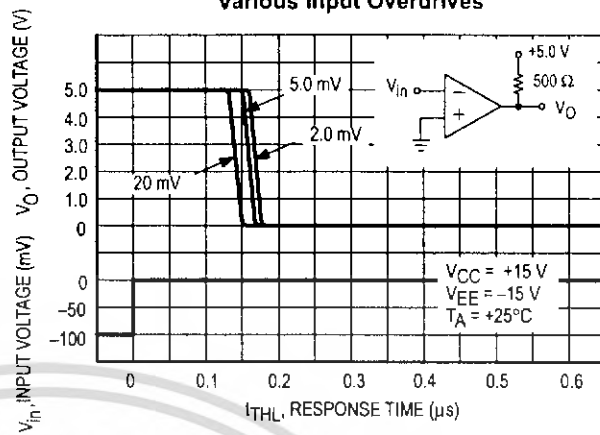


Figure 8. Response Time for Various Input Overdrives

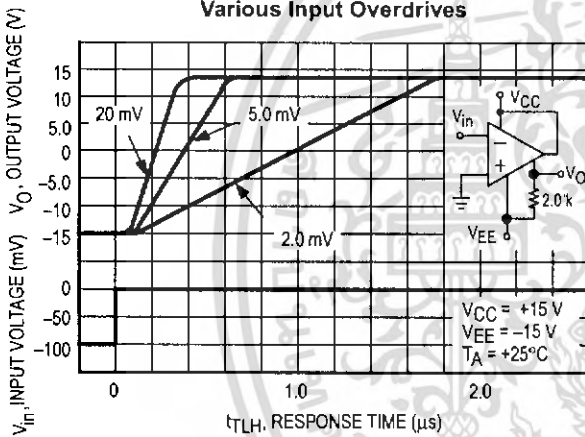


Figure 9. Response Time for Various Input Overdrives

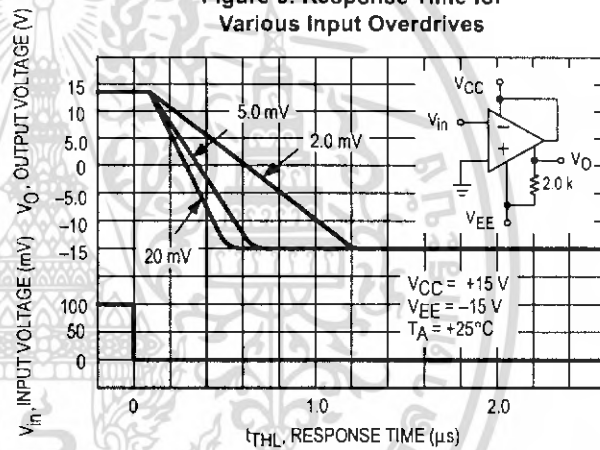


Figure 10. Output Short Circuit Current Characteristics and Power Dissipation

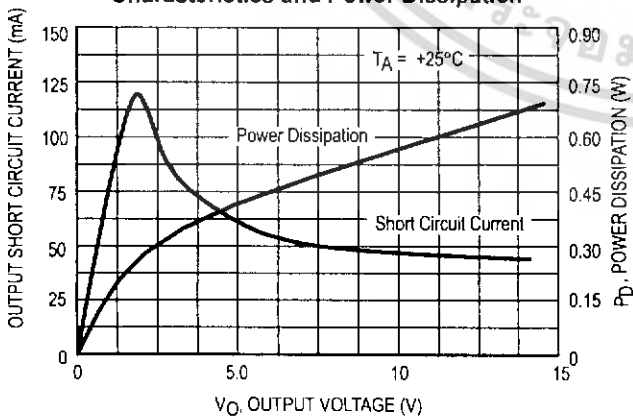
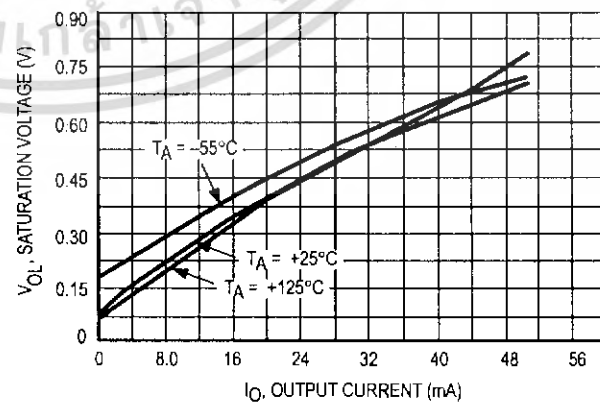


Figure 11. Output Saturation Voltage versus Output Current



LM311 LM211

Figure 12. Output Leakage Current versus Temperature

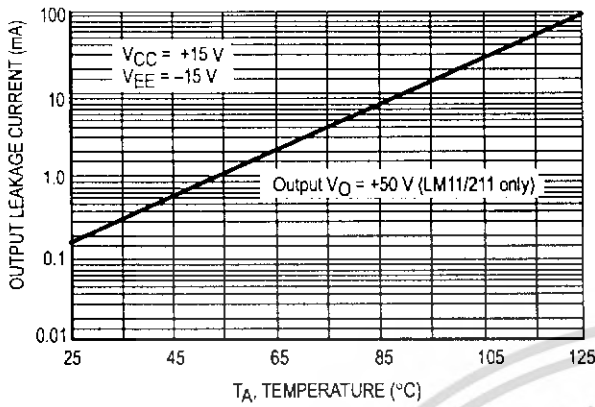


Figure 13. Power Supply Current versus Supply Voltage

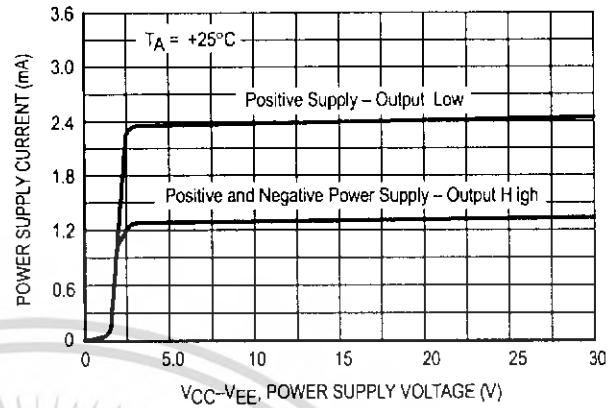
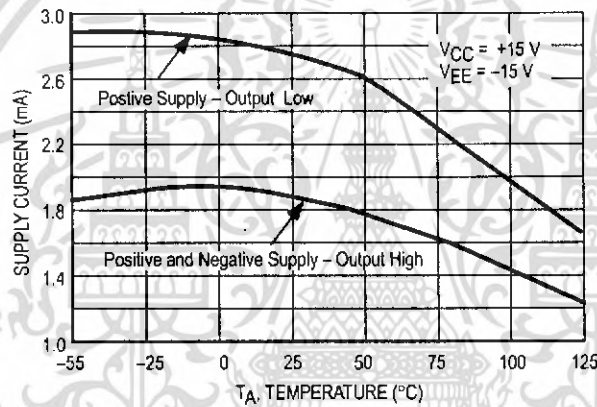


Figure 14. Power Supply Current versus Temperature



APPLICATIONS INFORMATION

Figure 15. Improved Method of Adding Hysteresis Without Applying Positive Feedback to the Inputs

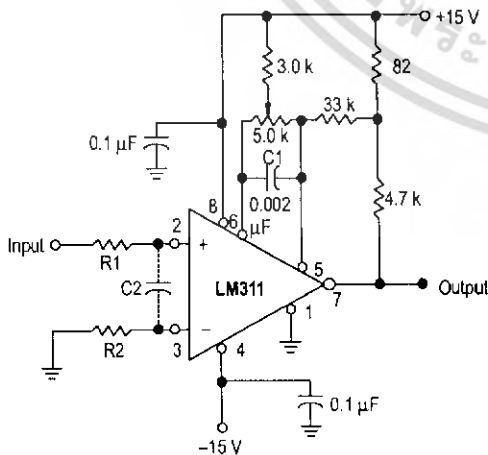
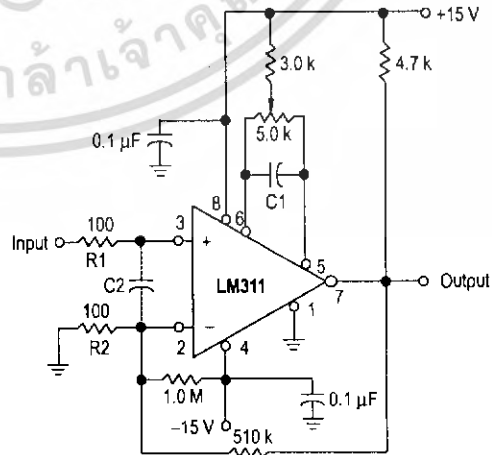


Figure 16. Conventional Technique for Adding Hysteresis



LM311 LM211

TECHNIQUES FOR AVOIDING OSCILLATIONS IN COMPARATOR APPLICATIONS

When a high speed comparator such as the LM211 is used with high speed input signals and low source impedances, the output response will normally be fast and stable, providing the power supplies have been bypassed (with 0.1 μF disc capacitors), and that the output signal is routed well away from the inputs (Pins 2 and 3) and also away from Pins 5 and 6.

However, when the input signal is a voltage ramp or a slow sine wave, or if the signal source impedance is high (1.0 $\text{k}\Omega$ to 100 $\text{k}\Omega$), the comparator may burst into oscillation near the crossing-point. This is due to the high gain and wide bandwidth of comparators like the LM211 series. To avoid oscillation or instability in such a usage, several precautions are recommended, as shown in Figure 15.

The trim pins (Pins 5 and 6) act as unwanted auxiliary inputs. If these pins are not connected to a trim-pot, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, a 0.01 μF capacitor (C1) between Pins 5 and 6 will minimize the susceptibility to AC coupling. A smaller capacitor is used if Pin 5 is used for positive feedback as in Figure 15. For the fastest response time, tie both balance pins to V_{CC} .

Certain sources will produce a cleaner comparator output waveform if a 100 pF to 1000 pF capacitor (C2) is connected directly across the input pins. When the signal source is applied through a resistive network, R1, it is usually advantageous to choose R2 of the same value, both for DC and for dynamic (AC) considerations. Carbon, tin-oxide, and metal-film resistors have all been used with good results in comparator input circuitry, but inductive wirewound resistors should be avoided.

When comparator circuits use input resistors (e.g., summing resistors), their value and placement are particularly important. In all cases the body of the resistor should be close to the device or socket. In other words, there should be a very short lead length or printed-circuit foil run between comparator and resistor to radiate or pick up signals. The same applies to capacitors, pots, etc. For example, if $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, as little as 5 inches of lead between the resistors and the input pins can result in oscillations that are very hard to dampen. Twisting these input leads tightly is the best alternative to placing resistors close to the comparator.

Since feedback to almost any pin of a comparator can result in oscillation, the printed-circuit layout should be engineered thoughtfully. Preferably there should be a groundplane under the LM211 circuitry (e.g., one side of a double layer printed circuit board). Ground, positive supply or negative supply foil should extend between the output and the inputs to act as a guard. The foil connections for the inputs should be as small and compact as possible, and should be essentially surrounded by ground foil on all sides to guard against capacitive coupling from any fast high-level signals (such as the output). If Pins 5 and 6 are not used, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, the trim-pot should be located no more than a few inches away from the LM211, and a 0.01 μF capacitor should be installed across Pins 5 and 6. If this capacitor cannot be used, a shielding printed-circuit foil may be advisable between Pins 6 and 7. The power supply bypass capacitors should be located within a couple inches of the LM211.

A standard procedure is to add hysteresis to a comparator to prevent oscillation, and to avoid excessive noise on the output. In the circuit of Figure 16, the feedback resistor of 510 $\text{k}\Omega$ from the output to the positive input will cause about 3.0 mV of hysteresis. However, if R2 is larger than 100 Ω , such as 50 $\text{k}\Omega$, it would not be practical to simply increase the value of the positive feedback resistor proportionally above 510 $\text{k}\Omega$ to maintain the same amount of hysteresis.

When both inputs of the LM211 are connected to active signals, or if a high-impedance signal is driving the positive input of the LM211 so that positive feedback would be disruptive, the circuit of Figure 15 is ideal. The positive feedback is applied to Pin 5 (one of the offset adjustment pins). This will be sufficient to cause 1.0 mV to 2.0 mV hysteresis and sharp transitions with input triangle waves from a few Hz to hundreds of kHz. The positive-feedback signal across the 82 Ω resistor swings 240 mV below the positive supply. This signal is centered around the nominal voltage at Pin 5, so this feedback does not add to the offset voltage of the comparator. As much as 8.0 mV of offset voltage can be trimmed out, using the 5.0 $\text{k}\Omega$ pot and 3.0 $\text{k}\Omega$ resistor as shown.

Figure 17. Zero-Crossing Detector Driving CMOS Logic

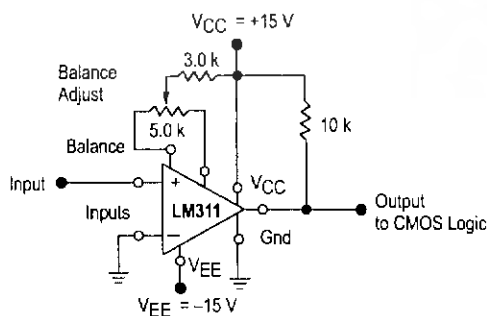
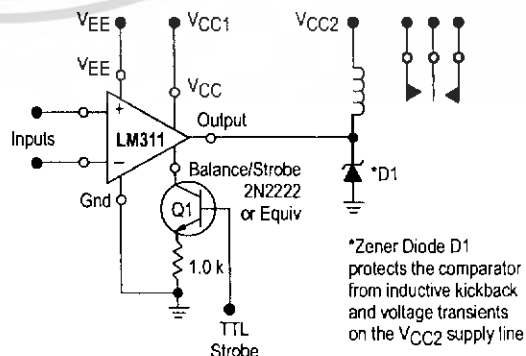


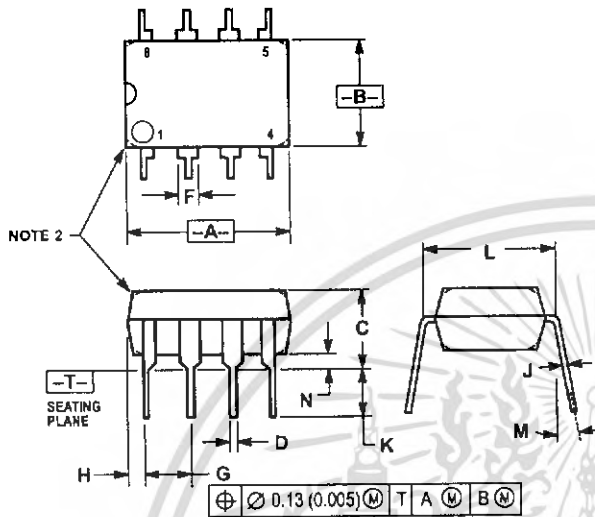
Figure 18. Relay Driver with Strobe Capability



LM311 LM211

OUTLINE DIMENSIONS

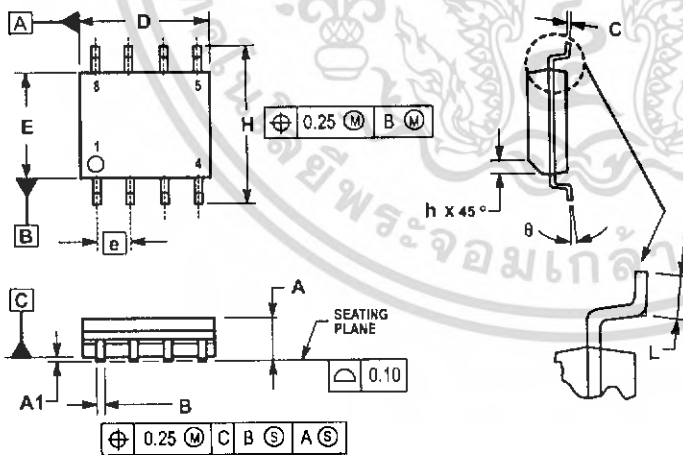
N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 626-05 ISSUE K



- NOTES:
1. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.
 2. PACKAGE CONTOUR OPTIONAL (ROUND OR SQUARE CORNERS).
 3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANS Y14.5M, 1982.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.40	10.16	0.370	0.400
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.94	4.45	0.155	0.175
D	0.38	0.51	0.015	0.020
F	1.02	1.78	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.76	1.27	0.030	0.050
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	10°		10°	
N	0.76	1.01	0.030	0.040

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751-05 (SO-8) ISSUE R




- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M, 1994.
 2. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
 3. DIMENSION D AND E DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 PER SIDE.
 5. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 TOTAL IN EXCESS OF THE B DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS	
	MIN	MAX
A	1.35	1.75
A1	0.10	0.25
B	0.35	0.49
C	0.18	0.25
D	4.80	5.00
E	3.80	4.00
e	1.27 BSC	
H	5.80	6.20
h	0.25	0.50
L	0.40	1.25
θ	0°	7°

LM311 LM211



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

How to reach us:

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

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

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

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



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับรวมในหนังสือใด ๆ ของ Motorola และ Motorola ไม่สามารถรับผิดชอบต่อความเสียหายใด ๆ ที่เกิดขึ้นจากการใช้เอกสารนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com

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, V₀ @ 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	R _{θJC}	1.5	°C/W
— Junction to Ambient	R _{θJA}	40	

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

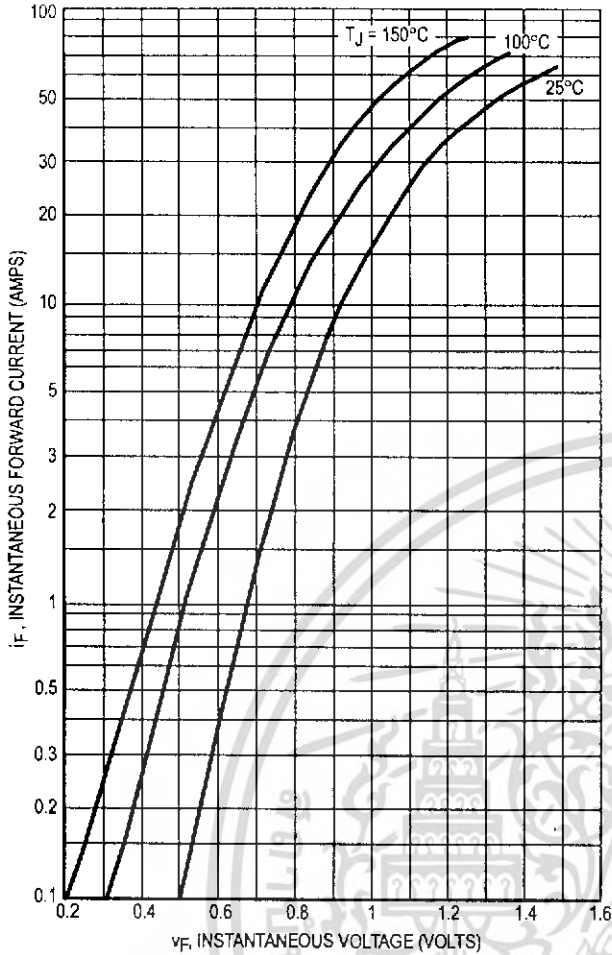


Figure 1. Typical Forward Voltage (Per Leg)

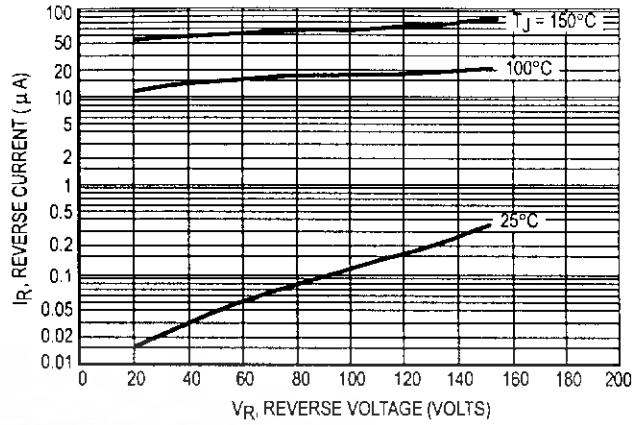


Figure 2. Typical Reverse Current (Per Leg)

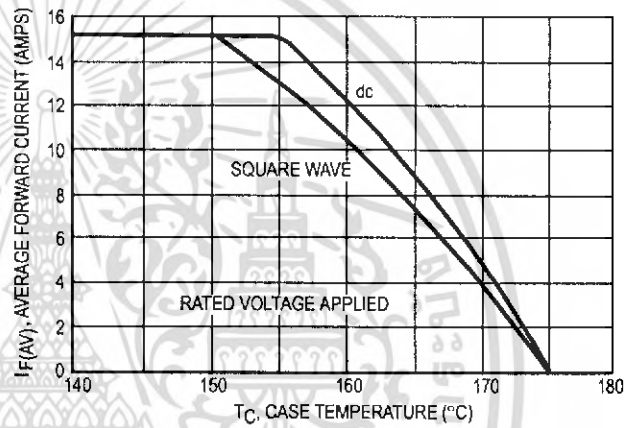


Figure 3. Current Derating, Case (Per Leg)

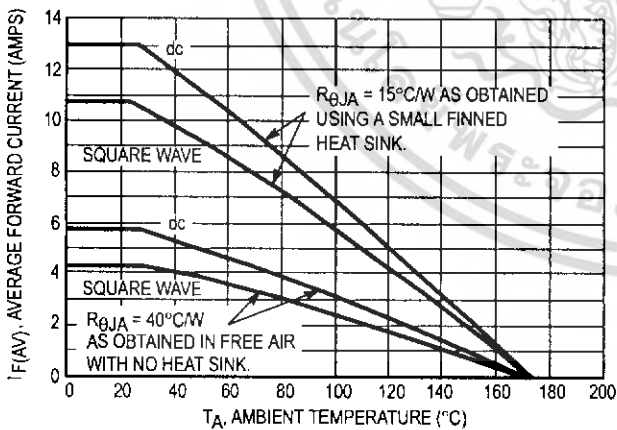


Figure 4. Current Derating, Ambient (Per Leg)

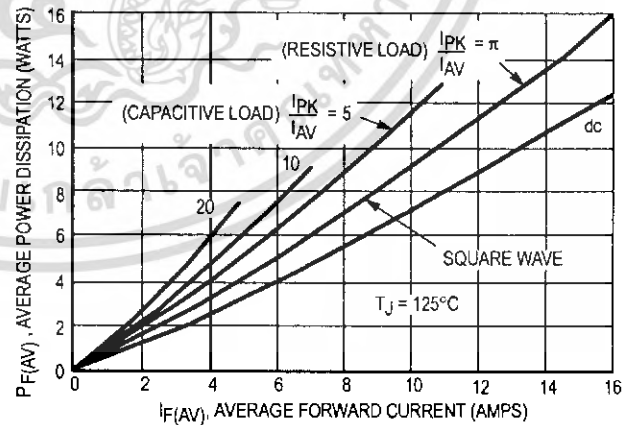


Figure 5. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020PT MUR3040PT MUR3060PT

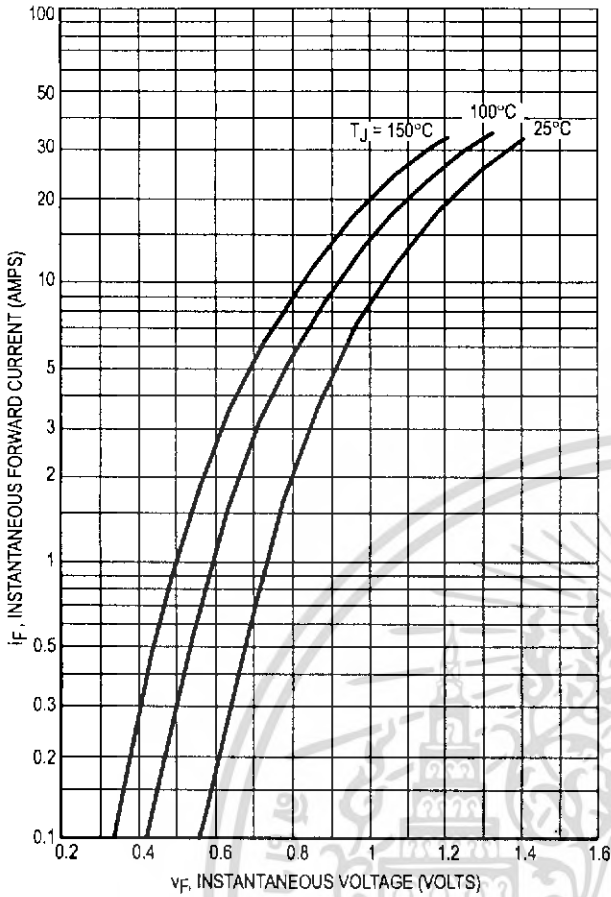


Figure 6. Typical Forward Voltage (Per Leg)

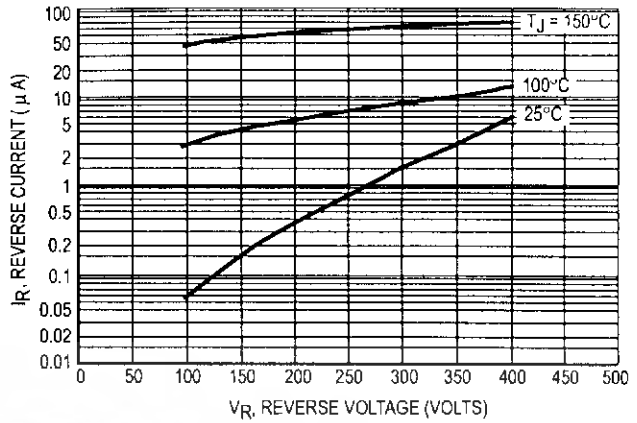


Figure 7. Typical Reverse Current (Per Leg)

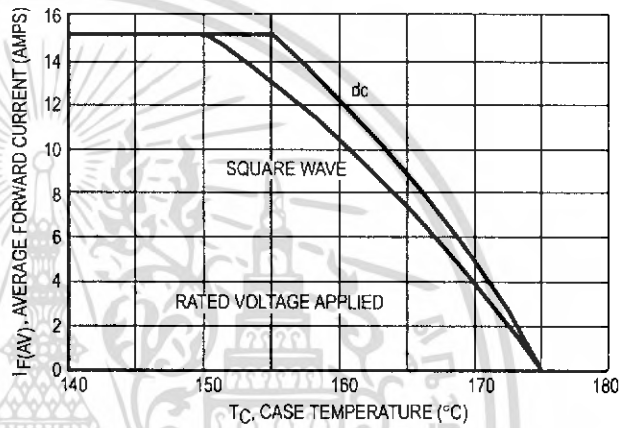


Figure 8. Current Derating, Case (Per Leg)

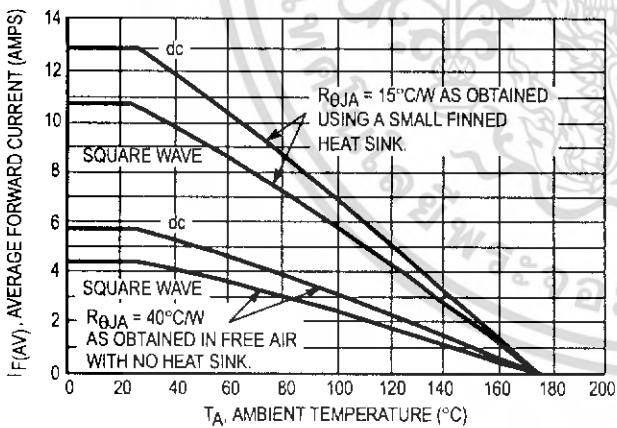


Figure 9. Current Derating, Ambient (Per Leg)

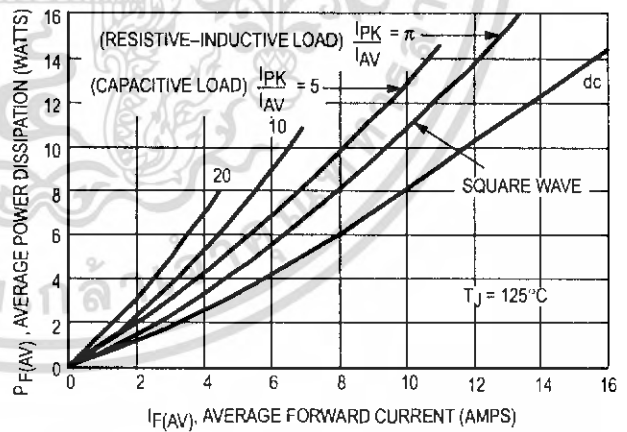


Figure 10. Power Dissipation (Per Leg)

MUR3020PT MUR3040PT MUR3060PT

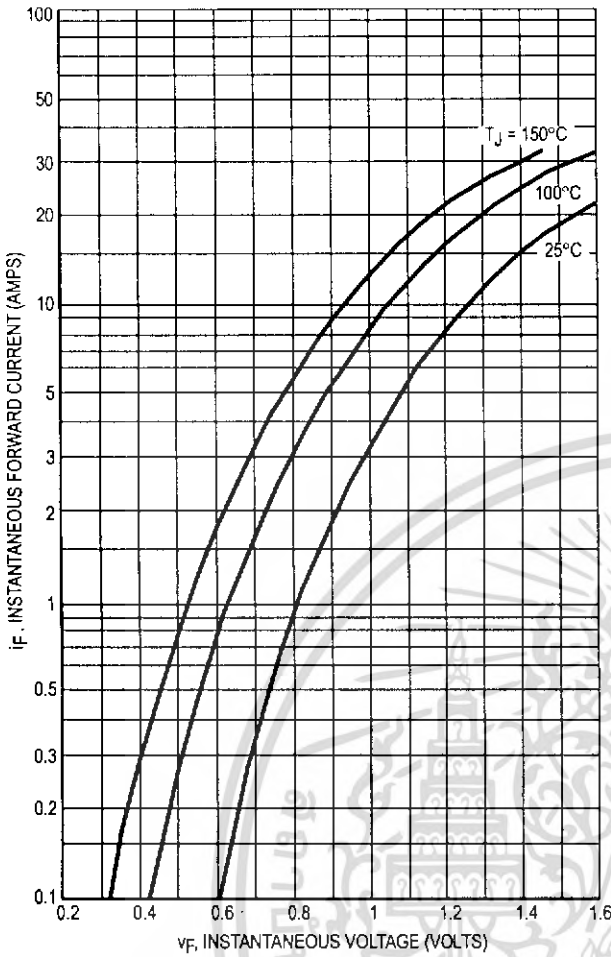


Figure 11. Typical Forward Voltage (Per Leg)

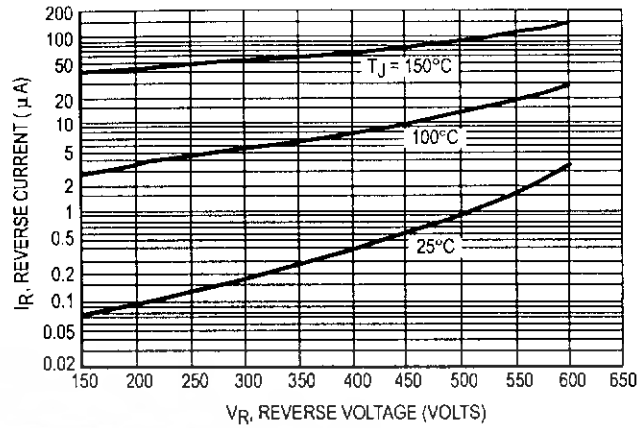


Figure 12. Typical Reverse Current (Per Leg)

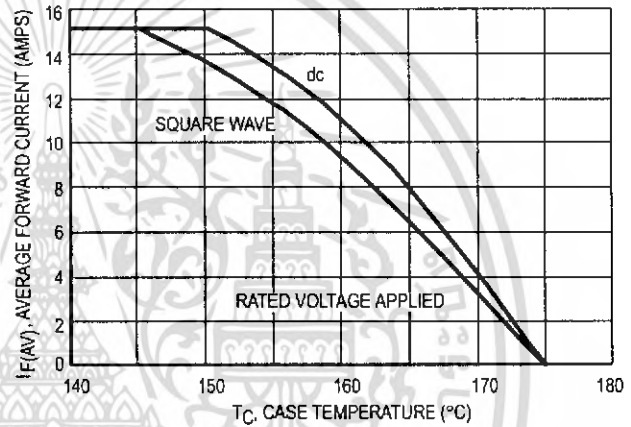


Figure 13. Current Derating, Case (Per Leg)

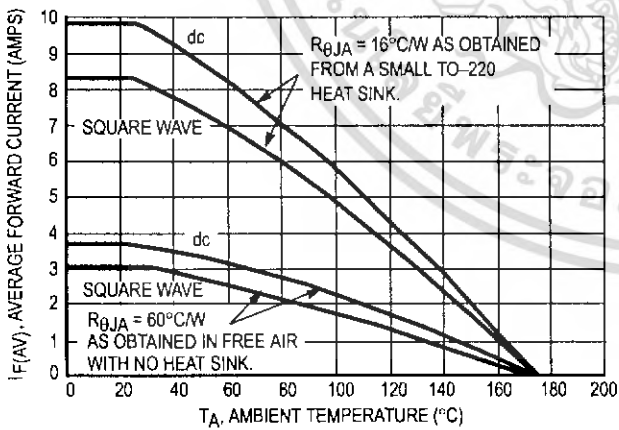


Figure 14. Current Derating, Ambient (Per Leg)

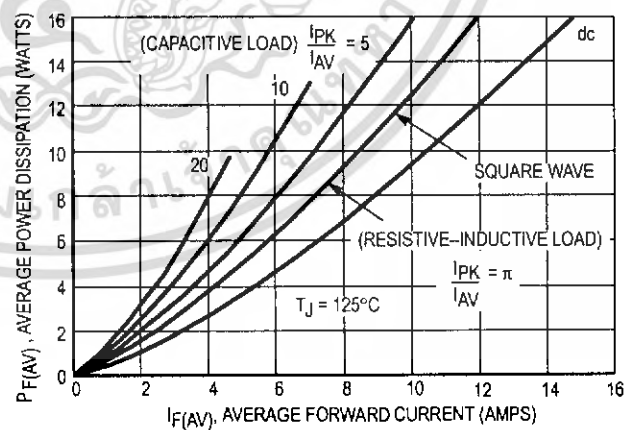


Figure 15. Power Dissipation (Per Leg)

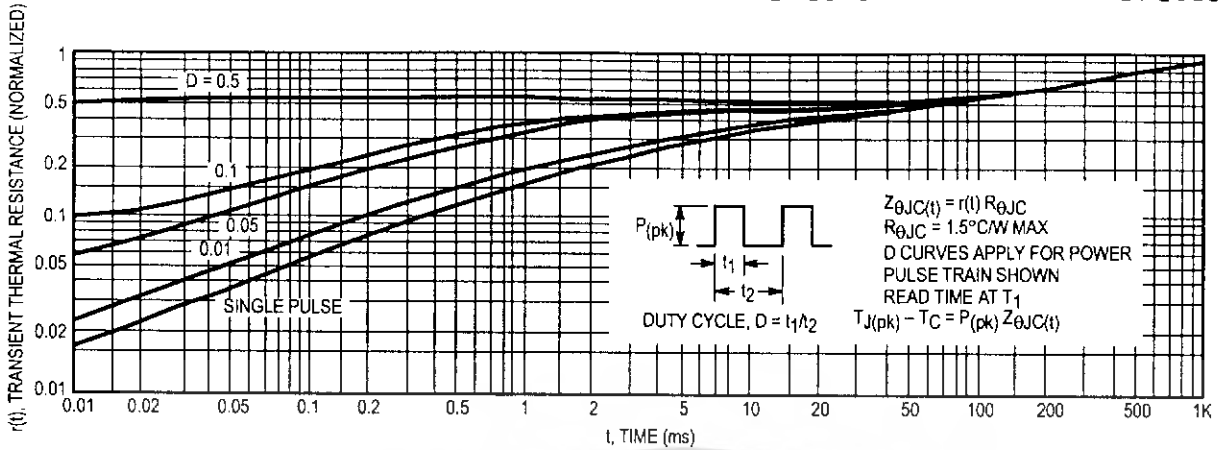


Figure 16. Thermal Response

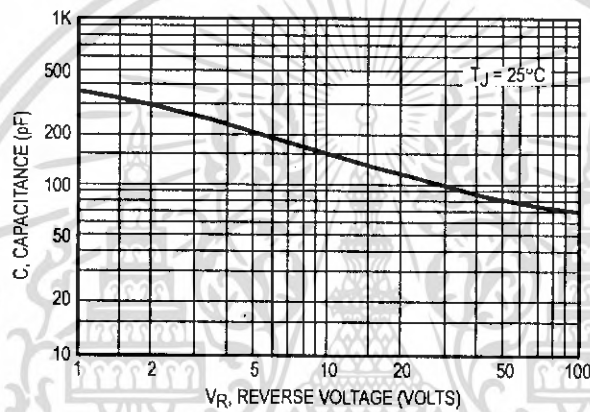
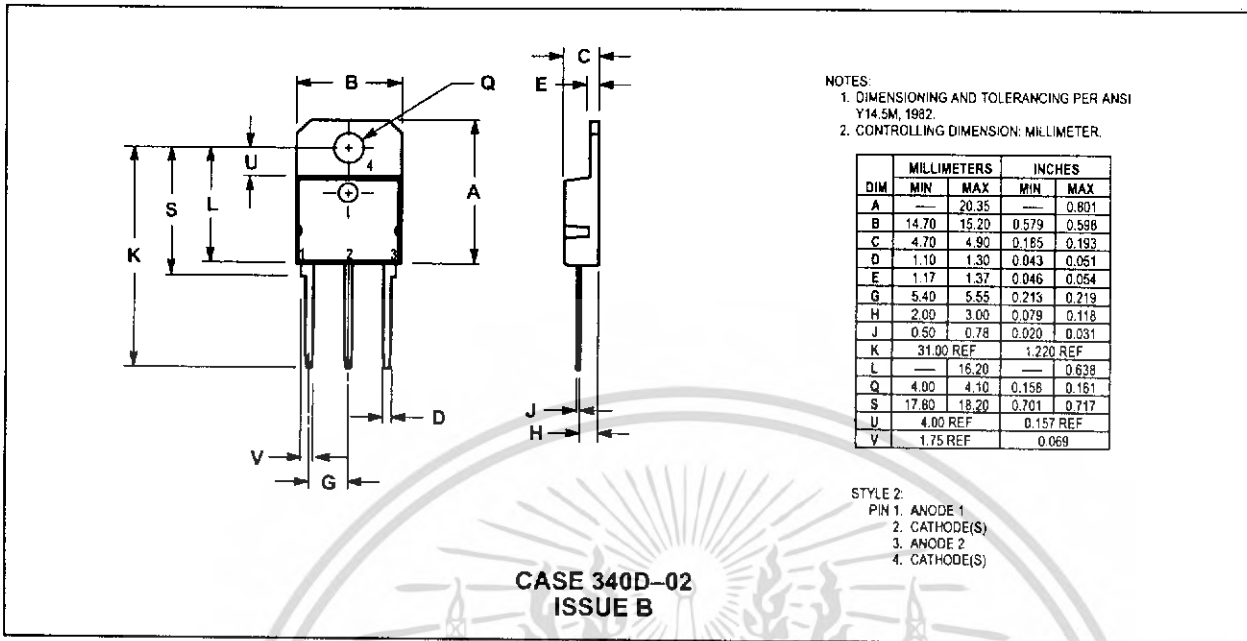


Figure 17. Typical Capacitance (Per Leg)

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-Golanda, 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. 852-26629296

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



MUR3020PT/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Copyright © Each Manufacturing Company.

All Datasheets cannot be modified without permission.

This datasheet has been download from :

www.AllDataSheet.com

100% Free DataSheet Search Site.

Free Download.

No Register.

Fast Search System.

www.AllDataSheet.com