

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง

ULTRASONIC CLEANER



T104089



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....104089
วัน,เดือน,ปี..... 28 ต.ค. 2551

104089

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง

ULTRASONIC CLEANER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2551

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง

ULTRASONIC CLEANER

ผู้จัดทำ

1. นายปิยะ ขวัญแก้ว
2. สิบเอกสิริโชค บริบูรณ์ทรัพย์
3. นายสุรชัย ศคฺงกาญจน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง

นายปิยะ ขวัญแก้ว รหัส 49015151
สิบเอกสิริโชติ บริบูรณ์ทรัพย์ รหัส 49015171
นายสุรชัย ผดุงกาญจน์ รหัส 49015172
ดร. ศิริเดช บุญแสง อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2551

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้นำเสนอการออกแบบ และการสร้างเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง โดยคลื่นความถี่สูงที่นำมาใช้คือ คลื่นอัลตราโซนิค รายงานฉบับนี้แสดงการนำคลื่นความถี่สูงมาประยุกต์ใช้ โดยจะใช้คลื่นอัลตราโซนิคที่มีความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ การล้างทำความสะอาดด้วยคลื่นอัลตราโซนิคนี้จะอาศัยปรากฏการณ์การเกิดฟองอากาศ และการยุบตัวของฟองอากาศ เมื่อฟองอากาศในบริเวณผิวของวัตถุเกิดการยุบตัวและแตกกระจายออกจะเกิดแรงกระทำให้สิ่งสกปรกหลุดออกจากผิววัตถุได้ จากปรากฏการณ์นี้การล้างทำความสะอาดด้วยคลื่นอัลตราโซนิคจึงสามารถทำความสะอาดชิ้นงานที่มีความละเอียดสูงได้ ในการออกแบบและสร้างเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูงจะประกอบไปด้วย วงจรกำเนิดความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ วงจรนี้จะส่งไปยังวงจรขับขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรสวิตช์อินเวอร์เตอร์ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะผ่านอัลตราโซนิค ทรานสดิวเซอร์ ส่วนทรานสดิวเซอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานการสั่นสะเทือนทางกล ทำให้อนุภาคที่เกาะติดวัสดุชิ้นๆ หลุดออกมา โดยมีการควบคุมการปรับเพิ่ม-ลดกำลังงานทางเอาท์พุตได้และตั้งเวลาในการทำงานได้ 1-10 นาที

ULTRASONIC CLEANER

Mr.Piya Kwankaew ID.49015151

SGT.Sirichote Boriboonsub ID.49015171

Mr.Surachai Phadungkarn ID.49015172

Dr.Siridatch Boonsang Advisor

Educational Year 2008

ABSTRACT

This project presents the design and construction of ultrasonic cleaner. The Frequency used is 40 kHz. The Principles of ultrasonic cleaning are the cavitations effect and implosion of ultrasonic wave when transmitted through liquid. This wills cavities small bubbles in water. The cavitations of the bubbles on the surface of the object will spread out. This process will force to remove dust and stain from the object surface. From this effect, the ultrasonic cleaner will completely clean the object with details effectively. This design will use 40 kHz oscillator. The frequency generated will be sent to the driving gate of power MOSFET in Half-bridge inverter. The output signal will be driven to the ultrasonic transducer units which will convert electrical energy to mechanical energy which will force the stain to remove from the object.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำโครงการนี้สามารถสำเร็จร่วมนำไปได้ด้วยดี ขอขอบคุณอาจารย์ศิริเดช บุญแสง ที่ให้คำปรึกษา และคำแนะนำความคิดเห็นที่เป็นประโยชน์ที่ติระหว่างการทำโครงการนี้และหน่วยงานบุคลากรหลายๆ ท่านซึ่งทางคณะผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง รวมถึงอาจารย์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ให้ความรู้คำแนะนำข้อคิดเห็น และคอยให้กำลังใจในการทำงานทางคณะผู้จัดทำจึงใคร่ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านเป็นอย่างสูง และขอขอบคุณพี่ชิตรวมถึงรุ่นพี่และเพื่อนๆ ที่ช่วยเหลือในการทำงานและช่วยตรวจทานปริิณยานิพนธ์ในสุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิคา มารดา ของคณะผู้จัดทำทั้ง 3 คน ที่คอยอบรมสั่งสอน ให้ทั้งกำลังใจและกำลังทรัพย์ จนกระทั่งเราทั้ง 3 คน ได้มีโอกาสสำเร็จจนสำเร็จสมดังที่ใจท่านปรารถนา



นายปิยะ ขวัญแก้ว
สิบเอกสิริโชค บริบูรณ์ทรัพย์
นายสุรชัย พดุงกาญจน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
บทที่ 1. บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของ โครงการงาน	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการงาน	2
1.3 ขอบเขตของโครงการงาน	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 ทฤษฎีคลื่นอุลตราโซนิค	3
2.1.1 ทฤษฎีคลื่นเสียง	4
2.1.2 การใช้คลื่นอุลตราโซนิคในการทำความสะอาด	5
2.1.3 กระบวนการในการทำความสะอาด	6
2.1.4 ประสิทธิภาพในการทำความสะอาด	9
2.1.5 ข้อดีและข้อเสียของเครื่องทำความสะอาดอุลตราโซนิค	9
2.2 อุลตราโซนิคทรานควิเซอร์	10
2.3 หลักการทำงานของเครื่องทำความสะอาด	13
2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์	14
2.4.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์	14
2.4.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์	15
2.4.3 บริดจ์อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)	
2.4.4 ไคโอด	20
2.5 TL 494 สำหรับ โหมบคการทำงานควบคุมแรงดัน	22
2.5.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน	22
2.5.2 การทำงานของ ไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	23
2.5.3 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D	24
2.5.4 การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของ ไอซี	24
2.6 ทฤษฎีเพาเวอร์มอสเฟต	25
2.6.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต	25
2.6.2 ข้อได้เปรียบจากการใช้เพาเวอร์มอสเฟต	26
2.6.3 วงจรสมมูลย์ของเพาเวอร์มอสเฟต	27
2.6.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต	28
2.6.5 ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย	30
2.6.6 กำลังงานสูญเสีย	31
2.7 วงจรสับเบออร์	32
2.8 วงจรเรโซแนนซ์	35
2.7.1 ผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีต่อสัญญาณกระแสลับ	37
2.7.2 ผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอันดับที่มีต่อสัญญาณกระแสลับ	39
2.9 ไอซีเบอร์ IR 2110	40
2.9.1 การใช้ไอซีเบอร์ IR 2110 ขับเพาเวอร์มอสเฟต	40
2.9.2 การออกแบบอุปกรณ์ Bootstrap	41
2.9.3 การออกแบบค่าความต้านทานที่เกิด	42
2.10 PIC	43
2.11 Digital to Analog Converter	54

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3. ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	56
3.1 ขั้นตอนการดำเนินงาน	56
3.2 ชุดสร้างความถี่และอินเวอร์เตอร์	60
3.2.1 การสร้างชุดกำเนิดสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์	60
3.2.2 การออกแบบแหล่งจ่ายวงจรควบคุม	65
3.2.3 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซี IR 2110	66
3.2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสแตท-บริดจ์	67
3.3 การออกแบบแหล่งจ่ายในวงจรกำลัง	67
3.4 วงจรสับเบอร์	71
Flowchart	74
โปรแกรมที่ใช้ควบคุมในภาคควบคุม PIC	77
บทที่ 4. ผลการดำเนินการ	86
4.1 จุดประสงค์การทดสอบเครื่อง	86
4.2 ผลการวัดสัญญาณ	86
4.3 Dead Time	91
บทที่ 5. สรุปผลของโครงการ	101
5.1 สรุปผลการทดลอง	101
5.2 ปัญหาของการทดลอง	101
บรรณานุกรม	103
ภาคผนวก	104

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงหลักการธรรมชาติของคลื่นเสียงที่มีช่วงการอัดและขยาย	4
รูปที่ 2.2 แสดงกระบวนการ การเกิดควาเวชัน และ อิมโพลชัน	5
รูปที่ 2.3 แสดงหน้าสัมผัสของชิ้นงานที่มีคราบสิ่งสกปรกติดอยู่ โดยชิ้นงานแช่อยู่ในสารละลาย	6
รูปที่ 2.4 แสดงสารละลายที่ติดคราบสกปรกเกิดการอิมตัว และแสดงให้เห็นว่าน้ำยาที่ยังไม่อิมตัวเข้าไม่ถึง	6
รูปที่ 2.5 แสดงกระบวนการควาเวชันและอิมโพลชัน	7
รูปที่ 2.6 แสดงอนุภาคที่ไม่ละลายในสารละลายซึ่งเกาะติดชิ้นงานอยู่	8
รูปที่ 2.7 แสดงการทำความสะอาดโดยใช้แปรง	9
รูปที่ 2.8 แสดงการแปลงพลังงานทางกลเป็นพลังงานทางไฟฟ้า	10
รูปที่ 2.9 แสดงเบี่ยโซอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์	11
รูปที่ 2.10 แสดงหลักการทำงานของเครื่องทำความสะอาดอัลตราโซนิค	14
รูปที่ 2.11 แสดงอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฮาล์ฟบริดจ์	16
รูปที่ 2.12 แสดงอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์	18
รูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ ไดโอด	21
รูปที่ 2.14 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL494	22
รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R _C ในการกำหนดความถี่	23
รูปที่ 2.16 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	24
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะการเลือกเอาต์พุตของ TL 494	25
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสมมูลย์ของเพาเวอร์มอสเฟต	27
รูปที่ 2.19 แสดงตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต	28
รูปที่ 2.20 แสดงค่าแรงดันพังทลายที่ตรงกับซอร์สต่ออุณหภูมิมิรอยต่อ	29
รูปที่ 2.21 แสดงค่าความต้านทานที่ตรงกับซอร์สต่ออุณหภูมิมิรอยต่อขณะนำกระแส	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะการนำกระแสและหยุดนำกระแส	30
รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะกราฟ SOAR ของเพาเวอร์มอสเฟต	31
รูปที่ 2.24 แสดงวงจรเรโซแนนซ์แบบอันดับและขนาน	33
รูปที่ 2.25 แสดงผลของ L และ C ที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับที่ความถี่ต่างๆ	33
รูปที่ 2.26 แสดงผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ	35
รูปที่ 2.27 แสดงผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอันดับที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ	37
รูปที่ 2.28 แสดงโครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ IR2110	38
รูปที่ 2.29 แสดงการใช้ IR2110 ขับเพาเวอร์มอสเฟต	39
รูปที่ 2.30 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันสไปค์และช่วงเวลาปิดวงจร ของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อค่าความต้านทานอนุกรมที่เกิดเปลี่ยนค่า	41
รูปที่ 3.1 แผนภูมิแสดงขั้นตอนการดำเนินงาน	56
รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องทำความสะอาอดูสตรีไซนิค (ก) แสดงลักษณะภายนอกของไอซี TL 494 (ข) แสดงโครงสร้างลักษณะวงจรภายในของไอซี TL 494	59 61 62
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ TL 494	64
รูปที่ 3.4 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง R_T , C_T และค่าความถี่เอาต์พุต	65
รูปที่ 3.5 แสดงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง	66
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรขับนำแกด	66
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟตรงภาคกำลัง	68
รูปที่ 3.8 แสดงการคายประจุของตัวเก็บประจุ	70
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรสับเบออร์	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณแรงดันของเอาต์พุต TL494	87
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณแรงดันภาคกำเนิดความถี่	88
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ป้อนให้ขาเกต HG	88
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ป้อนให้ขาเกต LG	88
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตขณะไม่มีโหลด	89
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ระดับ Minimum	89
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ระดับ Medium	90
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ระดับ Maximum	90
รูปที่ 4.9 แสดงกราฟเปรียบเทียบปริมาณน้ำกับแรงดันเอาต์พุต	91
รูปที่ 4.10 การเบรินคำสั่งลง PIC	95
รูปที่ 4.11 ทดลองวงจรทั้งหมด	96
รูปที่ 4.12 ทดลองวงจรที่ลงโปรแกรมเรียบร้อยแล้ว	96
รูปที่ 4.13 แผ่นฟร็อยด์ก่อนการทดลอง	97
รูปที่ 4.14 แผ่นฟร็อยด์หลังการทดลอง	97
รูปที่ 4.15 หัวเทียนสควิเซอร์	98

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ถ้าจะกล่าวถึงห้องปฏิบัติการทางวิทยาศาสตร์ หรืออุตสาหกรรมต่างๆ สิ่งหนึ่งที่จะต้องพูดถึงคือ เรื่องของความสะอาด เครื่องมือช่วยปฏิบัติการทางวิทยาศาสตร์และชิ้นงานวัสดุ ส่วนมากมีความละเอียดอ่อนสลับซับซ้อน เพราะบาง มีราคาแพง และไม่สามารถทนต่อแรงกระแทกได้มากนัก และการทำความสะอาดเครื่องมือหรือวัสดุต่างๆ ก็มีความสำคัญที่จะต้องทำความสะอาดอยู่เสมอ เพื่อให้เครื่องมือหรือวัสดุต่างๆ มีความพร้อมในการใช้งาน แต่การทำบ่อยๆ ก็จะทำให้เกิดการสึกหรอ ชำรุดแตกหักของเครื่องมือหรือวัสดุได้ และเครื่องมือหรือวัสดุต่างๆ ส่วนมากจะมีส่วนประกอบที่มีความละเอียด ทำให้ไม่สามารถทำความสะอาดได้ทั่วถึง รวมถึงเครื่องมือในห้องทดลองทั่วไปก็เช่นกัน ซึ่งเราจะใช้การทำความสะอาดด้วยวิธีธรรมดาๆ หรือวิธีต่างๆ ไปไม่ได้ ซึ่งในการทำความสะอาดจะต้องไม่มีการสัมผัสวัสดุ ซึ่งการแก้ไขปัญหานั้นมีอยู่หลายวิธี เช่น การใช้แรงดันน้ำก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่ไม่ต้องสัมผัสกับชิ้นงาน ซึ่งเป็นการใช้แรงดันน้ำกัดเซาะชำระล้างสิ่งสกปรกต่างๆ ให้หลุดออกไป แต่มีข้อเสียคือแรงดันน้ำอาจทำให้ชิ้นงานบางส่วนชำรุดเสียหายได้

อีกวิธีหนึ่งคือการใช้สารเคมี คือการนำชิ้นงานไปแช่ลงในสารเคมี คราบสกปรกก็จะถูกกัดกร่อนทำให้หลุดออกมา แต่มีข้อเสียคือจะทำให้ผิวของวัสดุถูกกัดกร่อนด้วยและไม่สามารถทำลายคราบสกปรกที่ฝังแน่นออกได้ ซึ่งในการล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูงนี้ คือการนำเอาคุณสมบัติของคลื่นอัลตราโซนิคที่เป็นคลื่นเสียงซึ่งมีความถี่สูงเกินกว่ามนุษย์จะรับฟังได้ มาใช้ในการล้างทำความสะอาด เมื่อส่งคลื่นอัลตราโซนิคผ่านเข้าไปในของเหลวจะทำให้เกิดโมเลกุลของน้ำแตกตัวเป็นฟองเล็กๆ จำนวนมาก ฟองอากาศเหล่านี้จะเกิดการขยายตัวและยุบตัวลง ทำให้เกิดปฏิกิริยาขจัดขี้ขึ้น ซึ่งจะใช้ในการกำจัดสิ่งสกปรกได้เป็นอย่างดี ทั้งหมดนี้เป็นกระบวนการทำความสะอาดประเภทจุ่มชิ้นงานลงไป ในการล้างทำความสะอาดซึ่งเมื่อเทียบกับกระบวนการอื่นๆ ในประเภทการทำความสะอาดแบบเดียวกัน (การจุ่มและการล้าง) แล้ว กระบวนการนี้จะมีประสิทธิภาพสูงกว่ามากโดยไม่ทำให้ผิววัสดุเสียหาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1.2.1 เพื่อสามารถสร้างเครื่องล้างทำความสะอาดแนวใหม่ที่ช่วยลดมลพิษลงได้
- 1.2.2 เพื่อให้มีเครื่องมือล้างทำความสะอาดที่มีราคาประหยัด
- 1.2.3 เพื่อสามารถสร้างเครื่องมือล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูงขึ้นเองได้โดยไม่ต้องนำเข้าจากต่างประเทศ เป็นการช่วยเหลือเศรษฐกิจ และพัฒนาเทคโนโลยีของประเทศ
- 1.2.4 เพื่อศึกษาคุณสมบัติของโลหะซึ่งมีผลกระทบเนื่องมาจากคลื่นอัลตราโซนิก
- 1.2.5 เพื่อศึกษาคุณสมบัติของทรานควิวเซอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณความถี่

1.3 ขอบเขตของโครงการ

- 1.3.1 ใช้แหล่งจ่ายไฟอินพุต 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์
- 1.3.2 กำลังทางเอาต์พุต 50-70 วัตต์
- 1.3.3 สามารถล้างทำความสะอาดวัสดุได้หลายประเภท เช่น เครื่องประดับ ชิ้นงานโลหะ เครื่องมือแพทย์ เป็นต้น
- 1.3.4 สามารถกำจัดคราบสกปรกประเภท สนิม คราบน้ำมัน คราบอ็อกไซด์ ได้
- 1.3.5 สามารถบรรจุของเหลว หรือสารละลายได้ประมาณ 1-1.75 ลิตร
- 1.3.6 ใช้หัวอัลตราโซนิกทรานควิวเซอร์ความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์
- 1.3.7 ปรับกำลังทางเอาต์พุตได้
- 1.3.8 ตั้งเวลาการทำงานได้ 1-10 นาที

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 ได้เครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูงที่สามารถทำงานได้และสามารถนำไปเป็นต้นแบบในการพัฒนาต่อไป
- 1.4.2 ได้เรียนรู้การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่ และวงจรต่างๆภายในเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง
- 1.4.3 ได้เรียนรู้หลักการการทำงานของเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

โครงการเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง ได้มีการศึกษาเรื่องต่างๆที่เกี่ยวข้องดังหัวข้อต่อไปนี้

- 2.1 ทฤษฎีคลื่นอัลตราโซนิค
- 2.2 อัลตราโซนิคทรานควิเซอร์
- 2.3 หลักการทำงานของเครื่องล้างทำความสะอาดความถี่สูง
- 2.4 ทฤษฎีวงจรรีเลย์
- 2.5 หลักการทำงานของไอซี TL 494 สำหรับโหมดการทำงานควบคุมแรงดัน
- 2.6 ทฤษฎีเพาเวอร์มอสเฟต
- 2.7 วงจรสับเบร
- 2.8 วงจรเรโซแนนซ์
- 2.9 ไอซี IR 2110
- 2.10 PIC
- 2.11 Digital to Analog Converter

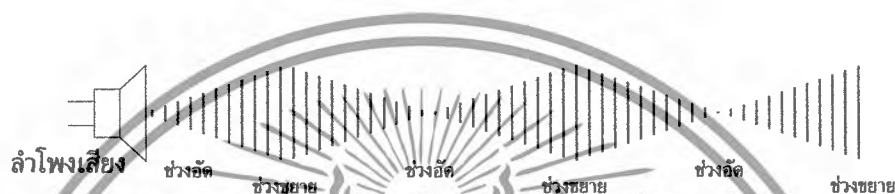
2.1 ทฤษฎีคลื่นอัลตราโซนิค

คลื่นอัลตราโซนิค (Ultrasonic) คือคลื่นเสียงที่อยู่เหนือกว่าขีดจำกัดที่มนุษย์จะสามารถได้ยินหรือรับฟังได้ ความถี่ของคลื่นเสียงนั้นเป็นสิ่งที่แสดงถึงระดับ หรือความสูงต่ำของคลื่นเอง โดยที่ความถี่ต่ำจะให้ระดับเสียงที่ต่ำ (Bass Tone) ส่วนความถี่สูงจะให้ระดับความถี่เสียงที่สูง (Treble Tone) คลื่นเสียงอัลตราโซนิคนั้นมีระดับเสียงและความถี่สูงเกินกว่าที่มนุษย์จะสามารถรับฟังได้ด้วยหู ซึ่งความถี่ที่สูงเกินกว่า 18 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยทั่วไปแล้วจะพิจารณาให้ เป็นคลื่นอัลตราโซนิค สำหรับคลื่นอัลตราโซนิคที่ใช้ล้างทำความสะอาดนั้นจะอยู่ในช่วง 20 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึง 100 เมกกาเฮิร์ตซ์ ส่วนในด้านการล้างทำความสะอาดในโรงงานอุตสาหกรรมนั้น จะใช้ความถี่อยู่ในช่วง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่วนความถี่ที่สูงเกินกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ จะใช้ในงานด้านการทำความสะอาดขนาดเล็กที่ละเอียด เช่น เครื่องมือแพทย์ ร้านเพชรพลอย เป็นต้น

2.1.1 ทฤษฎีคลื่นเสียง คือจะเป็นการเคลื่อนที่ของการสั่นสะเทือนส่งผ่านตัวกลางที่สามารถยืดหยุ่นได้ เช่น ของแข็ง หรืออากาศ



รูปที่ 2.1 แสดงหลักการธรรมชาติของคลื่นเสียงที่มีช่วงการอัดและขยาย

จากรูปที่ 2.1 นั้นจะแสดงถึงโมเลกุลของตัวกลางนำเสียง โดยแต่ละ โมเลกุลในตัวกลางนั้นจะได้รับโมเลกุลจากโมเลกุลข้างเคียงที่ติดๆกัน เช่นเดียวกับขดลวดของสปริงก็จะส่งผลกระทบต่อขดอื่นที่อยู่ข้างเคียงด้วย จากรูปแหล่งกำเนิดเสียงตามแบบจำลองนั้นจะอยู่ทางด้านซ้าย การอัด (Compression) ที่ถูกสร้างจากแหล่งกำเนิดเสียงจะเป็นเช่นเดียวกันกับการผลักของขดลวดที่อยู่ติดกัน ถึงแม้ว่าคลื่นจะเดินทางจากปลายข้างหนึ่งของสปริงไปยังปลายอีกข้างหนึ่งก็ตาม แต่ขดลวดก็ยังคงรักษาตำแหน่งเดิมของมัน ด้วยเหตุผลนี้แต่ละขดของสปริงในส่วนแรกจะเกิดการอัดตัวจากการผลักกันของขดลวดที่อยู่ติดกันและต่อจากนั้นจะเป็นส่วนของการขยายตัว (Refraction) คือขดลวดที่ติดกันจะเริ่มถอยห่างออกจากกัน ณ ตำแหน่งใดๆก็ตามในตัวกลางนำเสียงจะถูกทำให้มีการอัดตัวและขยายตัวสลับกันไป บริเวณที่มีการอัดตัวนั้นความดันในตัวกลางจะเป็นบวก ส่วนบริเวณที่มีการขยายตัวนั้นความดันของตัวกลางจะเป็นลบ

2.1.2 การใช้คลื่นอัลตราโซนิกในด้านการล้างทำความสะอาด ในสื่อตัวกลางที่ยืดหยุ่น เช่น อากาศ ของแข็ง เกือบทั้งหมดนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องเกิดขึ้นในขณะที่คลื่นเสียงถูกส่งผ่าน ส่วนในตัวกลางที่ไม่ยืดหยุ่น เช่น น้ำ หรือของเหลวทั่วไปจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องในช่วงเวลาที่แอมพลิจูดของเสียงนั้นต่ำ ส่วนในขณะที่แอมพลิจูดของเสียงเพิ่มขึ้นนั้น บริเวณที่คลื่นขยายตัวนั้น ขนาดความดันจะเป็นลบ ในขณะที่นั้นจะเป็นสาเหตุที่จะทำให้ของเหลว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แตกตัวออกในที่สุด ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เรียกว่า คาวิเตชัน (Cavitation) หรือปรากฏการณ์ ฟองอากาศ คาวิเตชันนี้จะเกิดขึ้นที่บริเวณที่มีการขยายตัว โดยของเหลวจะแตกตัวออกเนื่องจาก ความดันที่



เป็นลบ (Negative Pressure) ของคลื่นเสียงในของเหลว ในขณะที่คลื่นอัลตราโซนิคเดินทางนั้น คาวิเตชันจะแกว่งภายใต้อิทธิพลของความดันที่เป็นบวกและจะมีขนาดใหญ่จนมีขนาดที่ไม่เสถียรจนทำให้เกิดการยุบตัวลงอย่างรุนแรงของคาวิเตชัน ทำให้เกิดปรากฏการณ์อิมโฟลชันซึ่งจะทำให้เกิดคลื่นแผ่กระจายออกไปจากบริเวณที่ยุบตัวการยุบตัวและการอิมโฟลชันของคาวิเตชันที่เกิดขึ้นเป็นจำนวนมากในของเหลวนั้นจะเป็นผลมาจากการกระตุ้นของคลื่นอัลตราโซนิคนั่นเอง

2.1.3 กระบวนการในการการล้างทำความสะอาดของคลื่นอัลตราโซนิค ในการทำความสะอาดสิ่งสกปรกจะถูกกำจัดโดยการทำให้ละลายหรือโดยการเคลื่อนย้าย ซึ่งจะขึ้นอยู่กับสารละลายหรือของเหลวว่าจะสามารถละลายสิ่งสกปรกเหล่านั้นได้มากหรือน้อยเพียงใด ส่วนผลที่เกิดขึ้นเนื่องจากพลังงานของคลื่นอัลตราโซนิคนั้นจะสามารถช่วยเพิ่มความเร็วในการรวมตัวหรือการขจัดของสิ่งสกปรก ซึ่งจะเป็นประโยชน์ในกระบวนการทำความสะอาด ซึ่งสิ่งสกปรกจะถูกกำจัดออกอย่างรวดเร็วด้วยกระบวนการทำความสะอาดของคลื่นอัลตราโซนิค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำจัดสิ่งสกปรกด้วยคลื่นอัลตราโซนิคนั้น สารเคมีที่เป็นตัวทำละลายจะต้องเข้าถึงสิ่งสกปรกและทำลายสิ่งสกปรกออก โดยกระบวนการทำความสะอาดจะเกิดขึ้นที่บริเวณผิวสัมผัสระหว่างสารเคมีที่ทำความสะอาดกับสิ่งสกปรกเท่านั้น ขณะที่ตัวทำละลายที่ใช้ทำความสะอาดกำลังรวมตัวทำลายสิ่งสกปรกอยู่นั้น จะเกิดขึ้นของสารละลายที่อิมตัวที่ผิวสัมผัส ระหว่างตัวทำละลายกับสิ่งสกปรกที่ติดอยู่ ทำให้กระบวนการทำความสะอาดจะหยุดลง ตัวทำละลายไม่สามารถจับตัวกับสิ่งสกปรกได้อีกเนื่องจากเนื่องจากเกิดการอิมตัวของสารละลายที่ทำความสะอาดและยังกั้นตัวทำละลายตัวใหม่ที่จะเข้ามาทำลายให้เข้ามาได้อีกดังรูปที่ 2.3 และ รูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 แสดงหน้าสัมผัสของชิ้นงานที่มีคราบสิ่งสกปรกติดอยู่ โดยชิ้นงานอยู่ในสารละลาย

รูปที่ 2.4 แสดงสารละลายที่ติดคราบสกปรกเกิดการอิมตัวและแสดงให้เห็นว่าน้ำยาที่ยังไม่อิมตัวเข้าไม่ถึง

กระบวนการควิเตชันและอิมโพลชันของคลื่นอัลตราโซนิคนั้นจะกำจัดชั้นที่อิมตัวออกไปได้เป็นอย่างดี ทำให้สารละลายใหม่ที่จะเข้ามาทำลายสามารถเข้ามาจับสิ่งสกปรกออกได้อย่างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อเนื่อง และจะมีประโยชน์มากโดยเฉพาะอย่างยิ่ง เมื่อจะทำความสะอาดบริเวณพื้นผิวที่ไม่เรียบ หลังจากที่ได้สัญญาณออกมาจากวงจรขับหัวอัลตราโซนิคทรานควิเซอร์แล้ว ซึ่งมีความถี่เท่ากับ ความถี่เรโซแนนท์ของอัลตราโซนิคทรานควิเซอร์ และสัญญาณจะถูกป้อนให้กับอัลตราโซนิคทรานควิเซอร์ซึ่งถูกติดตั้งอยู่ภายใต้ถังโลหะซึ่งบรรจุของเหลวอยู่ เมื่ออัลตราโซนิคทรานควิเซอร์ได้รับสัญญาณไฟฟ้าที่มีความถี่สูงๆ ก็จะเกิดการสั่นขึ้นและถูกส่งต่อไปยังของเหลวผ่านถังโลหะของเหลวเหล่านั้นเมื่อได้รับการสั่นสะเทือนก็จะเกิดการบีบอัดมากและน้อยสลับกันไป ซึ่งเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณออสซิลเลเตอร์ ซึ่งการบีบอัดมากและน้อยสลับกันไปนี้จะทำให้ของเหลวเหล่านั้นเกิดการแตกตัวเป็นฟอง จำนวนนับล้านล้านฟองและจะขยายใหญ่ขึ้นเมื่ออยู่ในสภาวะบีบอัดน้อย ซึ่งเราเรียกฟองเหล่านี้ว่าโพรงหรือช่อง (Cavitation) และเมื่อของเหลวเหล่านั้นอยู่ในสภาวะบีบอัดมาก ก็จะทำให้ฟองเหล่านี้เกิดการยุบตัว (Bubble Collapses) ซึ่งการฟองและยุบของฟองอากาศจำนวนมากนับล้านๆ ฟองนี้เปรียบเสมือนชนแปรงจำนวนมาก ซึ่งสามารถที่จะทำให้สิ่งสกปรกที่ติดอยู่กับวัสดุที่จมอยู่ในของเหลวหลุดออกมาได้



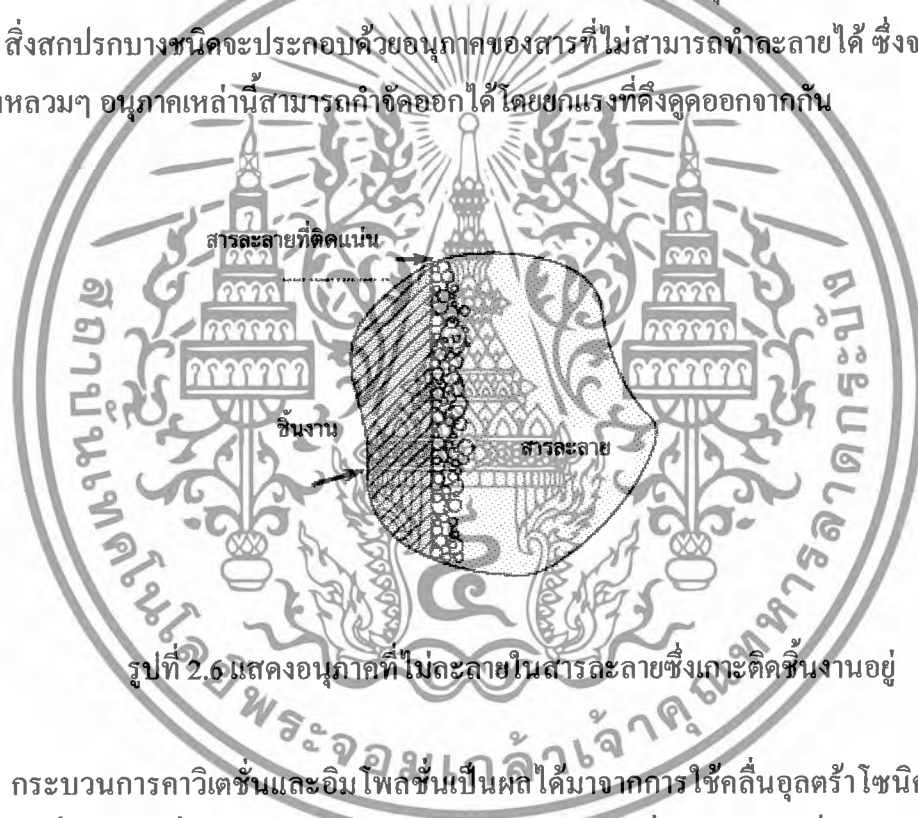
รูปที่ 2.5 แสดงกระบวนการคavitेशनและอิมโพชันช่วยทำให้เกิดกระบวนการหมุนเวียนของฟองอากาศ

ในระหว่างที่คลื่นอัลตราโซนิคมีความดันเป็นลบ ของเหลวจะแตกตัวออกและฟองอากาศคavitेशनก็จะเริ่มมีการจัดวางตัว และในขณะเดียวกันความดันที่เป็นลบภายในฟองอากาศนั้น ก๊าซที่ถูกทำละลาย (Dissolved Gas) ในของเหลวที่มีคavitेशनจะเริ่มแพร่กระจายเข้าไปในฟองอากาศ และในขณะที่ความดันที่เป็นลบลดลงในช่วงการขยายตัวของคลื่นอัลตราโซนิคและมีความดันสูงขึ้นจนถึงความดันบรรยากาศ ฟองอากาศจะเริ่มยุบตัวลงเนื่องจากแรงดึงของผิวของฟองอากาศที่กดลงมา ในระหว่างช่วงการอัดตัวของคลื่นเสียง ก๊าซที่ฟุ้งกระจายอยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟองอากาศจะเริ่มยุบตัวลงและในที่สุดจะเริ่มแพร่กระจายเข้ามาในฟองอากาศอีกครั้ง แต่อย่างไรก็ตามกระบวนการนี้จะไม่สำเร็จได้จนกว่าฟองอากาศจะบรรจุเต็มไปด้วยก๊าซ โดยตั้งแต่ก๊าซยังไม่เริ่มแพร่เข้ามาในฟองอากาศ จนกระทั่งฟองอากาศถูกอัดตัว และเมื่อฟองอากาศถูกอัดตัวแล้ว พื้นผิวหน้ารอบๆฟองอากาศที่ก๊าซสามารถแพร่เข้ามาได้ถูกกลดลง ด้วยเหตุผลนี้ฟองอากาศ คาวีเตชันที่บรรจุก๊าซอยู่ซึ่งถูกจัดวางตัวอยู่ในของเหลวจะไม่ยุบตัวลงให้ถึงให้เกิดอิม โพลชัน แต่จะอยู่ในรูปก๊าซที่ถูกอัดตัวให้มีขนาดเล็กๆในของเหลวมากกว่า ปรากฏการณ์นี้จะเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการลดขนาดของก๊าซในของเหลวลงฟองอากาศขนาดเล็กๆที่มีก๊าซอยู่ภายในจะรวมกลุ่มเข้าด้วยกันจนกว่าจะเพียงพอให้มันลอยตัวขึ้นเหนือผิวหน้าของของเหลวในที่สุด

สิ่งสกปรกบางชนิดจะประกอบด้วยอนุภาคของสารที่ไม่สามารถทำละลายได้ ซึ่งจะเกาะติดกันอย่างหลวมๆ อนุภาคเหล่านี้สามารถกำจัดออกได้โดยยกแรงที่ดึงดูดออกจากกัน



รูปที่ 2.6 แสดงอนุภาคที่ไม่ละลายในสารละลายซึ่งเกาะติดชิ้นงานอยู่

กระบวนการคาวีเตชันและอิม โพลชันเป็นผลได้มาจากการใช้คลื่นอัลตราโซนิคกำจัดและเคลื่อนย้ายสิ่งสกปรกที่เกาะติดกันอย่างหลวมๆ เช่น ฟันละอองที่ติดอยู่บริเวณที่ผิว ตัวกลางสิ่งสกปรกจำเป็นต้องสามารถทำให้อนุภาคเปียกเพื่อที่จะกำจัดออกไปได้

พื้นผิวของส่วนที่ถูกทำความสะอาดได้ถูกกำหนดให้เป็นพื้นราบ แต่ในความเป็นจริงแล้วเป็นไปได้ยากมากที่จะมีลักษณะที่แบนราบ แต่จะประกอบไปด้วยผิวที่ขรุขระ จากรูป 2.5 จะแสดงให้เห็นว่าพลังงานคลื่นอัลตราโซนิคมีประสิทธิภาพดีและช่วยเสริมในการทำความสะอาดมากกว่าทางเลือกอื่นๆ เช่น การฉีดสเปรย์ทำความสะอาด การใช้แปรงขัด การใช้ลมเป่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 ประสิทธิภาพของการทำความสะอาด ในการใช้คลื่นอัลตราโซนิคมาใช้ในการทำความสะอาดนั้น ประสิทธิภาพของการทำความสะอาดจะพิจารณาจากปัจจัยดังนี้ คือ

2.1.4.1 สารที่จะนำมาใช้ทำความสะอาดนับว่าเป็นสิ่งสำคัญซึ่งสัมพันธ์กับประสิทธิภาพ ในกระบวนการทำความสะอาดด้วยคลื่นอัลตราโซนิค น้ำยาที่เลือกใช้นั้นควรที่จะสอดคล้อง และเหมาะสมกับวัสดุที่จะนำมาทำความสะอาดและไม่ทำอันตรายต่อตัวชิ้นงาน และที่สำคัญควร หลีกเลี่ยงสารที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับสารที่ใช้ในสเปรย์

2.1.4.2 ความรุนแรงของกระบวนการควิเทชั่น ประสิทธิภาพในการทำความสะอาด นั้นจะขึ้นอยู่กับความรุนแรงของกระบวนการควิเทชั่นซึ่งความรุนแรงของควิเทชั่นจะพิจารณาจาก ค่าความหนืดของน้ำยา ค่าความหนืดของน้ำยาควรมีค่าน้อยที่สุดเนื่องจากถ้าน้ำยามีความหนืดมาก น้ำยานั้นจะไม่ค่อยรับฟองอากาศควิเทชั่น รวมถึงการสิ้นเปลืองจะน้อยตามไปด้วย



รูปที่ 2.7 แสดงการทำความสะอาดโดยใช้สเปรย์

2.1.5 ข้อดีและข้อเสียของเครื่องทำความสะอาดด้วยคลื่นอัลตราโซนิค

ข้อดี

- สามารถทำความสะอาดได้หลายระดับ
- สามารถทำความสะอาดด้วยประสิทธิภาพที่สูง โดยสามารถจับอนุภาคได้เล็กถึง 5 ไมโครเมตร
- ถ้าเปรียบเทียบกับวิธีการทำความสะอาดประเภทอื่นแล้ว การทำความสะอาดด้วยคลื่นอัลตราโซนิคจะมีประสิทธิภาพสูงกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

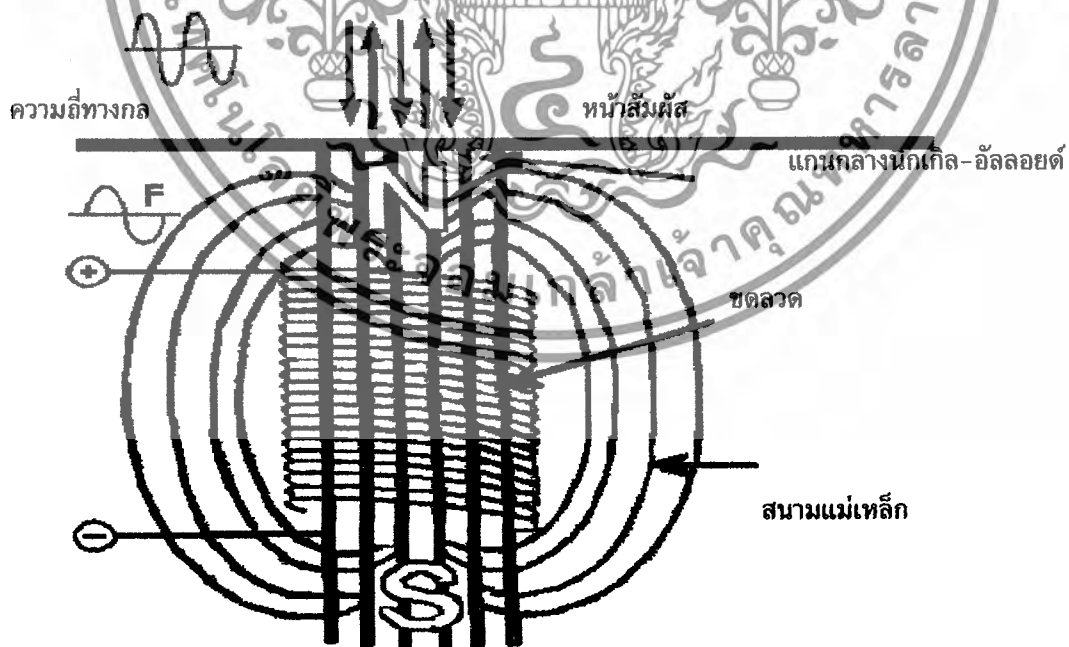
ข้อเสีย

- ในการทำความสะอาดบางอย่าง เช่น การล้างคราบน้ำมัน เมื่อนำเครื่องทำความสะอาดไปเปรียบเทียบแล้ว เครื่องทำความสะอาดคลื่นอัลตราโซนิคจะมีความยุ่งยากกว่า
- ยุ่งยากในการเลือกใช้สารที่จะนำมาใช้ทำความสะอาด เนื่องจากต้องระวังไม่ให้สารที่เลือกใช้เป็นสารที่จะทำอันตรายต่อชิ้นงาน

2.2 อัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ (Ultrasonic transducers)

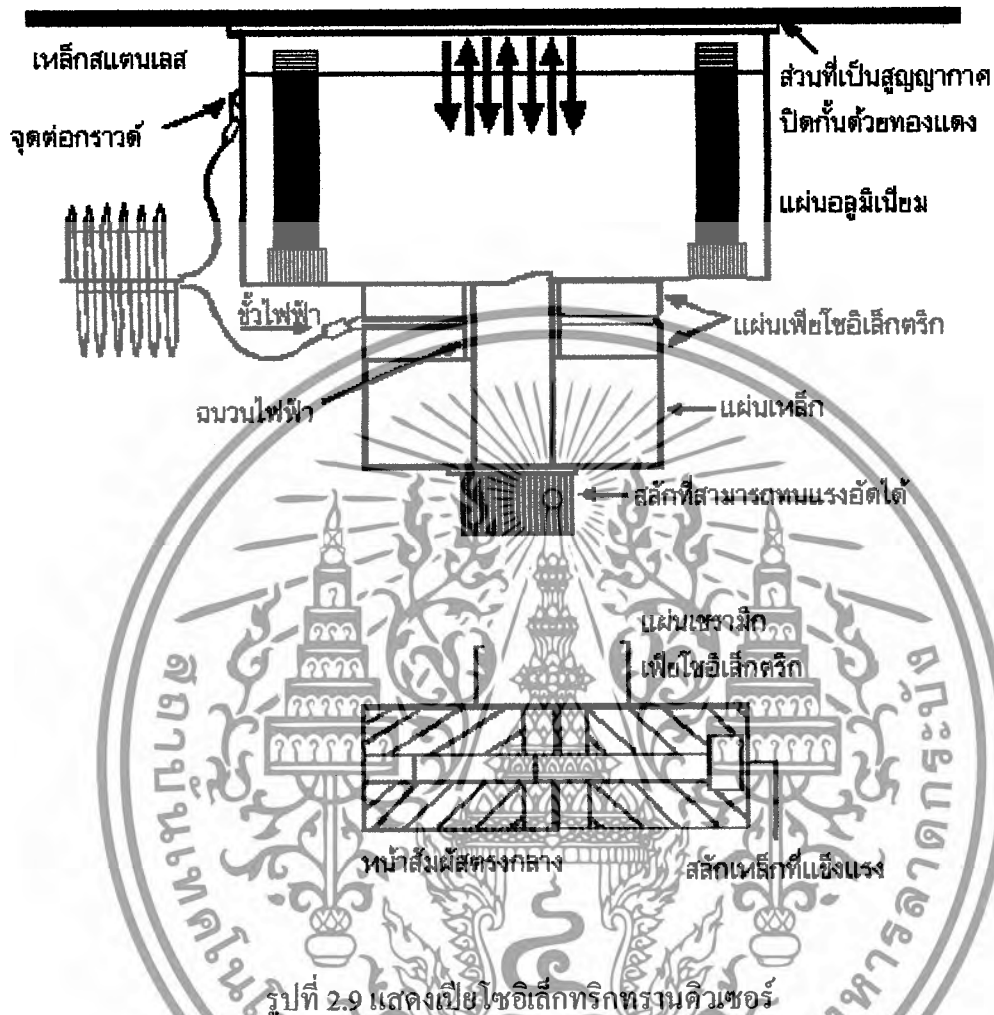
อัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์เป็นอุปกรณ์ที่สามารถแปลงพลังงานในรูปอื่นให้เป็นพลังงานทางกลโดยการสั่นไปกลับมาซึ่งทำให้เกิดคลื่นเสียงย่านความถี่อัลตราโซนิคกระจายไปในอากาศได้ หรือสามารถแปลงพลังงานทางกลให้กลายเป็นพลังงานรูปอื่นๆ ทรานสดิวเซอร์ที่ทำให้เกิดคลื่นอัลตราโซนิคมี 2 ชนิด คือ

1. แปลงพลังงานทางกลเป็นพลังงานทางไฟฟ้า (Mechanical transducers)
2. แปลงพลังงานทางไฟฟ้าเป็นพลังงานทางกล (Electromechanical transducers)



รูปที่ 2.8 แสดงการแปลงพลังงานทางกลเป็นพลังงานทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.2.1 อิเล็กโตรแมกเนติกคอลทรานสดิวเซอร์จะเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานเสียงที่ใช้กันอยู่มี 4 ชนิด

2.2.1.1 แบบมูฟวี่งคอยล์ (Moving Coil) นั้นคล้ายๆกับมูฟวี่งคอยล์ของลำโพงมีประโยชน์มากในการเป็นตัวสั่น (Vibrator) มูฟวี่งคอยล์ชนิดรีบบอนทำด้วยอลูมิเนียมบางๆวางไว้ระหว่างขั้วทั้งสองของแม่เหล็ก ทำตัวเปรียบเสมือนเป็นขดลวดมูฟวี่งคอยล์ ใช้ทำให้เกิดคลื่นอัลตราโซนิก

2.2.1.2 แบบอิเล็กโตรสแตติก (Electrostatic) ใช้หลักการที่ว่า ในระหว่างแผ่นเพลทเมื่อให้ความต่างศักย์ระหว่างแผ่นเพลททั้งสองจะทำให้เกิดแรงขึ้น หลักการใหญ่ก็คือใช้ทำเป็นลำโพงเสียงที่มีคุณภาพสูง แต่มีการใช้ทำให้เกิดการสั่น แบบอัลตราโซนิกในของแข็ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.3 แบบเปียโซอิเล็กทริก(Piezoelectric)และแบบเฟอร์โรอิเล็กทริก (Ferroelectric) ในผลึกที่ประกอบด้วยโพล่าโมเลกุล(Polamolecule)ซึ่งไม่มีความสมมาตร ถ้าอัดเอาแผ่นเพลทของผลึกนี้แล้วทำให้เกิดการบิดงอด้วยเครื่องมือกล จะทำให้เกิดความต่างศักย์ขึ้นระหว่างผิวหน้าทั้งสองของแผ่นเพลท ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า ไคเร็กเปียโซอิเล็กทริกเอฟเฟ็ค (Direct piezoelectric Effet) ถ้าศักย์ระหว่างผิวหน้าทั้งสองของแผ่นเพลทนี้เกิดบิดเบี้ยวไปได้เองเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า อินเวิร์สเปียโซอิเล็กทริกเอฟเฟ็ค (Inverse Piezoelectric Effect) การทำให้ผลึกเปลี่ยนแปลงรูปร่างด้วยการอัดหรือหดรัดนั้น จะเป็นการแยกจุดศูนย์กลางผลจะทำให้เกิดประจุปรากฏบนระนาบทั้งสอง ในรูปแบบนี้เรียกว่า ไคเร็กเปียโซอิเล็กทริกเอฟเฟ็ค สำหรับแบบอินเวิร์สเปียโซอิเล็กทริกเอฟเฟ็คจะเกิดขึ้นโดยสนามไฟฟ้าระหว่างแผ่นเพลททั้งสอง ทำให้จุดศูนย์กลางของประจุทั้งสองเคลื่อนที่ออกจากกัน ในทิศทางตรงกันข้ามทำให้เซลล์บิดเบี้ยวไปมา ถ้ามีแผ่นควอทซ์ซึ่งตัดมาจากผลึกควอทซ์ ในทิศทางที่จะทำให้เกิดการสั่นสะเทือนขนานกับสนามไฟฟ้าที่ใช้ เมื่อให้สนามไฟฟ้าสลับแผ่นเพลทนี้จะขยายตัวและหดตัวด้วยความถี่เดียวกันกับสนามไฟฟ้าซึ่งจะเหมือนกับลูกสูบดังนั้นจึงทำให้เป็นตัวกำเนิดคลื่นเสียงได้ ปัจจุบันมีสารไม่กี่ชนิดที่จะให้ปรากฏการณ์เปียโซอิเล็กทริก สารที่ให้ปรากฏการณ์นี้ได้แก่ สารไททานเท ซิรคอนท และครีเซอไนท์ เรียกสารเหล่านี้ว่า เฟอร์โรอิเล็กทริก ปกติสารเหล่านี้จะอยู่ในรูปของส่วนผสมของเซรามิกส์ซึ่งประกอบไปด้วย โดเมนที่มีขั้วอิสระรวมตัวกันหลายๆ ซึ่งถ้านำสารเหล่านี้มาใส่ขั้วหนึ่งเอาไปเผาไฟให้อุณหภูมิสูงกว่าตัวมัน แล้วทำให้เย็นภายใต้สนามไฟฟ้าสูงๆ ทิศทางของขั้วโดเมนต่างๆจะวางตัวในแนวเดียวกับสนามและจะยังคงอยู่ต่อไปเท่านั้น แม้ว่าเอาสนามไฟฟ้าออกไปแล้วก็ตาม

ทรานควิเซอร์ที่ใช้ในทางอัลตราโซนิคและมีคุณสมบัติพิเศษคือ เปียโซอิเล็กทริก เอฟเฟ็ค และที่ใช้กันมากคือ ผลึกแร่ควอทซ์ (Quartz), แบเรียมติทานเท (Barium titanate) และ ลีดเซอร์โคเนติทานเท (Lead circonate titanate) สารเหล่านี้เมื่อนำมาทำเป็น ทรานควิเซอร์จะมีการแสดงคุณสมบัติเป็นคาปาซิเตอร์ทางไฟฟ้าด้วย ค่าคาปาซิแตนซ์นั้นจะมีค่าเป็นไมโครฟารัดจะได้สัดส่วนกับค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric constant, K) และที่จุดนี้เมื่อได้รับศักย์ไฟฟ้าเข้าไปก็จะมีการจัดเรียงตัวและมีคุณสมบัติเป็นเปียโซอิเล็กทริก ถ้าเซรามิกส์ที่มีคุณสมบัตินี้ถูกเผาให้ร้อนถึงอุณหภูมิดังกล่าวอีกคุณสมบัติเปียโซอิเล็กทริกจะหมดไป ดังนั้นความร้อนจะสามารถทำลายทรานควิเซอร์ได้ โดยเฉพาะถ้าอุณหภูมิสูงเกินค่าคงที่ไดอิเล็กทริกซึ่งจะเป็นค่าที่แสดงว่าทรานควิเซอร์ต้องการพลังงานไฟฟ้าเท่าใด จึงจะเปลี่ยนเป็นพลังงานกลได้ ทั้งแบเรียมติทานเท และลีดเซอร์โคเนท มีประสิทธิภาพมากกว่าผลึกแร่ควอทซ์ 5 ถึง 6 เท่า เนื่องจากค่าคงที่ไดอิเล็กทริกมีค่าต่ำมากจึงไม่นิยมนำแร่ควอทซ์มาใช้ในงานอัลตราโซนิคเท่าที่ควร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรากฏการณ์เพียโซอิเล็กทริกเอฟเฟก (Piezo Electric Effect)

1. การเปลี่ยนพลังงานกลไปเป็นพลังงานทางไฟฟ้า เมื่อทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้ได้รับพลังงานกล เช่น การบีบ การเสียด การบิด ก็จะปล่อยพลังงานไฟฟ้าออกมาทางขั้วอิเล็กโทรดทั้งสอง
2. การเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานกล เมื่อทรานสดิวเซอร์ชนิดนี้ได้รับพลังงานไฟฟ้าก็จะเกิดการสั่นขึ้น

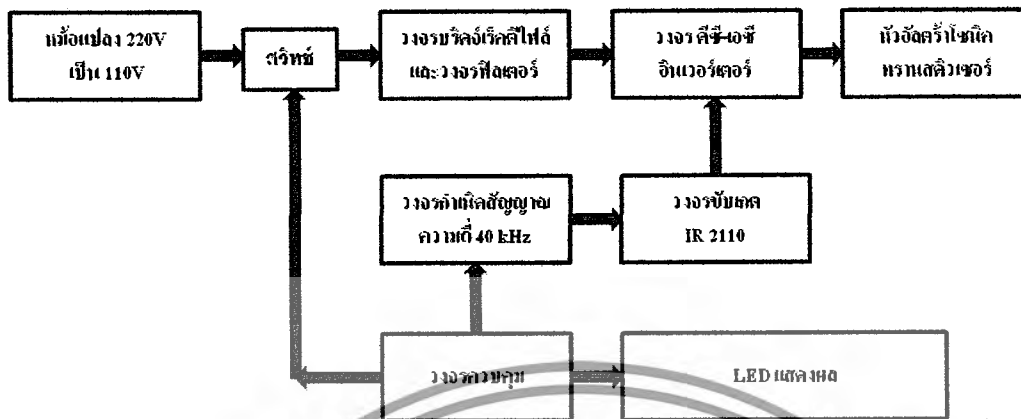
2.3 หลักการทำงานของเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง

การที่เครื่องล้างทำความสะอาดอุตสาหกรรมใช้คลื่นความถี่สูงได้ต้องอาศัยคุณสมบัติ 3 ส่วนคือ

1. วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ขับทรานสดิวเซอร์
2. หัวทรานสดิวเซอร์ที่สามารถเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกลได้โดยใช้ความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์
3. ภาชนะที่ใช้บรรจุของเหลว หรือสารเคมี

เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าให้กับวงจรกำเนิดความถี่ที่เหมาะสมจนสามารถที่จะกระตุ้นการสั่นของทรานสดิวเซอร์ได้นั้น ส่วนมากจะป้อนที่ค่าความถี่ 20 ถึง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ และแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนกับ ทรานสดิวเซอร์จะอยู่ในช่วงประมาณ 400 ถึง 1,000 โวลต์ (Vp) การสั่นความถี่สูงจะถูกส่งผ่านไปยังภาชนะที่บรรจุสารละลายและต่อไปยังสารละลาย เพื่อที่จะทำให้เกิดกระบวนการ การล้างทำความสะอาดควิเตชั่น หลักการทำงานของเครื่องล้างทำความสะอาดแสดงดังรูป ลักษณะของภาชนะบรรจุสารละลายที่ใช้จะต้องทำจากวัสดุที่ไม่เกิดการสึกกร่อนได้ง่าย เมื่อสัมผัสกับสารเคมีที่ใช้เป็นน้ำยาทำความสะอาด ผิวของภาชนะบรรจุสารละลายควรจะเป็นผิวเรียบ ถ้าผิวมีลักษณะที่ขรุขระจะทำให้เกิดควิเตชั่นที่ผิวของภาชนะจำนวนมากและจะส่งทำให้อ่างสึกกร่อนเร็วขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงหลักการทำงานของเครื่องทำความสะอาดอัลตราโซนิค

2.3.1 วงจรบริดจ์เรกติไฟด์ (Bridge Rectifier) เป็นวงจรที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์เป็น ไฟฟ้ากระแสตรงประมาณ 155 โวลต์

2.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งสามารถควบคุมแอมป์ลิจูดและความถี่ได้

2.3.3 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ โดยใช้ TL494 เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิดสัญญาณความกว้างของพัลส์ที่สามารถควบคุมความถี่ และความกว้างพัลส์ได้โดยจะขึ้นอยู่กับ การต่อความต้านทานภายนอก R_T ร่วมกับตัวเก็บประจุควบคุมฐานเวลา C_T และยังสามารถกำหนดค่า เดทไทม์ของพัลส์ได้ด้วย

2.3.4 หัวอัลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์ จะทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (40 กิโลเฮิร์ตซ์) ไปเป็นพลังงานทางกลโดยการสั่นของสารเซรามิกภายในหัวทรานสดิวเซอร์ทำให้เกิดคลื่นเสียงความถี่สูงย่านอัลตราโซนิคที่มนุษย์ไม่สามารถรับฟังได้

2.4 ทฤษฎีวงจร อินเวอร์เตอร์

2.4.1 ประเภทของวงจรอินเวอร์เตอร์

สามารถแบ่งประเภทใหญ่ๆ ของ อินเวอร์เตอร์ ได้ คือ

2.4.1.1 อินเวอร์เตอร์ป้อนกระแส (Current Fed Inverter: CFI) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกระแสได้คงที่โดยไม่ขึ้นกับโหลด แรงดันกระแสตรงที่ได้มาจากอินเวอร์เตอร์นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถเปลี่ยนแปลงได้และนำผ่านตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ จะมีลักษณะเป็นแหล่งจ่ายกระแส โดยแปรผันตามแรงดันที่เปลี่ยนแปลงของอินเวอร์เตอร์ เหมาะกับโหลดมอเตอร์ที่ต้องการกำลังสูงๆ ซึ่งในที่นี้จะไม่กล่าวถึง

2.4.1.2 อินเวอร์เตอร์ที่ป้อนแรงดัน (Voltage Fed Inverter : VFI) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายแรงดัน ไฟฟ้าเอาต์พุตค่อนข้างคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามสภาวะโหลด เนื่องจากมีตัวเก็บประจุที่มีค่าสูง อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะถูกกำหนดคุณลักษณะสมบัติด้วยขนาดของแรงดัน DC ที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ การควบคุมจะยึดหลัก V/f ให้คงที่ส่วนประกอบที่สำคัญคือ คอนโทรลเลอร์ (Controlled Rectifier) , ฟิวเจอร์ (Filter) และอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเทคนิคที่ใช้ในการควบคุมแรงดันสามารถทำได้หลายรูปแบบ เช่น การเปลี่ยนค่าแรงดัน DC ที่ป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์ (Control of Voltage Supplies To Inverter) การเปลี่ยนค่าแรงดัน DC ที่ป้อนออกจากอินเวอร์เตอร์ (Control of Delivers From Inverter) การเปลี่ยนค่าแรงดัน DC ที่ป้อนออกจากอินเวอร์เตอร์ โดยใช้เทคนิคของการทำสวิทช์ภายในอินเวอร์เตอร์ (Control of Voltage Within Inverter)

สำหรับเทคนิคที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงแรงดัน DC ก่อนเข้าอินเวอร์เตอร์ อาจทำได้โดยการใช้การเรกติไฟต์แบบการควบคุมเฟสสำหรับแหล่งจ่ายไฟที่เป็น AC เฟสเดียวหรือไฟ AC สามเฟส แต่ถ้าแหล่งจ่ายไฟเป็น DC ก็อาจใช้ DC Chopper

ส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ ทำได้โดยการต่อหม้อแปลงชนิดปรับแก้ได้ไว้ที่เอาต์พุต หรือบางครั้งก็ใช้อินเวอร์เตอร์หลายๆ ชุดต่อเข้ากับอินพุตของหม้อแปลง

ส่วนการเปลี่ยนแปลงแรงดัน AC โดยการใช้เทคนิคการสวิทช์ภายในอินเวอร์เตอร์สามารถที่จะทำได้หลายวิธี เช่น การควบคุมความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Controlled) หรือวิธีการมอดูเลตด้วยความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation) เป็นต้น

2.4.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์

เนื่องจากโครงงานมีวัตถุประสงค์ในการสร้างอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว ดังนั้นจึงขอกกล่าวถึงเฉพาะหลักการการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวเท่านั้น

หลักการของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว สามารถอธิบายได้โดยรูปที่ 2.11 (a) ลักษณะวงจรของอินเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยชุดชอปเปอร์ 2 ชุด เมื่อ Q_1 ทำงานเป็นเวลา $T/2$ แรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะเป็น $-V_s/2$ วงจรภายในอินเวอร์เตอร์จะต้องถูกออกแบบเพื่อไม่ให้ Q_1 และ Q_2 ทำงานพร้อมกัน รูปที่ 2.11 (b) แสดงรูปแรงดันเอาต์พุตและกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อมีโหลดเป็นตัวต้านทาน อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้เรียกว่าฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เมื่อ $\omega = 2\pi f_0$ เป็นความถี่ของแรงดันเอาต์พุตหน่วยเป็น เรเดียน/วินาที สำหรับ $n = 1$ สมการที่ 2.11 นี้จะให้ค่าอาร์เอ็มเอสหลัก (RMS Value of Fundamental Component)

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_s \quad [\text{โวลต์}] \dots \dots \dots (2.3)$$

สำหรับอินดักทีฟโหลด (Inductive Load) กระแสโหลดจะไม่เปลี่ยนแปลงทันทีทันใดตามแรงดันเอาต์พุต ถ้า Q_1 หยุดทำงานที่ $t = T_0/2$ กระแสโหลดจะไหลอย่างต่อเนื่องผ่าน D_2 ไปโหลดและครึ่งล่างของ DC Source จนกระทั่งกระแสเป็นศูนย์

ในลักษณะคล้ายๆ กัน เมื่อ Q_2 หยุดทำงานที่ $t = T_0$ กระแสไหลผ่าน D_1 ไปโหลด และครึ่งบนของ DC Source เมื่อไดโอด D_1 และ D_2 นำกระแสสลับ พลังงานจะย้อนกลับไปยัง DC Source ไดโอดจึงทำหน้าที่เป็น Feedback Diodes

รูปที่ 2.11 (C) แสดงกระแสโหลดและช่วงเวลาการนำกระแสของอุปกรณ์เมื่อมีโหลด เป็น L อย่างเดียว มอสเฟตจะนำกระแสเฉพาะ $T_0/2$ (หรือ 90 องศา) ขึ้นอยู่กับตัวประกอบกำลังของ โหลด ช่วงคาบเวลาการนำกระแสของมอสเฟตจะอยู่ในช่วง 90 – 180 องศา ดียูติกแฟกต์ Q_1, Q_2 อาจจะเป็นทรานซิสเตอร์, GTO หรืออุปกรณ์พาวเวอร์สวิตช์อื่นๆ ก็ได้

ถ้า t_0 คือ ช่วงเวลาหยุดทำงานของมอสเฟต เป็นช่วงเวลาตั้งแต่บอสเฟตตัวหนึ่งหยุดทำงานจนถึงเวลาที่ มอสเฟต อีกตัวหนึ่งเริ่มทำงาน ช่วงเวลานี้จะต้องถูกหน่วงออกไป เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างมอสเฟตทั้งสอง ดังนั้นเวลาสูงสุดที่มอสเฟตนำกระแส คือ $T_0/2 - t_0$ ซึ่งในทางปฏิบัติแล้ว มอสเฟตจำเป็นต้องใช้เวลาช่วงนี้ในการ เปิด-ปิด ดังนั้นอินเวอร์เตอร์จะต้องมีวงจรลัดอีกทำหน้าที่กำหนดช่วงเวลานี้ ด้วยวงจรง่ายๆ ก็คือวงจร R,C,D

สำหรับโหลด R_L กระแสชั่วขณะ (Instantaneous Current) หาได้จาก

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad [\text{แอมแปร์}] \dots \dots \dots (2.4)$$

เมื่อ $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ ถ้า I_{01} เป็นกระแสหลัก (Fundamental Current) กำลังที่เอาต์พุต

เมื่อ $n = 1$ คือ

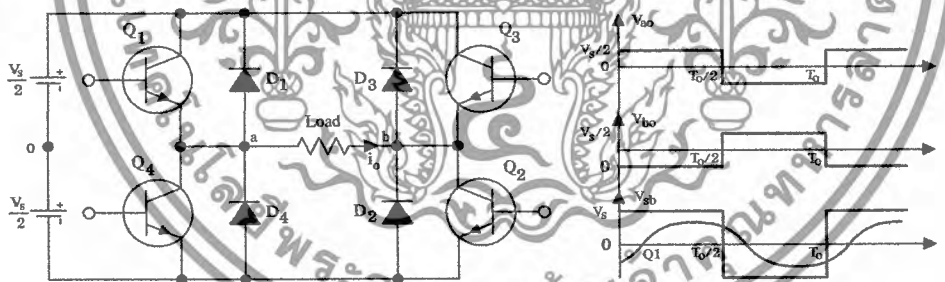
$$P_{o1} = V_1 I_{o1} \cos 1 = I_{o1}^2 R$$

$$= \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2\pi} \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \right]^2 R \quad \text{[วัตต์]} \dots \dots \dots (2.5)$$

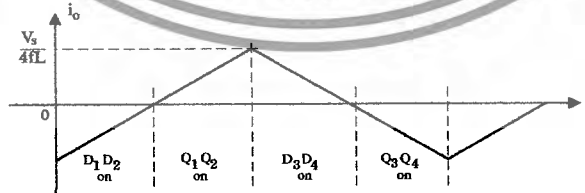
ในการใช้งานส่วนใหญ่ เช่น การขับเคลื่อนมอเตอร์ กำลังเอาต์พุตเนื่องจากกระแสหลัก จะเป็นส่วนที่นำไปใช้งาน แต่กำลังเนื่องจากกระแสฮาร์มอนิกจะสูญเสียไปในรูปของความร้อนทำให้อุณหภูมิของโหลดสูงขึ้น

2.4.3 บริดจ์อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Bridge Inverter)

บริดจ์อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว แสดงดังรูปที่ 2.12(a) จะประกอบด้วยวงจรขอปเปอร์ 4 จุด เมื่อ Q₁ และ Q₂ ทำงานพร้อมกัน แรงดันอินพุตที่โหลดจะเป็น V_s ถ้า Q₃ และ Q₄ ทำงานพร้อมกัน แรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะเป็น -V_s รูปร่างของแรงดันเอาต์พุตจะเป็นดัง รูปที่ 2.12(b)



(a) วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นต่างๆ เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทาน



(c) กระแสโหลดเมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ

รูปที่ 2.12 แสดงอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเอาต์พุตอาร์เอ็มเอส คือ

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_S \quad \text{[โวลต์]} \dots \dots \dots (2.6)$$

แรงดันเอาต์พุตชั่วขณะในรูปของ Fourier Series จะเหมือนกับของฮาล์ฟบริดจ์

$$V_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi} \sin n\omega t \quad \text{[โวลต์]} \dots \dots \dots (2.7)$$

ที่ $n=1$ ค่าแรงดันเอาต์พุตหลัก คือ

$$V_1 = \frac{2V}{\sqrt{2\pi}} = 0.45 V \quad \text{[โวลต์]} \dots \dots \dots (2.8)$$

กระแสชั่วขณะของโหลด เมื่อโหลดเป็น R_L ก็คือ

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V}{n\pi \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad \text{[แอมแปร์]} \dots \dots \dots (2.9)$$

เมื่อไดโอด D_1 และ D_2 นำกระแส พลังงานจะไหลกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้น D_1 D_2 จึงทำหน้าที่เป็น Feedback Diode รูปที่ 2.12(c) แสดงรูปร่างของกระแสโหลดเมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ

จะสังเกตเห็นได้ว่า แรงดันย้อนกลับ (Reverse Voltage) ประสิทธิภาพ และแรงดันเอาต์พุตของเพาเวอร์มอสเฟต แต่ละตัว ในอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์และชนิดฟูลบริดจ์จะเท่ากัน แต่กำลังเอาต์พุตรวมของฟูลบริดจ์จะสูงกว่าถึง 4 เท่า ส่วนแรงดันเอาต์พุตจะสูงกว่าเป็น 2 เท่า

2.4.4 ไดโอด (Diode)

ไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปของความร้อนในขณะมันทำงาน เนื่องจากมันต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไดโอดสามารถเกิดได้ 2 ลักษณะ คือกำลังงานสูญเสียในขณะนำกระแส และกำลังสูญเสียในขณะเปลี่ยนสถานะการใช้งานที่ความถี่ต่ำๆ กำลังสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียในขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกใช้ไดโอดให้ถูกต้องเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสีย

2.4.4.1 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์ จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในอินเวอร์เตอร์จึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีความสมบัติทั่วไปดังนี้คือ

- มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
- มีช่วงเวลาดำเนินตัวสั้น
- สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิกอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่วไปไม่สามารถนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากใช้เวลาดำเนินตัวนาน เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปของความร้อนขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้ไดโอด 3 ชนิด คือ

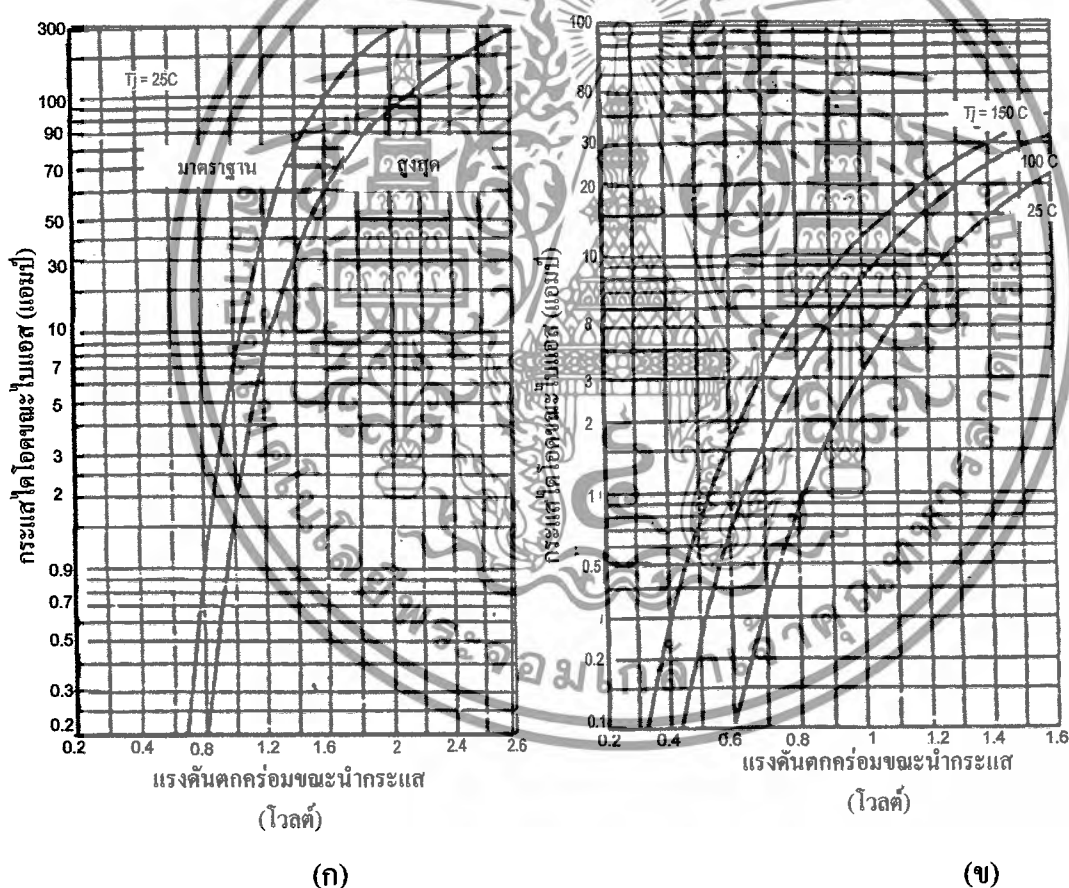
- ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอด (Fast Recovery Diode)
- อัลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
- ซอตกี้ ไดโอด (Schottky Diode)

2.4.4.2 ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอด และอัลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอด ในส่วนของฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอด มีช่วงเวลาดำเนินตัว t_{rr} ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอรี่มีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ในส่วนของอัลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอด มีช่วงเวลาดำเนินตัว t_{rr} ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราการทนแรงดันไบแอสย้อนกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส V_f ของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

เนื่องจาก ฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอด และอัลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี่ ไดโอด มีค่าของแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะสมกับอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป

2.4.4.3 ขอตต์กีไดโอด (Schottky Diode) ขอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวมันขณะนำกระแสช่วงเวลาสั้นตัว t_{rr} ของขอตต์กีไดโอดมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้

อย่างไรก็ตามขอตต์กีไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบัน มีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้ 100 โวลต์เท่านั้น ขอตต์กีไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง ทำให้มีพลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับได้สูง และยังมีปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อนำขอตต์กีไดโอดมาใช้ในอินเวอร์เตอร์ อีกประการหนึ่งคือ ขอตต์กีไดโอดจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง



รูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอด

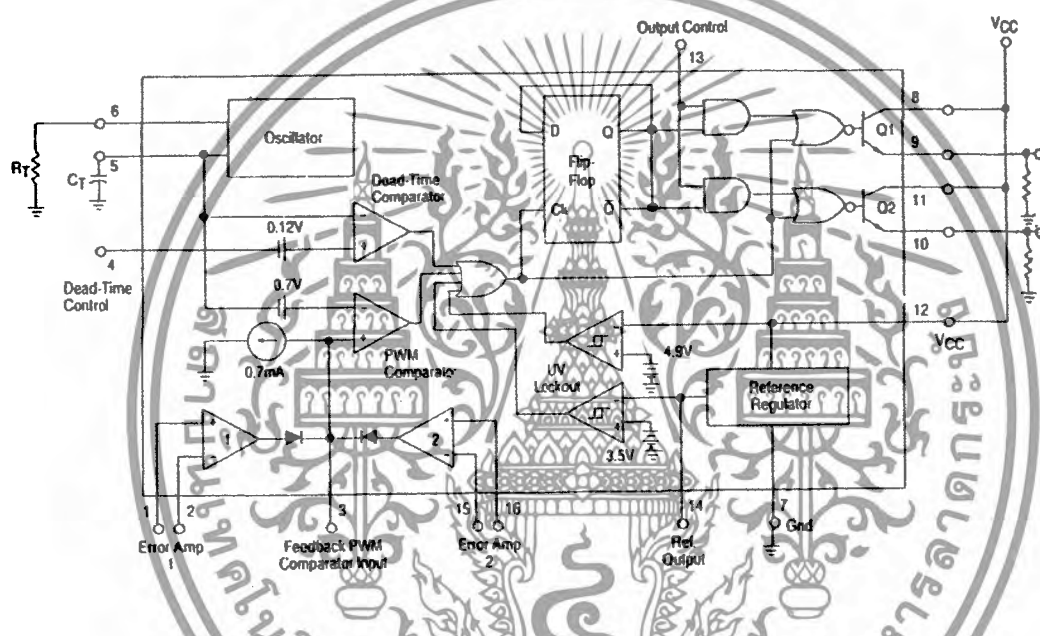
(ก) แสดงค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์-รีคัพเวอริ์ไดโอด

(ข) แสดงค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของ อัลตราฟาสต์-รีคัพ เวอริ์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 หลักการทำงานของไอซี TL 494 สำหรับโหมดการทำงานควบคุมแรงดัน

TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมแรงดัน โครงสร้าง TL494 แสดงในรูปที่ 2.14 การทำงานของไอซีเป็นดังนี้



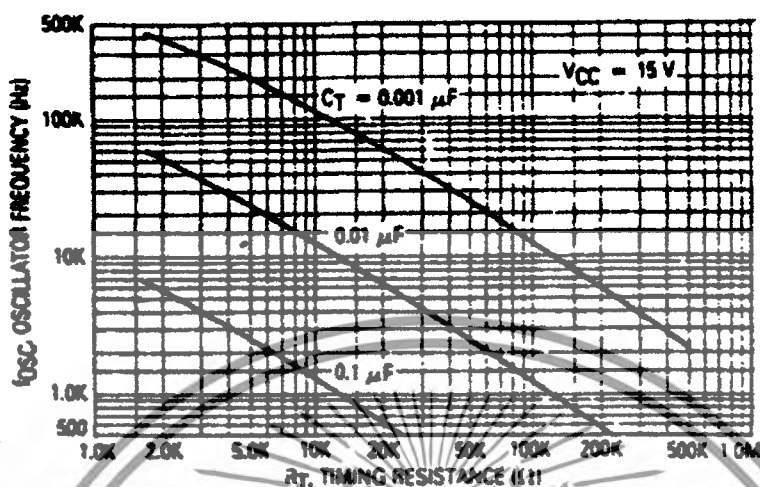
รูปที่ 2.14 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494

2.5.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่ที่คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซีค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้ดังนี้

$$\text{จากสูตร} \quad T = \frac{R_t C_t}{1.1} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่

2.5.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อย ที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรมายความแตกต่างทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกตที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อ C_k ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ ไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์จะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ ไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 จนถึง 3.5 ส่วน Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมดตั้งแต่ -0.3 โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ High โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขาอินพุตของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ไอซี

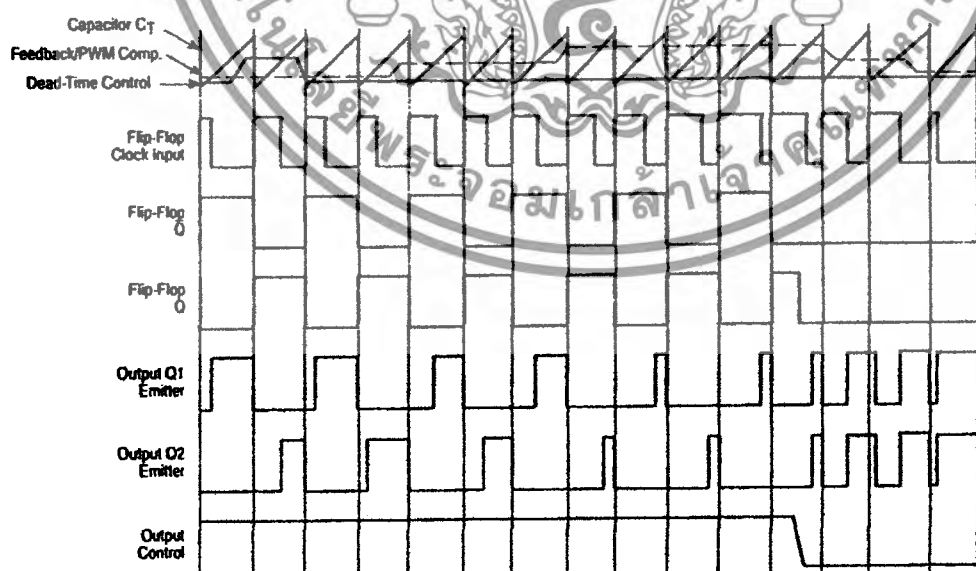
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D

TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ t_d ของวงจรเองได้ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ ของค่าคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{on} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 เข้ากับขา 14 และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวน์

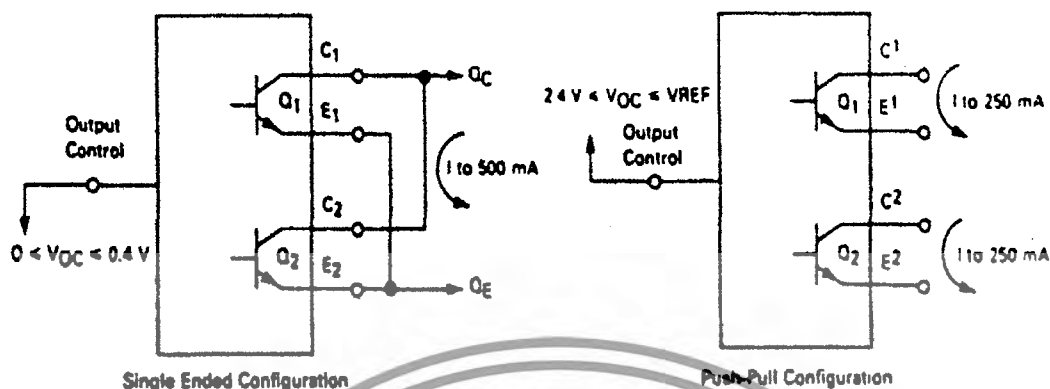
2.5.4 การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของ ไอซี

เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 โดยที่ C_T ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Dead-time comparator จะให้พัลส์ออกมา C_T จะมีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ Q_1 และ Q_2 กำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยต่อเข้ากับขา 4 Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยต่อลงกราวน์ Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกัน ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้นในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี



รูปที่ 2.16 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะการเลือกเอาต์พุตของ TL 494

TL494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง 7-40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง บวกลบ 1.5 เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงาน ในช่วง 0-70 องศาเซลเซียส

2.6 ทฤษฎีเพาเวอร์มอสเฟต

2.6.1 คุณสมบัติของเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้แรงดันควบคุมและต้องการกระแสอินพุตเพียงเล็กน้อยซึ่งนิยมใช้มากในวงจรสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายในการควบคุมมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์ เป็นต้น เนื่องจากมีข้อดีกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ

- กำลังสูญเสียขณะสวิตซ์ต่ำ
- ไม่มีช่วงแรงดันพังทลายที่ 2 (Second Breakdown)
- มีอัตราขยายสูงและวงจรซับซ้อนได้ง่ายและราคาถูก
- มีความทนทานและเสถียรภาพของอุณหภูมิดี
- มีความจุหรือรับกระแสได้สูง
- สามารถนำมาต่อขนานได้ง่ายเนื่องจาก สัมประสิทธิ์ความต้านทานเป็นบวก
- ใช้ในวงจรความถี่สูงได้ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่มีข้อเสียของเพาเวอร์มอสเฟตก็มีเช่นกัน คือ แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสมีค่ามาก (ประมาณ 4.5 โวลต์) ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเพียง 1 โวลต์

2.6.2 ข้อได้เปรียบจากการใช้เพาเวอร์มอสเฟต

2.6.2.1 ด้านความเร็ว

เพาเวอร์มอสเฟตมีความสามารถในการสวิตช์ซึ่งด้วยความปราศจากการสะสมประจุ อย่างเป็นโพลาไรซ์ทรานซิสเตอร์จึงไม่คิดช่วงเวลาสะสมทำให้มอสเฟตมีความเร็วในการสวิตช์ซึ่งมากกว่าความเร็วของมอสเฟตนั้น จะขึ้นอยู่กับการอัดประจุและการคายประจุของมอสเฟตเอง โดยไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

2.6.2.2 ลักษณะของอินพุต

ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นจะถูกแยก (Isolate) จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นออกไซด์ที่ทำให้เกิดความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงประมาณ 40 เมกะโอห์ม มอสเฟตจะถูกไบแอสด้วยแรงดัน 10 โวลต์ ด้วยแรงดันขนาดนี้จึงสามารถขับมอสเฟตนี้ได้ด้วย ไอซีซีโมส หรือ ทีทีแอล ได้โดยตรง จึงไม่ต้องคำนึงถึงกระแสของโหลด จึงทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรขับโดยรวมและจะทำให้ประหยัดขึ้น

2.6.2.3 สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ

สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าตรงกันข้ามกับทรานซิสเตอร์ กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิในตัวมอสเฟตสูงขึ้นกระแสเดรนจะมีค่าลดลง ดังนั้นเพาเวอร์มอสเฟตจึงไม่เกิดการทำงานขึ้น เนื่องจากการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ (Thermal Runaway)

2.6.2.4 เพิ่มกำลังได้

สามารถเพิ่มกำลังของสวิตช์ซึ่งได้ โดยการนำมอสเฟตมาต่อขนานกันหลาย ๆ ตัว อย่างไรก็ตามมอสเฟตกำลังก็มีข้อเสียเช่นกัน คือ $V_{ds(on)}$ ในมอสเฟตกำลังสูงกว่าในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการใช้งานที่ค่าความถี่ต่ำ ค่าความสูญเสียขณะนั้นนำกระแสในอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งกำลังจะมีค่าค่อนข้างมากจึงไม่ควรใช้เพาเวอร์มอสเฟตกำลัง

2.6.2.5 ย่านการทำงานปลอดภัย

การใช้งานเกินพิคคของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังได้ แต่สำหรับมอสเฟตแล้วบางทีอาจไม่จำเป็นต้องใช้วงจรสับเบอร์ก็ได้ หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุค่าน้อย ๆ ได้ ขอบเขตของย่านปลอดภัย ถูกกำหนดด้วยพิคคกระแสสูงสุด แรงดันเบรคดาวน์ เซกชั่นคาร์รี่

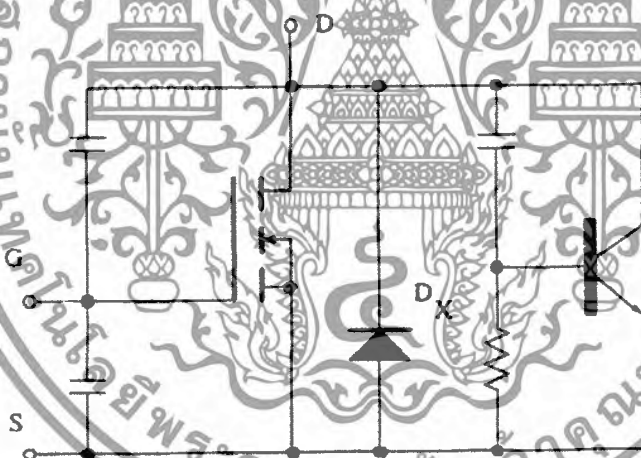
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2.6 แรงดัน

แรงดันต่ำสุดของมอสเฟตกำลังหาได้จากค่าความต้านทานของอุปกรณ์ (R_{DS}) สำหรับอุปกรณ์แรงดันต่ำ ค่าของ R_{DS} จะต้องมีค่าต่ำที่สุด สำหรับอุปกรณ์แรงดันสูง ค่า R_{DS} จะต้องมีค่าสูงขึ้น เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ R_{DS} เป็นบวก

2.6.3 วงจรสมมูลย์ของเพาเวอร์มอสเฟต

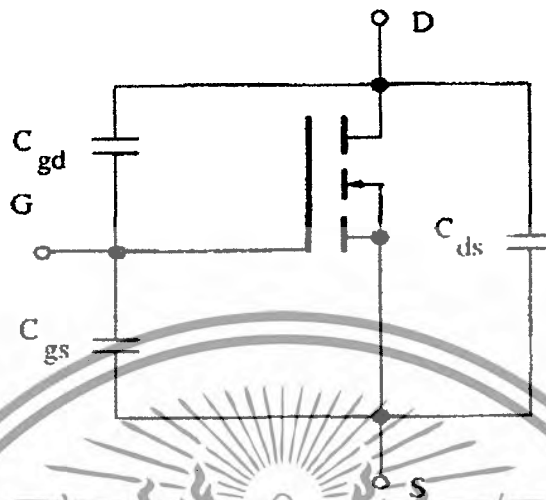
จากโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตสามารถสร้างเป็นวงจรสมมูลย์ ซึ่งประกอบไปด้วย ไดโอด (D_X), ค่าความจุ, ค่าความต้านทาน (ซึ่งมีค่าน้อยมาก) และทรานซิสเตอร์ชนิด NPN (Q_X) ดังรูปที่ 2.18 การพิจารณาวงจรสมมูลย์นี้สำคัญมากในการใช้งานเพราะในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสค่าแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว (dV/dt มีค่าสูง) กระแสส่วนหนึ่งจะผ่านค่าความจุที่ต่ออยู่ระหว่างคอลเล็กเตอร์และเบสของทรานซิสเตอร์ Q_X ค่ากระแสนี้จะทำให้เกิดแรงดันที่ความต้านทานขาเบสและอิมิตเตอร์ของ Q_X ซึ่งแรงดันนี้อาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์นี้ นำกระแส และอาจเกิดการลัดวงจรขึ้นได้



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสมมูลย์ของเพาเวอร์มอสเฟต

ถึงแม้ว่าเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานด้วยแรงดันเกตเพียงเล็กน้อย แต่ก็ต้องเพียงพอในการเก็บประจุ และคายประจุของตัวเก็บประจุที่ฝังอยู่ภายในวงจรเกต ดังรูปที่ 2.19 ดังนั้นการทำงานที่ความเร็วสูง ตัวเก็บประจุที่อินพุตจะต้องทำการเก็บประจุอย่างรวดเร็วจึงควรใช้แหล่งจ่ายสัญญาณที่มีค่าความต้านทานต่ำ ๆ จึงสรุปได้ว่าวงจรขับกระแสเกตจะมีผลต่อความเร็วในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต ส่วนอุณหภูมินั้นจะมีผลต่อความเร็วไม่มากเท่าใดนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงตัวเก็บประจุแฝงภายในมอสเฟต

2.6.4 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

2.6.4.1 แรงดันพังกทลาย (V_{DSS})

แรงดันนี้เป็นค่าแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์สซึ่งขึ้นอยู่กับอุณหภูมิที่อุณหภูมิต่ำ ๆ ค่าแรงดันพังกทลายของเพาเวอร์มอสเฟตจะลดลงอย่างเห็นได้ชัดดังแสดงในรูปที่ 2.20

2.6.4.2 ค่าความต้านทานขณะนำกระแส

เพาเวอร์มอสเฟตในขณะนำกระแสอย่างสมบูรณ์ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างเดรนกับซอร์สจะแปรผันตรงกับกระแสที่ไหลผ่านตัวมันเอง เนื่องจากค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส ดังแสดงในรูปที่ 2.21 ซึ่งมีลักษณะเดียวกับโอห์มมิชิตแดนซ์ (Resistance) หรือความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงทั่ว ๆ ไป โดยหาได้จากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสจากสูตร

$$P_{COND} = I_{DM}^2 \times R_{DS(ON)} \quad (2.11)$$

โดย I_{DM} คือค่าสูงสุดกระแสเดรน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันพียงปลาย(V_{DSS})(V)

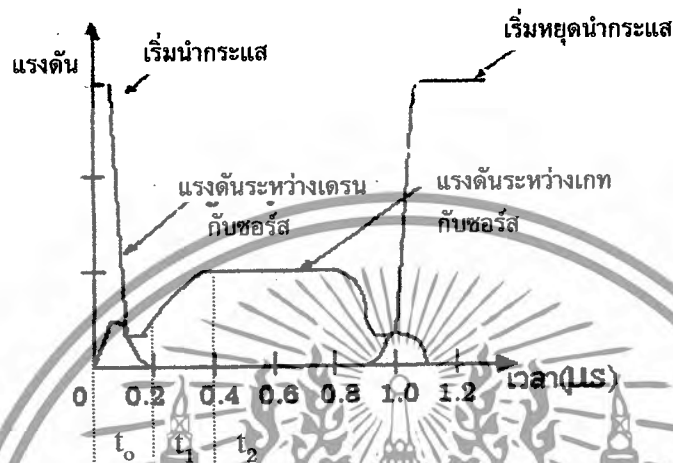
รูปที่ 2.20 แสดงค่าแรงดันพียงปลายที่ตรงกับซอร์สต่ออุณหภูมิรอยต่อ

รูปที่ 2.21 แสดงค่าความต้านทานที่ตรงกับซอร์สต่ออุณหภูมิรอยต่อขณะนำกระแส

เมื่อ R_{ds} คือ ค่าอิมพีแดนซ์วงจรขั้วกระแสเกต ส่วน R_G คือ ค่าความต้านทานขาเกตของเพาเวอร์ MOSFET ในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 ค่าความจุทางด้านอินพุตจะเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากผลของมิลเลอร์ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{ISS} = C_{GS} + (1 + A_V) \times C_{GD} \quad (2.12)$$



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะการนำกระแสและหยุดนำกระแส

2.6.5 ช่วงการทำงานที่ปลอดภัย

ช่วงเวลาการทำงานที่ปลอดภัย หรือ SOAR (Safe Operation Area) ของเพาเวอร์มอสเฟตจะต่างจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ ไม่มีแรงดันพังทลายที่ 2 (Second Breakdown) ดังนั้น SOAR ของเพาเวอร์มอสเฟตนี้จะแสดงช่วงของอัตราทนกำลังที่สภาวะการทำงานต่างๆ เป็นหลัก ซึ่งจะแปรเปลี่ยนไปบ้างตามอุณหภูมิที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำ โดยปกติไม่เกิน 150 ถึง 175 องศาเซลเซียส ดังนั้นรูปร่างของตัวถังและการระบายความร้อนจะช่วยให้ SOAR ดีขึ้น

รูปที่ 2.23 แสดงให้เห็นตัวอย่างกราฟ SOAR ของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งจะเห็นได้ว่าอัตราทนกำลังจะเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดความกว้างของพัลส์อินพุต ปกติแล้วกราฟ SOAR ที่คู่มือหรือบริษัทให้มานั้น มักจะเป็นกราฟในขณะที่ยุณหภูมิของเพาเวอร์มอสเฟตมีอุณหภูมิบริเวณรอยต่อสารกึ่งตัวนำมีค่าสูงสุด แต่ในการใช้งานเราจะไม่กำหนดให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานจนกระทั่งอุณหภูมิที่บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำมีค่าสูงสุด เพราะอาจจะทำให้เกิดความเสียหายได้ซึ่งสามารถเลี่ยงได้โดยกำหนดกำลังสูงสุดที่ต้องทำงานให้กับเพาเวอร์มอสเฟตก่อนตามสมการดังนี้

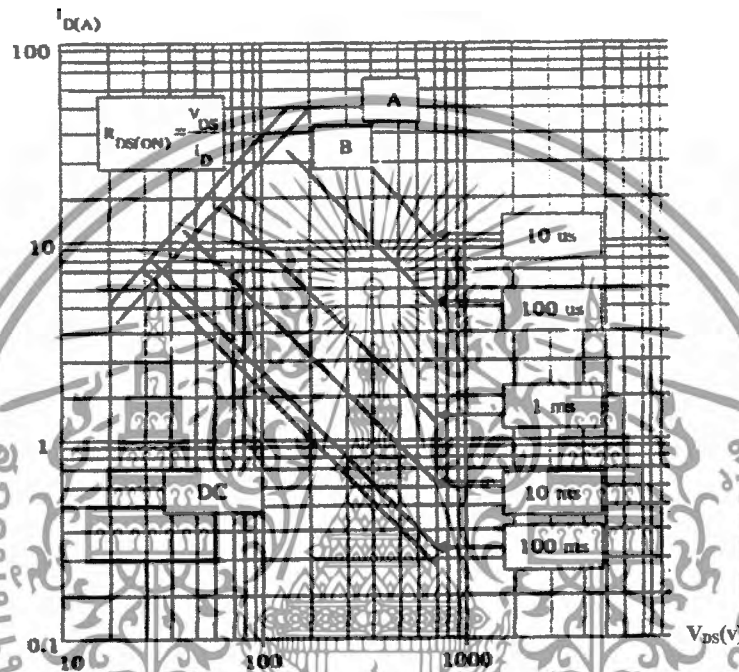
$$P_{MAX} = (T_j - T_m) / Z \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T_j คือ อุณหภูมิที่บริเวณสารกึ่งตัวนำ (กำหนดให้ค่าน้อยกว่า T_j สูงสุดในกราฟ)

T_m คือ อุณหภูมิขณะทำงานที่บริเวณตัวถัง

Z_m คือ สัมประสิทธิ์การระบายความร้อนของตัวถัง (ทราบได้จากกราฟในคู่มือ)



รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะกราฟ SOAR ของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติค่า Z_m นี้จะขึ้นอยู่กับรูปร่างตัวถังเป็นสิ่งสำคัญ เช่นตัวถังแบบ TO-220 จะมีค่า Z_m สูงกว่าตัวถังแบบ TO-66 ยิ่งถ้ามีการระบายความร้อนที่ดีก็จะช่วยลดค่า T_m ลง ย่อมทำให้มีอัตราทนกำลังเพิ่มขึ้น

นอกจากนั้นแล้วขนาดกระแสและแรงดันของพัลส์อินพุตมีอิทธิพลต่อช่วง SOAR ซึ่งกระแสที่มากเกินไป จะทำให้อัตราทนกำลังลดลง ส่วนพัลส์ที่มีทรานเซียนจะทำให้เกิดแรงดันพังทลายขึ้น

2.6.6 กำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์มอสเฟต เกิดจากสาเหตุหลายประการดังต่อไปนี้

- กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสเกิดจากค่าความต้านทานของเพาเวอร์มอสเฟตขณะ

นำกระแสนั่นเองซึ่งจะแปรผันตามอุณหภูมิ บริเวณรอยต่อสารกึ่งตัวนำหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_c = I_{on}^2 \times R_{DS(ON)} \quad (2.14)$$

- กำลังสูญเสียขณะสวิตช์ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟต เริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านอยู่ในขณะที่มีแรงดันตกคร่อม จึงเป็นเหตุให้เกิดกำลังสูญเสียขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อทำงานที่ความถี่สูง ๆ และปกติแล้วช่วงเวลาในการหยุดนำกระแสจะนานกว่าช่วงเริ่มนำกระแส ดังนั้นกำลังสูญเสียในขณะสวิตช์จึงเกิดในช่วงหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่ซึ่งเราลดกำลังสูญเสียในส่วนนี้ได้โดยการใส่วงจร snubber ระหว่างขาเดรนกับขาซอร์ส เพื่อจำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน V_{DS} หรือ dV_{DS}/dt ขณะเริ่มหยุดนำกระแสให้เหมาะสม

- กำลังสูญเสียจากไดโอดเฟร็กเกิดจากกระแสที่ไหลผ่านไดโอดในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส ซึ่งจะพบว่าในวงจรมีไหลอีกชนิดที่เด่นชัดร่วมอยู่ เช่น มอเตอร์

- กำลังสูญเสียในภาคเกิดอินพุตในส่วนนี้กำลังสูญเสียจะมีค่าน้อยที่สุดเพราะว่าขนาดของแรงดันและกระแสมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับเอาต์พุตโดยส่วนใหญ่แล้วกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในส่วนนี้จะเกิดจาก ค่าความต้านทานของขาเกตและวงจรขับกระแสเกิดนั่นเอง

2.7 วงจร snubber

วงจร snubber เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับอุปกรณ์สวิตช์ในวงจร ขณะทำงานปกติวงจร snubber ในที่นี้อาจแบ่งได้ออกเป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (Turn Off Snubber) และวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp Snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอดในบางครั้งจึงเรียกว่วงจร RCD snubber ในโครงการนี้จะใช้เฉพาะวงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส ส่วนวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกินไม่จำเป็นต้องใช้เนื่องจากมีคอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating Diode) ที่ตกรวมอยู่ภายในเฟตเป็นตัวช่วยลดแรงดันเกินขณะเฟตหยุดนำกระแส

2.7.1 วงจรหยุดการนำกระแส snubber กำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะ การทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งในขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสที่กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.24 ประกอบ) กำลังสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้น

เพื่อลดกำลังสูญเสียในช่วงนี้ อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจรสับเบอร์อาจได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.24 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

รูปที่ 2.25 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร R,C,D สลับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจรสลับเบอร์ ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ค่า C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ R_1 และ C_1 ที่

$$C_1 = \frac{I_{P(pk)} \times t_{OFF}}{2V_{in}} \quad (2.15)$$

เหมาะสมอาจหาได้จาก

เมื่อ $I_{P(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (A)
 V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตคอนเวอร์เตอร์ (V)

$$R_1 = \frac{t_{ON(min)}}{2 \times 3C_1} \quad (2.16)$$

t_{ON} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (sec)

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (sec)

การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังสูญเสียใน R_1 อาจหาได้ดังนี้

$$P_d = \frac{C_1(2V_{in})^2}{2T} \quad (2.17)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (sec)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 วงจรเรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์เป็นวงจรผสมที่ต่อร่วมกันอยู่ระหว่างคาปาซิเตอร์กับขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งมีความสำคัญและใช้มากพอสมควรในวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบแอนะล็อก ด้วยผลต่อสัญญาณกระแสสลับของขดลวดและคาปาซิเตอร์ซึ่งแตกต่างกันไป ในทางตรงกันข้ามจะทำให้เกิดผลต่อแรงดันกระแสตรงและแรงดันกระแสสลับในลักษณะต่างๆ เช่นเกิดการจ่ายและรับกระแสให้ซึ่งกันและกันทำให้เกิดสัญญาณกระแสสลับตกคร่อมวงจรขึ้น เมื่อวงจรได้รับแรงดันกระแสตรงจะเกิดการต่อต้านและยอมให้สัญญาณกระแสสลับบางความถี่ผ่านเป็นต้น จากคุณสมบัติเช่นนี้จึงสามารถนำวงจรเรโซแนนซ์ไปใช้เป็นส่วนสร้างความถี่ให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ นำมาใช้สำหรับเลือกให้สัญญาณที่ต้องการผ่านใช้เป็นวงจรกั้นหรือกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการ วงจรเรโซแนนซ์มีอยู่ 2 ชนิด พิจารณาจากลักษณะการต่อร่วมกันระหว่างขดลวดและคาปาซิเตอร์ ถ้าคาปาซิเตอร์ต่อร่วมกันแบบอนุกรมเรียกว่าวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance Circuit) และถ้าต่อขนานกันก็เรียกว่า วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance Circuit) ซึ่งจะมีลักษณะแสดงดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 แสดงวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและขนาน

วงจรเรโซแนนซ์ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ มีผลต่อไฟฟ้ากระแสสลับตรงกันข้ามกัน คือ ตัวเก็บประจุจะมีค่าความต้านทานต่อไฟฟ้ากระแสสลับในแบบเป็นสัดส่วนผกผันต่อค่าความถี่ คือถ้าความถี่สูงจะผ่านตัวเก็บประจุได้ดี โดยค่าความต้านทาน ต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสสลับของตัวเก็บประจุ (X_C) จะลดลง แต่ถ้าความถี่ต่ำจะผ่านตัวเก็บประจุได้น้อย เพราะค่า X_C จะมีค่าสูง และถ้าเป็นไฟตรงจะผ่านตัวเก็บประจุไม่ได้เลย อัตราค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับของค่าตัวเก็บประจุ (X_C) แสดงให้เห็นได้ตามสูตร

$$X_C = \frac{1}{2\pi f c} \quad [\text{โอห์ม}]$$

โดย X_C คือ ค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุมีค่าเป็นโอห์ม

f คือ ค่าความถี่ของไฟกระแสสลับที่ผ่านตัวเก็บประจุมีหน่วยเป็น เฮิรตซ์

c คือ ค่าของตัวเก็บประจุมีหน่วยเป็นฟาราด

ขดลวดเหนี่ยวนำจะมีคุณสมบัติต้านไฟกระแสสลับในทางตรงข้ามกับตัวเก็บประจุ คือจะมีสัดส่วนโดยตรงต่อความถี่ของไฟกระแสสลับที่ข้อนผ่าน ถ้าไฟกระแสสลับที่ข้อนผ่านมีค่าความถี่สูงขดลวดจะมีค่าความต้านทานไฟกระแสสลับ (X_L) มาก และถ้าไฟกระแสสลับมีค่าความถี่ต่ำ ค่าความต้านทานต่อไฟกระแสสลับของขดลวดก็จะน้อย ถ้าจ่ายไฟกระแสตรงให้ผ่านขดลวดจะไม่มีค่าเหนี่ยวนำกระแสเลยนอกจากค่าความต้านทานปกติของขดลวดเท่านั้น และ ค่าความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานไฟกระแสสลับของขดลวดที่มีต่อไฟกระแสสลับค่าความถี่ต่างๆ จะแสดงได้ดังสูตร

$$X_L = 2\pi f L \quad [\text{โอห์ม}] \quad (2.18)$$

โดย X_L คือ ค่าความต้านทานของขดเหนี่ยวนำจะมีหน่วยเป็นโอห์ม

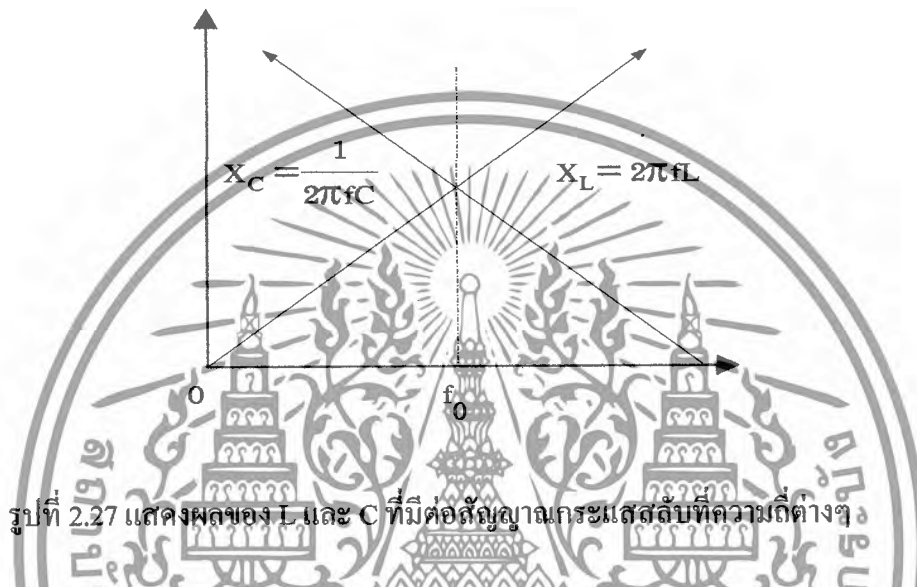
f คือ ค่าความถี่ของไฟกระแสสลับมีหน่วยเป็นเฮิรตซ์

L คือ ค่าของขดลวดมีค่าเป็นเฮนรี

คุณสมบัติข้างต้นจะเห็นว่าค่าความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่มีต่อไฟกระแสสลับความถี่ต่างๆนั้นจะมีค่าไม่เท่ากัน เมื่อจ่ายไฟกระแสสลับให้กับวงจรเรโซแนนซ์ จะเกิดผลอย่างไรนั้นขึ้นอยู่กับลักษณะ ของวงจรเรโซแนนซ์ว่าเป็นแบบอนุกรมหรือขนาน แต่ผลที่เหมือนกันก็คือถ้าความถี่สูงค่า X_L จะมีค่ามาก และ X_C จะมีค่าน้อย และถ้าความถี่ต่ำค่า X_L จะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น้อยและค่า X_C จะมีค่ามาก ซึ่งใน วงจรจะแสดงค่ารีแอกแตนซ์ของ C หรือ L ออกมา ดังแสดงใน รูปที่ 2.27 ค่าของ X_L และ X_C จะสวนทางกัน ดังนั้นถ้าความถี่ของ ไฟกระแสสลับที่เข้ามาทำให้ X_L และ X_C มีค่าเท่ากัน จึงทำให้ค่ารีแอกแตนซ์หักล้างกันหมดไป จึงเหลือแต่เฉพาะค่าความต้านทาน ไฟฟ้ากระแสตรงเท่านั้นปรากฏอยู่ในวงจร ความถี่ที่ทำให้เกิดผลดังกล่าวเรียกว่า ความถี่เรโซแนนซ์ (f_0)



รูปที่ 2.27 แสดงผลของ L และ C ที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับที่ความถี่ต่างๆ

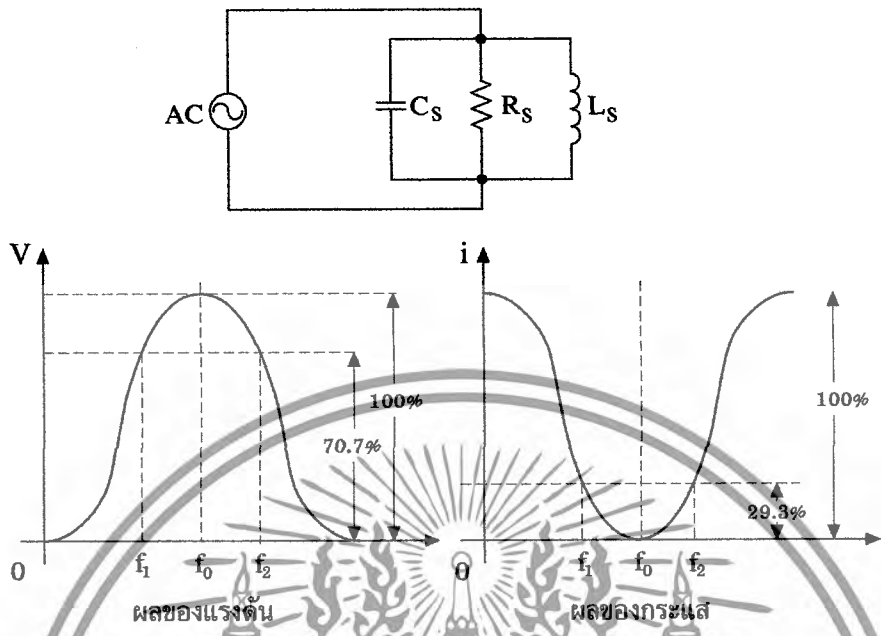
2.8.1 ผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ

เมื่อสัญญาณกระแสสลับที่ป้อนเข้ามามีความถี่ที่ต่ำกว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f) ค่าของ X_L จะน้อยกว่า X_C เปรียบเหมือน C เปิดวงจร ดังนั้นค่าแรงดันที่ตกคร่อม L ในขณะนั้นจะน้อย เนื่องจากค่า X_L ต่ำ เมื่อความถี่ต่ำวงจรจึงแสดงคุณสมบัติของขดลวด ทำให้เฟสของแรงดันที่ตกคร่อมวงจรมีหน้าเฟสของกระแสที่ไหลผ่านวงจร

เมื่อความถี่ของสัญญาณกระแสสลับที่ป้อนเข้ามาสูงกว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_2) ค่าของ X_C จะน้อยกว่า X_L โดย L ขณะนั้นเหมือนเปิดวงจร แรงดันที่ตกคร่อม C ขณะนั้นจะมีค่าต่ำเพราะ C ลดค่าความต้านทานต่ำลงเมื่อความถี่สูง ดังนั้นวงจรจึงแสดงคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ ทำให้เฟสของกระแสที่ไหลในวงจรมีหน้าเฟสของแรงดันที่ตกคร่อมวงจร

ถ้าความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้ามามีค่าเท่ากับค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_0) ค่าของ X_L จะเท่ากับ X_C วงจรจะไม่มีค่าความต้านทานเปรียบเหมือนมีแต่ตัวต้านทานต่ออยู่ในวงจรเท่านั้น ซึ่งค่าความต้านทานจะสูงทำให้กระแสไหลผ่านวงจรได้น้อยที่สุด ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมวงจรมีค่าสูงสุด โดยเฟสของกระแสที่ไหลผ่านวงจรและเฟสของแรงดันที่ตกคร่อมวงจรมีค่าตรงกัน (เนื่องจากวงจรไม่แสดงค่าความต้านทาน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 แสดงผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ

เมื่อพิจารณาวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานในรูปที่ 2.28 เราจะเห็นได้ว่าค่าความนำของวงจรคือ Y จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 Y &= G + j\omega C - j1/\omega L \\
 &= G + j(\omega C - 1/\omega L) \\
 &= G + jB
 \end{aligned}
 \tag{2.19}$$

ในที่นี้ $B = B_C - B_L$, $B_C = \omega C$ และ $B_L = 1/\omega L$

เมื่อวงจรเกิดสภาวะเรโซแนนซ์จะได้ $B = 0$ นั่นคือ

$$\omega C = 1/\omega L \text{ หรือ } \omega^2 = 1/LC \quad [\text{เรเดียน/วินาที}] \tag{2.20}$$

นั่นคือความถี่เรโซแนนซ์ f_r ในวงจร RLC ขนานจะมีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ f_r

$$\omega_r = 1/\sqrt{LC} = 2\pi f_r$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\omega_r = 1/\sqrt{LC} = 2\pi f_r$ แต่ $\omega = 2\pi f$ เพราะฉะนั้นความถี่เรโซแนนซ์ f_r จะมีค่าเท่ากับ

$$f_r = 1/2\pi\sqrt{LC} \quad \text{เฮิรตซ์} \quad (2.21)$$

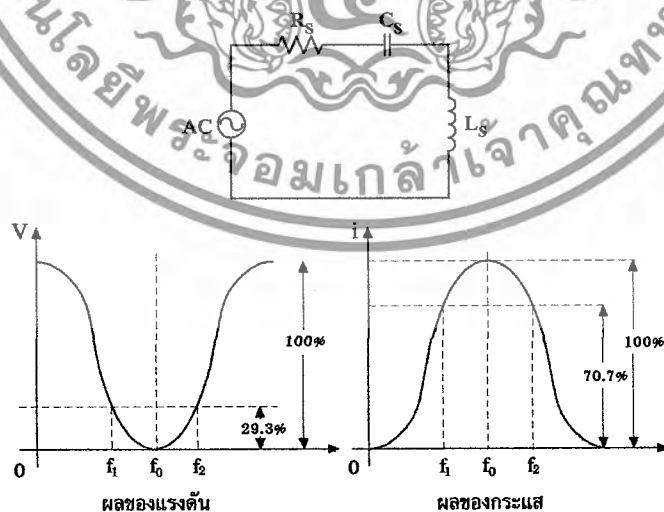
f_r ในวงจร RLC อนุกรม คือมีค่าเท่ากับ $1/2\pi\sqrt{LC}$ [เฮิรตซ์]

2.8.2 ผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ

เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_r) X_L จะมีค่าต่ำ แต่ X_C มีค่าสูง กระแสจะไหลผ่านวงจรได้น้อย และแรงดันตกคร่อมวงจรสูง วงจรที่ 2.29 แสดงค่า X_C ทำให้กระแสที่ไหลในวงจรมีเฟสนำหน้าแรงดันที่ตกคร่อมวงจร

เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_r) X_C จะมีค่าต่ำ และ X_L มีค่าสูง กระแสจึงไหลผ่านวงจรได้น้อย ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมวงจรสูง วงจรที่ 2.29 แสดงค่า X_L ทำให้กระแสที่ไหลในวงจรมีเฟสล้าหลังแรงดันที่ตกคร่อมวงจร

เมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่เท่ากับค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (f_r) ค่า X_C จะมีค่าเท่ากับ X_L จึงหักล้างกันหมดไป ทำให้วงจรไม่มีค่าความต้านทาน เหลือแต่เฉพาะแค่ค่าความต้านทานเท่านั้น กระแสและแรงดันในวงจรจึงมีเฟสตรงกัน โดยค่าความต้านทานรวมของวงจรจะมีค่าจุดต่ำสุด ทำให้มีกระแสไหลได้มากที่สุดและมีแรงดันตกคร่อมวงจรต่ำที่สุด



รูปที่ 2.29 แสดงผลของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่มีต่อสัญญาณกระแสสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาวงจร RLC อนุกรมตามรูปที่ 2.25 จะเห็นได้ว่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ Z จะมีค่าเท่ากับ

$$Z = R + j\omega L - j1/\omega C \quad (2.22)$$

$$= R + j(\omega L - 1/\omega C) \quad (2.23)$$

$$= R + jX \quad \text{[โอห์ม]} \quad (2.24)$$

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

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \quad \text{[เรเดียน/วินาที]} \quad (2.25)$$

$$\text{จะได้ } f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{[เฮิรตซ์]} \quad (2.26)$$

2.9 ไอซี IR2110

2.9.1 การใช้ไอซีเบอร์ IR2110 ขับเพาเวอร์มอสเฟต

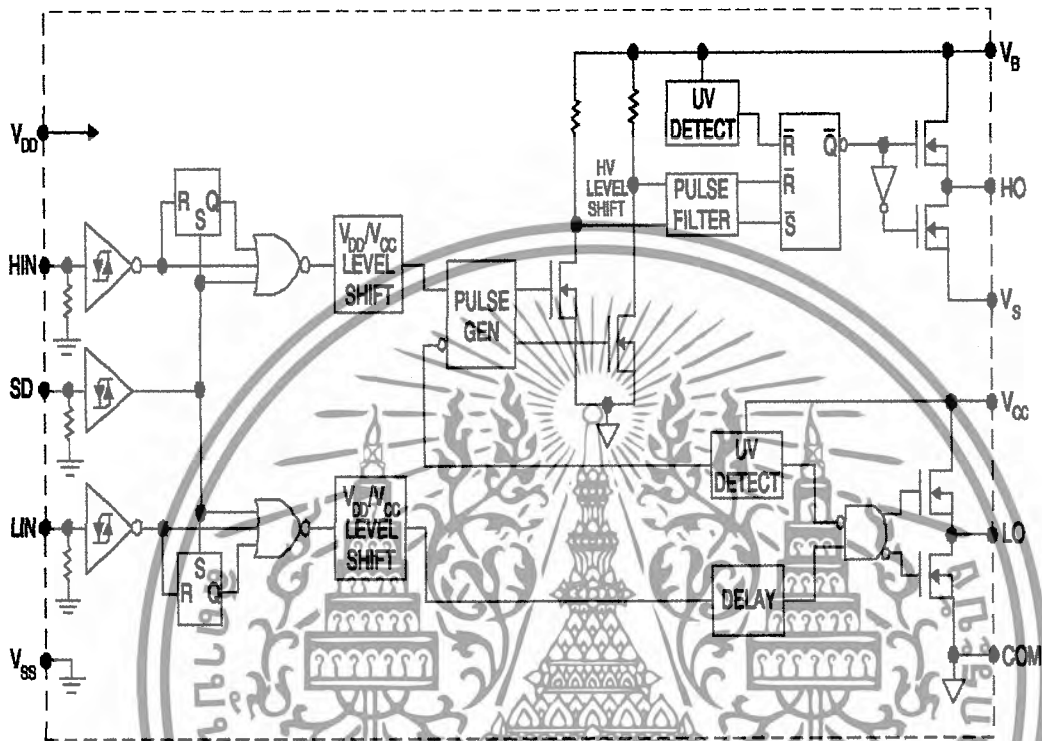
ไอซีเบอร์ IR2110 เป็นไอซีที่ไร้ขับอุปกรณ์ชนิดมอสเฟต (IGBT-MOSFET) ในด้านต่ำ และด้านสูง 1 ชุด สามารถนำไปประยุกต์ใช้สองแบบคือ

1. ขับด้วยวิธีลอยแหล่งจ่ายวงจรขับเคลื่อน (Floating Gate Drive Supply)
2. ขับด้วยวิธี Bootstrap

ไอซี IR2110 มีความสามารถขับเคลื่อนในด้านสูงในระดับแรงดันที่สูงกว่าขาเดรนสูงสุด 25 โวลต์ ซึ่งเป็นค่าแรงดันไฟเลี้ยงวงจรขับเคลื่อนสูงสุด สามารถทนแรงดันระหว่างทั้งสองด้านได้มากกว่า 500 โวลต์ จ่ายกระแสประจุเกตได้ 2 แอมป์ในแต่ละด้าน มีวงจร UV ตรวจสอบแรงดันของวงจรขับเคลื่อน 8.5 โวลต์ในด้านอินพุตสามารถใช้ไฟเลี้ยงในระดับ 5-20 โวลต์มีวงจรชMITริกเกอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายในทั้งสองอินพุตโดยมีค่าแรงดันขีดเริ่มที่ 0.5 เท่าของแรงดันไฟเลี้ยงอินพุต (V_{DD}) ระยะเวลาการนำระหว่างเอาต์พุตทั้งสอง (Delay Matching Time) ไม่เกิน 10 นาโนวินาที



รูปที่ 2.30 แสดงโครงสร้างภายในของไอซีเนอร์ IR2110

2.9.2 การออกแบบอุปกรณ์ Bootstrap

การขับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรฮาล์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์เพาเวอร์มอสเฟตในด้านต่ำจะสามารถความต้านทานที่ขาเกตเท่านั้น แต่ในด้านสูงนั้นจำเป็นต้องพิจารณาถึงตัวเก็บประจุให้มีค่าพอที่จะเก็บพลังงานให้ขับตลอดช่วงเวลาการทำงาน ซึ่งสามารถใช้แหล่งจ่ายเดียวกันกับแหล่งจ่ายอินพุตของไอซีได้ ดังนั้นในการออกแบบจึงไม่ยุ่งยาก สิ่งที่ต้องพิจารณาคือค่าคำนวณได้ดังนี้

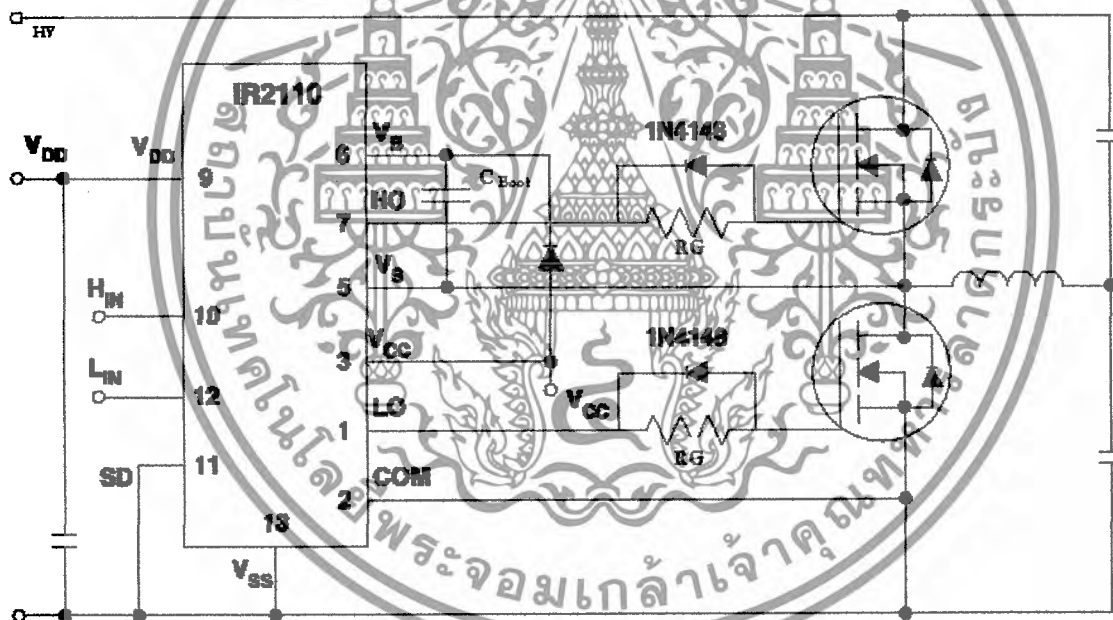
$$C_{Boot} \gg \frac{2Q_G}{V_{CC} - 1.5 - 10} \quad [F] \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแรงดันที่ใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ปิดวงจรขึ้นค่า 10 โวลต์ และแรงดันระหว่างเกตกับ ตัวเก็บประจุ 1.5 โวลต์ (จาก Data Sheet มีค่าเพียง 1.2 โวลต์)

2.9.3 การออกแบบค่าความต้านทานที่เกต

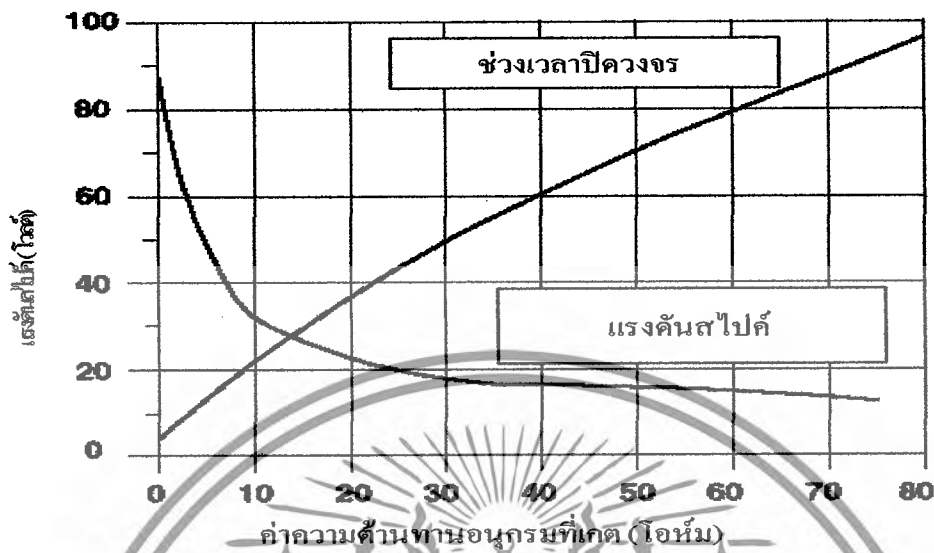
ค่าความต้านทานอนุกรมที่เกตมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการสวิตช์แต่ถ้าไม่มีแล้ว กระแสเกตจะไหลในปริมาณมากในช่วงเวลาสั้นๆเนื่องจากตัวเก็บประจุแผ่ระหว่างเกตและซอร์ส จะประจุขณะเริ่มปิดวงจรและคายประจุขณะเริ่มเปิดวงจรดังนั้นจึงต้องจำกัดค่ากระแสเกตเพื่อ ป้องกันมอสเฟตเสียหาย เมื่อเอาต์พุตของไอซีเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว จะทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ค่าลบที่ขาเกต ถ้ามีมากเกินไปอาจทำให้มอสเฟตเสียหายได้ การใช้ความต้านทานมาอนุกรม จะสามารถลดแรงดันสไปค์ได้แต่ความเร็วในการสวิตช์จะลดลงเช่นกันดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 แสดงการใช้ IR2110 ขับเพาเวอร์มอสเฟต

ไดโอดที่ใช้ในการประจุกตัวเก็บประจุต้องสามารถทนแรงดันย้อนกลับได้น้อย เท่ากับ แรงดันสูงสุดที่ขาเกรนของมอสเฟตด้านสูง การใช้คาปาซิเตอร์สำหรับบายพาสสัญญาณรบกวนค่าน้อยๆ ต่อเข้ากับจุดต่อแหล่งจ่ายต่างๆ ของตัวไอซีสามารถลดสัญญาณรบกวนและทรานเซียนต์ได้มาก สำหรับการเลือกค่าความต้านทานนั้น ให้พิจารณาความเหมาะสมตามรูปที่ 2.32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันสไปค์และช่วงเวลาปิควงจรของ เพาเวอร์โมสเฟตเมื่อค่าความต้านทานอนุกรมที่ เกิดเปลี่ยนค่า

2.10 PIC microcontroller programming with C compiler

PIC คือ microcontroller อีกตระกูลหนึ่ง ย่อมาจากคำว่า Peripheral Interface Controller ซึ่ง concept ของเจ้า microcontroller ตระกูลนี้ก็คือพยายามรวมเอาทุกอย่างเอาไว้ในตัวของมัน ไม่ว่าจะเป็น PROGRAM MEMORY, RAM, EEPROM, SERIAL, I2C, PWM, A/D ฯลฯ โดยไม่จำเป็นต้องต่ออุปกรณ์เสริมจากภายนอก ในตัวของ PIC จะมีฟังก์ชันที่ใช้ในการประมวลผล รวมทั้งหน่วยความจำ ซึ่งทำให้มันเหมือนกัน CPU ตัวหนึ่งเลยทีเดียว

ความเร็วของ PIC

ความถี่สัญญาณนาฬิกา ปัจจุบันสามารถทำสัญญาณนาฬิกาได้ที่ 20 MHz ซึ่งทำให้หนึ่งคำสั่งของ PIC ใช้เวลาเพียง 0.25 uSec แต่อย่างไรก็ตาม ได้มีบริษัทอื่น ได้ซื้อลิขสิทธิ์ PIC จาก microchip และได้สร้าง chip ที่มีความเร็วได้มากกว่าเดิมขึ้นไปอีก

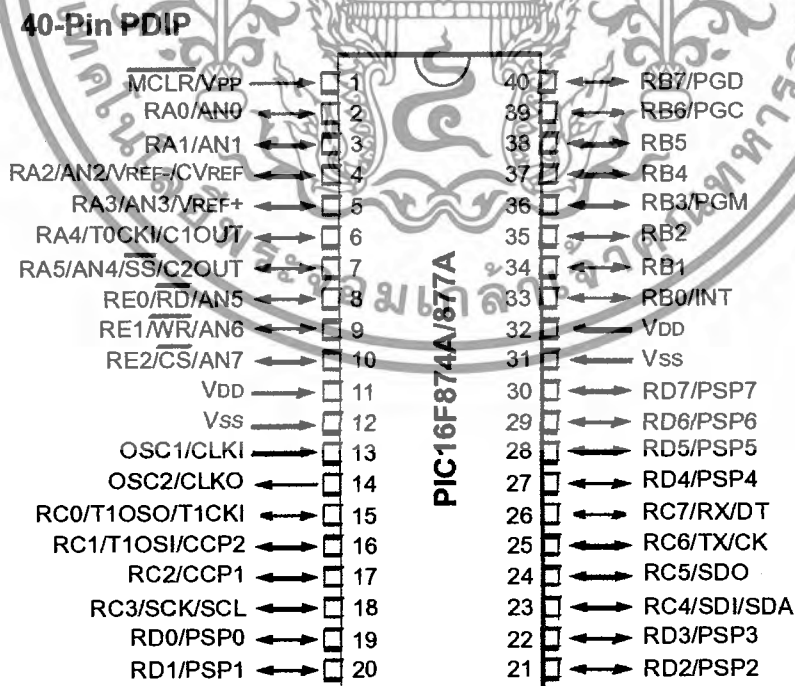
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยความจำของ PIC

ในอดีตหน่วยความจำของ PIC จะค่อนข้างน้อย คืออยู่ระหว่าง 512 words ถึง 4K words แต่ในปัจจุบัน บริษัท microchip ซึ่งเป็นเจ้าของ PIC ได้พัฒนาจนทำให้ memory ของ PIC มีขนาดเป็นหลายสิบกิโลไบต์ และมีที่ท่าว่าจะขยายได้ใหญ่ขึ้นเรื่อยๆ ในเรื่องของการนับขนาดของหน่วยความจำของ PIC จะนับไม่เหมือนปกติ โดยที่หนึ่งคำสั่งของ PIC จะมีขนาด 14 bits ดังนั้นเราจะเรียกว่า 1 word ของ PIC จะมีขนาด 14 bits เช่น PIC16F84A ระบุว่าหน่วยความจำ 1 K (ซึ่งหมายถึง 1 Kword ถ้าคำนวณให้เป็นแบบ 1 byte = 8 bit จะได้ว่า $1 \times 1,024 \times 14 = 14,336$ bits ดังนั้นก็คือ $14,336 / (8 \times 1,024) = 1.75K$ bytes นั่นเอง

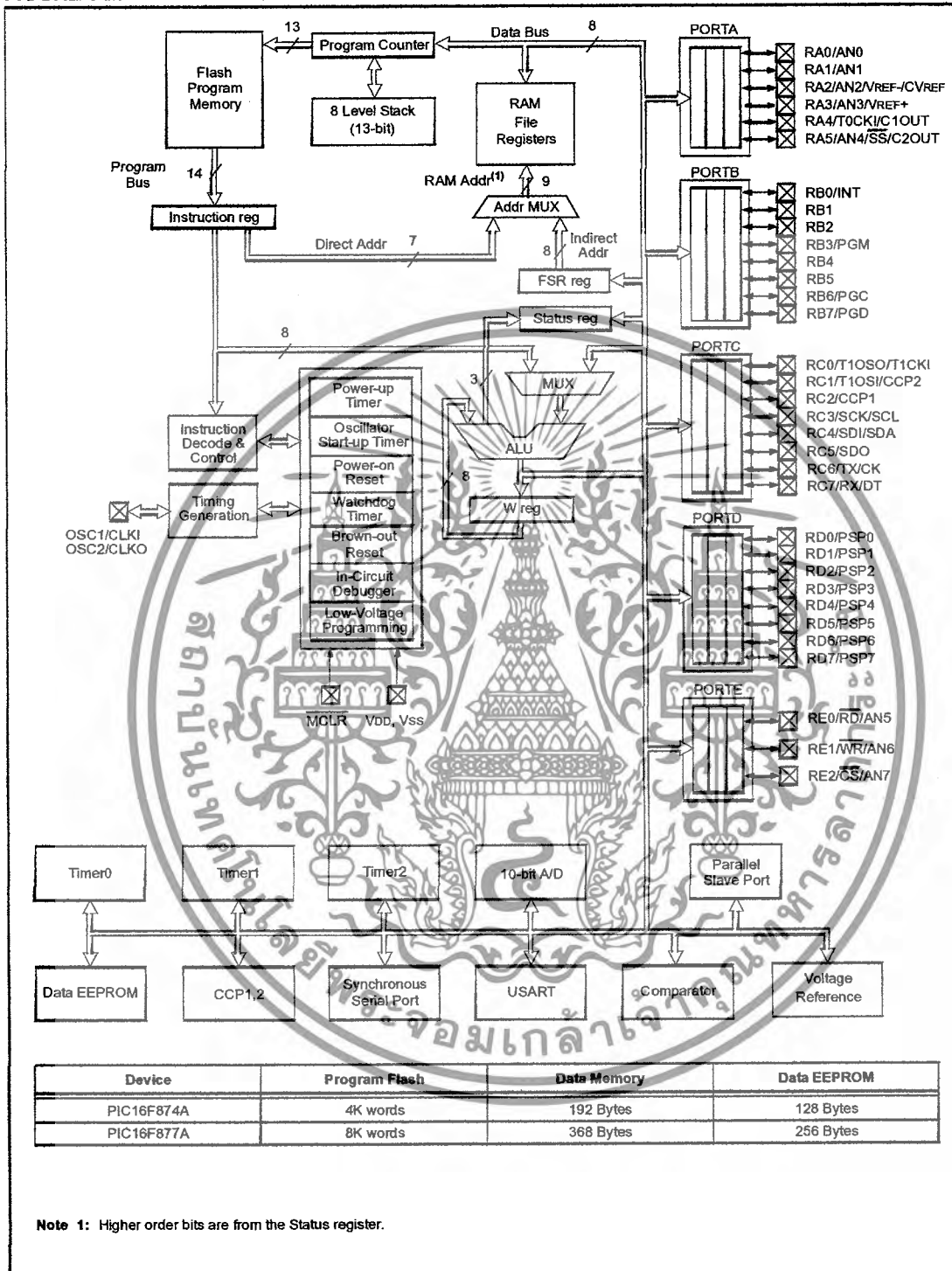
สถาปัตยกรรมของ PIC

ตอนนี้มี 3 สายหลักๆ สมัยก่อนมีแค่สอง คือขึ้นต้นด้วย 16xxx, 17xxx และใหม่ล่าสุดคือ 18xxx ถ้าพูดถึง คุณสมบัติที่เหนือกว่าเรียงจากน้อยสุดไปมากที่สุดก็คือ 16 -> 17 -> 18 คำสั่ง assembly ของ 17 และมี 18 จะมีมากกว่า 16 ทำให้เขียนโปรแกรมได้ง่ายกว่า ราคาจะสูงกว่าด้วย แต่ที่เป็นที่นิยมก็คือตระกูล 16xxx



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 1-2: PIC16F874A/877A BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 4-2: BLOCK DIAGRAM OF RA4/T0CKI PIN

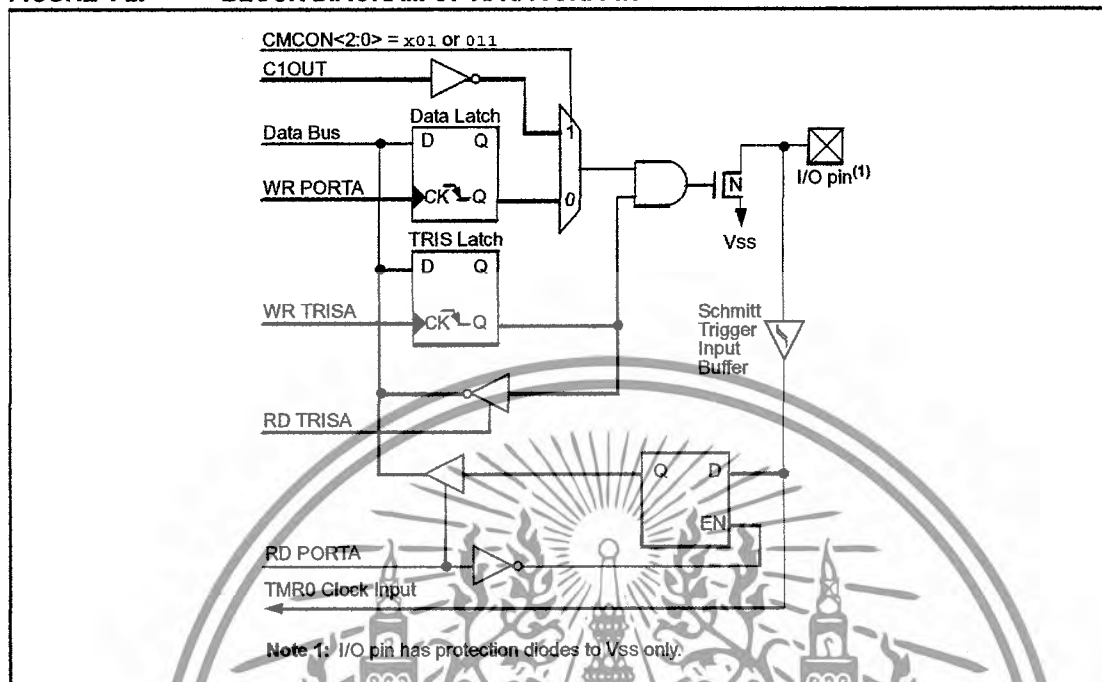
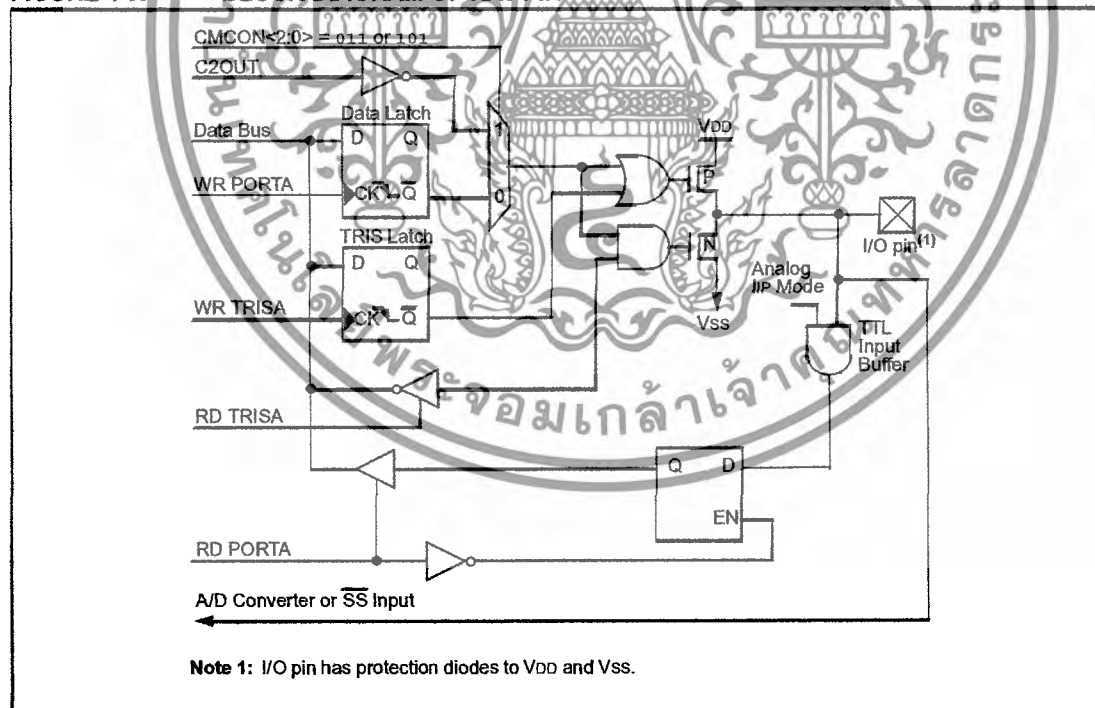


FIGURE 4-3: BLOCK DIAGRAM OF RA5 PIN



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Port B

FIGURE 4-4: BLOCK DIAGRAM OF RB3:RB0 PINS

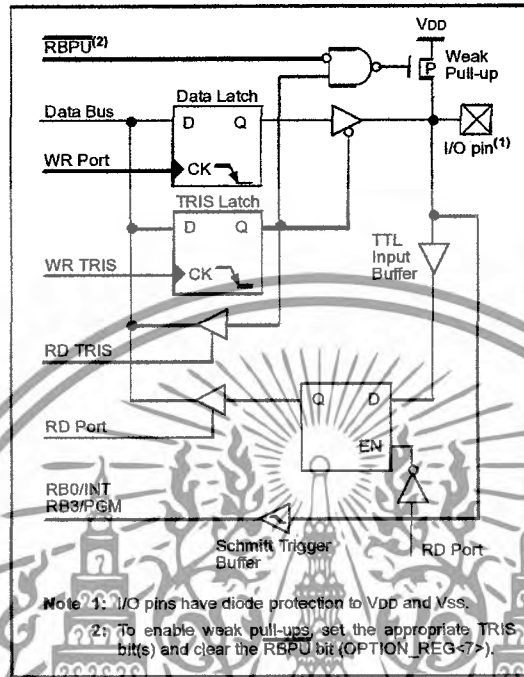
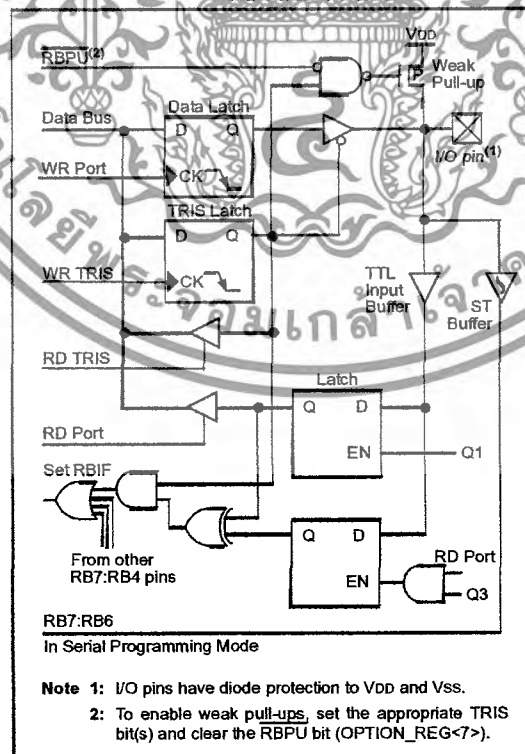


FIGURE 4-5: BLOCK DIAGRAM OF RB7:RB4 PINS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Port C

FIGURE 4-6: PORTC BLOCK DIAGRAM (PERIPHERAL OUTPUT OVERRIDE) RC<2:0>, RC<7:5>

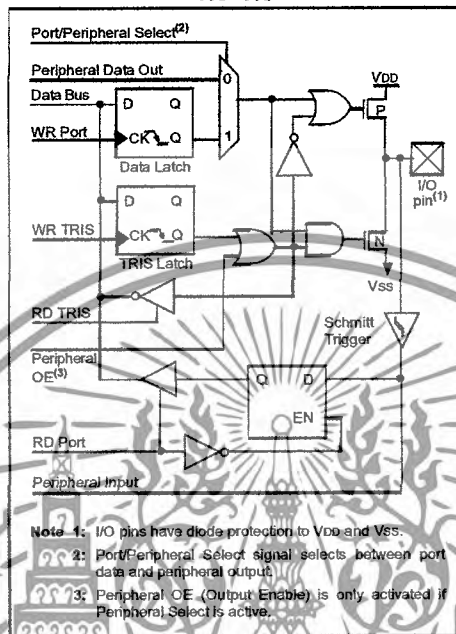
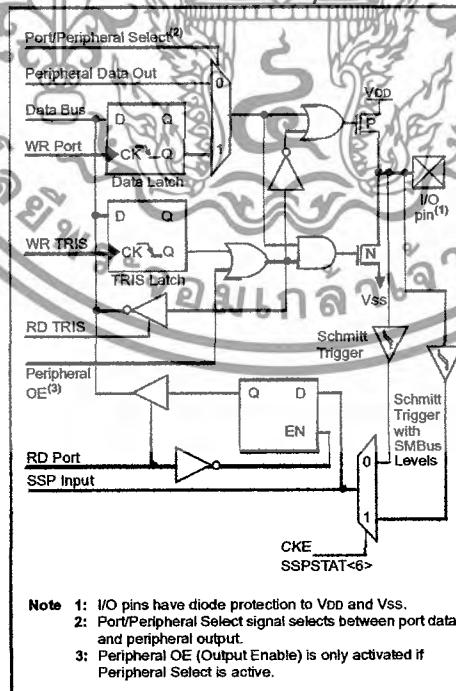


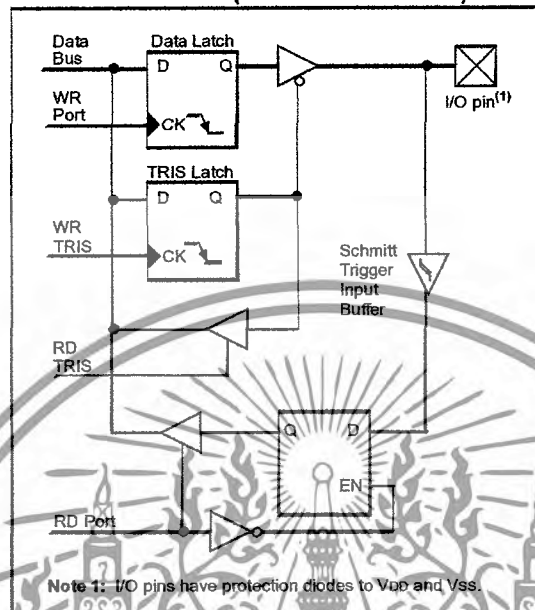
FIGURE 4-7: PORTC BLOCK DIAGRAM (PERIPHERAL OUTPUT OVERRIDE) RC<4:3>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

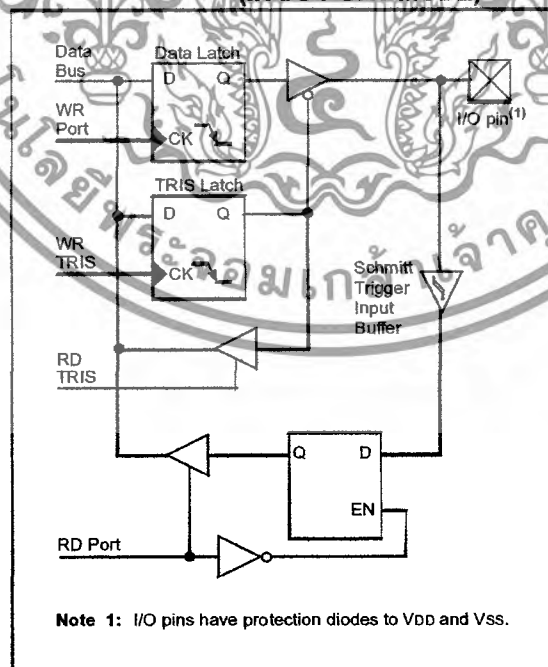
Port D

FIGURE 4-8: PORTD BLOCK DIAGRAM (IN I/O PORT MODE)



Port E

FIGURE 4-9: PORTE BLOCK DIAGRAM (IN I/O PORT MODE)

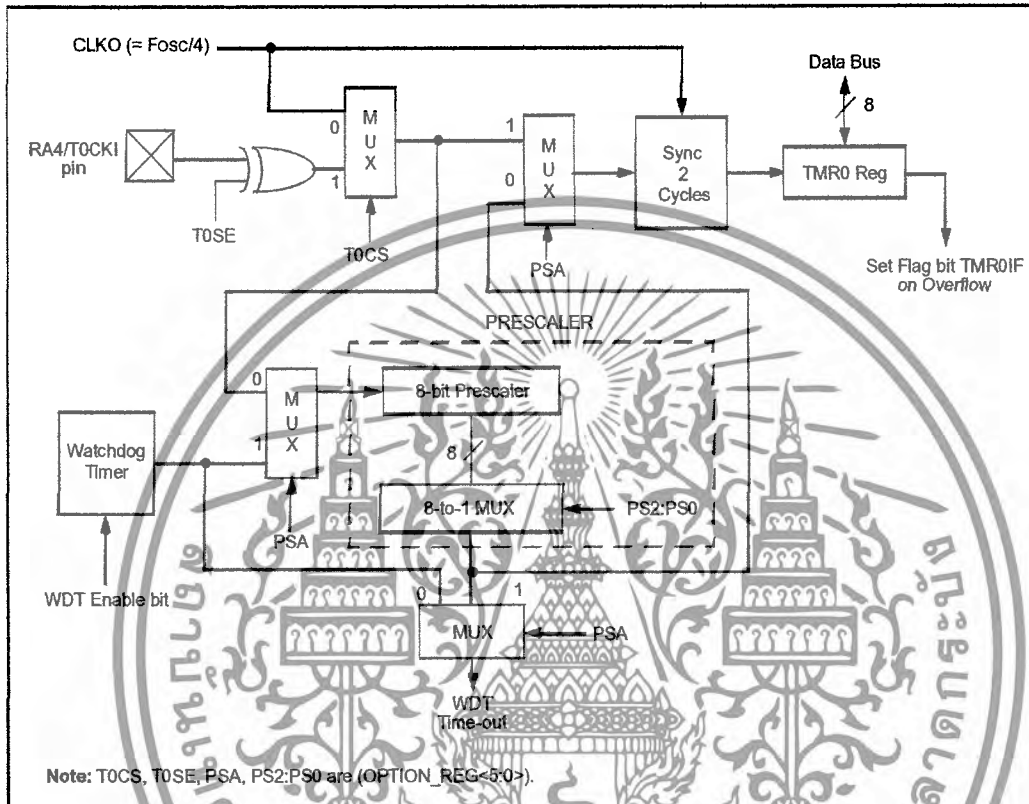


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Timer Module

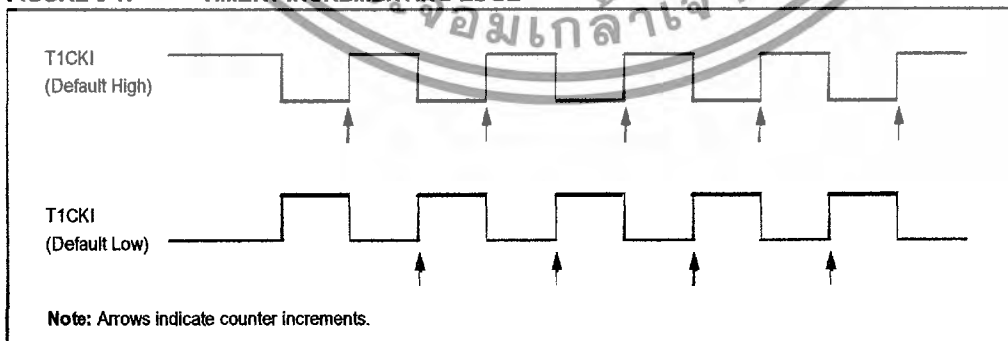
Timer 0

FIGURE 5-1: BLOCK DIAGRAM OF THE TIMER0/WDT PRESCALER



Timer 1

FIGURE 6-1: TIMER1 INCREMENTING EDGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 6-2: TIMER1 BLOCK DIAGRAM

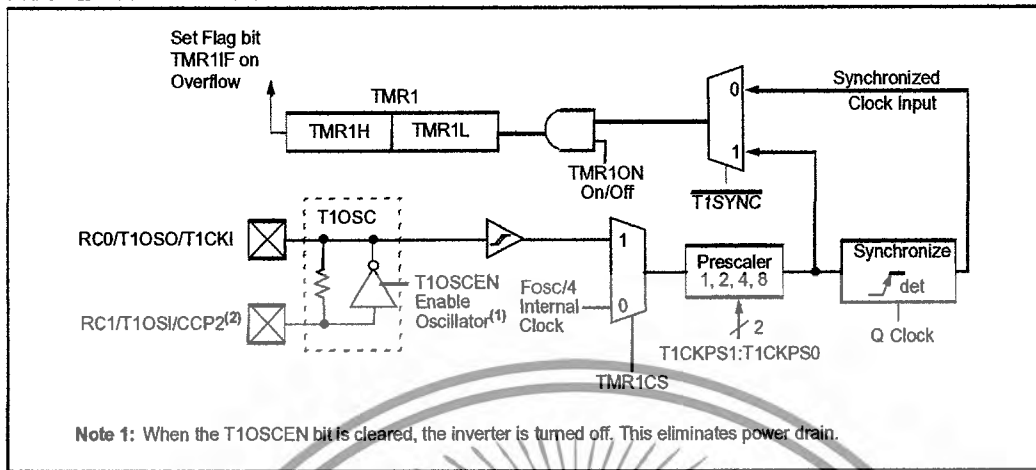
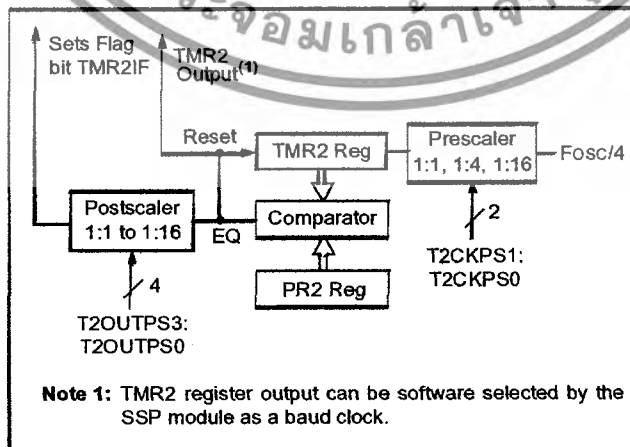


TABLE 6-1: CAPACITOR SELECTION FOR THE TIMER1 OSCILLATOR

Osc Type	Freq.	C1	C2
LP	32 kHz	33 pF	33 pF
	100 kHz	15 pF	15 pF
	200 kHz	15 pF	15 pF
These values are for design guidance only.			
Crystals Tested:			
32.768 kHz	Epson C-001R32.768K-A	± 20 PPM	
100 kHz	Epson C-2 100.00 KC-P	± 20 PPM	
200 kHz	STD XTAL 200.000 kHz	± 20 PPM	

Timer 2

FIGURE 7-1: TIMER2 BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ (timer/counter)

ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ (timer/counter) เป็นส่วนสำคัญสำหรับ ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC เพื่อนำมาสร้างฐานเวลา โดยไทมเมอร์หรือตัวตั้งเวลาและเคาน์เตอร์หรือตัวนับ มีทั้งขนาด 8 และ 16 บิต สามารถใช้กำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์เมื่อเกิดการนับค่าเกินหรือโอเวอร์โฟลว (overflow) นอกจากนี้ยังนำมาใช้งานเป็นตัวสร้างฐานเวลาให้กับ โมดูลตรวจจับสัญญาณ, เปรียบเทียบ, สร้างสัญญาณ PWM

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC เบอร์ PIC16F877A จะมีไทมเมอร์/เคาน์เตอร์ให้นำมาใช้งานได้มากถึง 3 ตัวคือ ไทมเมอร์ 0, ไทมเมอร์ 1 และ ไทมเมอร์

1. ไทมเมอร์ 0 เป็นตัวตั้งเวลาและตัวนับ ขนาด 8 บิต และมีปริสเกลเลอร์ขนาด 8 บิต
2. ไทมเมอร์ 1 เป็นตัวตั้งเวลาและตัวนับ ขนาด 16 บิต และมีปริสเกลเลอร์ขนาด 16 บิต ที่พิเศษ คือ เมื่อทำงานอยู่ในโหมดสลีป ไทมเมอร์ 1 ก็ยังคงทำงานอยู่กำหนดให้ทำงานแบบซิงโครนัสและอะซิงโครนัสได้ และกำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์เนื่องจากโอเวอร์โฟลวได้
3. ไทมเมอร์ 2 มีขนาด 8 บิต มีทั้ง ไทมเมอร์, ปริสเกลเลอร์, โพสต์สเกลเลอร์ และรีจิสเตอร์ คาบเวลา

นอกจากนี้ยังเป็นตัวกำหนดสร้างฐานเวลาของโมดูล CCP เมื่อทำงานในโหมด PWM การกำหนดให้ไทมเมอร์ทำงานในโหมด ไทมเมอร์หรือเคาน์เตอร์จะขึ้นอยู่กับการนับสัญญาณ ถ้าเป็นการนับสัญญาณนาฬิกาจากภายในก็จะทำงานเป็นตัวตั้งเวลาหรือ ไทมเมอร์ แต่ถ้าเป็นการนับสัญญาณจากภายนอกก็จะเป็นตัวนับหรือเคาน์เตอร์

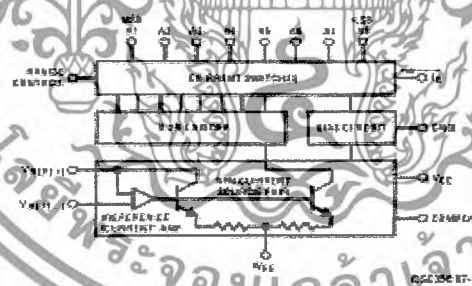
การใช้งานไทมเมอร์ 1 ในการสร้างนาฬิกาที่แสดงเป็นชั่วโมง นาที และวินาที เนื่องจากไทมเมอร์ขนาด 16 บิต คือนับจาก 0 ถึง 65535 และเกิดโอเวอร์โฟลว ทำให้เกิดอินเตอร์รัปต์ทุกๆ 52.43 มิลลิวินาที ที่ความถี่ 20 MHz ปริสเกลเลอร์เท่ากับ 1:4 ดังนั้นถ้า นับค่าจาก 0 – 18 ก็จะได้ฐานเวลา 1 วินาที

$$19 \times 52.43 \times 10^{-3} = 0.99617 \approx 1 \text{ วินาที}$$

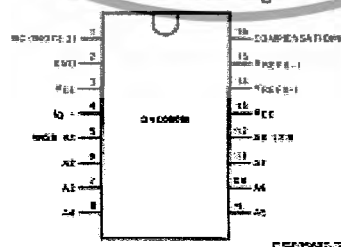
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก (D/A)

การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก **Digital to Analog Converter (D/A)** ทำหน้าที่แปลงข้อมูลผลลัพธ์จากการประมวลผลเป็นสัญญาณไฟฟ้า ให้เป็นสัญญาณที่มนุษย์รับรู้ได้สัมผัสได้ เป็นการแสดงผลข้อมูล (Output Unit) digital-to-analog conversion เป็นกระบวนการซึ่งสัญญาณมีการกำหนดระดับ หรือสถานะจำนวนหนึ่ง (ปกติ คือ 2 สถานะ) หรือสัญญาณดิจิทัล ให้เป็นสัญญาณที่ไม่จำกัดจำนวนของสถานะ หรือสัญญาณอนาล็อก ตัวอย่าง กระบวนการของ โมเด็ม ในการแปลงข้อมูลคอมพิวเตอร์ เป็นความถี่เสียง ให้สามารถส่งผ่านสายโทรศัพท์ twisted pair ในวงจรที่ทำงานให้กับฟังก์ชันนี้ เรียกว่า digital-to-analog converter (DAC) โดยพื้นฐาน digital-to-analog conversion ตรงข้ามกับ analog-to-analog conversion มี analog-to-analog converter (ADC) วางอยู่ในวงจรการสื่อสารต่อจาก DAC สัญญาณดิจิทัลส่งออก จะตรงกับสัญญาณดิจิทัลนำเข้า ในกรณีที่ DAC วางอยู่ในวงจรต่อจาก ADC สัญญาณอะนาล็อกส่งออกจะเป็นตรงกับสัญญาณอะนาล็อกนำเข้าสัญญาณดิจิทัล แบบ binary จะปรากฏเป็นข้อความขนาดยาว ของ 1 และ 0 ซึ่งจะไม่มีความหมายต่อการอ่าน แต่เมื่อ DAC ใช้ถอดรหัสสัญญาณดิจิทัลแบบ binary จึงปรากฏผลลัพธ์ที่มีความหมาย ซึ่งอาจจะเป็น เสียง ภาพ เสียงดนตรี และกลไกการเคลื่อน



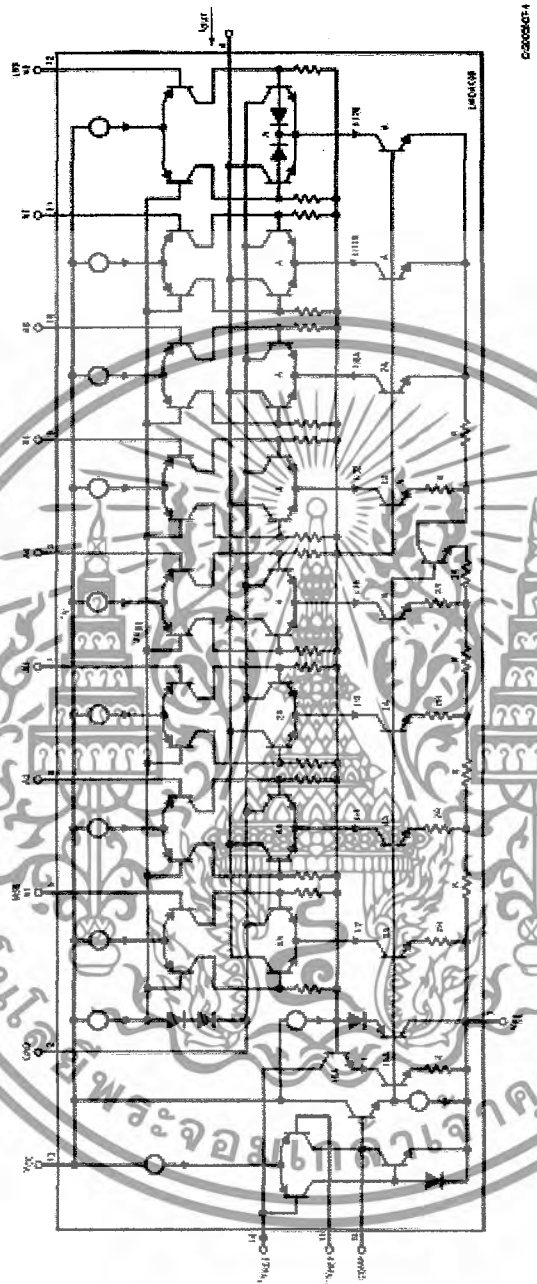
Dual-In-Line Package



Top View
Order Number DAC0808
See NS Package M16A or N16A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรภายใน IC#DAC0808



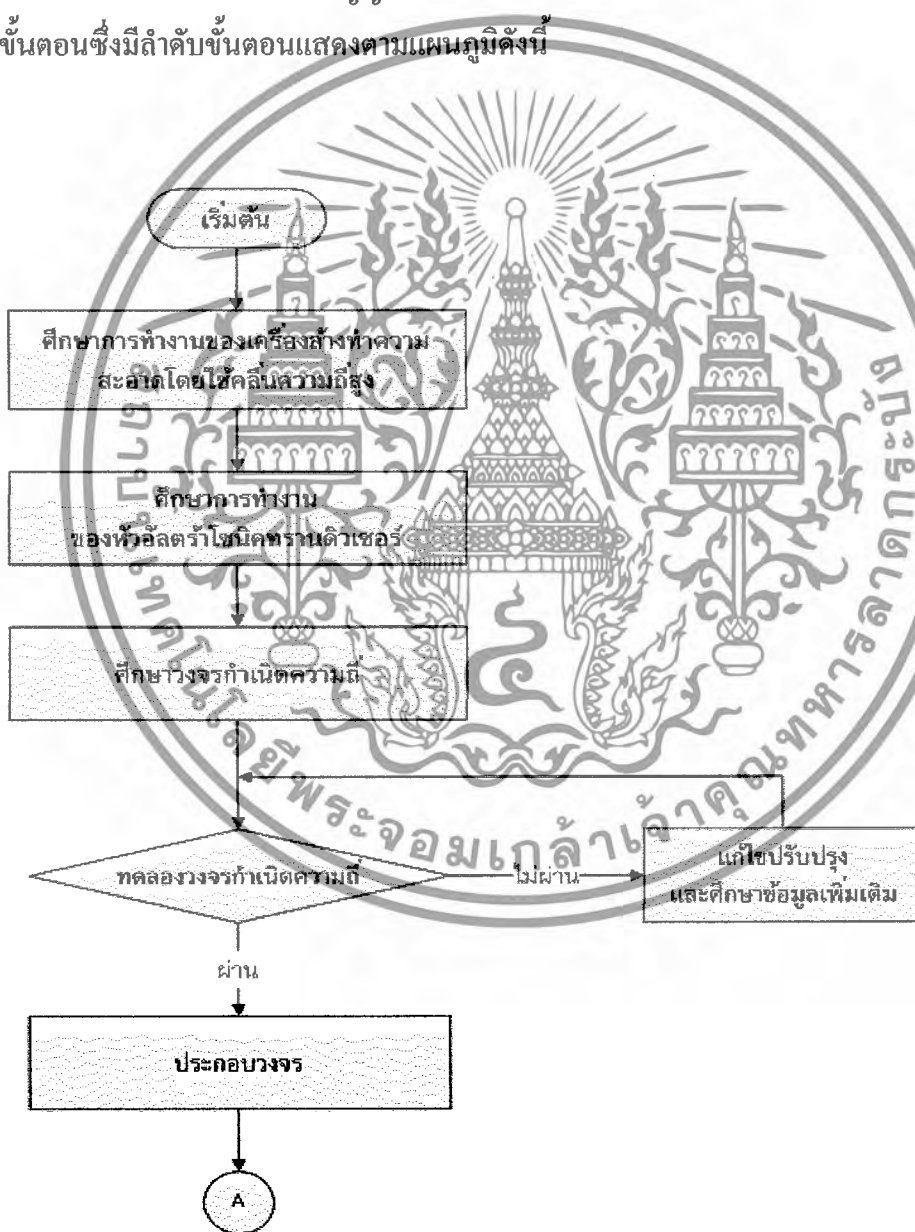
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการออกแบบโครงการ

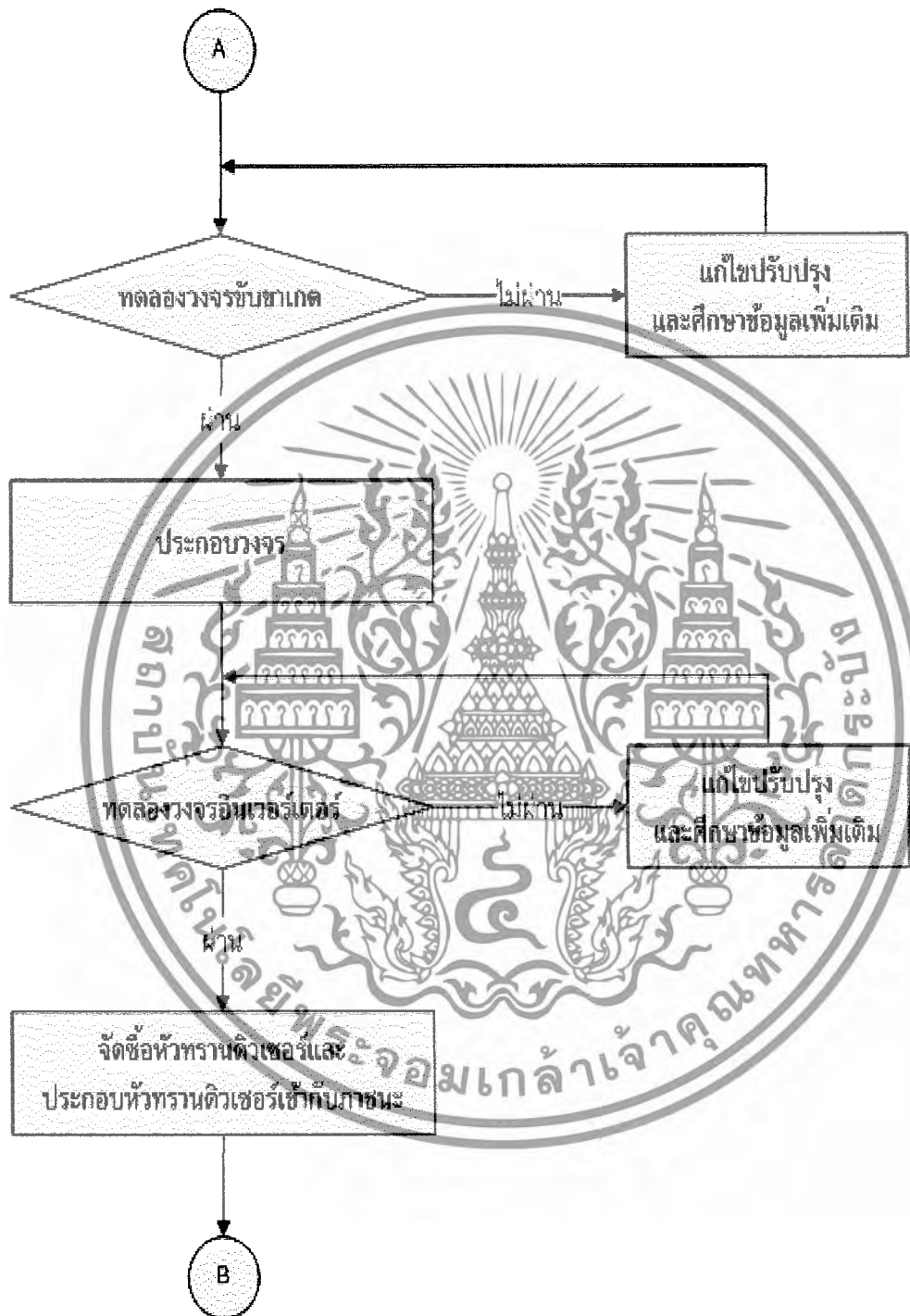
3.1 ขั้นตอนการดำเนินงาน

ในการดำเนินงานการจัดทำปฏิญานิพนธ์ จะประกอบไปด้วยขั้นตอนในการทำงานต่างๆ อยู่หลายขั้นตอนซึ่งมีลำดับขั้นตอนแสดงตามแผนภูมิดังนี้



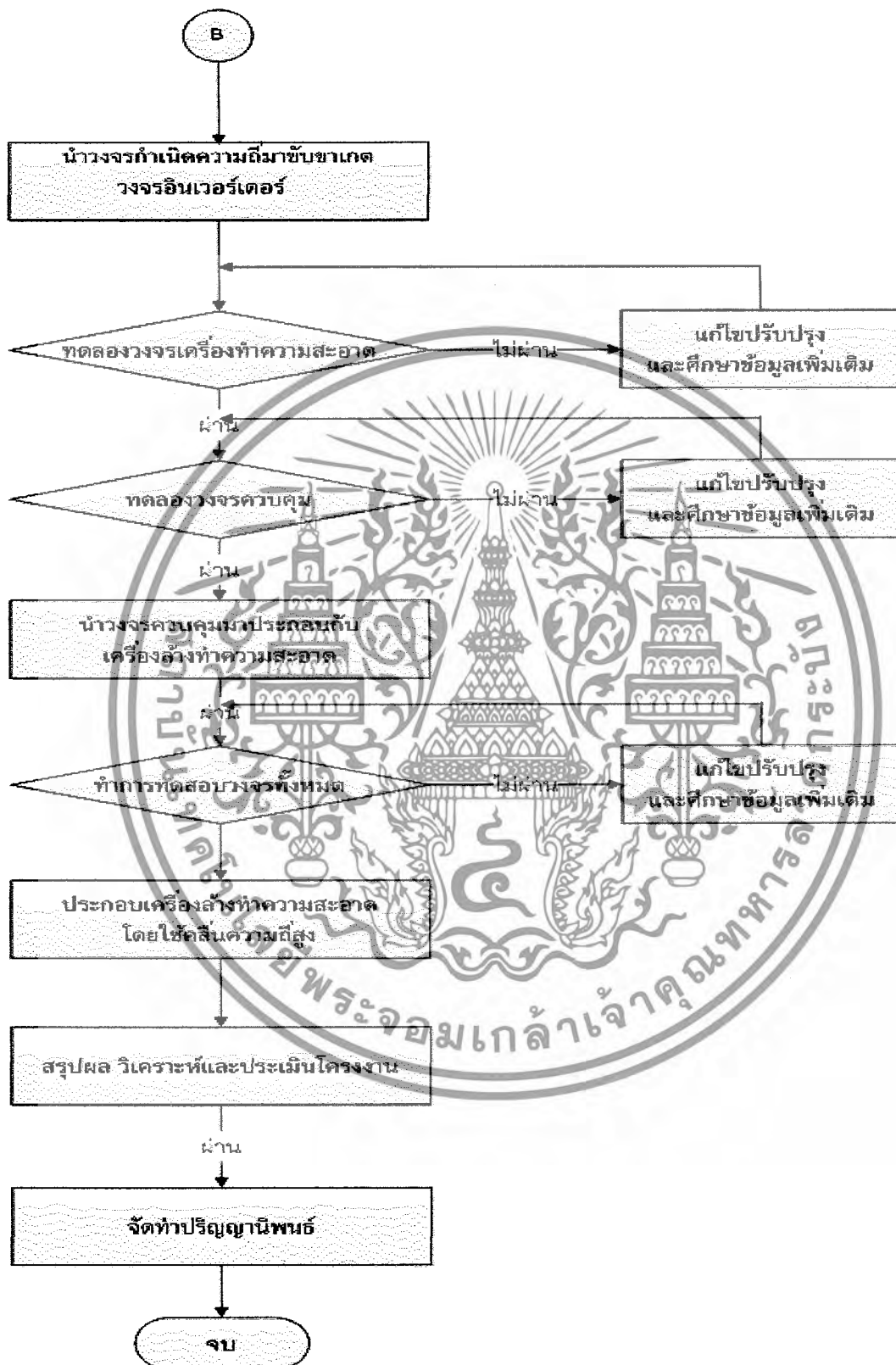
รูปที่ 3.1 แผนภูมิแสดงขั้นตอนการดำเนินงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 (ต่อ) แผนภูมิแสดงขั้นตอนการดำเนินงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

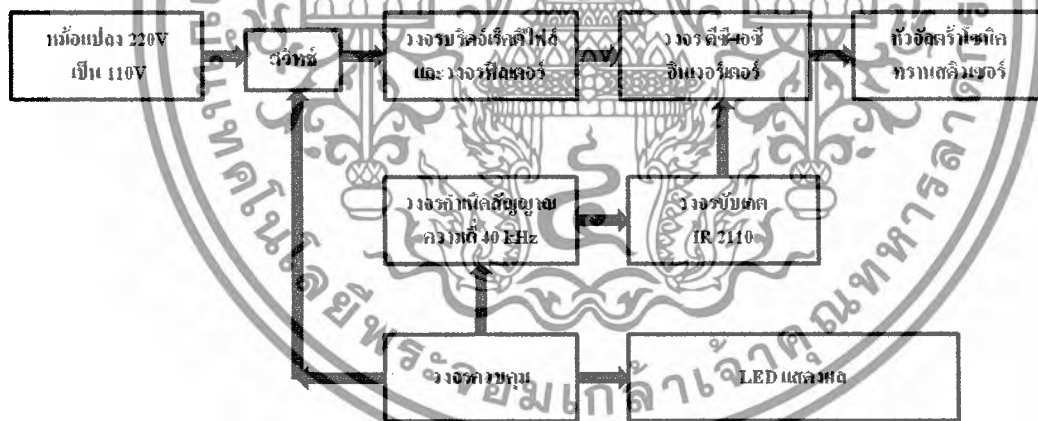


รูปที่ 3.1 (ต่อ) แผนภูมิแสดงขั้นตอนการดำเนินงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการต่างๆของเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง จากการศึกษาข้อมูลนั้น เครื่องทำความสะอาดอัลตราโซนิคจะประกอบไปภาคการทำงานดังนี้ คือ

1. วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 155 V หรือวงจรบริดจ์เรกติไฟล์
2. วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง หรือ วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบฮาล์ฟบริดจ์ ความถี่ 40 kHz
3. วงจรสร้างสัญญาณควบคุมความกว้างของพัลส์ โดยใช้ไอซี TL494 กำหนดสัญญาณความกว้างพัลส์ความถี่ 40 kHz ซึ่งจะนำไปควบคุมการปิด-เปิด สวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องทำความสะอาดอัลตราโซนิค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายละเอียดของโครงการงาน	พ.ศ.2551							พ.ศ.2552			
	ม.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.
1. เสนอโครงการ	*										
2. ศึกษาวงจรเครื่องทำความ สะอาดอัลตราโซนิค		*	*								
3. ออกแบบและสร้างวงจรความถี่ ออกแบบและสร้างวงจรขับเกด			*								
4. ออกแบบและสร้าง แหล่งจ่ายไฟ				*							
5. ออกแบบและสร้างวงจรชุด วงจรอินเวอร์เตอร์					*						
6. ออกแบบและสร้างวงจรชุด ควบคุมกำลังและวงจรตั้งเวลา						*					
7. ประกอบวงจรและ ทำการปรับแต่ง											
8. จัดทำปริญญานิพนธ์											

* เวลาที่วางแผน ← → เวลาที่ปฏิบัติจริงของโครงการงาน
แสดงระยะเวลาในการดำเนินงาน

3.2 ชุดสร้างความถี่และอินเวอร์เตอร์

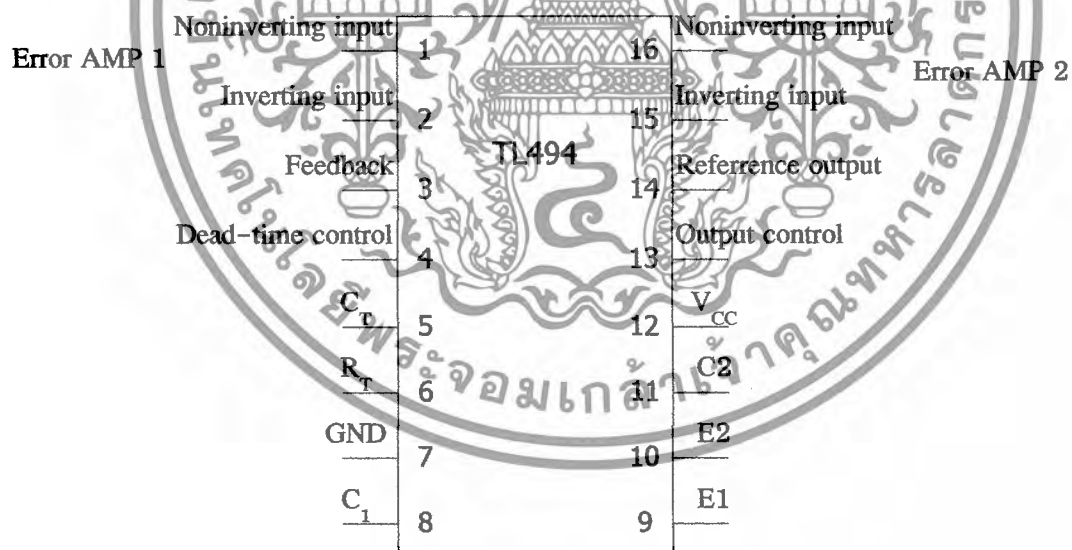
3.2.1 การสร้างชุดกำเนิดสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์

วงจรรวมเบอร์ TL494 ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิดสัญญาณมอดูเลตความกว้างของพัลส์ที่สามารถควบคุมความถี่และความกว้างของพัลส์ได้ (t_{on}) ได้ โดยการต่อความต้านทานปรับค่าได้ภายนอก (R_T) ร่วมกับตัวเก็บประจุควบคุมฐานเวลา (C_T) และยังสามารถกำหนดค่าเดดไทม์ของพัลส์ได้อีกด้วย คุณสมบัติของ TL494 มีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

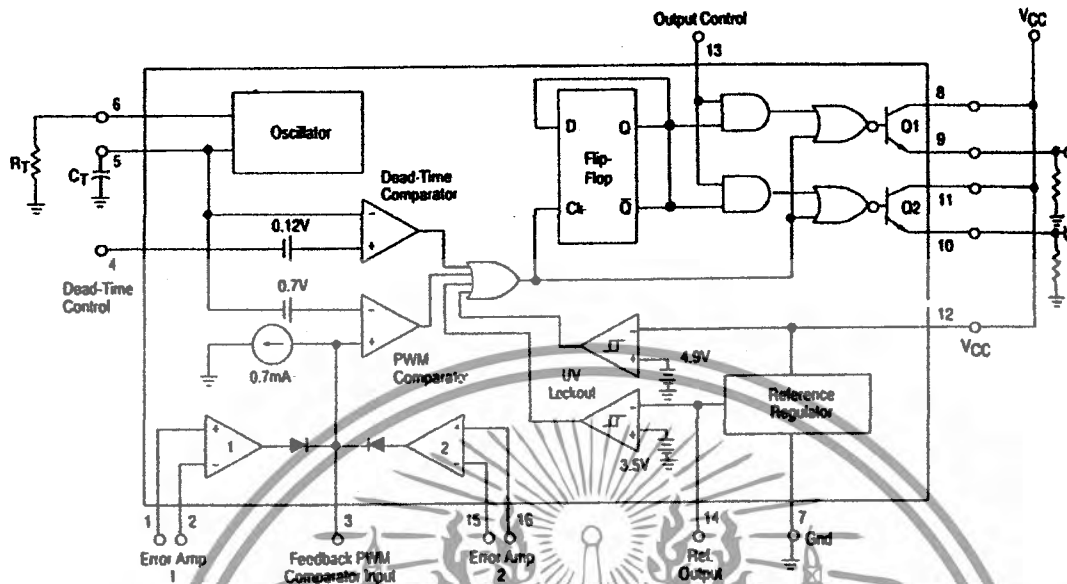
1. แรงดันไบแอส (Vcc) ใช้ได้ในย่าน +7 โวลต์ ถึง +40 โวลต์
2. สัญญาณเอาต์พุตมี 2 ชุด คือ ชุด Q1 และ Q2 เป็นลักษณะพัลซพัล
3. ให้แรงดันคอลลีเกเตอร์สูงสุดได้ 40 โวลต์
4. กระแสเอาต์พุตไม่เกิน 200 มิลลิแอมป์
5. ตัวเก็บประจุฐานเวลา (C_T) ใช้ได้ตั้งแต่ 0.47 nF ถึง 10,000 nF
6. ความต้านทานฐานเวลา (R_T) ใช้ได้ตั้งแต่ 1.8 k Ω ถึง 500 k Ω
7. กำหนดความถี่เอาต์พุตของพัลส์ได้ตั้งแต่ 1 kHz ถึง 300 kHz

ข้อดีของการใช้ไอซี TL494 ความคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์คือมีเอาต์พุต 2 ช่องต่างเฟสกัน 180 องศาและสามารถปรับความกว้างของสัญญาณ PWM หรือปรับคิวิตี (Duty) ได้ ในการใช้งานเมื่อนำไปใช้ร่วมกับชุดขับนำเกตของเพาเวอร์มอสเฟตแล้วทำให้สามารถควบคุมช่วงเวลาในการทำงานได้ตามต้องการ



รูปที่ 3.2 (ก) แสดงลักษณะภายนอกของไอซี TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 (ข) แสดงโครงสร้างลักษณะวงจรภายในของไอซี TL 494

ลักษณะภายนอกและภายในของไอซีเบอร์ TL494 แสดงดังรูปที่ 3.2 (ก) และ (ข) การกำหนดคาบเวลาการทำงานวงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานของ ไอซีจะกำหนดได้จาก

$$\text{จากสูตร } T = \frac{R_T C_T}{1.1} \quad [\text{วินาที}] \quad (3.1)$$

เนื่องจาก ต้องการความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ หากค่า T ได้จาก

$$T = \frac{1}{f} \quad (3.2)$$

$$T = \frac{1}{40 \times 10^3}$$

$$= 25 \mu\text{S}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดค่าเวลาเพื่อ (t_D) = 20 % ของครึ่งคาบเวลา = $0.2 \times (T/2)$

$$T_D = 0.2 \times \left(\frac{25 \times 10^{-6}}{2} \right)$$

$$= 2.5 \mu s$$

และสามารถหาค่า R_T ได้โดยเลือกค่า $C_T = 0.01$ ไมโครฟาราด นำค่า T และ C_T สามารถหาค่า R_T ได้

$$25 \times 10^{-6} = \frac{R_T \times (0.01 \times 10^{-6})}{1.1}$$

$$R_T = \frac{25 \times 10^{-6} \times 1.1}{0.01 \times 10^{-6}}$$

$$R_T = 2.75 \text{ k}\Omega$$

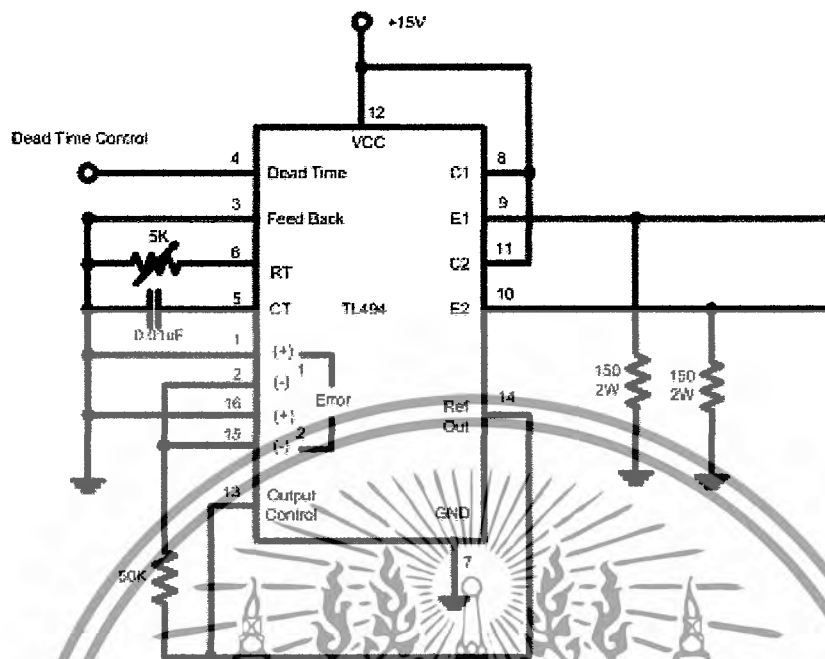
$$t_{on(max)} = 0.4T$$

$$= 0.4 \times 25 \times 10^{-6}$$

$$= 20 \mu s$$

(3.3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

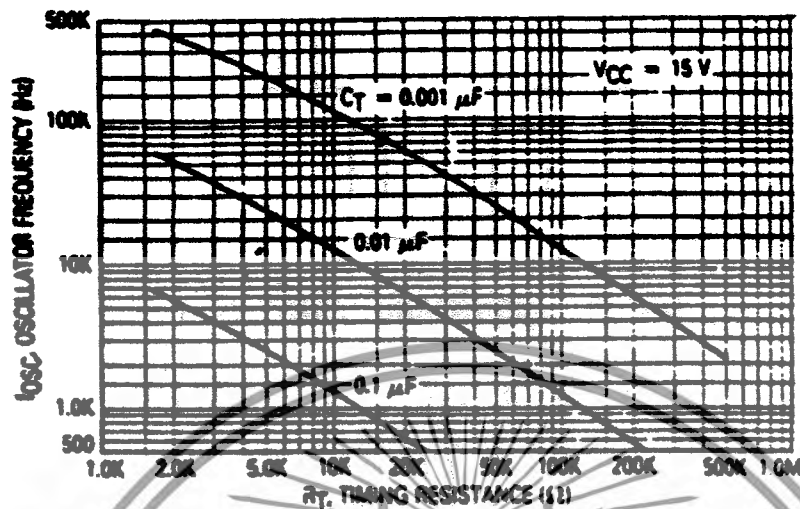


รูปที่ 3.3 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณเมอดูเลตความกว้างพัลส์ TL 494

จากรูปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างความถี่โดยใช้ไอซี TL494 ทำหน้าที่สร้างสัญญาณเมอดูเลตความกว้างพัลส์โดยใช้แรงดันไบแอส +15 V และกำหนดค่าความถี่เอาต์พุต 40 kHz โดยใช้ค่า $C_T = 0.01 \mu\text{F}$ และ ปรับค่าความต้านทาน ($V_R = 5\text{k}$) $R_T = 2.75 \text{ kHz}$ และค่าแรงดันควบคุม (Dead time) ที่ขา 4 สามารถปรับได้ในช่วงย่าน 0 โวลต์ ถึง +5.25 โวลต์ โดยแรงดันควบคุมที่ขา 4 นี้ ค่าความต้านทาน 10 k จะทำหน้าที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ (t_{on}) จะมี $T_D = 25 \mu\text{s}$ ซึ่งสามารถอ่านค่าได้จาก ออสซิลโลสโคปและนำสัญญาณที่ได้จากขา 8 และขา 11 ไปเข้าวงจรขับเกตต่อไป ความสัมพันธ์ระหว่างการกำหนดค่า R_T C_T กับความถี่เอาต์พุต ซึ่งเราสามารถใช้กราฟแสดงความสัมพันธ์นี้หาค่า R_T C_T ได้ดังรูปที่ 3.4 ซึ่งจากรูปนั้นจะได้ค่าความถี่เอาต์พุตตั้งแต่ 500-

500 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



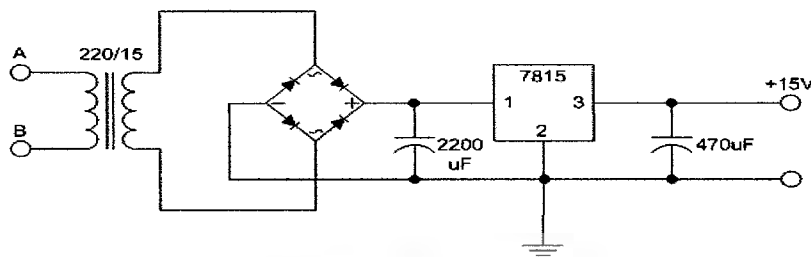
รูปที่ 3.4 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง R_T , C_T และค่าความถี่เอาต์พุต

3.2.2 การออกแบบแหล่งจ่ายวงจรสร้างความถี่

แหล่งจ่ายไฟ 15 โวลต์ สำหรับวงจรควบคุม วงจรป้องกันและ สำหรับวงจรขับนำเกต

สำหรับวงจรขับนำเกต

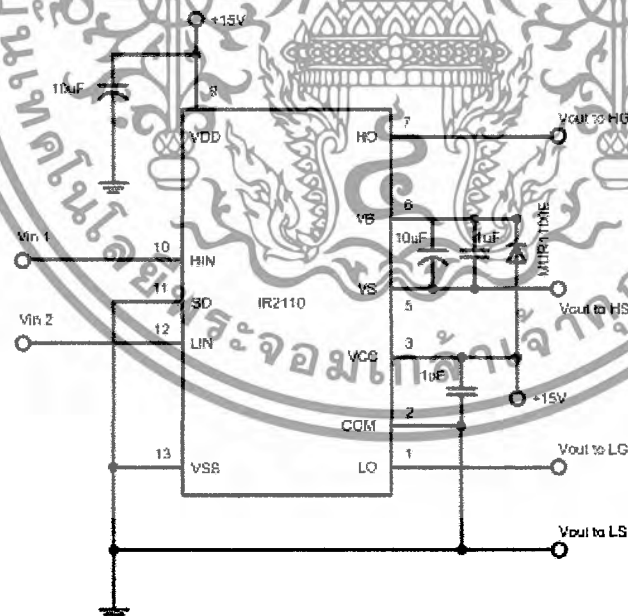
สำหรับจ่ายไฟให้กับวงจรควบคุมและวงจรขับเกต โดยใช้ ไอซีเรกกูเลเตอร์เบอร์ 7815 แสดงในรูปที่ 3.5 วงจรแหล่งจ่ายไฟตรง 18 โวลต์ประกอบด้วยไดโอดบริดจ์ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งถูกต้องแบบบริดจ์จากนั้นจะผ่านคาร์กรองแรงดันให้ เรียบขึ้นด้วยตัวเก็บประจุ และถูกทำให้แรงดันคงที่ด้วยไอซีเรกกูเลเตอร์เบอร์ 7818 โดยไอซีเรกกูเลเตอร์ สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 1 แอมแปร์แต่วงจรขับนำเกตกินกระแสเพียง 20 มิลลิแอมแปร์ โดยเลือกใช้หม้อแปลง 18 โวลต์ ขนาด 100 มิลลิแอมแปร์ ซึ่งเป็นขนาดเล็กที่สุด



รูปที่ 3.5 แสดงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

3.2.3 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซี IR 2110

จากรูปที่ 3.6 แสดงวงจรขับนำเกต โดยใช้ไอซีเบอร์ IR 2110 นำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากไอซีเบอร์ TL 494 มาจ่ายเป็นสัญญาณอินพุตสำหรับวงจรถับนำเกต สำหรับเอาต์พุตของ วงจรนี้จะนำไปขับนำเกตของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรถับนำเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ - บริดจ์

เพาเวอร์มอสเฟต IRFP460 นั้นที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตจะทำหน้าที่เป็นอินพุตสำหรับควบคุมการไหลของกระแสทางด้านเอาต์พุตให้ไหลจากขาเดรนไปสู่ขาซอส ซึ่งโดยปกติแล้วขาซอสจะเป็นจุดร่วมของอินพุตกับเอาต์พุตของเพาเวอร์มอสเฟต สำหรับคุณลักษณะทางด้านเอาต์พุต ก็คือ กระแสเดรน ขณะกระทำกับแรงดัน เดรน-ซอส ขณะแรงดันแรงดันเกต-ซอส ใดๆ มีค่าคงที่

การใช้งานเพาเวอร์มอสเฟตจะนำมาใช้เป็นสวิตช์เพื่อควบคุมกานไหลของกระแสที่ป้อนให้กับโหลด ซึ่งเพาเวอร์มอสเฟตจะอยู่ในสถานะปิดวงจรก็ต่อเมื่อ แรงดันเกต-ซอสมีค่าน้อยกว่าแรงดันเริ่มเปลี่ยน (Threshold Voltage) ซึ่งโดยปกติแรงดันนี้มีค่าไม่มากนัก และในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มเปิดวงจร แรงดันเดรน-ซอสของเพาเวอร์มอสเฟต จะมีแรงดันตกคร่อมด้วยค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่าย

ข้อดีคือของวงจรฮาล์ฟบริดจ์ คือ

1. ใช้กับ โหลดอิมพีแดนซ์ต่ำได้ทำให้ไม่ต้องใช้หม้อแปลงทางด้านเอาต์พุต
2. ใช้อุปกรณ์น้อยและให้ประสิทธิภาพดี ทำให้ราคาประหยัดเมื่อเทียบกับฟูลบริดจ์
3. หลีกเลี่ยงปัญหาการ ไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง

3.3 การออกแบบแหล่งจ่ายในวงจรกำลัง

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงในวงจรกำลัง ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ แลวงจรกรองแรงดัน วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลัง โดยจะรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ขนาด 110 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ให้เป็นไฟกระแสตรง ประมาณ 155 โวลต์

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงหาได้จากสูตร

$$V_{DC} = \sqrt{2} V_s - 2V_d \quad (3.4)$$

โดยที่ V_{DC} คือ ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (โวลต์)

V_s คือ ค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟสลับ 220 โวลต์

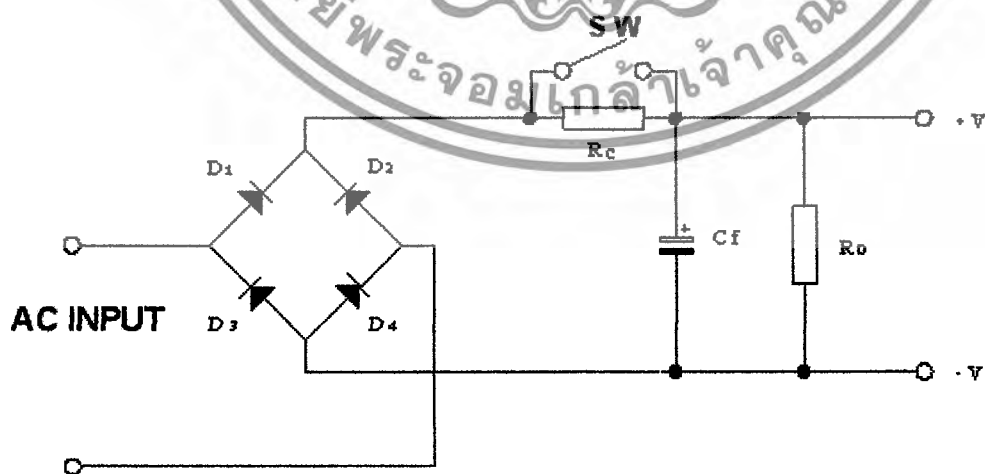
V_d คือ ค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด มีค่า 0.7 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$\begin{aligned} V_{DC} &= (1.414 \times 110) - (2 \times 0.7) \\ &= 155.54 - 1.4 \\ &= 154.14 \text{ โวลต์} \end{aligned}$$

วงจรเรียงกระแสประกอบด้วยไดโอดแบบบริดจ์ วงจรกรองแรงดันใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน R_C และ R_o ในขณะที่วงจรเริ่มการทำงาน แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะมีค่าประมาณศูนย์โวลต์ ทำให้กระแสที่ไหลอัดประจุให้มีค่าค่อนข้างสูง ซึ่งกระแสในจำนวนนี้จะไหลผ่านบริดจ์ไดโอดที่เป็นวงจรเรียงกระแส ซึ่งอาจทำให้ไดโอดเสียหายได้ดังนั้นจึงต้องใส่ตัวต้านทาน R_C จำกัดกระแสไว้ในช่วงเริ่มการทำงาน หลังจากนั้นเมื่อแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่ม ขึ้นถึงระดับที่เหมาะสม จะให้นำน้ำส้มฝัสดของแมกเนติกคอนแทกเตอร์ทำงานให้สวิตช์ SW ปิด ซึ่งเป็นการลัดวงจรตัวต้านทานที่ต่ออันดับกับบริดจ์ไดโอด กระแสที่ไหลผ่านบริดจ์ไดโอดจะไปที่ตัวเก็บประจุโดยตรง แต่จะไม่ทำให้บริดจ์ไดโอดเสียหายได้ เพราะขณะนี้กระแสที่ไหลในวงจรจะมีค่าไม่สูงมากนักเนื่องจากมีแรงดันคร่อมที่ตัวเก็บประจุ นอกจากนี้ที่ตัวเก็บประจุมีตัวต้านทานต่อขนานเพื่อทำการคายประจุที่ตัวเก็บประจุเมื่อนายุวงจรการทำงานแล้ว เพื่อป้องกันมิให้เกิดอันตรายเนื่องจากประจุที่สะสมไว้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟตรงภาคกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ใช้ในการกรองแรงดันหาได้จากสูตร

$$Q = i \times t \quad (3.5)$$

$$Q = C_f \times V \quad (3.6)$$

$$C_f = i \times t / V \quad (3.7)$$

โดยที่

Q คือ ประจุที่คายออกจากตัวเก็บประจุ (คูลอมป์)

I คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ (A)

t คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุจ่ายกระแส (s)

C_f คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจร (F)

V คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอดคร่อมตัวเก็บประจุ (V)

ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ผ่านวงจรกรองมีค่ายอด = 154.14 โวลต์

ถ้าให้แรงดันกระเพื่อมมีค่า 10% ของแรงดันยอด = 15.485 โวลต์

ดังนั้นแรงดันเฉลี่ยที่ตัวเก็บประจุมีค่า $154.14 - 15.485 = 138.655$ โวลต์

จากวงจรในรูปที่ 3.7 ประมาณว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในช่วงที่ตัวเก็บประจุจ่ายกระแสให้โหลดมีค่าเท่ากับกระแสโหลดและช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุจ่ายกระแสจะมีค่าประมาณหนึ่งในสองของคาบเวลา เนื่องจากวงจรกรองที่ใช้เป็นวงจรบริดจ์ ช่วงเวลาดังกล่าวมีค่าประมาณ 10 มิลลิวินาที และเพื่อเป็นการเผื่อไว้ให้สามารถขยายกำลังในอนาคต จะให้แหล่งจ่ายไฟตรงสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 10 แอมแปร์ แทนค่าแรงดันกระเพื่อมคร่อมตัวเก็บประจุเวลาและกระแสที่ตัวเก็บประจุจ่ายดังสมการที่กล่าวมา

ดังนั้นจากสมการ (3.4)

$$C_f = \frac{10 \times 10 \times 10^{-3}}{15.485}$$

$$C_f = 4843.39 \text{ ไมโครฟารัด}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติ จะเลือกค่าความจุของตัวเก็บประจุให้มีค่าใกล้เคียงกับที่คำนวณได้ เนื่องจากตัวเก็บประจุนี้จะต้องสามารถทนแรงดันอย่างน้อยที่สุดเท่ากับ 350 โวลต์ และกรณีที่แรงดันไฟฟ้า 1 เฟส มีการกระเพื่อมขึ้นตัวเก็บประจุนี้จะต้องทนแรงดันที่สูงขึ้นด้วย จึงเลือก ตัวเก็บประจุขนาดความจุ 14,700 ไมโครฟารัด ที่สามารถทนแรงดันได้ 400 โวลต์

การคำนวณค่าความต้านทานที่ขานานตัวเก็บประจุ ดังที่กล่าวข้างต้นตัวต้านทานที่ต่อขานานตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการคายประจุที่สะสมอยู่ที่ตัวเก็บประจุหลังเลิกใช้งาน เพื่อมิให้เกิดอันตราย ตามมาตรฐานของ วสท. 40 กำหนดให้ตัวเก็บประจุที่ใช้กับแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 800 โวลต์ จะต้องมีตัวต้านทานสำหรับคายประจุให้ตัวเก็บประจุมีแรงดันเหลืออยู่เท่ากับ 50 โวลต์ ภายใน 1 นาที และคำนวณค่าความต้านทาน ได้จากความสัมพันธ์ในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงการคายประจุของตัวเก็บประจุ

จากรูปให้ V_f คือค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลาใดๆ และ V_1 คือแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุก่อนการคายประจุผ่านตัวต้านทาน เนื่องจากในวงจรกรองจะใช้ตัวเก็บประจุต่อขานานกัน ทำให้แรงดันที่เก็บประจุรับทุกตัวเป็น 309.72 โวลต์ และจากรูปที่ 3.8 แรงดันคร่อม ตัวเก็บประจุที่เวลาใดๆจะมีความสัมพันธ์กับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุก่อนการคาย

จากสมการ

$$V_f = V_1 \times e^{-(t/RC)} \quad (3.8)$$

โดยที่

- R คือ ค่าความต้านทานที่ขานานตัวเก็บประจุ (โอห์ม)
- C คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจร (F)
- V_f คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลาใดๆ (V)
- V_1 คือ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุที่เวลาใดๆ (V)
- t คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุจ่ายกระแส (s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า

$$\begin{aligned} V_1 &= 154.14 \text{ โวลต์} \\ V_f &= 50 \text{ โวลต์} \\ C_f &= 4843.39 \text{ ไมโครฟารัด} \\ t &= 60 \text{ วินาที} \end{aligned}$$

จะได้

$$\begin{aligned} 50 &= 309.72 \times e^{-(60/(R \times 4843.9 \mu\text{F}))} \\ R &= 6,792.99 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

3.4 วงจรสับเบอรั

ในการออกแบบวงจรสับเบอรัแบบขนาน ที่ทำงานร่วมกับเฟดไนวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอเตอร์นั้น การออกแบบจะต้องทำให้ความลาดเอียงของแรงดันคร่อมสวิตช์มีค่าเหมาะสม โดยจะต้องมีค่าไม่น้อยเกินไป เพื่อไม่ให้กำลังสูญเสียมีค่ามาก ทั้งนี้ถ้าความลาดเอียงน้อย จะทำให้กระแสและแรงดันที่เวลาเดียวกันในตอนหยุดนำกระแสมีค่ามากขึ้นไป ทำให้แรงดันที่สวิตช์ตัวที่จะนำกระแสไม่ลดลงจนเป็นศูนย์ ทำให้เกิดกระแสกระชากในสวิตช์ในตอนที่น่ากระแส เป็นผลทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในขณะเริ่มนำกระแสยาก โดยสามารถคำนวณค่าต่างๆ ได้ดังนี้

จากสูตร

$$PD_R = \frac{0.5 \times C \times V_{dc(max)}^2}{T} \quad (3.9)$$

เมื่อ PD_R คือ ค่ากำลังงานสูญเสีย ของตัวความต้านทาน (W)

C คือ ค่าความจุ ของตัว เก็บประจุ เท่ากับ $0.05 \mu\text{F}$

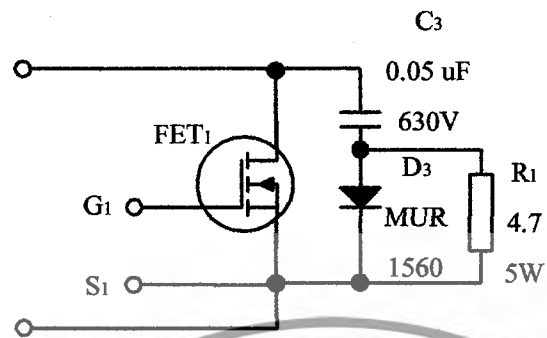
$V_{dc(max)}$ คือ ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุด เท่ากับ 392 โวลต์ (V)

T คือ ช่วง 1 คาบเวลา ของความถี่สวิตช์เท่ากับ $50 \mu(\text{sec})$

$$\begin{aligned} \therefore PD_R &= \frac{0.5 \times 0.05 \times 10^{-6} \times 392^2}{50 \times 10^{-6}} \\ &= 42 \text{ W} \end{aligned}$$

\therefore จึงเลือกใช้ค่า $R = 4.7 \Omega$ 50 W , $C = 0.05 \mu\text{F}$ 630 V , $D = 15 \text{ A}$ 600 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรสับเบออร์

จากสูตร

$$C = \frac{I_{P(pk)} \times t_{off}}{2V_{in}} \quad (3.10)$$

$$f = 40 \text{ kHz}, I_{P(pk)} = 5 \text{ A}, t_{on} = 12.5 \mu\text{s}, t_{off} = 12.5 \mu\text{s}, V_{in} = 155 \text{ V}$$

$$C = \frac{(15 \text{ A} \times 12.5 \mu\text{s})}{(2 \times 155 \text{ V})} = 0.06 \mu\text{F}$$

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

$$= \frac{1.5 \mu\text{s}}{2 \times 3 \times 0.0524 \mu\text{F}} = 4.16 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดตั้งเวลาและชุดควบคุมกำลังเอาต์พุต

ชุดตั้งเวลา

ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ (timer/counter)

ไทเมอร์/เคาน์เตอร์ (timer/counter) เป็นส่วนสำคัญสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC เพื่อนำมาสร้างฐานเวลา โดยไทเมอร์หรือตัวตั้งเวลาและเคาน์เตอร์หรือตัวนับ มีทั้งขนาด 8 และ 16 บิต สามารถใช้กำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์เมื่อเกิดการนับค่าเกินหรือโอเวอร์โฟลว (overflow) นอกจากนี้ยังสามารถนำมาใช้งานเป็นตัวสร้างฐานเวลาให้กับ โมดูลตรวจจับสัญญาณ, เปรียบเทียบ, สร้างสัญญาณ PWM

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC เบอร์ PIC16F877A จะมีไทเมอร์/เคาน์เตอร์ให้นำมาใช้งานได้มากถึง 3 ตัวคือ ไทเมอร์ 0, ไทเมอร์ 1 และ ไทเมอร์ 2

1. ไทเมอร์ 0 เป็นตัวตั้งเวลาและตัวนับ ขนาด 8 บิต และมีปริสเกลเลอร์ขนาด 8 บิต
2. ไทเมอร์ 1 เป็นตัวตั้งเวลาและตัวนับ ขนาด 16 บิต และมีปริสเกลเลอร์ขนาด 16 บิต ที่พิเศษ คือ เมื่อทำงานอยู่ในโหมดสลีป ไทเมอร์ 1 ก็ยังคงทำงานอยู่กำหนดให้ทำงานแบบซิงโครนัสและอะซิงโครนัสได้ และกำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์เนื่องจากโอเวอร์โฟลวได้
3. ไทเมอร์ 2 มีขนาด 8 บิต มีทั้ง ไทเมอร์, ปริสเกลเลอร์, โปสต์สเกลเลอร์ และรีจิสเตอร์คาบเวลา

นอกจากนี้ยังเป็นตัวกำหนดสร้างฐานเวลาของโมดูล CCP เมื่อทำงานในโหมด PWM การกำหนดให้ไทเมอร์ทำงานในโหมด ไทเมอร์หรือเคาน์เตอร์จะขึ้นอยู่กับการทำงานนับสัญญาณ ถ้าเป็นการนับสัญญาณนาฬิกาจากภายในก็จะทำงานเป็นตัวตั้งเวลาหรือ ไทเมอร์ แต่ถ้าเป็นการนับสัญญาณจากภายนอกก็จะเป็นตัวนับหรือเคาน์เตอร์

การใช้งานไทเมอร์ 1 ในการสร้างนาฬิกาที่แสดงเป็นชั่วโมง นาที และวินาที เนื่องจากไทเมอร์ขนาด 16 บิต คือนับจาก 0 ถึง 65535 และเกิด โอเวอร์โฟลว ทำให้เกิดอินเตอร์รัปต์ทุกๆ 52.43 มิลลิวินาที ที่ความถี่ 20 MHz ปริสเกลเลอร์เท่ากับ 1:4 ดังนั้นถ้า นับค่าจาก 0 – 18 ก็จะได้ฐานเวลา 1 วินาที

$$19 \times 52.43 \times 10^{-3} = 0.99617 \approx 1 \text{ วินาที}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Flowchart



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมที่ใช้ควบคุมในภาคควบคุม PIC

```

#include <16F877A.h>
#define CLOCK_SP 2000000

#fuses HS
#fuses NOLVP, NOWDT
#fuses NOPROTECT

#use delay (clock=CLOCK_SP)

#byte port_b=6 //สร้างตัวแปรเพื่อสร้างตารางข้อมูลส่งให้พอร์ต B ที่ตำแหน่ง 0x06

char num_led[10] = { 0x3F,0x06,0x5B,0x4F,0x66,
                    0x6D,0x7D,0x07,0x7F,0x6F };

void xDelay(int n);
void DspLED7seg_Time(int c1,int c2,int c3,int c4);

int16 overflow=0;

#INT_TIMER1
void IntTMR1_isr(void) //โปรแกรม Interrupts
{
    overflow++;
}

void xDelay(int n) //โปรแกรมย่อย Delay
{
    for(;n!=0;n--)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
delay_ms(1);
```

```
}
```

```
void DspLED7seg_Time(int c1,int c2,int c3,int c4) //โปรแกรมย่อยของการส่งค่าออก 7segment
```

```
{
```

```
port_b = num_led[c1];
```

```
output_low(PIN_C0);
```

```
xDelay(1);
```

```
output_high(PIN_C0);
```

```
port_b = num_led[c2];
```

```
output_high(PIN_B7);
```

```
output_low(PIN_C1);
```

```
xDelay(1);
```

```
output_high(PIN_C1);
```

```
port_b = num_led[c3];
```

```
output_low(PIN_C2);
```

```
xDelay(1);
```

```
output_high(PIN_C2);
```

```
port_b = num_led[c4];
```

```
output_low(PIN_C3);
```

```
xDelay(1);
```

```
output_high(PIN_C3);
```

```
}
```

```
void main(void)
```

```
{
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
int i=0,j=0,k=6,l=10,sec=0,settime_1=0,settime_2=0;
```

```
int value=74;
```

```
enable_interrupts(GLOBAL);          //เปิดการทำงาน Interrupts
```

```
enable_interrupts(INT_TIMER1);
```

```
setup_timer_1(T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_4);
```

```
set_timer1(0);
```

```
set_tris_a(0x1F);    //กำหนดพอร์ต input=1, output=0
```

```
set_tris_b(0x00);
```

```
set_tris_c(0x00);
```

```
set_tris_d(0x00);
```

```
set_tris_e(0x00);
```

```
output_high(PIN_C0);
```

```
output_high(PIN_C1);
```

```
output_high(PIN_C2);
```

```
output_high(PIN_C3);
```

```
output_low(PIN_E0); //Reset Port ไม่ติด POWER
```

```
output_low(PIN_E1);
```

```
output_low(PIN_E2);
```

```
output_low(PIN_A5);
```

```
output_low(PIN_C6);
```

```
output_low(PIN_C7);
```

```
while(TRUE)
```

```
{
```

```
if(!input(PIN_A3)) //ตรวจสอบกดปุ่ม Start
```

```
{
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

if(overflow!=18)
{
    DspLED7seg_Time(i,j-1,k-1,j-1);
    overflow=0;
}

```

```

while(j!=0)
{

```

```

if(overflow>18) //ควบคุมเวลานับถอยหลัง 10 นาที

```

```

{
    overflow=0;
    sec++;
    l--;

```

```

if(l==0)
{
    l=10;
    k--;

```

```

if(sec==60)
{
    sec=0;
    k=6;
    j--;

```

```

}
}
}

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DspLED7seg_Time(i,j-1,k-1,l-1); //ส่งค่าเวลานับถอยหลัง

output_high(PIN_C4); //ควบคุมDelay ON

}

settime_1=0;
settime_2=0;

output_high(PIN_C5); //ควบคุมเสียงตอนหยุดทำงาน
delay_ms(1000);
output_low(PIN_C5);
}

else //Setup Time and Dead Time ยังไม่กดปุ่ม Start
{
output_low(PIN_C4); //ควบคุมDelay OFF

while(input(PIN_A3)) //ออกจากปุ่มเมื่อกด Start
{
if(!input(PIN_A0)) //set Dead Time Down
{
delay_ms(80);
if(!input(PIN_A0))
{
value++;
if(value==103) //กำหนดค่าไม่ให้ไฟเกิน 2 V
{
value--;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    }
  }
}
if(!input(PIN_A1)) //set Dead Time Up
{
  delay_ms(80);
  if(!input(PIN_A1))
  {
    value--;
    if(value==42) //กำหนดค่าไม่ให้ไฟต่ำกว่า0.846V
    {
      value++;
    }
  }
}
if(value==74) //แสดงผล POWER middle ยังไม่มีการรับ ค่ากลางที่ตั้งไว้
{
  output_high(PIN_A5);
  output_high(PIN_E0);
}
else //มีการปรับค่าที่ตั้งไว้
{
  if(value==43) //แสดงผล POWER MAX
  {
    output_high(PIN_C6);
  }
  else if(value>45)
  {
    output_low(PIN_C6);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

}
if(value==52)
{
    output_high(PIN_C7);
}
else if(value>52)
{
    output_low(PIN_C7);
}
if(value==61)
{
    output_high(PIN_A5);
}
else if(value>61)
{
    output_low(PIN_A5);
}
if(value==81)
{
    output_high(PIN_E0);
}
else if(value<81)
{
    output_low(PIN_E0);
}
if(value==92)
{
    output_high(PIN_E1);
}
else if(value<92)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

{
  output_low(PIN_E1);
}
if(value==102)          //แสดงผล POWER MIN
{
  output_high(PIN_E2);
}
else if(value<100)
{
  output_low(PIN_E2);
}
}
if(!input(PIN_A2)) //set Time Up
{
  delay_ms(80);
  if(!input(PIN_A2))
  {
    j++;
    settime_1++;
    if(settime_1>9)
    {
      settime_1=0;
      settime_2=1;
    }
  }
  else if(j>10)
  {
    j=0;
    settime_1=0;
    settime_2=0;
  }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    }

}

}

output_D(value);
DspLED7seg_Time(settime_2,settime_1,0,0);


}

}

}

}

```



The seal of Rajabhat Buriram University is circular, featuring a central five-tiered stupa with a sunburst above it. The stupa is flanked by two smaller three-tiered stupas. The entire emblem is surrounded by a decorative border with Thai script. The text at the top of the border reads 'มหาวิทยาลัยราชภัฏบรจรม' (Mahavithayalai Rajabhat Buriram) and the text at the bottom reads 'พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง' (Prachonkhae Jao Khan Thara Ladkrabang).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการดำเนินงาน

4.1 จุดประสงค์การทดสอบวงจร

จากการออกแบบและทดลองวงจรสร้างเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูงนี้ ได้ทำการวัดสัญญาณและวัดระดับแรงดันต่าง ๆ ภายในวงจรแต่ละส่วนที่สำคัญ เพื่อสามารถที่จะวิเคราะห์และเข้าใจหลักการทำงานของวงจร ได้มากยิ่งขึ้น

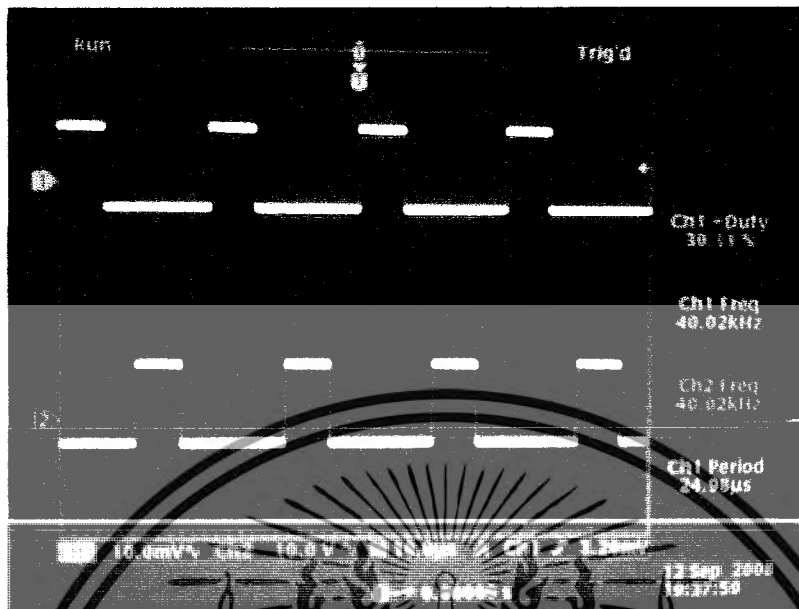
4.2 ผลการวัดสัญญาณ

การวัดสัญญาณต่าง ๆ ของเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูงนี้ ได้แบ่งวงจรการทำงานออกเป็นส่วนต่าง ๆ ดังนี้

4.2.1 รูปคลื่นแรงดันภาคสร้างสัญญาณขับนำเกต

การทดสอบวงจรพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) การทดสอบในภาคนี้เพื่อวัดรูปคลื่นสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) เพื่อนำสัญญาณที่ถูกต้องไปขับนำเกตของเฟต จากรูปที่ 4.1 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ PWM เป็นสัญญาณไปจ่ายให้กับภาคขับนำเกต โดยที่สัญญาณทั้งสอง คือ A และ B สลับกันทำงานในช่วงเวลาที่ต่างกัน โดยจะมีมุมต่างเฟสกัน 180 องศา สามารถปรับความกว้างของพัลส์หรือปรับค่าเวลาของการ ON ได้ เมื่อปรับจะเกิดการเปลี่ยนแปลงทั้งสัญญาณ A และ B ไปพร้อม ๆ กัน และจะมีค่าเวลา Dead Time อยู่เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรกันทางเฟสบวก และเฟสลบอันเนื่องมาจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (POWER MOSFET)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

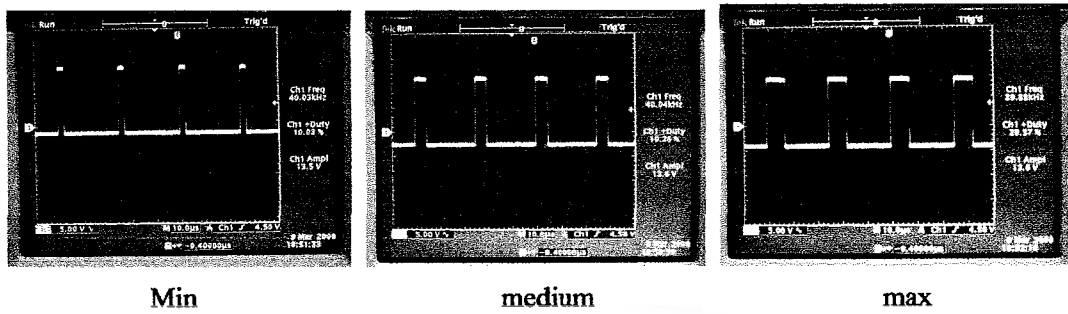


รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณแรงดันของเอาต์พุท TL494

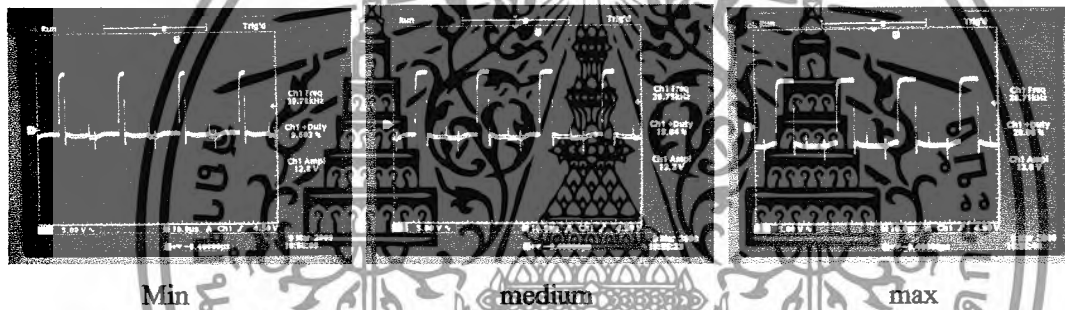
จากรูปที่ 4.1 เป็นรูปคลื่นสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตภาคขับนำเกิดสัญญาณขับนำเกิดขึ้นจะนำไปขับเคลื่อนให้ทำงานโดยต่อกับขา G และ S ของเพาเวอร์มอสเฟต จากรูปสัญญาณจะเห็นได้ว่าแรงดัน ON มีค่าประมาณ 13 โวลต์

4.2.2 รูปคลื่นแรงดันภาคกำเนิดสัญญาณของ TL 494

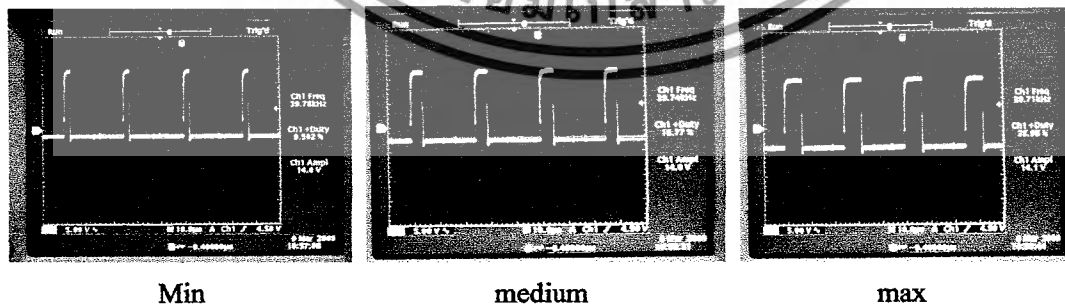
จากรูปที่ 4.2 เป็นรูปที่แสดงสัญญาณของภาคกำเนิดสัญญาณพัลส์ของ ไอซี TL494 ที่ขาเอาต์พุตระหว่างขาที่ 9 และขาที่ 10 ของ ไอซี ซึ่งสัญญาณจะมีการกลับด้านกันหรือมีการสลับการทำงาน และวงจรที่ใช้จะมีการผลิตความถี่ที่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์เพื่อที่จะใช้สำหรับการขับหัวทรานซิสเตอร์ และมีการเพื่อกำหนดโหม้ที่ 10 nS ซึ่งจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานไม่พร้อมกัน เพื่อป้องกันการเสียหายให้กับเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณแรงดันภาคกำเนิดความถี่



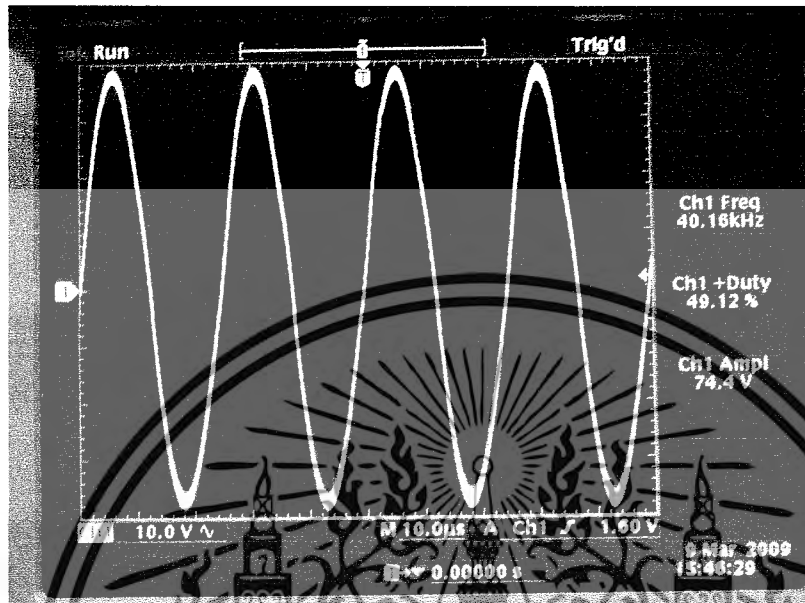
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ป้อนให้ขาเกต HG



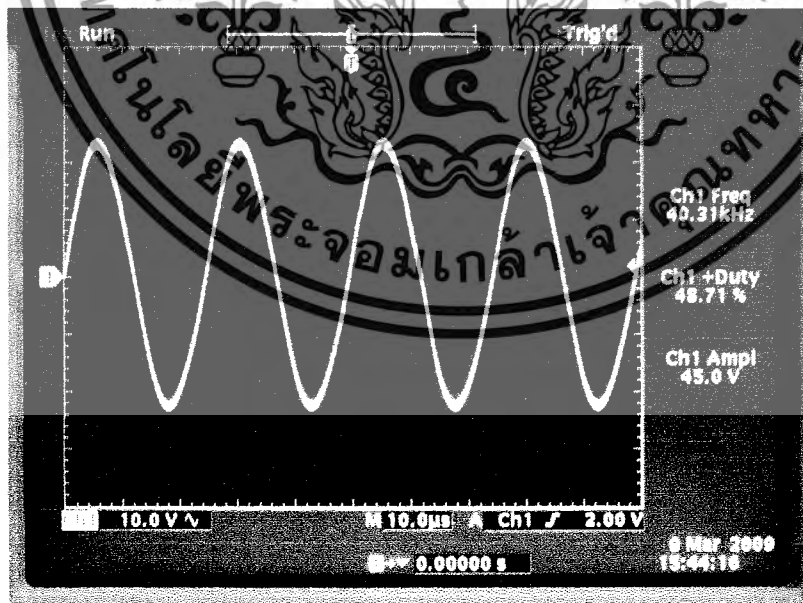
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ป้อนให้ขาเกต LG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 รูปคลื่นแสดงสัญญาณภาคกำลัง

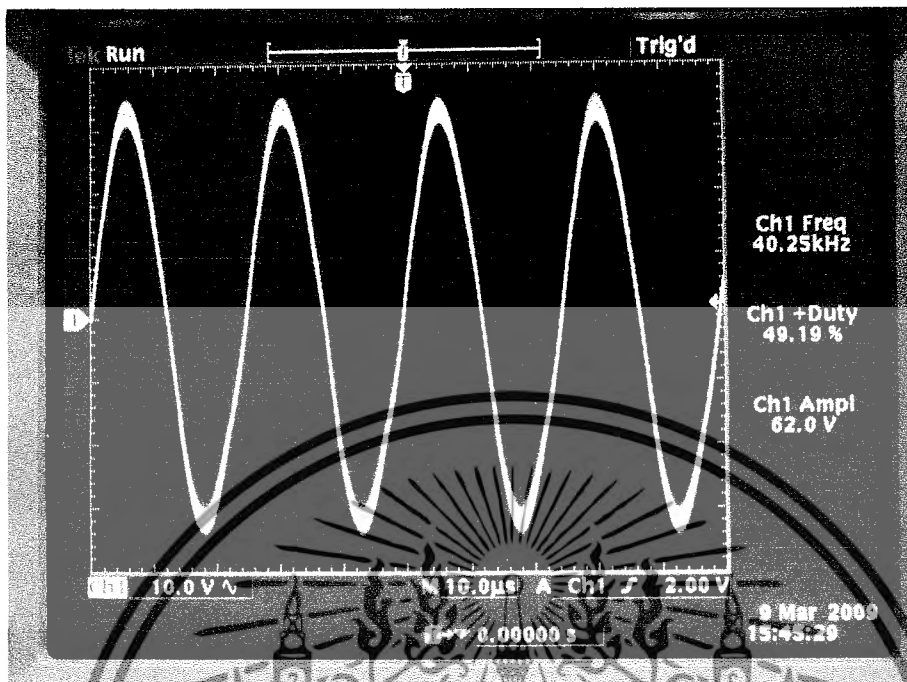


รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุตขณะไม่มีโหลด

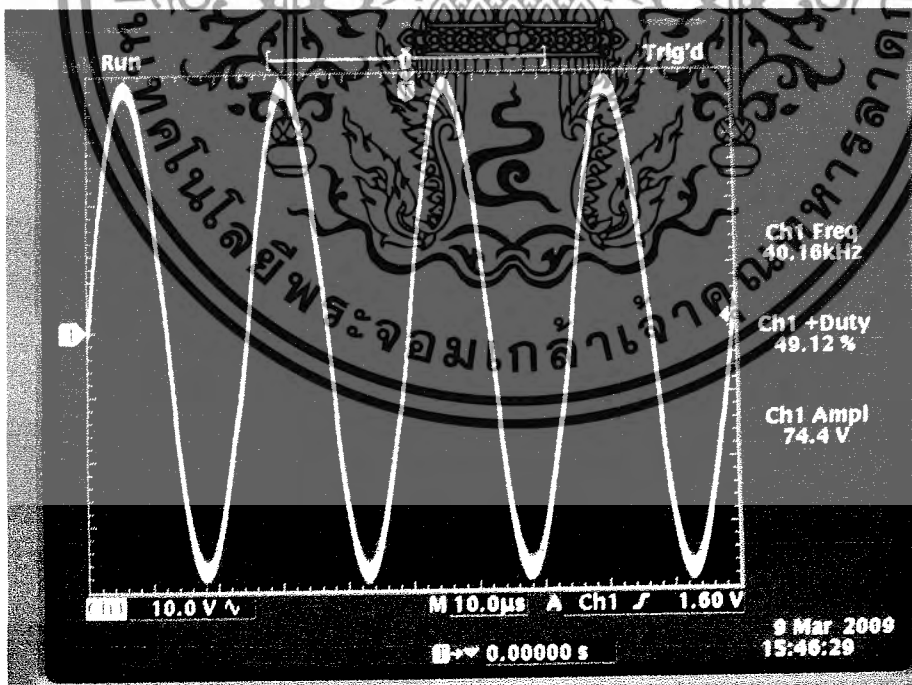


รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ระดับ Minimum

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



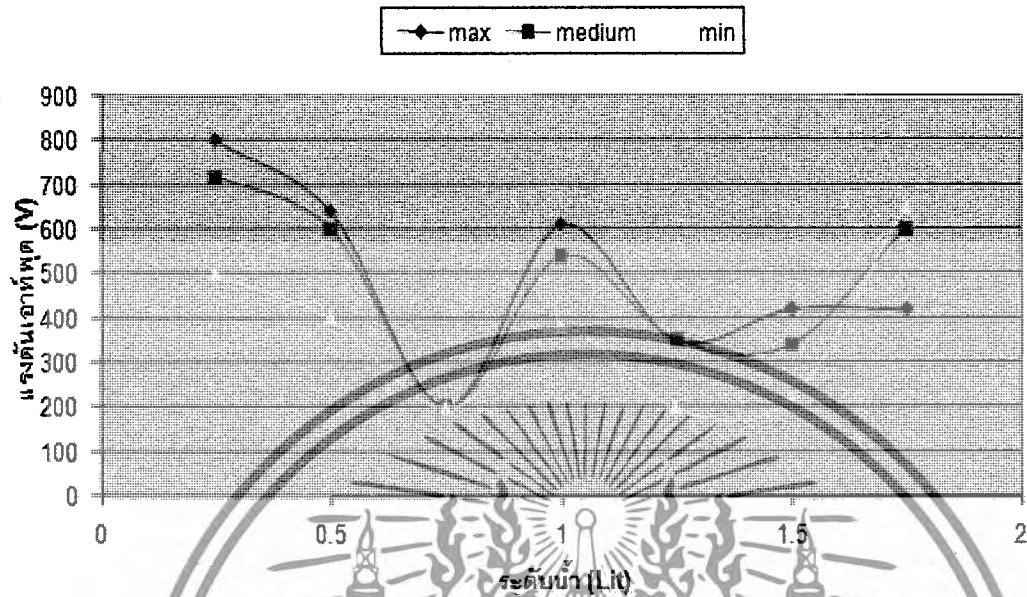
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ระดับ Medium



รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ระดับ Maximum

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟเปรียบเทียบระดับน้ำกับแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 4.8 แสดงกราฟเปรียบเทียบปริมาณน้ำกับแรงดันเอาต์พุต

Dead Time

จากการทดลอง PIC

Voltage(V)	Dety(%)
0.846	30.0
0.865	29.7
0.885	29.4
0.903	29.1
0.923	28.7
0.942	28.4
0.961	28.1
0.981	27.7
1.000	27.4
1.019	27.1
1.039	26.7
1.058	26.4
1.078	26.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.098	25.8
1.117	25.4
1.136	25.2
1.156	24.8
1.175	24.5
1.195	24.2
1.214	23.9
1.257	23.6
1.276	22.9
1.296	22.6
1.315	22.2
1.334	21.9
1.354	21.6
1.373	21.2
1.392	20.9
1.413	20.6
1.432	20.3
1.451	20.0
1.471	19.6
1.490	19.3
1.510	19.0
1.529	18.6
1.548	18.4
1.568	18.0
1.587	17.7
1.607	17.4
1.626	17.0
1.645	16.7
1.666	16.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.684	16.1
1.704	15.7
1.724	15.4
1.743	15.1
1.762	14.7
1.782	14.4
1.801	14.1
1.820	13.7
1.840	13.4
1.859	13.1
1.879	12.7
1.899	12.4
1.918	12.1
1.938	11.7
1.957	11.4
1.977	11.1
1.996	10.8

ข้อมูลการแปลง DAC ขนาด 8 บิตในการปรับค่า Dead Time

BCD Code	Binary Code	Decimal Code	Voltage(V)
00	0000 0000	00	0.00
02	0000 0010	02	0.05
05	0000 0101	05	0.10
07	0000 0111	07	0.15
0A	0000 1010	10	0.20
0C	0000 1101	12	0.25
0F	0000 1111	15	0.30
12	0001 0010	18	0.35
14	0001 0100	20	0.40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

17	0001 0111	23	0.45
19	0001 1001	25	0.50
1C	0001 1100	28	0.55
1E	0001 1110	30	0.60
21	0010 0001	33	0.65
23	0010 0011	35	0.70
26	0010 0110	38	0.75
29	0010 1001	41	0.80
2B	0010 1100	44	0.85
2E	0010 1110	46	0.90
30	0011 0000	48	0.95
33	0011 0011	51	1.00
35	0011 0101	53	1.05
38	0011 1000	56	1.10
3A	0011 1010	58	1.15
3D	0011 1101	61	1.20
40	0100 0000	64	1.25
42	0100 0010	66	1.30
45	0100 0101	69	1.35
47	0100 0111	71	1.40
4A	0100 1010	74	1.45
4C	0100 1100	76	1.50
4F	0100 1111	79	1.55
51	0101 0001	81	1.60
54	0101 0100	84	1.65
57	0101 0111	87	1.70
59	0101 1001	89	1.75
5C	0101 1100	92	1.80
5E	0101 1110	94	1.85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

61	0110 0001	97	1.90
63	0110 0011	99	1.95
66	0110 0110	102	2.00
68	0110 1000	104	2.05
6B	0110 1100	108	2.10
6E	0110 1110	110	2.15
70	0111 0000	112	2.20
73	0111 0011	115	2.25
75	0111 0101	117	2.30
78	0111 1000	120	2.35
7A	0111 1010	122	2.40
7D	0111 1101	125	2.45
7F	0111 1111	127	2.50



รูปที่ 4.10 การเบิร์นคำสั่งลง PIC

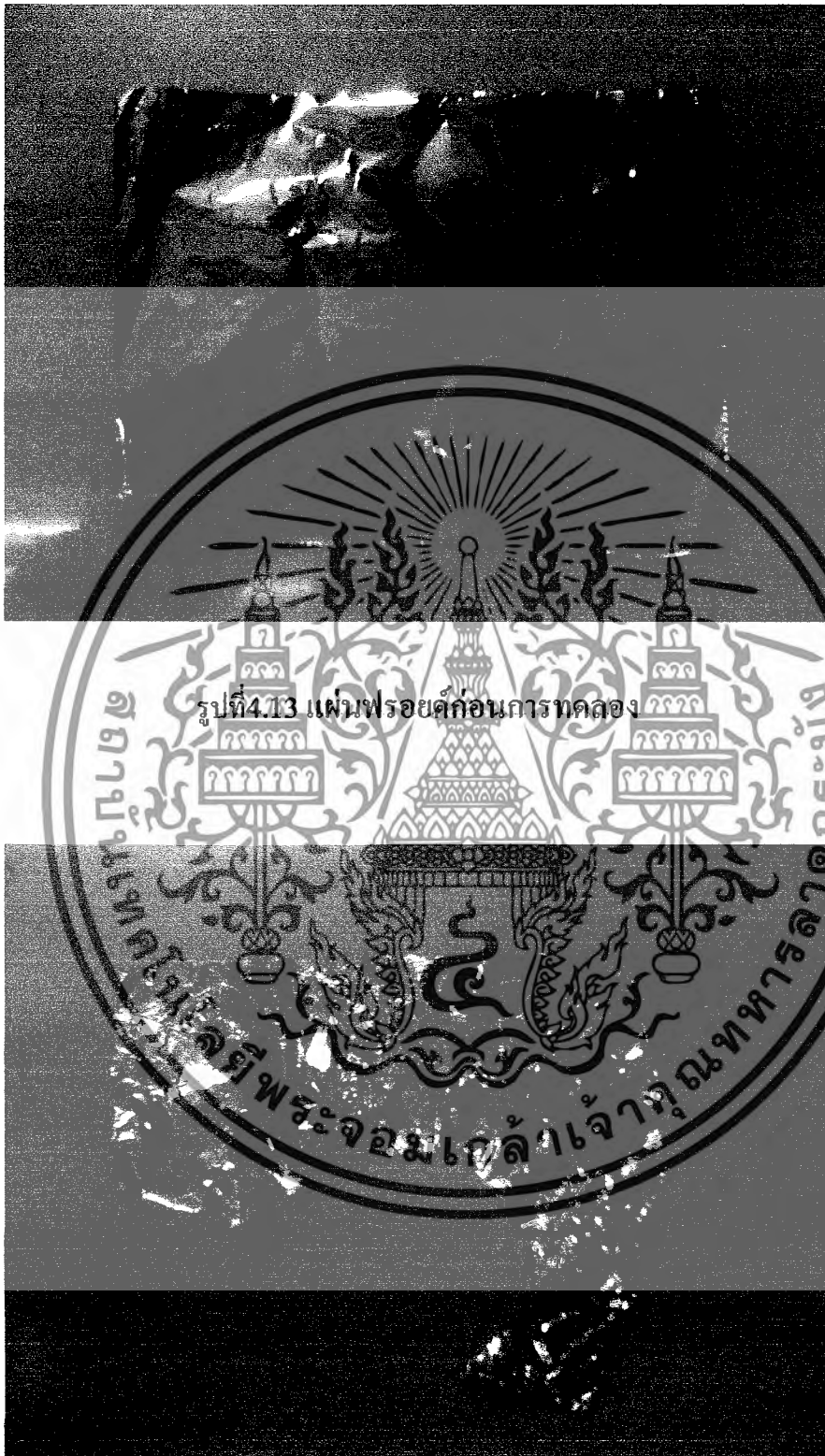
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 ทดลองวงจรรวมทั้งหมด

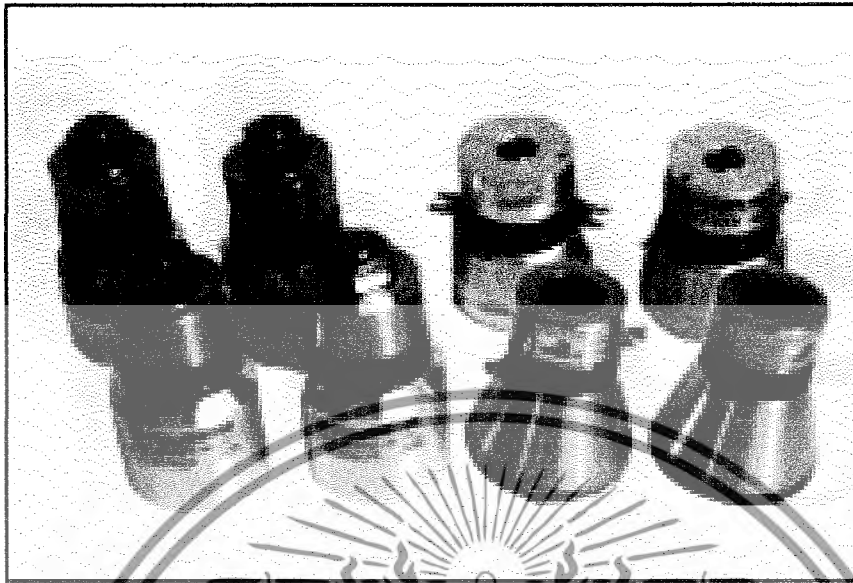
รูปที่ 4.12 ทดลองวงจรที่ลงปริ้นสมบรูณ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.14 แผ่นฟรอยด์หลังการทดลอง

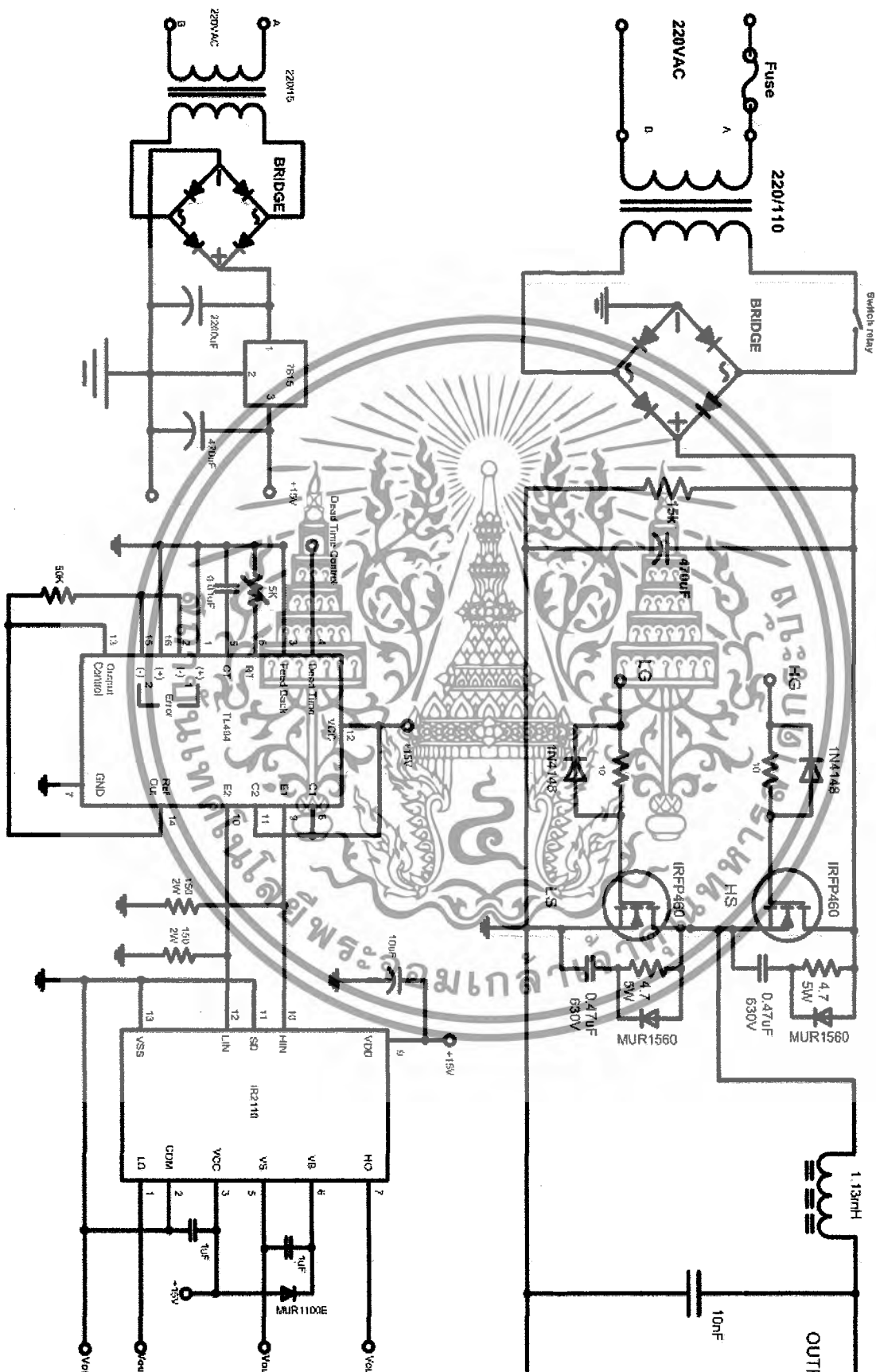
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 หัวทราบดีเซล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลของโครงการ

โครงการเครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูงได้ทำการศึกษา ออกแบบและทำการทดสอบ วงจรกำเนิดความถี่ 40 kHz วงจรขับขาเกต วงจรภาคกำลัง และวงจรภาคควบคุม

5.1 สรุปผลการทดลอง

เครื่องล้างทำความสะอาดโดยใช้คลื่นความถี่สูง ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรมกำเนิดความถี่ 40 kHz วงจรขับขาเกต และวงจรถ่ายพรีดีคชั่นแอมพลิจูดเพื่อทำไวลท์ให้สูงขึ้น ซึ่งจะเอาแรงดันนี้ไปขับหัวทรานสดิวเซอร์ต่อไป จากการศึกษาทฤษฎีของวงจรและทำการออกแบบวงจรทำให้ทราบได้ว่า ไอซี TL494 จะทำหน้าที่ในการกำเนิดความถี่ซึ่งจะกำหนดได้โดยค่าของ RC จากโครงการนี้ใช้หัวทรานสดิวเซอร์ที่ใช้ความถี่ 40 kHz จึงต้องกำหนดค่า RC ที่ทำให้ไอซีผลิตความถี่ 40 kHz จากการทดลองความถี่ที่ ไอซีผลิตได้มีความเสถียรดีและสามารถปรับค่าของเคปทาร์มของสัญญาณได้ทำให้สามารถกำหนดค่าเวลาการทำงานของ POWER MOSFET ได้ ความถี่ที่ออกที่ Output และในส่วนของภาคควบคุมก็ได้ศึกษาการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์และการเขียนโปรแกรม โดยใช้ PIC เบอร์ 16F877A ในการใช้เป็นตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ และได้ใช้ภาษาซีในการเขียนโปรแกรม ทำให้ได้รู้ถึงการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ ว่าควรที่จะออกแบบให้สามารถที่จะไปควบคุมการทำงานของ ไอซี TL494 ได้อย่างไรถึงจะมีประสิทธิภาพมากที่สุด และทำให้ความถี่ที่ Output มีสัญญาณที่ไม่ผิดเพี้ยน ดังนั้นในการออกแบบภาคควบคุมก็ต้องคำนึงถึงผลที่มีต่อภาคกำลังเป็นอย่างมาก เพื่อที่จะทำให่วงจรทั้งระบบทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ปัญหาของการทดลอง

จากการทดลองเพื่อหาประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรกำเนิดความถี่ 40 kHz และ วงจรขับขาคัด มักจะมีปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างการทดลอง คือ

5.2.1 ค่าของความต้านทานที่เป็นตัวกำหนดความถี่ไม่มีค่าจากที่คำนวณได้จึงต้องใช้ความต้านทานแบบปรับค่าและผลของค่าของความต้านทานนั้นอยู่ที่การปรับทำให้อาจมีความคลาดเคลื่อนได้และควรใช้ความละเอียดในการปรับค่าความต้านทาน

5.2.2 แรงเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กของชุดกำลังมีมาก ทำให้สัญญาณแรงดันและกระแสไม่สามารถวัดค่าที่แน่นอนได้

5.2.3 ความร้อนที่ชุดกำลังจะร้อนมาก เมื่อทำการเดินเครื่องนานๆ และประสิทธิภาพของชุดคอนโทรล จะลดลงอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้นไม่ควรเดินเครื่องเกินกว่า 30 นาที จากนั้นควรพักเครื่องอย่างน้อย 3-5 นาที

5.2.4 ภาคควบคุม TL494 จะควบคุมได้ไม่ค่อยดีนัก ทำให้สัญญาณ Output มีการผิดเพี้ยน ถ้าไฟที่มาควบคุมที่ขา 4 มีการกระเพื่อมของแรงดัน ดังนั้นภาคควบคุมที่ส่งค่าแรงดันให้ TL494 จึงต้องใส่ C เพื่อลดปัญหากล่าว

บรรณานุกรม

1. อุดมศักดิ์ ยั่งยืน, “POWER ELECTRONICS I” , ห้างหุ้นส่วนจำกัด เอ็กเพรสมีเดีย, กรุงเทพมหานคร,2528.
2. สุวัฒน์ ตัน, “เทคนิคและการออกแบบ สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย” , เอนเทลไทย , 245หน้า ,2538
3. David L,” Tewell. Ultrasonics AND Transducer” ,Second Edition, United States of America,Butterworth – Heinemann Press, 1996.
4. Ned Mohan Tore M.Undeland and William P.Robbins,” Power Electronics” , United States of America: California, 1995.
5. Marian K. Kazimerczuk AND Dariusz Czarkowski, “Resonant Power Converters” ,United States of America,1995



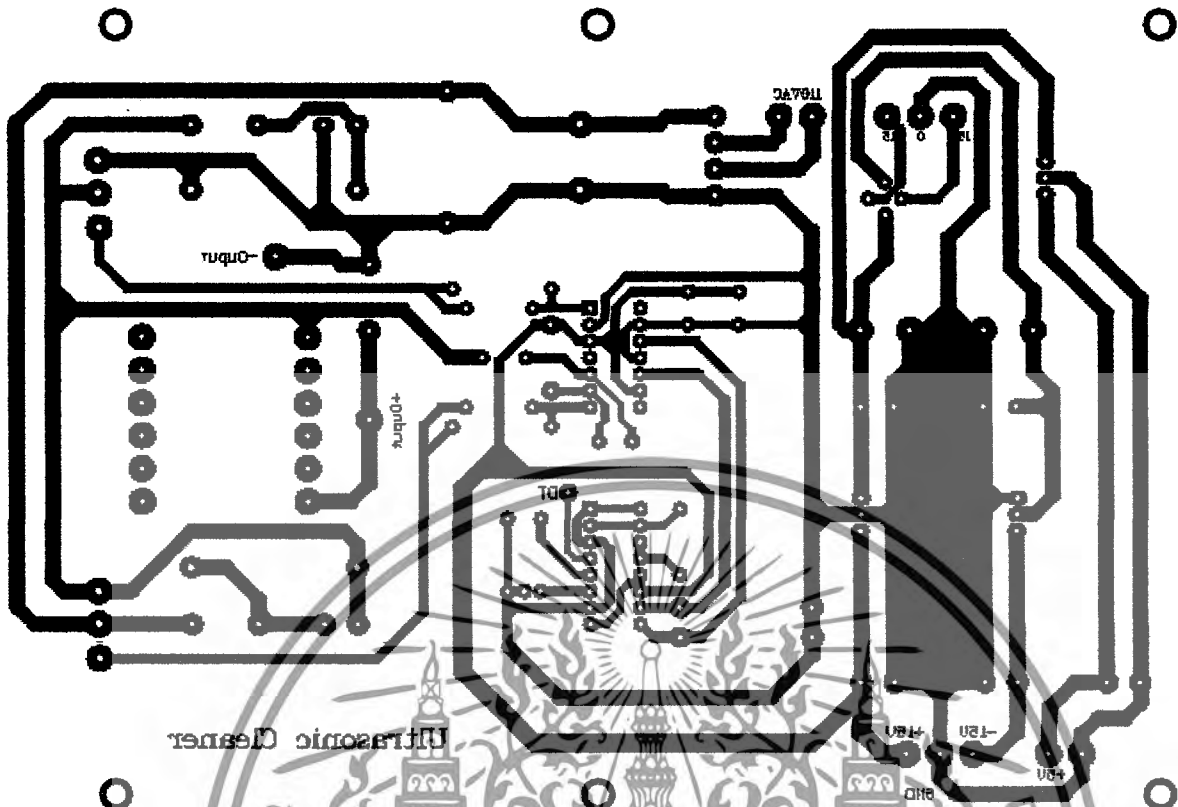
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



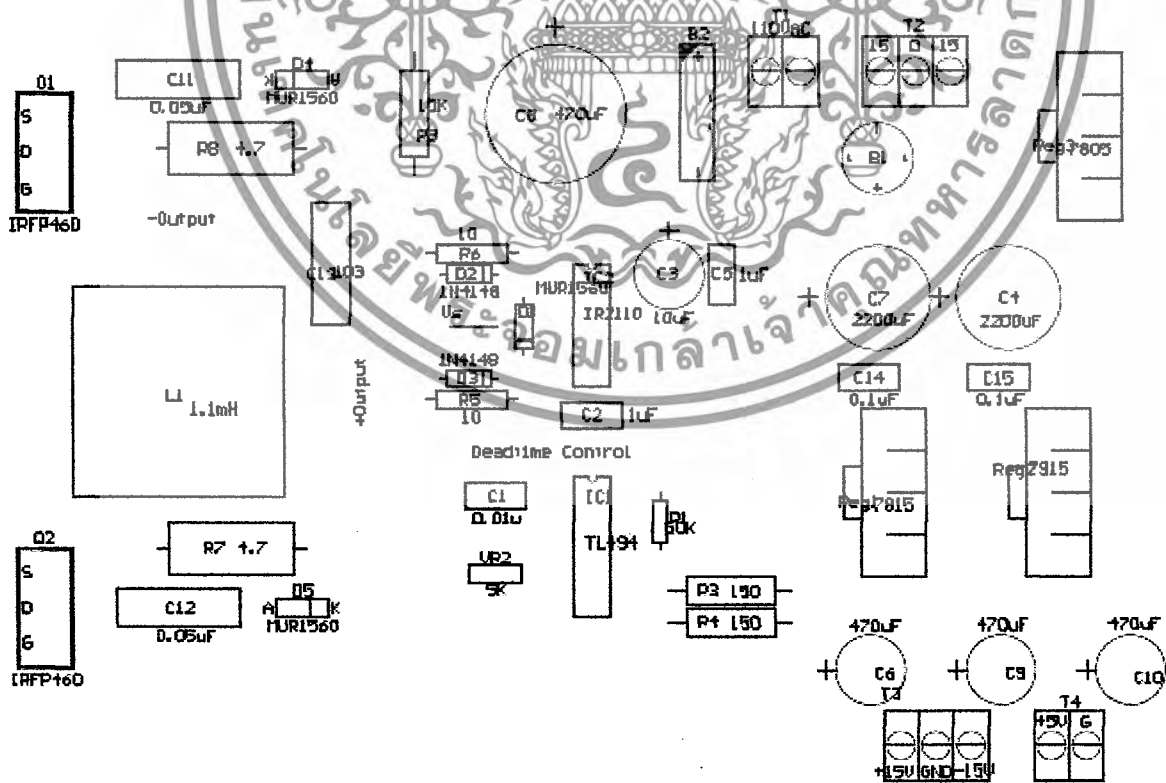
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



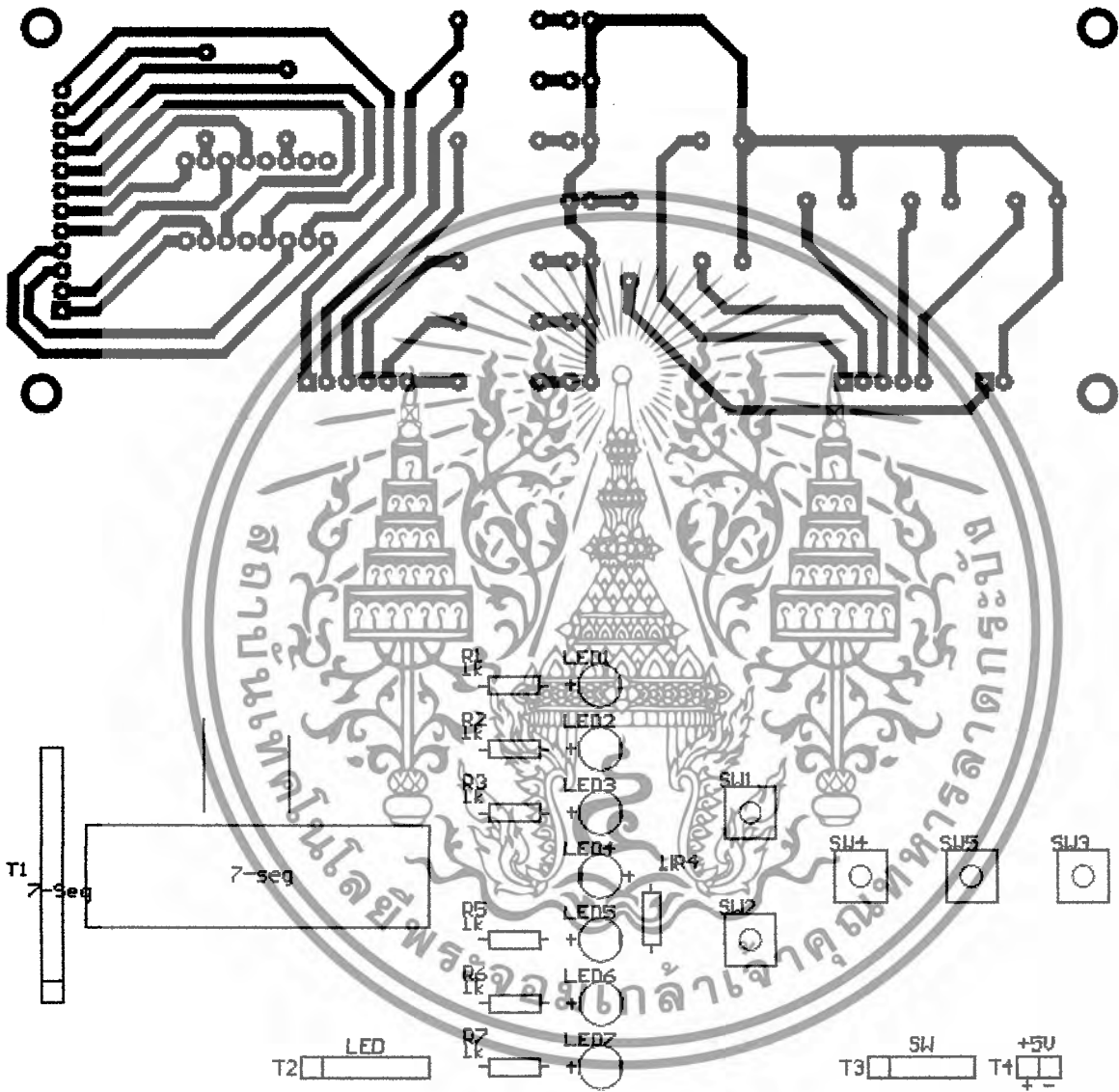
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Ultrasonic Cleaner



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ใช้เฉพาะที่องค์กรเดียวเท่านั้น ห้ามเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายปรีน PCB ภาคแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Data sheet Cleaning Transducer

Item	Description	Number	Vibration Rt.(Cm/sec)	C ¹ (μ F)	Resonant fs(kHz)	Zm (Ω)	Max.Op W.
1	YP-3540-2Q	236155	50	4000	40.0	Below 25	50

- Note:
- * 75 Watts Max. (Using 1 Transducer)
 - * 50 Watts (Using more than 2 Transducers)
 - * Current drive 150 AC Volt , 0.25 Amp.
 - * Max. operating temperature Below 80 °C



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- Separate logic supply range from 5 to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

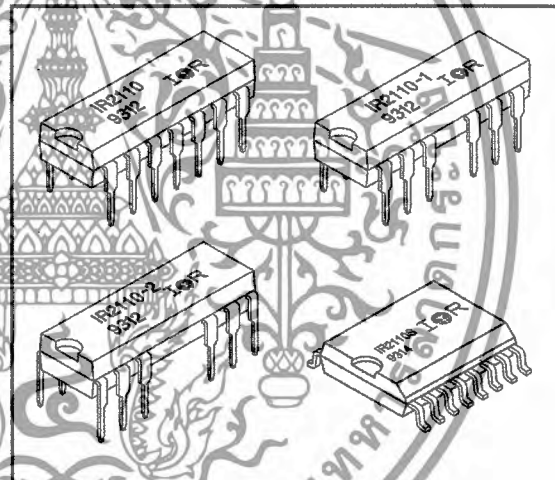
Description

The IR2110 is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 volts.

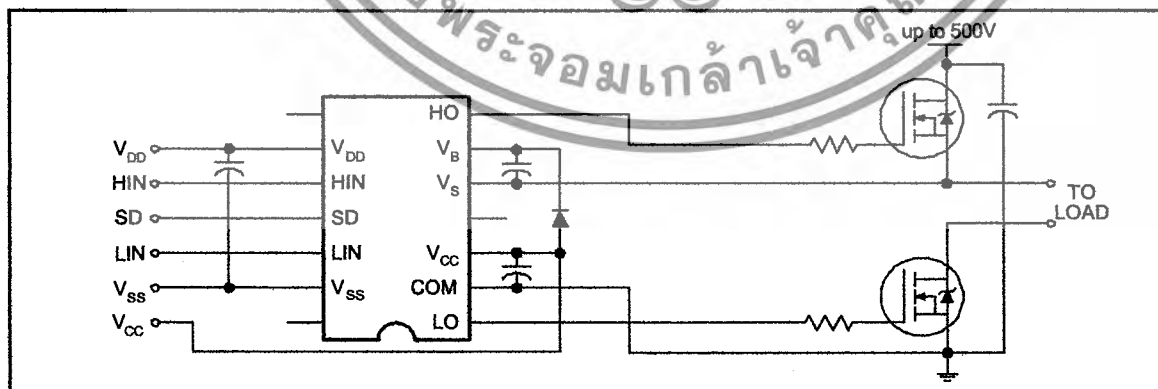
Product Summary

V_{OFFSET}	500V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off} (typ.)$	120 & 94 ns
Delay Matching	10 ns

Packages



Typical Connection



Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Parameter Definition	Value		Units
		Min.	Max.	
V _B	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	525	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.3	25	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	-0.3	V _{SS} + 25	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3	
dV _g /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Figure 2)	—	50	V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A ≤ +25°C (14 Lead DIP)	—	1.6	W
	(14 Lead DIP w/o Lead 4)	—	1.5	
	(16 Lead DIP w/o Leads 5 & 6)	—	1.6	
	(16 Lead SOIC)	—	1.25	
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient (14 Lead DIP)	—	75	°C/W
	(14 Lead DIP w/o Lead 4)	—	85	
	(16 Lead DIP w/o Leads 5 & 6)	—	75	
	(16 Lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction Temperature	—	150	°C
T _S	Storage Temperature	-55	150	
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Figures 36 and 37.

Symbol	Parameter Definition	Value		Units
		Min.	Max.	
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	Note 1	500	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} + 5	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient Temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V$, $C_L = 1000\text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{SS} = \text{COM}$ unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Parameter Definition	Figure	Value			Units	Test Conditions
			Min.	Typ.	Max.		
t_{on}	Turn-On Propagation Delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-Off Propagation Delay	8	—	94	125		$V_S = 500V$
t_{sd}	Shutdown Propagation Delay	9	—	110	140		$V_S = 500V$
t_r	Turn-On Rise Time	10	—	25	35		
t_f	Turn-Off Fall Time	11	—	17	25		
MT	Delay Matching, HS & LS Turn-On/Off	—	—	—	10		

Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{SS} = \text{COM}$ unless otherwise specified. The V_{IH} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

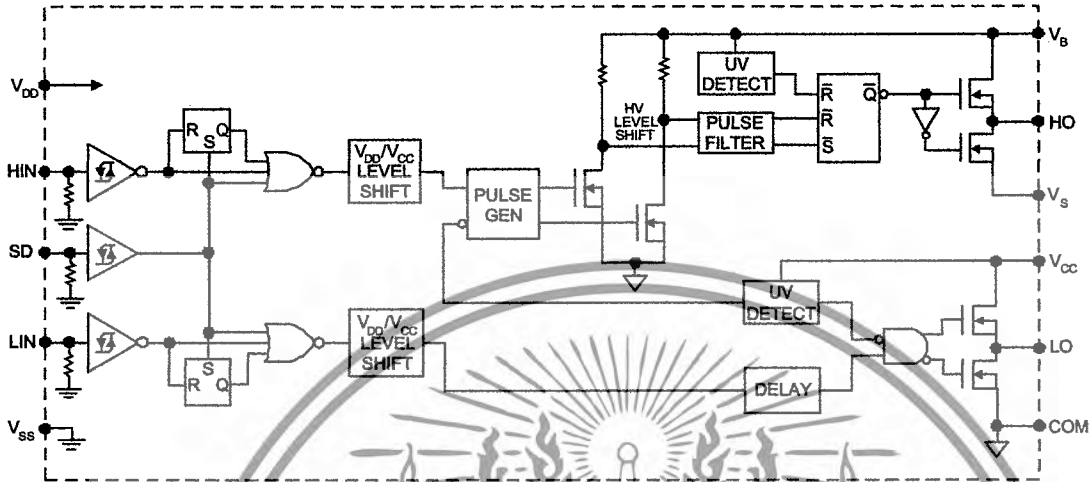
Symbol	Parameter Definition	Figure	Value			Units	Test Conditions
			Min.	Typ.	Max.		
V_{IH}	Logic "1" Input Voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" Input Voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} Supply Current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	20	—	20	40	V	$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V, V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10\ \mu s$
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V, V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10\ \mu s$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

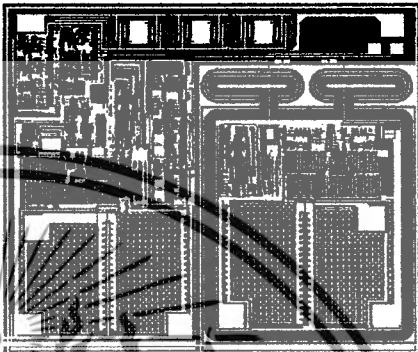
Lead Symbol	Description
VDD	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS	Logic ground
VB	High side floating supply
HO	High side gate drive output
VS	High side floating supply return
VCC	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

<p>14 Lead DIP</p> <p>IR2110</p>	<p>14 Lead DIP w/o Lead 4</p> <p>IR2110-1</p>	<p>16 Lead DIP w/o Leads 4 & 5</p> <p>IR2110-2</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p> <p>IR2110S</p>
Part Number			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Device Information

Process & Design Rule		HVDCMOS 4.0 μm
Transistor Count		220
Die Size		100 X 117 X 26 (mil)
Die Outline		
Thickness of Gate Oxide		800Å
Connections	Material	Polysilicon
	Width	4 μm
	Spacing	6 μm
First Layer	Thickness	5000Å
	Material	Al - Si (Si: 1.0% \pm 0.1%)
	Width	6 μm
Second Layer	Spacing	9 μm
	Thickness	20,000Å
	Contact Hole Dimension	8 μm X 8 μm
Insulation Layer	Material	PSG (SiO ₂)
	Thickness	1.5 μm
Passivation (1)	Material	PSG (SiO ₂)
	Thickness	1.5 μm
Passivation (2)	Material	Proprietary*
	Thickness	Proprietary*
Method of Saw		Full Cut
Method of Die Bond		Ablebond 84 - 1
Wire Bond	Method	Thermo Sonic
	Material	Au (1.0 mil / 1.3 mil)
Leadframe	Material	Cu
	Die Area	Ag
	Lead Plating	Pb : Sn (37 : 63)
Package	Types	14 & 16 Lead PDIP / 16 Lead SOIC
	Materials	EME6300 / MP150 / MP190
Remarks:		* Patent Pending

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

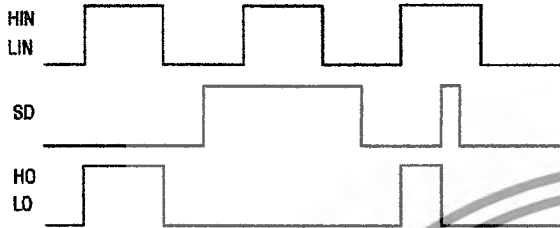


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

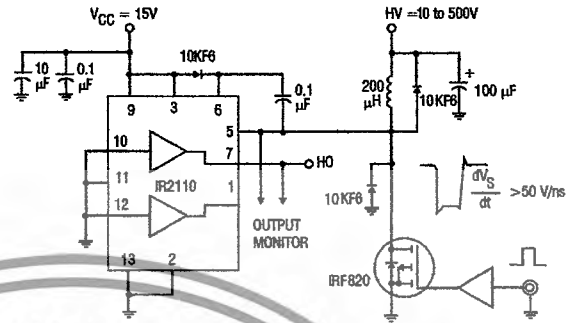


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

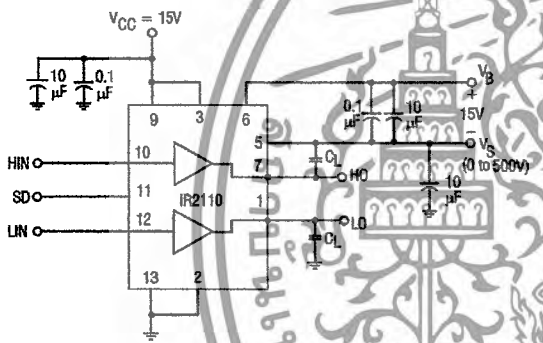


Figure 3. Switching Time Test Circuit

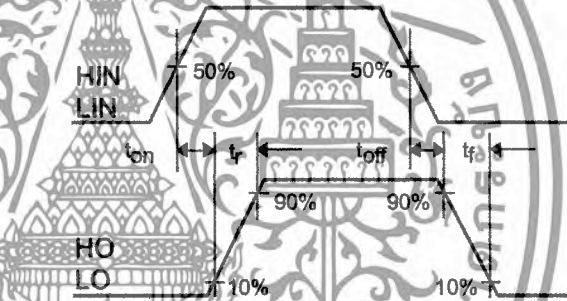


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

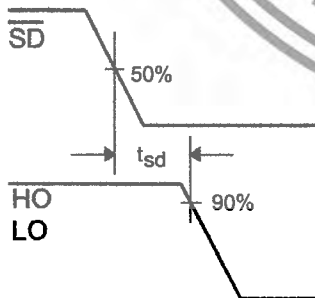


Figure 3. Shutdown Waveform Definitions

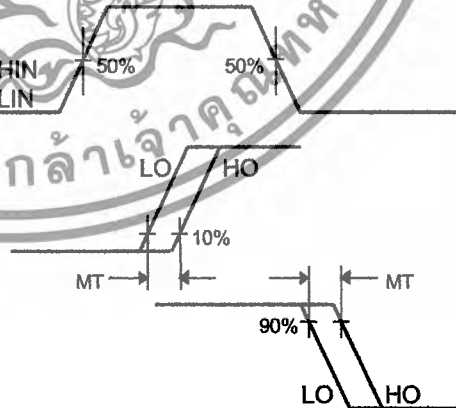


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

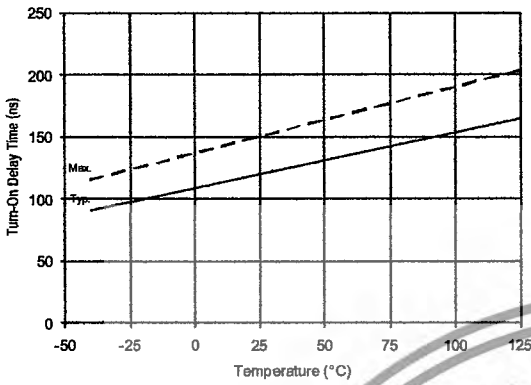


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

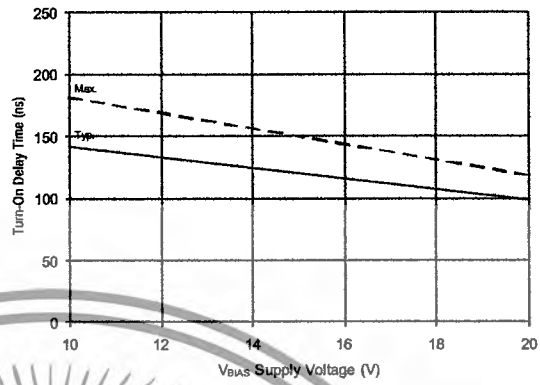


Figure 7B. Turn-On Time vs. Voltage

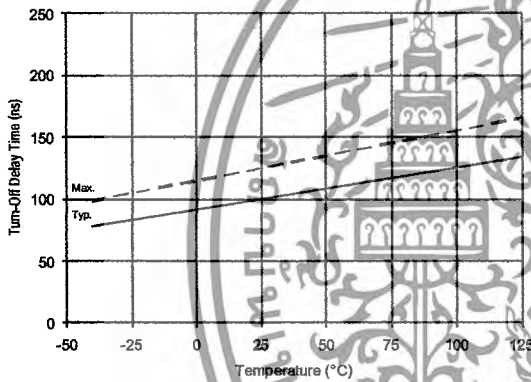


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

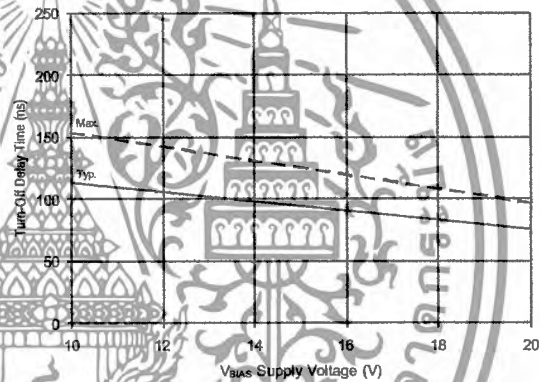


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Voltage

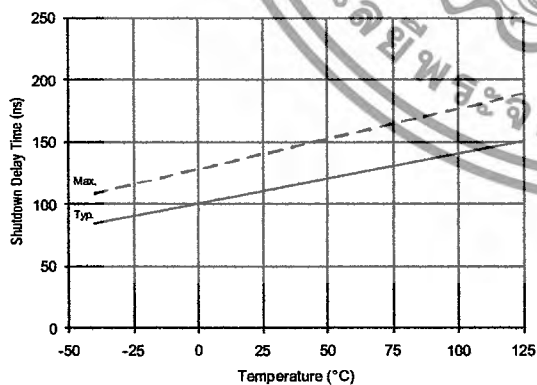


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

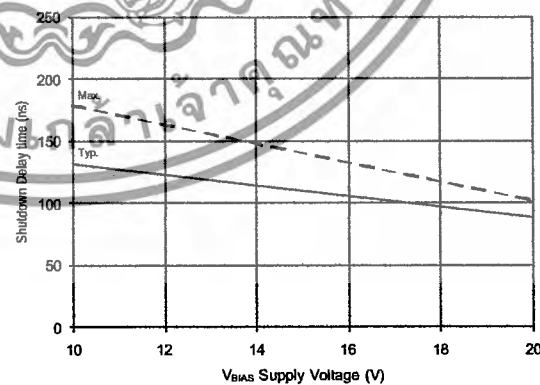


Figure 9B. Shutdown Time vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

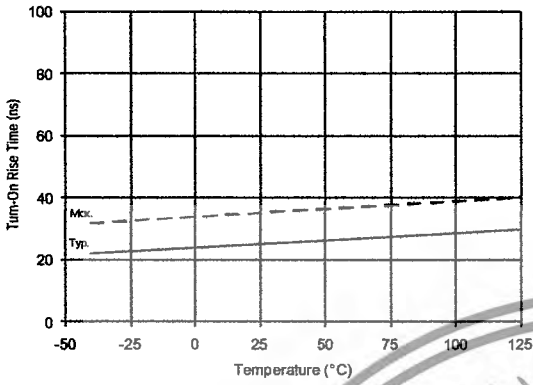


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

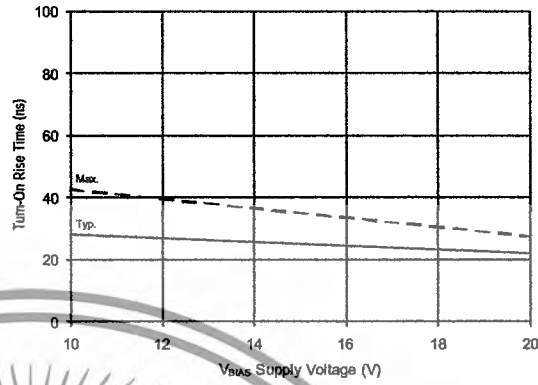


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

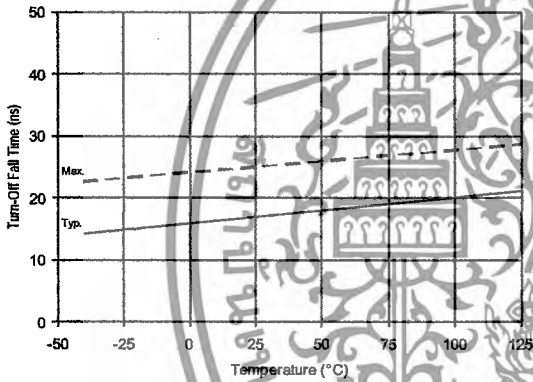


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

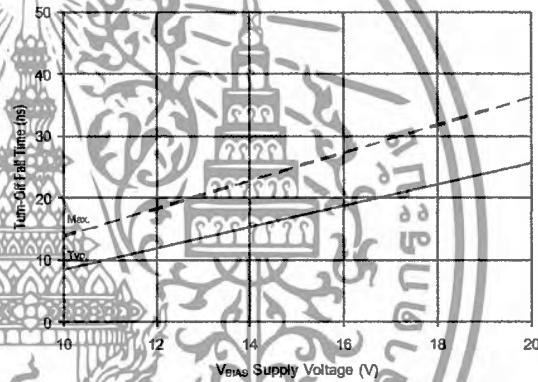


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

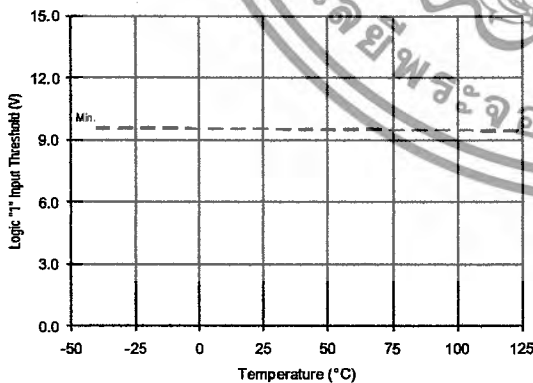


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

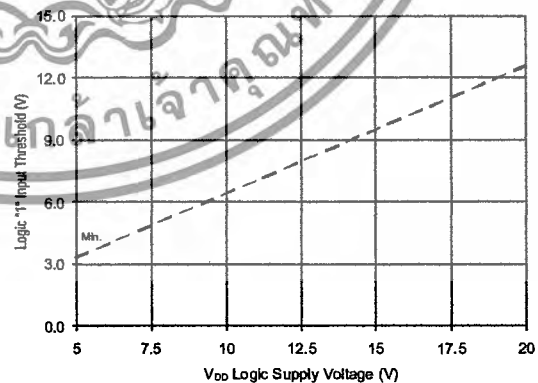


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

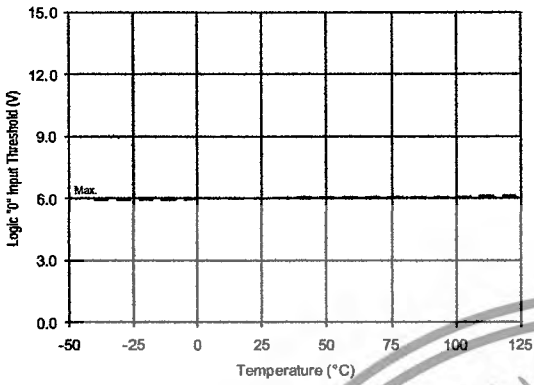


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

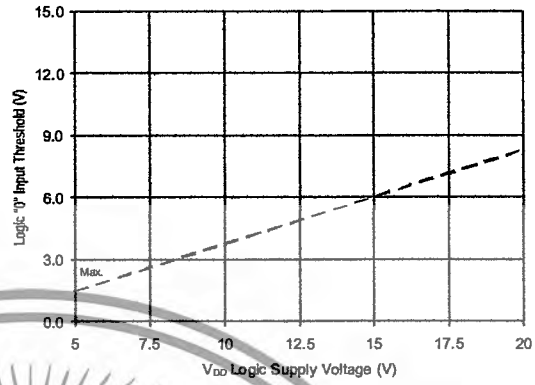


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

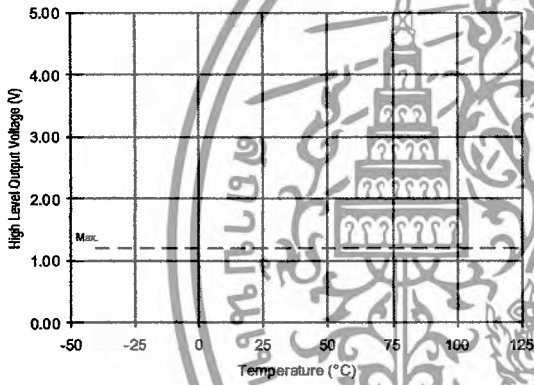


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

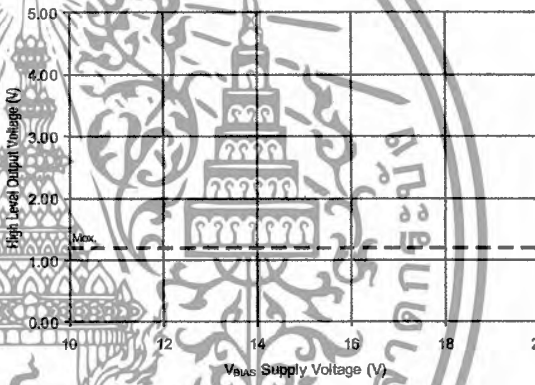


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

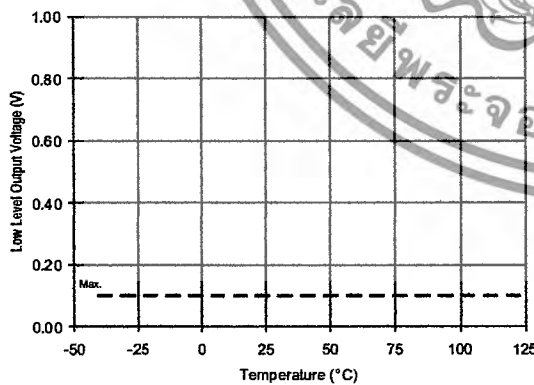


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

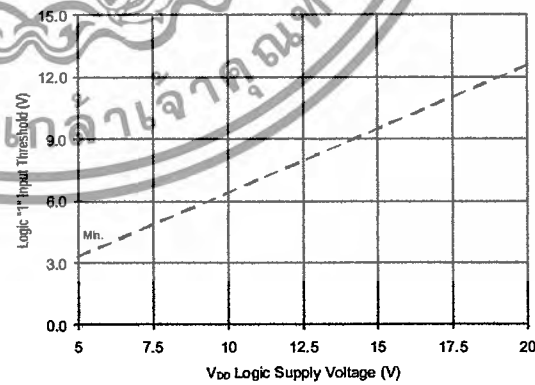


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

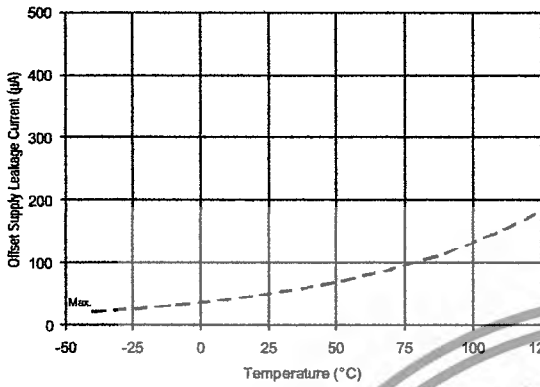


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

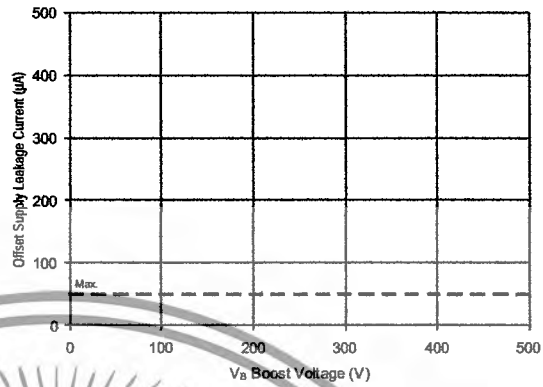


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

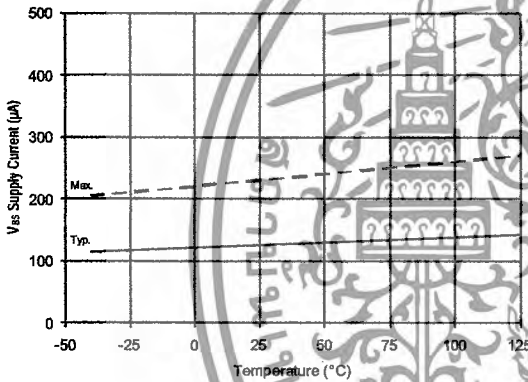


Figure 17A. V_{BS} Supply Current vs. Temperature

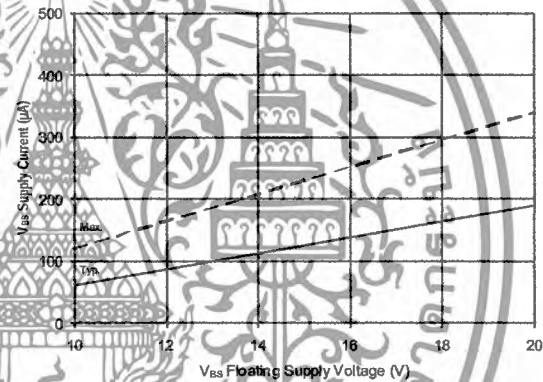


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

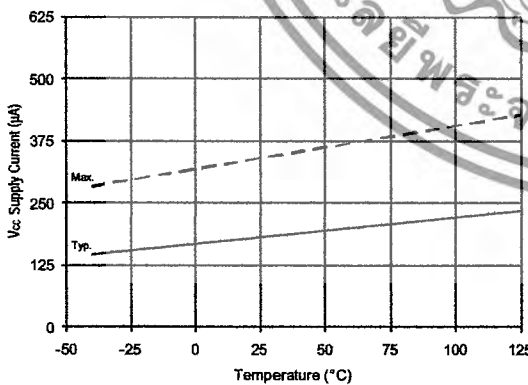


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

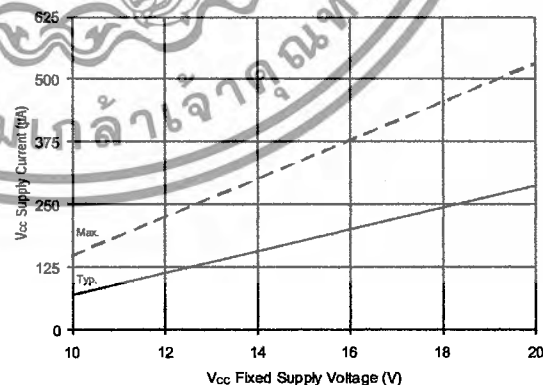


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

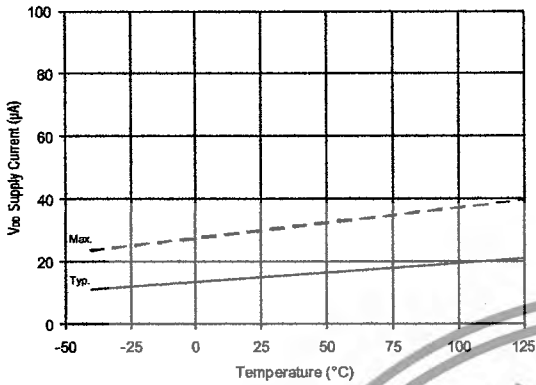


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

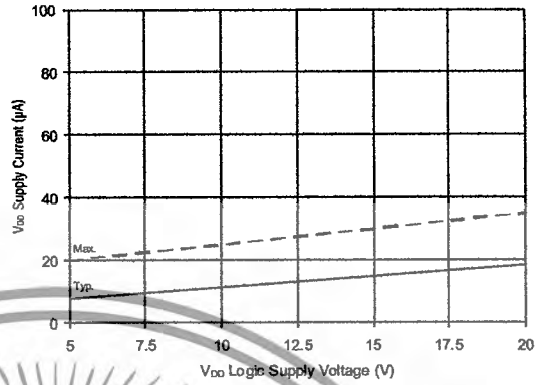


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. Voltage

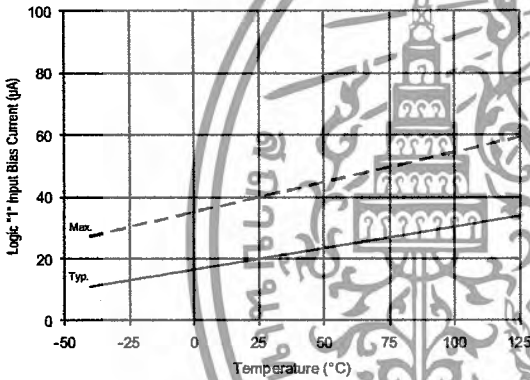


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

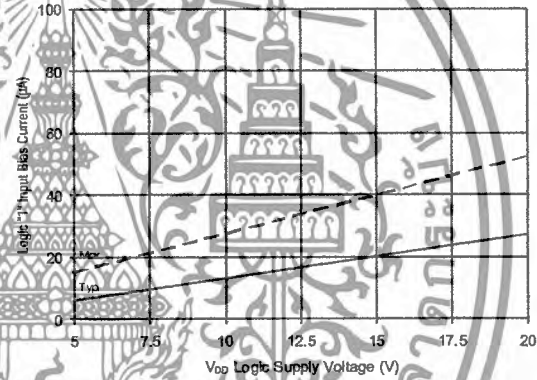


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. Voltage

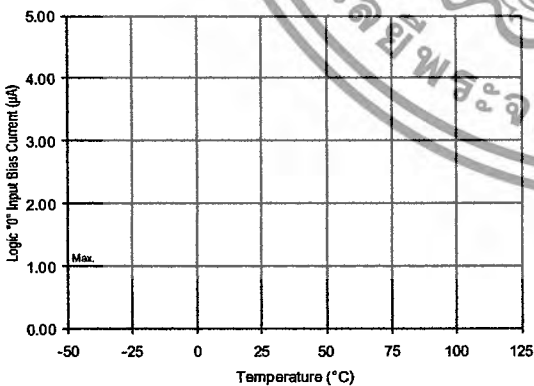


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

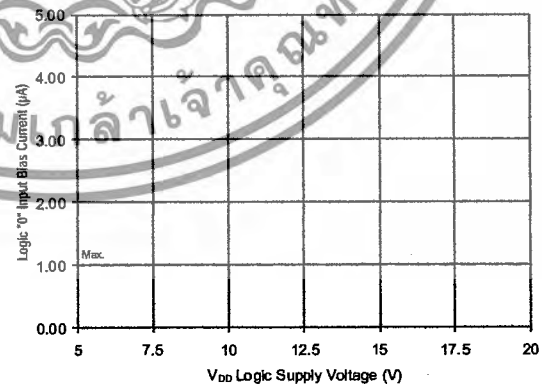


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

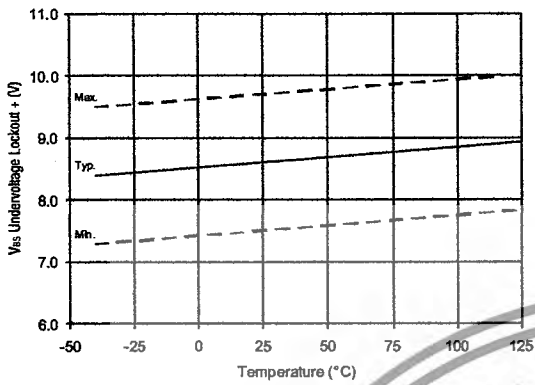


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

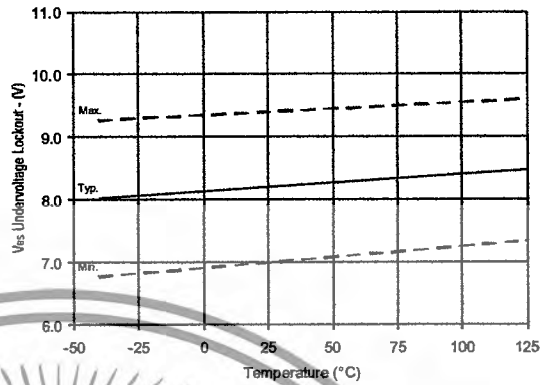


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

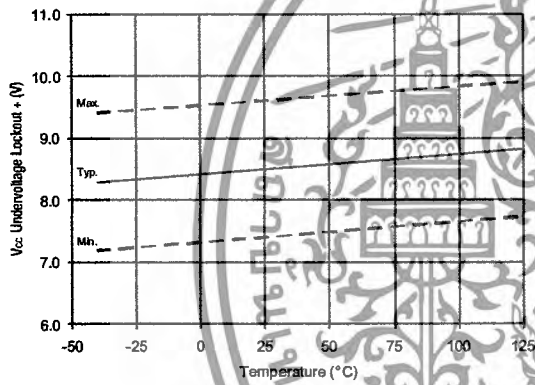


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

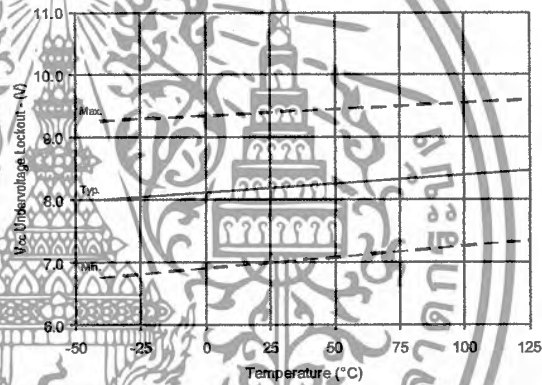


Figure 25. V_{CC} Undervoltage (-) vs. Temperature

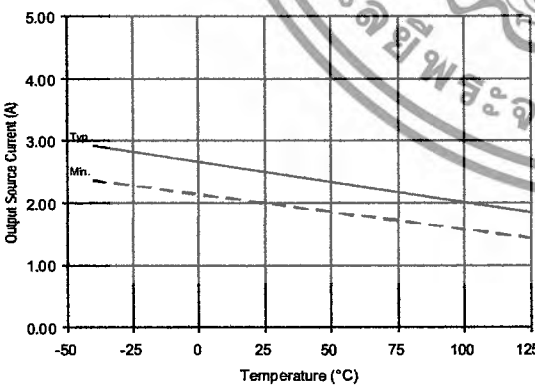


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

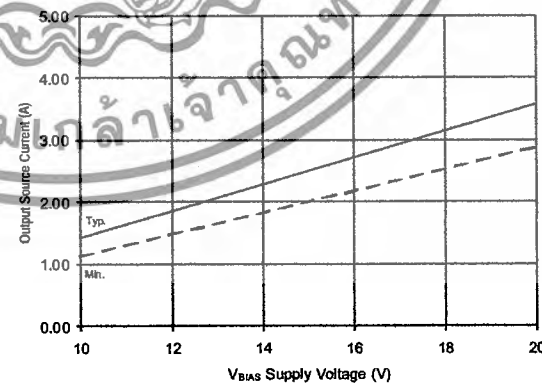


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

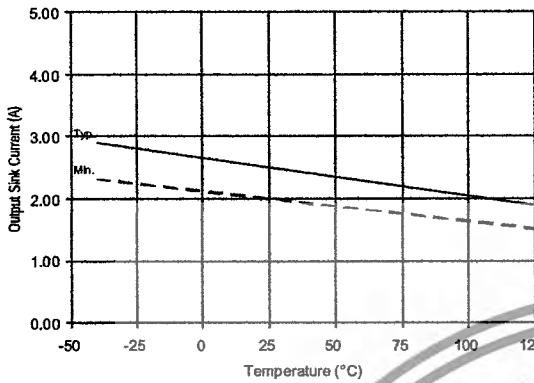


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

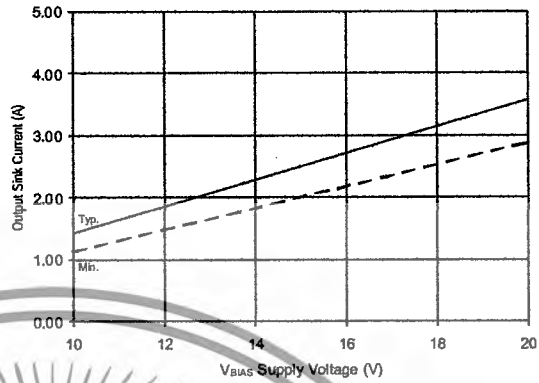


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

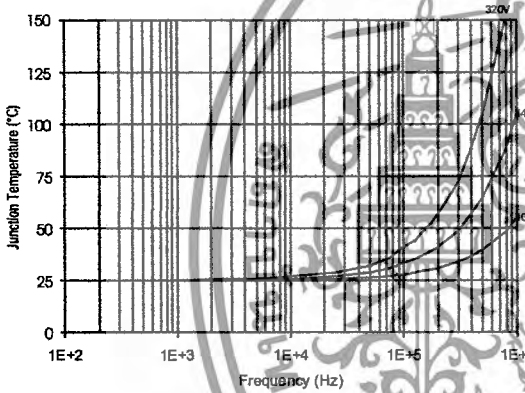


Figure 28. IR2110 T_J vs. Frequency (IRFBC20)
 $R_{GATE} = 33\Omega, V_{CC} = 15V$

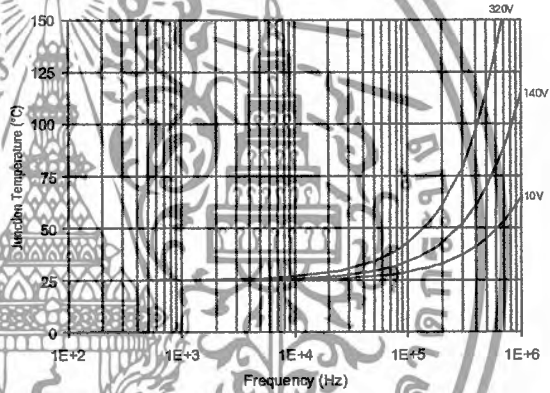


Figure 29. IR2110 T_J vs. Frequency (IRFBC30)
 $R_{GATE} = 22\Omega, V_{CC} = 15V$

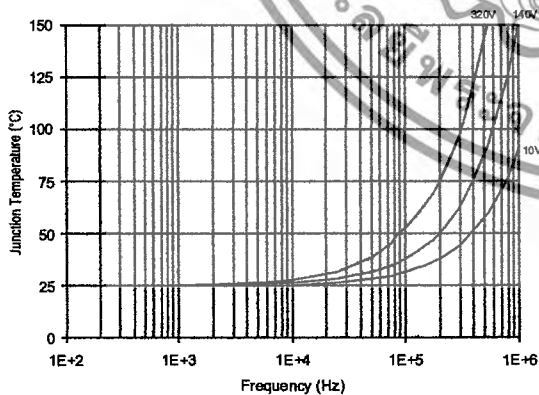


Figure 30. IR2110 T_J vs. Frequency (IRFBC40)
 $R_{GATE} = 15\Omega, V_{CC} = 15V$

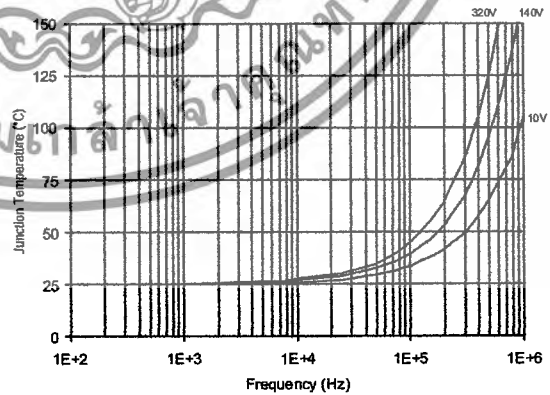


Figure 31. IR2110 T_J vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega, V_{CC} = 15V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

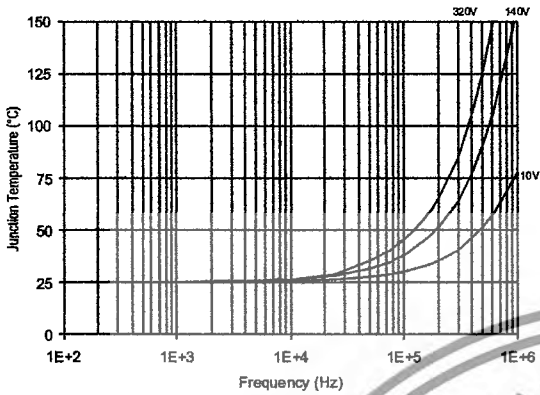


Figure 32. IR2110S T_J vs. Frequency (IRFBC20)
R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

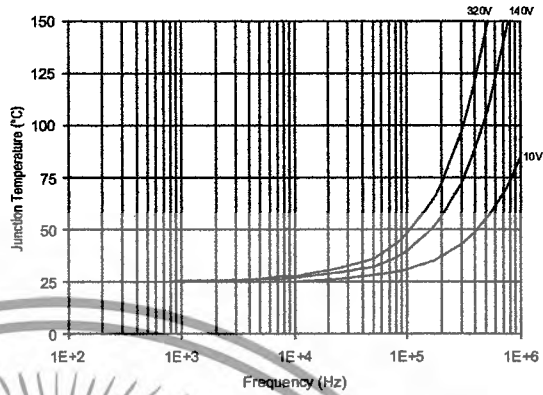


Figure 33. IR2110S T_J vs. Frequency (IRFBC30)
R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

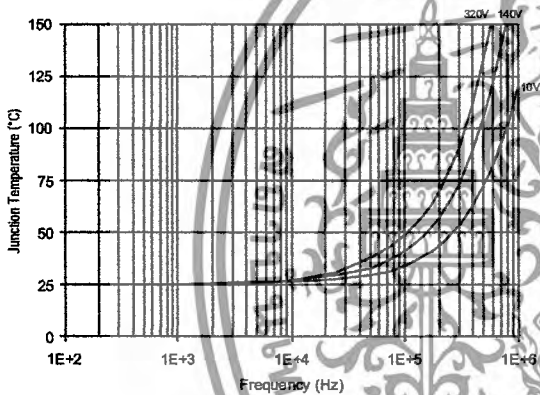


Figure 34. IR2110S T_J vs. Frequency (IRFBC40)
R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

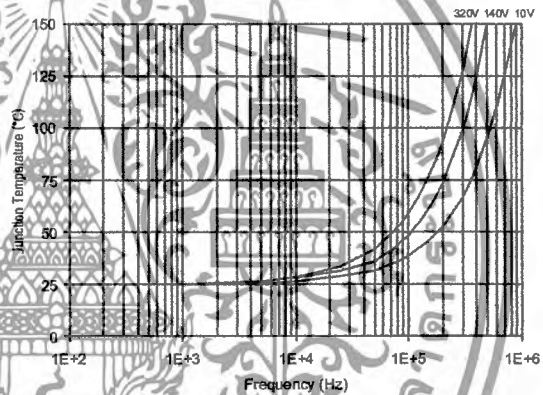


Figure 35. IR2110S T_J vs. Frequency (IRFPE50)
R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

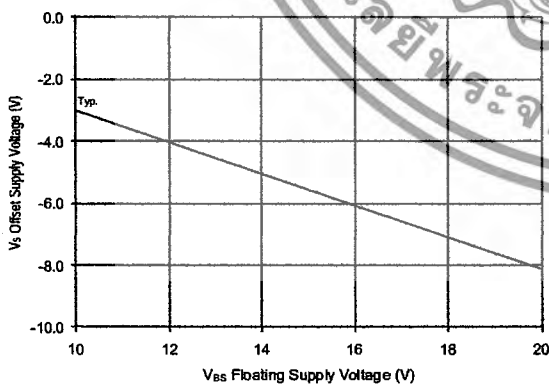


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

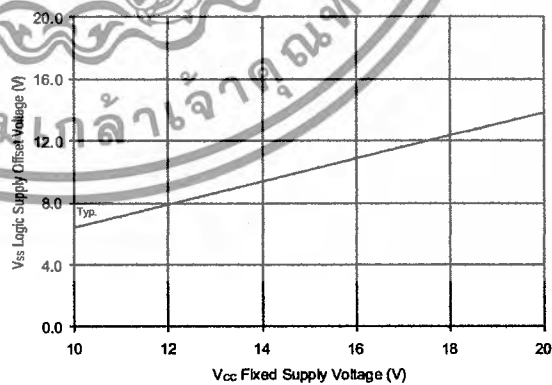


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

Formerly developmental type TA17465.

Ordering Information

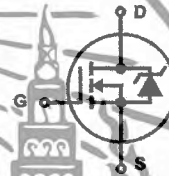
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

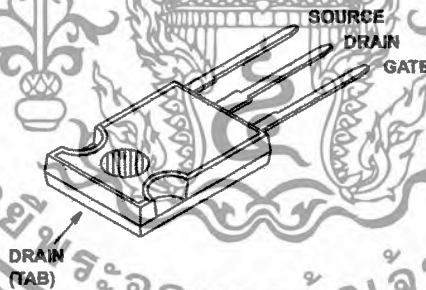
- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC STYLE TO-247



IRFP460

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

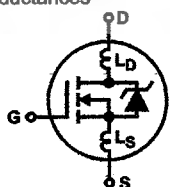
	IRFP460	UNITS	
Drain to Source Voltage (Note 1).....	V_{DS}	500	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1).....	V_{DGR}	500	V
Continuous Drain Current.....	I_D	20	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	12	A
Pulsed Drain Current (Note 3).....	I_{DM}	80	A
Gate to Source Voltage.....	V_{GS}	± 20	V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

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

NOTE:

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

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

NOTES:

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

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

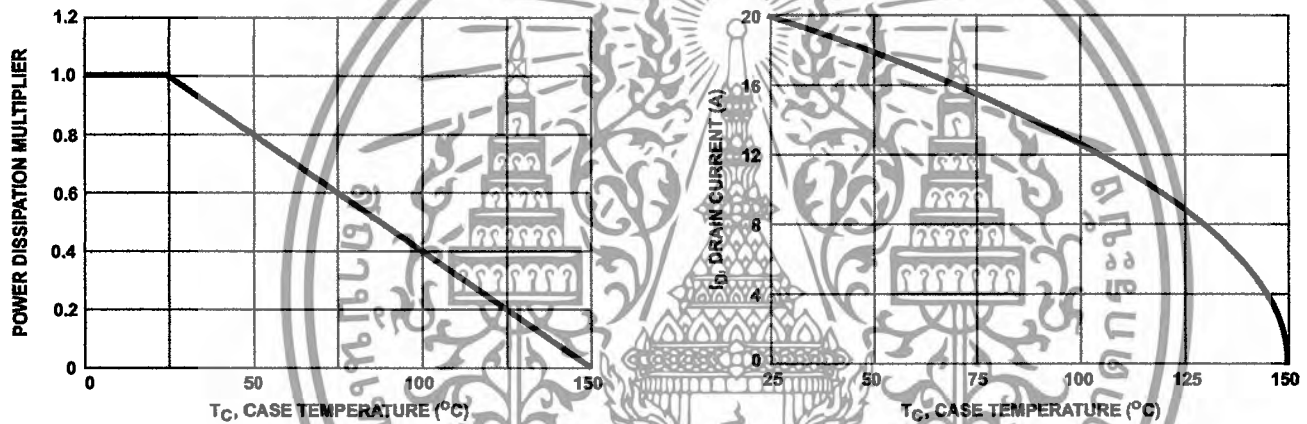


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

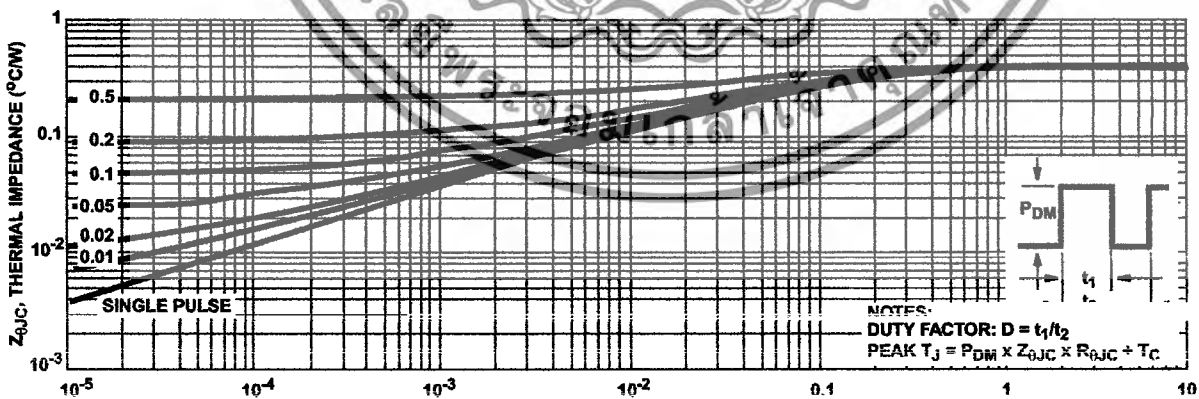


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

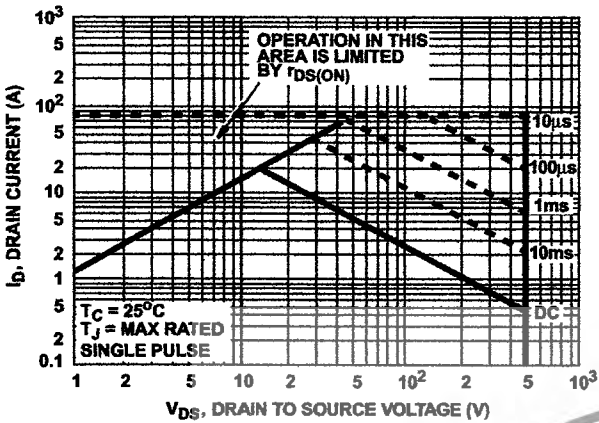


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

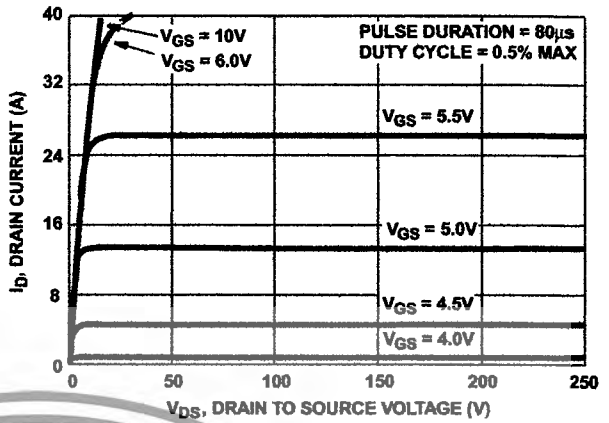


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

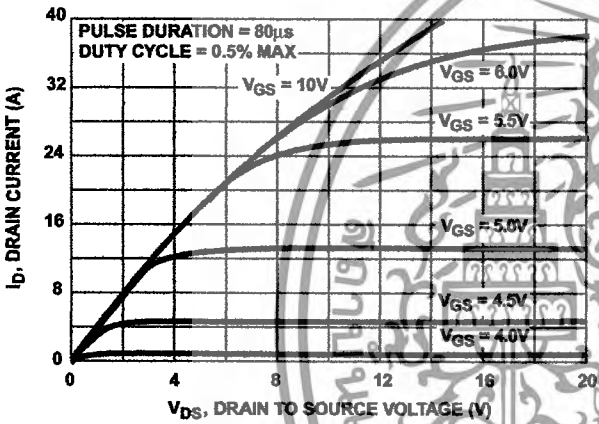


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

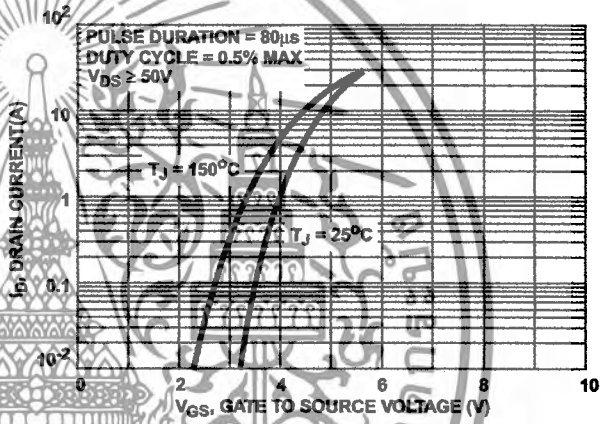


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

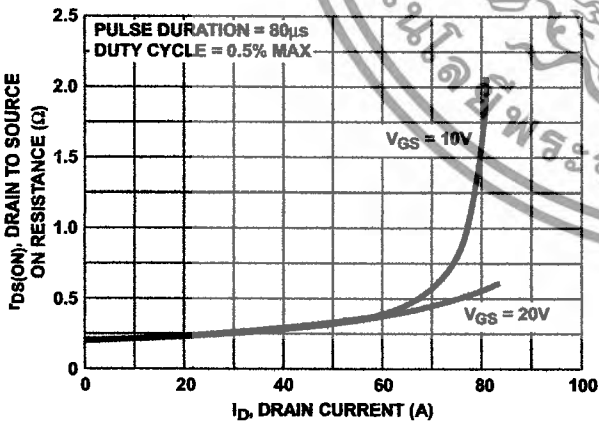


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs. GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

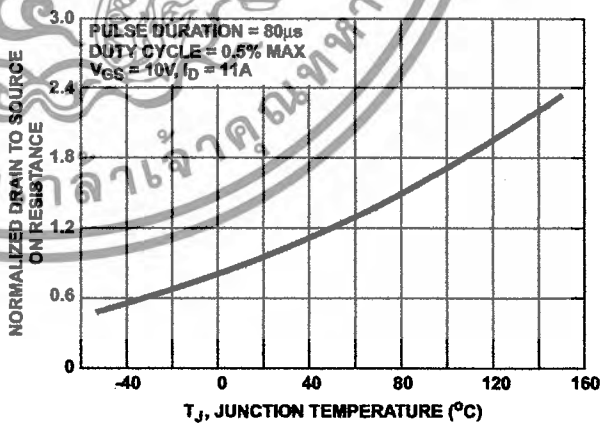


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs. JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

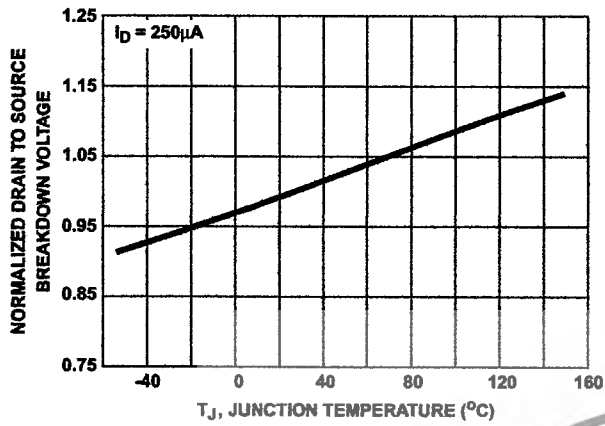


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

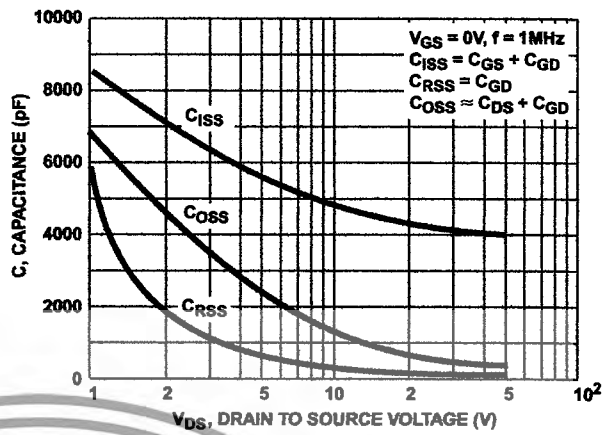


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

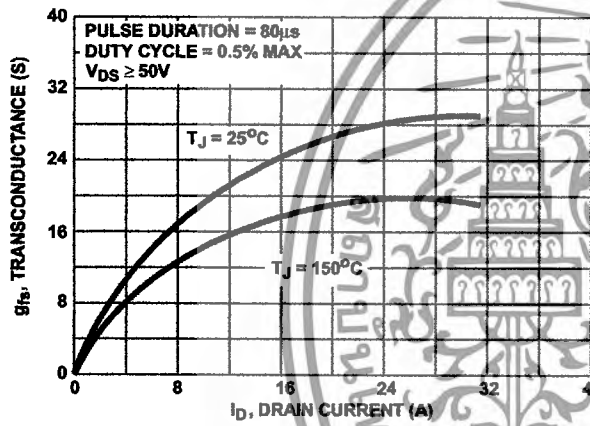


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

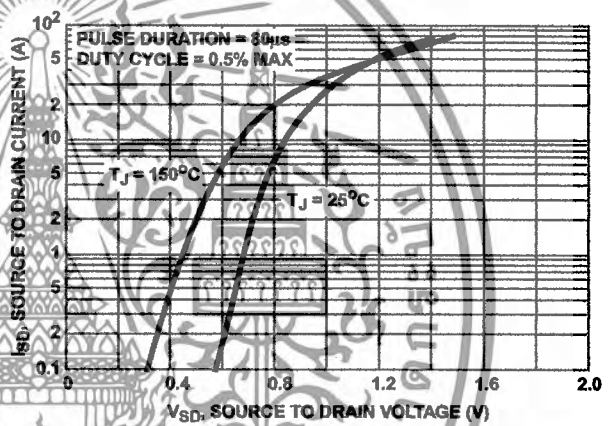


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

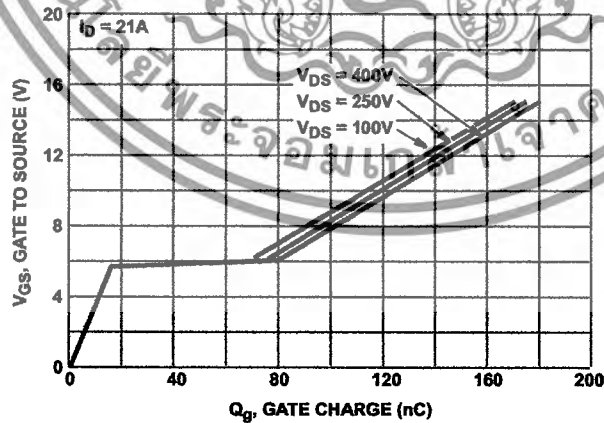


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits and Waveforms

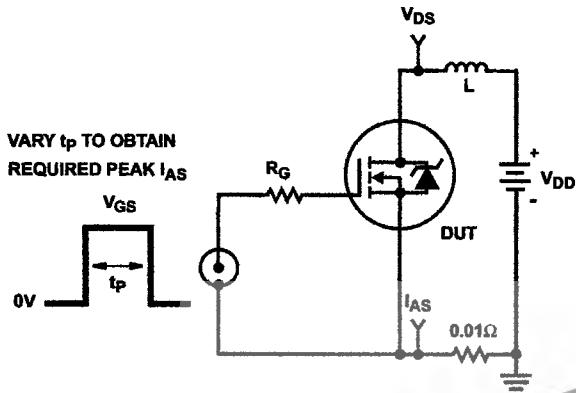


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

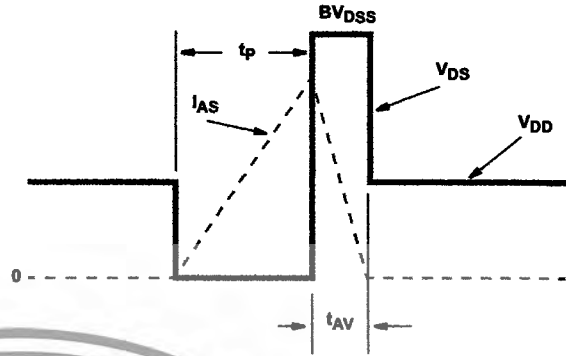


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

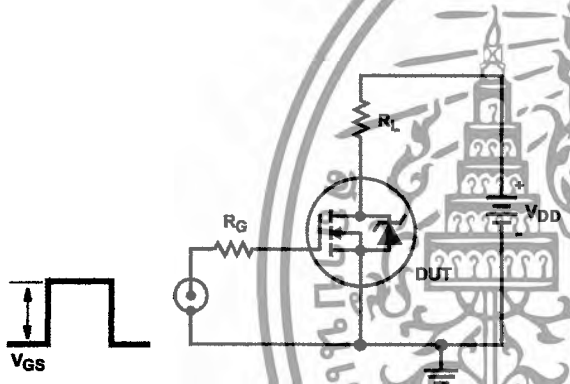


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

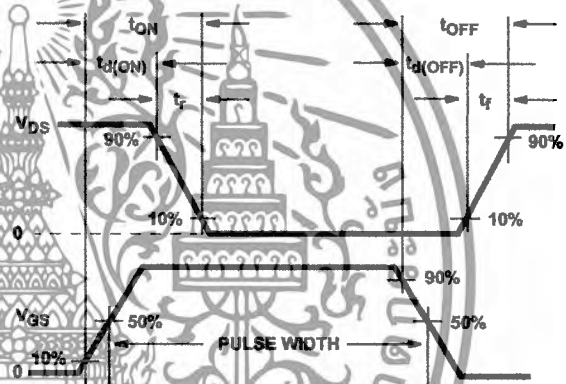


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

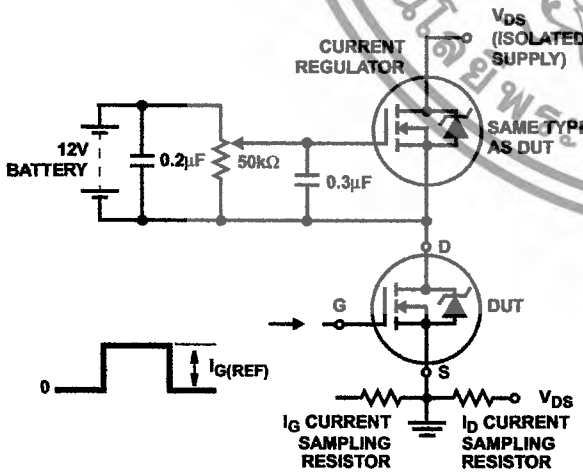


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

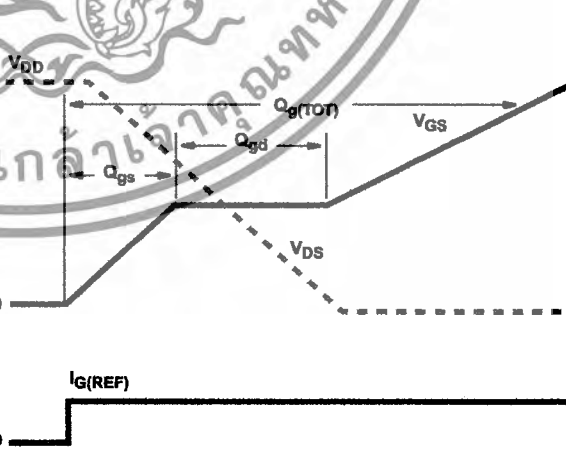


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

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

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

Sales Office Headquarters

NORTH AMERICA

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

EUROPE

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

ASIA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET



1N4148; 1N4448 High-speed diodes

Product specification
Supersedes data of 1996 Sep 03

1999 May 25

Philips
Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-speed diodes

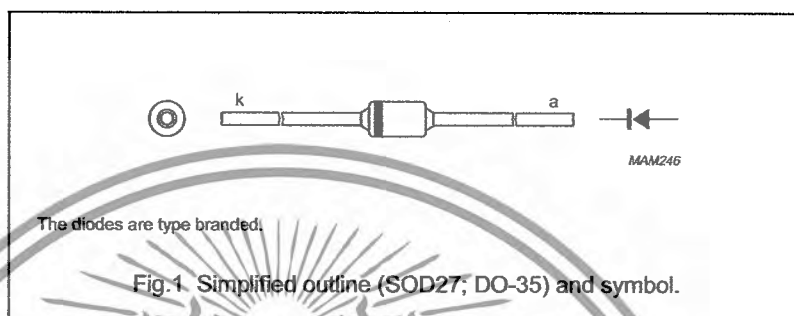
1N4148; 1N4448

FEATURES

- Hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) package
- High switching speed: max. 4 ns
- General application
- Continuous reverse voltage: max. 75 V
- Repetitive peak reverse voltage: max. 75 V
- Repetitive peak forward current: max. 450 mA.

DESCRIPTION

The 1N4148 and 1N4448 are high-speed switching diodes fabricated in planar technology, and encapsulated in hermetically sealed leaded glass SOD27 (DO-35) packages.



APPLICATIONS

- High-speed switching.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{RRM}	repetitive peak reverse voltage		—	75	V
V_R	continuous reverse voltage		—	75	V
I_F	continuous forward current	see Fig.2; note 1	—	200	mA
I_{FRM}	repetitive peak forward current		—	450	mA
I_{FSM}	non-repetitive peak forward current	square wave; $T_j = 25^\circ\text{C}$ prior to surge; see Fig.4			
		$t = 1\ \mu\text{s}$	—	4	A
		$t = 1\ \text{ms}$	—	1	A
		$t = 1\ \text{s}$	—	0.5	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; note 1	—	500	mW
T_{stg}	storage temperature		-65	+200	$^\circ\text{C}$
T_j	junction temperature		—	200	$^\circ\text{C}$

Note

1. Device mounted on an FR4 printed circuit-board; lead length 10 mm.

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_F	forward voltage	see Fig.3			
	1N4148	$I_F = 10\text{ mA}$	–	1	V
	1N4448	$I_F = 5\text{ mA}$	0.62	0.72	V
		$I_F = 100\text{ mA}$	–	1	V
I_R	reverse current	$V_R = 20\text{ V}$; see Fig.5		25	nA
		$V_R = 20\text{ V}$; $T_j = 150\text{ }^\circ\text{C}$; see Fig.5	–	50	μA
I_R	reverse current; 1N4448	$V_R = 20\text{ V}$; $T_j = 100\text{ }^\circ\text{C}$; see Fig.5	–	3	μA
C_d	diode capacitance	$f = 1\text{ MHz}$; $V_R = 0$; see Fig.6		4	pF
t_{rr}	reverse recovery time	when switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 60\text{ mA}$; $R_L = 100\ \Omega$; measured at $I_R = 1\text{ mA}$; see Fig.7		4	ns
V_{fr}	forward recovery voltage	when switched from $I_F = 50\text{ mA}$; $t_r = 20\text{ ns}$; see Fig.8	–	2.5	V

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-tp}$	thermal resistance from junction to tie-point	lead length 10 mm	240	K/W
$R_{th\ j-a}$	thermal resistance from junction to ambient	lead length 10 mm; note 1	350	K/W

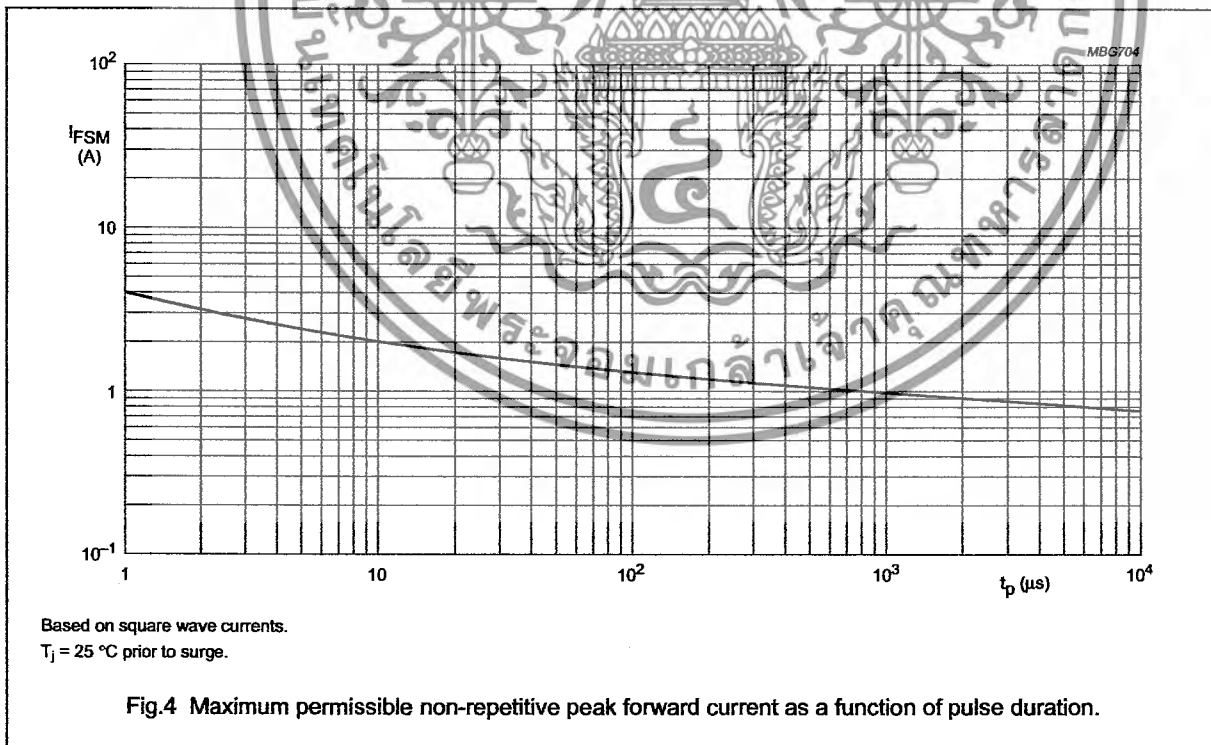
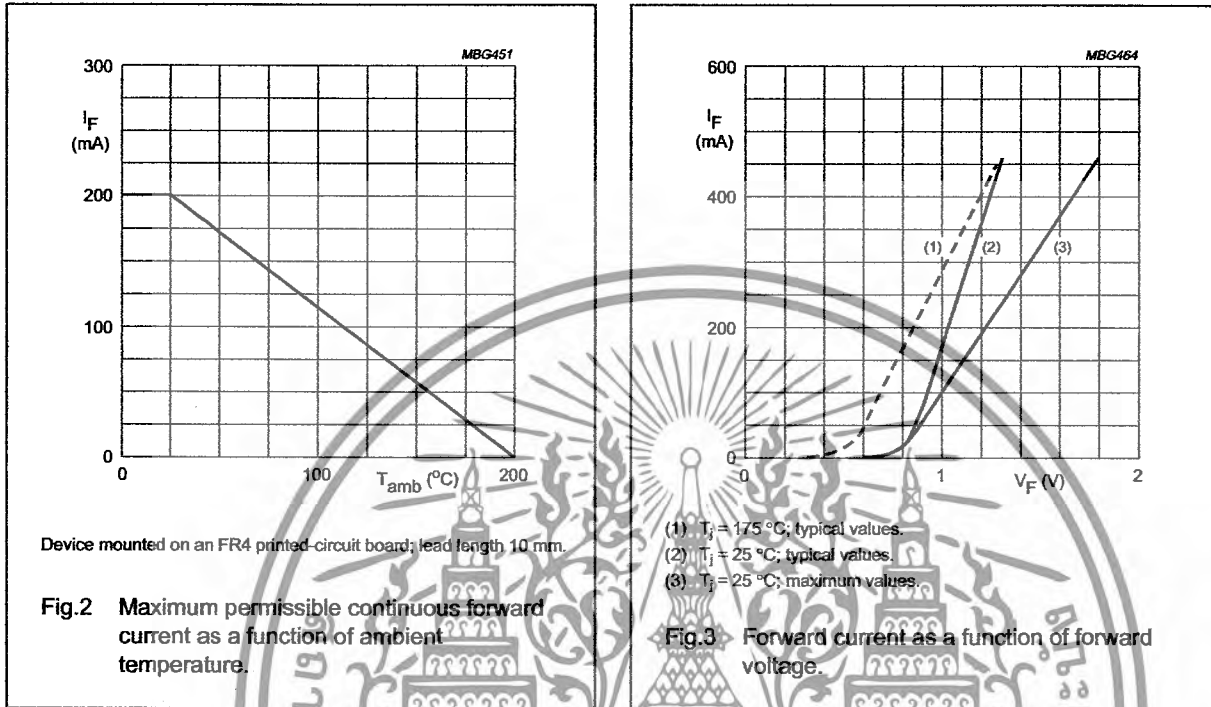
Note

1. Device mounted on a printed circuit board without metallization pad.

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

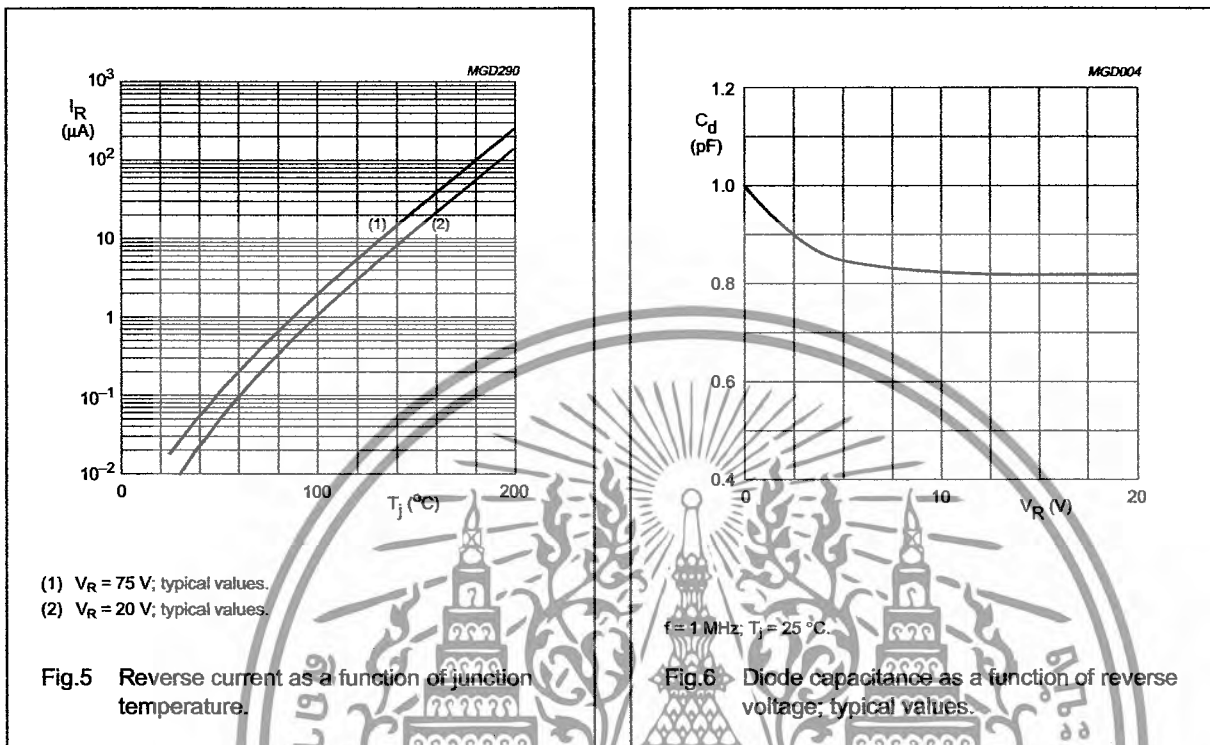
GRAPHICAL DATA



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-speed diodes

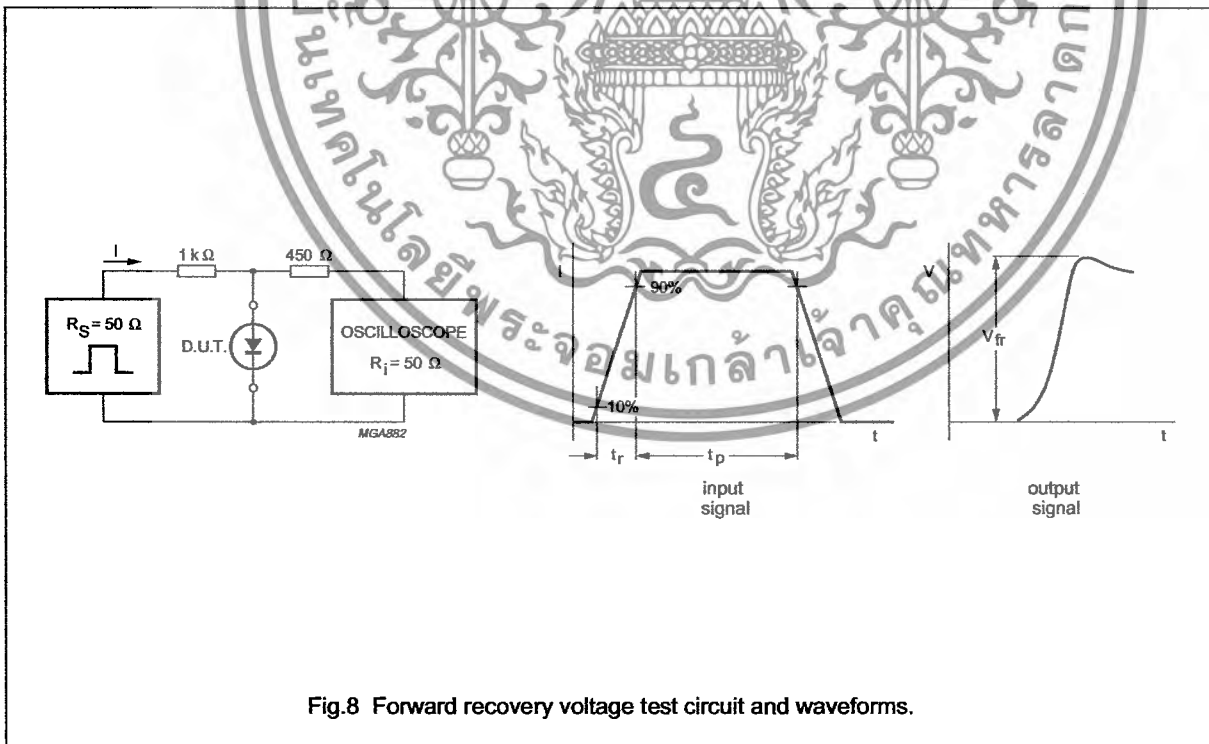
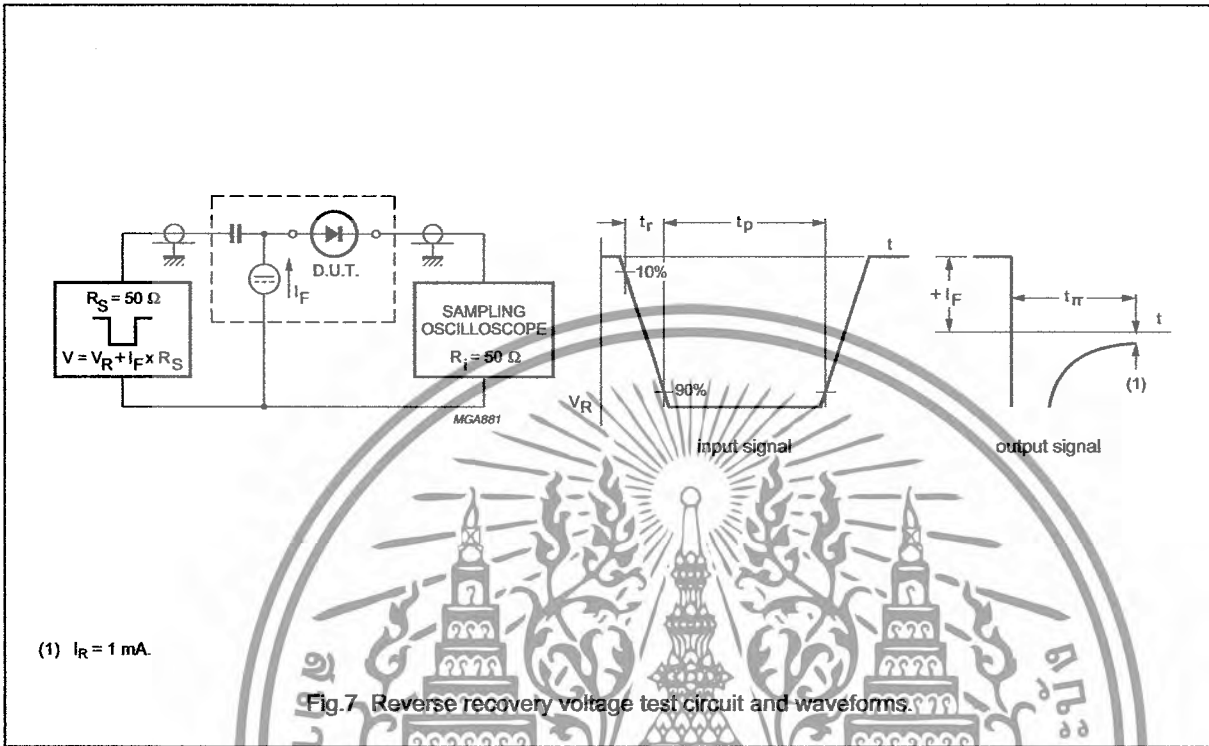
1N4148; 1N4448



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-speed diodes

1N4148; 1N4448



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-speed diodes

1N4148; 1N4448

PACKAGE OUTLINE

Hermetically sealed glass package; axial leaded; 2 leads

SOD27

DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	b max.	D max.	G ₁ max.	L min.
mm	0.56	1.85	4.25	25.4

Note
1. The marking band indicates the cathode.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOD27	A24	DO-35	SC-40		97-06-09

DEFINITIONS

Data Sheet Status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Philips Semiconductors – a worldwide company

Argentina: see South America

Australia: 34 Waterloo Road, NORTH RYDE, NSW 2113,
Tel. +61 2 9805 4455, Fax. +61 2 9805 4466

Austria: Computerstr. 6, A-1101 WIEN, P.O. Box 213,
Tel. +43 1 60 101 1248, Fax. +43 1 60 101 1210

Belarus: Hotel Minsk Business Center, Bld. 3, r. 1211, Volodarski Str. 6,
220050 MINSK, Tel. +375 172 20 0733, Fax. +375 172 20 0773

Belgium: see The Netherlands

Brazil: see South America

Bulgaria: Philips Bulgaria Ltd., Energoproject, 15th floor,
51 James Bourchier Blvd., 1407 SOFIA,
Tel. +359 2 68 9211, Fax. +359 2 68 9102

Canada: PHILIPS SEMICONDUCTORS/COMPONENTS,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

China/Hong Kong: 501 Hong Kong Industrial Technology Centre,
72 Tat Chee Avenue, Kowloon Tong, HONG KONG,
Tel. +852 2319 7888, Fax. +852 2319 7700

Colombia: see South America

Czech Republic: see Austria

Denmark: Sydhavnsgade 23, 1780 COPENHAGEN V,
Tel. +45 33 29 3333, Fax. +45 33 29 3905

Finland: Sinikallontie 3, FIN-02630 ESPOO,
Tel. +358 9 615 800, Fax. +358 9 6158 0920

France: 51 Rue Camot, BP317, 92156 SURESNES Cedex,
Tel. +33 1 4099 6161, Fax. +33 1 4099 6427

Germany: Hammerbrookstraße 69, D-20097 HAMBURG,
Tel. +49 40 2353 60, Fax. +49 40 2353 6300

Hungary: see Austria

India: Philips INDIA Ltd, Band Box Building, 2nd floor,
254-D, Dr. Annie Besant Road, Worli, MUMBAI 400 025,
Tel. +91 22 493 8541, Fax. +91 22 493 0966

Indonesia: PT Philips Development Corporation, Semiconductors Division,
Gedung Philips, Jl. Buncit Raya Kav.99-100, JAKARTA 12510,
Tel. +62 21 794 0040 ext. 2501, Fax. +62 21 794 0080

Ireland: Newstead, Clonskeagh, DUBLIN 14,
Tel. +353 1 7640 000, Fax. +353 1 7640 200

Israel: RAPAC Electronics, 7 Kehilat Satoniki St, PO Box 18053,
TEL AVIV 61180, Tel. +972 3 645 0444, Fax. +972 3 649 1007

Italy: PHILIPS SEMICONDUCTORS, Piazza IV Novembre 3,
20124 MILANO, Tel. +39 02 67 52 2531, Fax. +39 02 67 52 2557

Japan: Philips Bldg 13-37, Kohnan 2-chome, Minato-ku,
TOKYO 108-8507, Tel. +81 3 3740 5130, Fax. +81 3 3740 5057

Korea: Philips House, 260-199 Itaewon-dong, Yongsan-ku, SEOUL,
Tel. +82 2 709 1412, Fax. +82 2 709 1415

Malaysia: No. 76 Jalan Universiti, 46200 PETALING JAYA, SELANGOR,
Tel. +60 3 750 5214, Fax. +60 3 757 4880

Mexico: 5900 Gateway East, Suite 200, EL PASO, TEXAS 79905,
Tel. +9-5 800 234 7381, Fax. +9-5 800 943 0087

Middle East: see Italy

Netherlands: Postbus 90050, 5600 PB EINDHOVEN, Bldg. VB,
Tel. +31 40 27 82785, Fax. +31 40 27 88399

New Zealand: 2 Wagener Place, C.P.O. Box 1041, AUCKLAND,
Tel. +64 9 849 4160, Fax. +64 9 849 7811

Norway: Box 1, Manglerud 0612, OSLO,
Tel. +47 22 74 8000, Fax. +47 22 74 8341

Pakistan: see Singapore

Philippines: Philips Semiconductors Philippines Inc.,
106 Valero St. Salcedo Village, P.O. Box 2108 MCC, MAKATI,
Metro MANILA, Tel. +63 2 816 6380, Fax. +63 2 817 3474

Poland: Ul. Lukiska 10, PL 04-123 WARSZAWA,
Tel. +48 22 612 2831, Fax. +48 22 612 2327

Portugal: see Spain

Romania: see Italy

Russia: Philips Russia, Ul. Usatcheva 35A, 119048 MOSCOW,
Tel. +7 095 755 6918, Fax. +7 095 755 6919

Singapore: Lorong 1, Toa Payoh, SINGAPORE 319762,
Tel. +65 350 2538, Fax. +65 251 6500

Slovakia: see Austria

Slovenia: see Italy

South Africa: S.A. PHILIPS Pty Ltd., 195-215 Main Road Martindale,
2092 JOHANNESBURG, P.O. Box 58088 Newville 2114,
Tel. +27 11 471 5401, Fax. +27 11 471 5398

South America: Al. Vicente Pinzon, 173, 6th floor,
04547-130 SÃO PAULO, SP, Brazil,
Tel. +55 11 821 2333, Fax. +55 11 821 2382

Spain: Balmes 22, 08007 BARCELONA,
Tel. +34 93 301 6312, Fax. +34 93 301 4107

Sweden: Kottbygatan 7, Akalla, S-16485 STOCKHOLM,
Tel. +46 8 5985 2000, Fax. +46 8 5985 2745

Switzerland: Almendstrasse 140, CH-8027 ZÜRICH,
Tel. +41 1 488 2741 Fax. +41 1 488 3263

Taiwan: Philips Semiconductors, 6F, No. 96, Chien Kuo N. Rd., Sec. 1,
TAIPEI, Taiwan Tel. +886 2 2134 2836, Fax. +886 2 2134 2874

Thailand: PHILIPS ELECTRONICS (THAILAND) Ltd.,
209/2 Sangavuth-Bangna Road Phakanong, BANGKOK 10260,
Tel. +66 2 745 4090, Fax. +66 2 398 0793

Turkey: Yukarı Dudullu, Org. San. Blg., 2. Cad. Nr. 28 81260 Umraniye,
İSTANBUL, Tel. +90 216 522 1500, Fax. +90 216 522 1843

Ukraine: PHILIPS UKRAINE, 4 Patrice Lumumba str., Building B, Floor 7,
252042 KIEV, Tel. +380 44 264 2776, Fax. +380 44 263 0461

United Kingdom: Philips Semiconductors Ltd., 276 Bath Road, Hayes,
MIDDLESEX UB3 5BX, Tel. +44 181 730 5000, Fax. +44 181 754 8421

United States: 811 East Arques Avenue, SUNNYVALE, CA 94088-3409,
Tel. +1 800 234 7381, Fax. +1 800 943 0087

Uruguay: see South America

Vietnam: see Singapore

Yugoslavia: PHILIPS, Trg N. Pasica 5/v, 11000 BEOGRAD,
Tel. +381 11 62 5344, Fax. +381 11 63 5777

For all other countries apply to: Philips Semiconductors,
International Marketing & Sales Communications, Building BE-p, P.O. Box 218,
5600 MD EINDHOVEN, The Netherlands, Fax. +31 40 27 24825

Internet: <http://www.semiconductors.philips.com>

© Philips Electronics N.V. 1999

SCA 65

All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.

The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent- or other industrial or intellectual property rights.

Printed in The Netherlands

115002/03/pp8

Date of release: 1999 May 25

Document order number: 9397 750 05892

Let's make things better.

**Philips
Semiconductors**



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BC337, BC337-16, BC337-25, BC337-40, BC338-25



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

Amplifier Transistors

NPN Silicon

Features

- Pb-Free Package is Available*

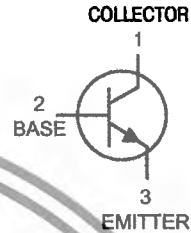
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC337	BC338	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	45	25	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	50	30	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0		Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	800		mA _{dc}
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0		mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12		W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C/W}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.



MARKING DIAGRAM



TO-18 (TO-226)
CASE 29

xxxx = Specific Device Code
Y = Year
WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 4 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BC337, BC337-16, BC337-25, BC337-40, BC338-25

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mA, I _B = 0) BC338	BC337 V _{(BR)CE} O	45 25	- -	- -	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 100 μA, I _E = 0) BC338	BC337 V _{(BR)CE} S	50 30	- -	- -	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage (I _E = 10 μA, I _C = 0)	V _{(BR)EB} O	5.0	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CB} = 30 V, I _E = 0) (V _{CB} = 20 V, I _E = 0)	BC337 I _{CBO} BC338	- -	- -	100 100	nAdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 45 V, V _{BE} = 0) (V _{CE} = 25 V, V _{BE} = 0)	BC337 I _{CES} BC338	- -	- -	100 100	nAdc
Emitter Cutoff Current (V _{EB} = 4.0 V, I _C = 0)	I _{EBO}	-	-	100	nAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (I _C = 100 mA, V _{CE} = 1.0 V)	BC337 BC337-16 BC337-25/BC338-25 BC337-40	100 100 160 250	- - - -	630 250 400 630	-
(I _C = 300 mA, V _{CE} = 1.0 V)		60	-	-	
Base-Emitter On Voltage (I _C = 300 mA, V _{CE} = 1.0 V)	V _{BE(on)}	-	-	1.2	Vdc
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 500 mA, I _B = 50 mA)	V _{CE(sat)}	-	-	0.7	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Output Capacitance (V _{CB} = 10 V, I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ob}	-	15	-	pF
Current-Gain-Bandwidth Product (I _C = 10 mA, V _{CE} = 5.0 V, f = 100 MHz)	f _T	-	210	-	MHz

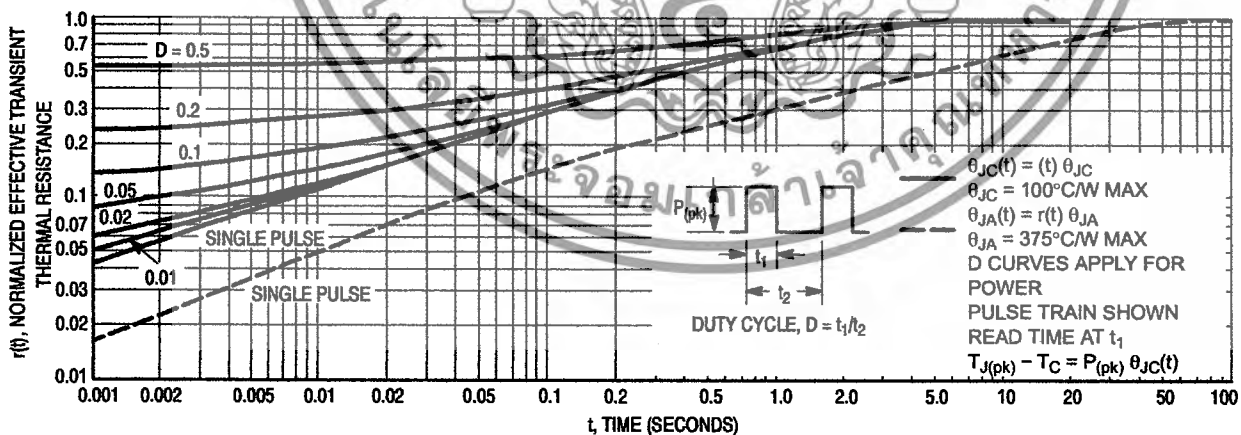


Figure 1. Thermal Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BC337, BC337-16, BC337-25, BC337-40, BC338-25

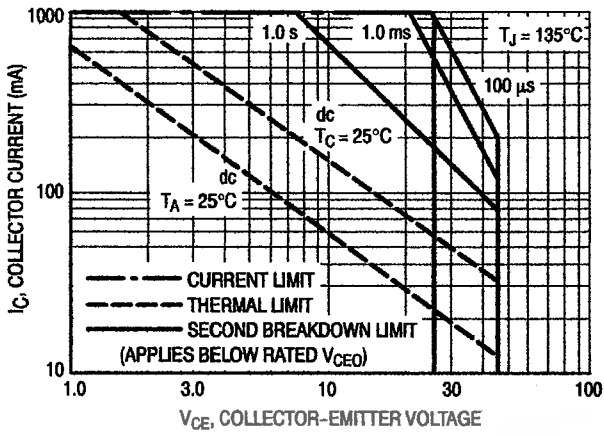


Figure 2. Active Region - Safe Operating Area

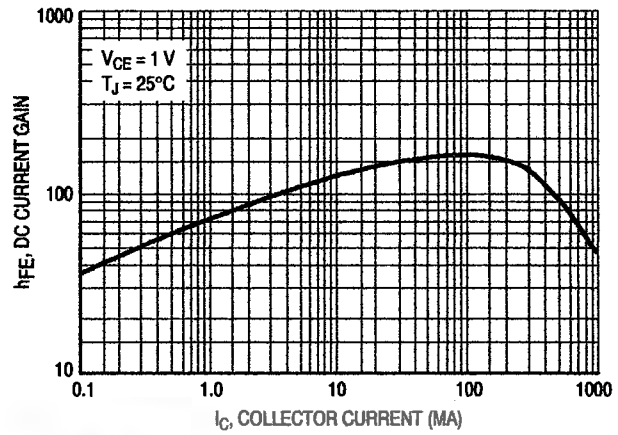


Figure 3. DC Current Gain

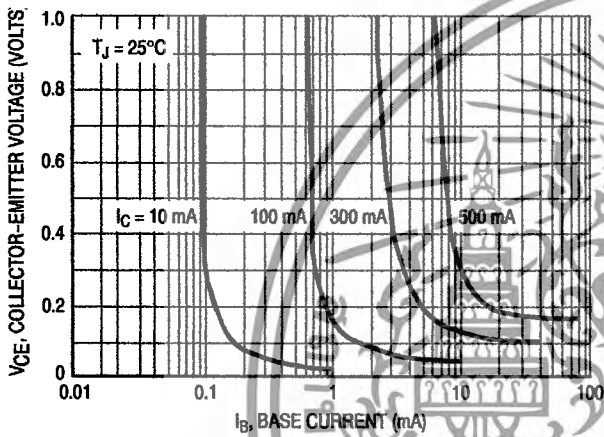


Figure 4. Saturation Region

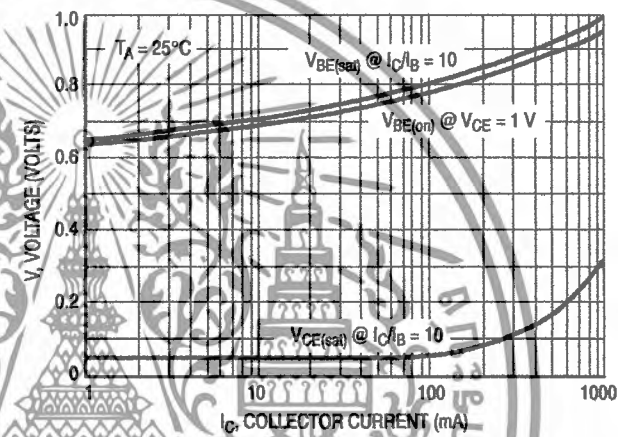


Figure 5. "On" Voltages

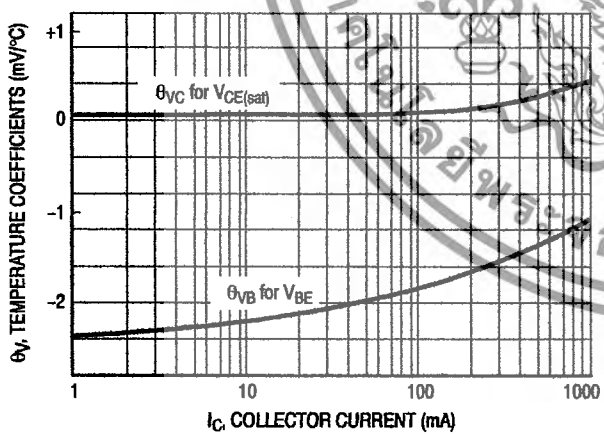


Figure 6. Temperature Coefficients

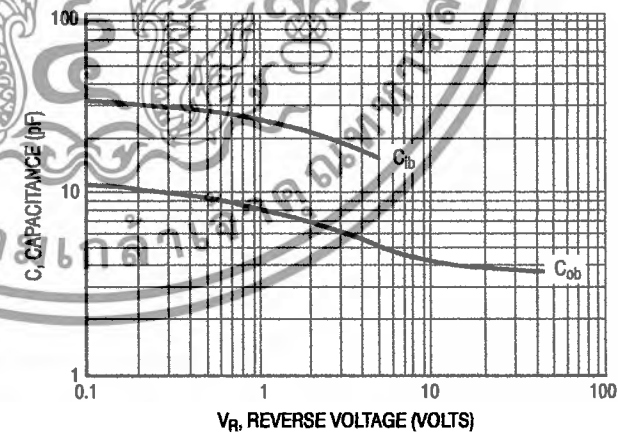


Figure 7. Capacitances

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BC337, BC337-16, BC337-25, BC337-40, BC338-25

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Marking	Shipping†
BC337	TO-92	7	5000 Units / Bulk
BC337RL1	TO-92	7	2000 / Tape & Reel
BC337ZL1	TO-92	7	2000 / Tape & Ammunition
BC337-16	TO-92	7-16	5000 Units / Bulk
BC337-16RL1	TO-92	7-16	2000 / Tape & Reel
BC337-16ZL1	TO-92	7-16	2000 / Tape & Ammunition
BC337-25	TO-92	7-25	5000 Units / Bulk
BC337-25RL1	TO-92	7-25	2000 / Tape & Reel
BC337-25ZL1	TO-92	7-25	2000 / Tape & Ammunition
BC337-25ZL1G	TO-92 (Pb-Free)	8-25	2000 / Tape & Ammunition
BC337-40	TO-92	7-40	5000 Units / Bulk
BC337-40RL1	TO-92	7-40	2000 / Tape & Reel
BC337-40ZL1	TO-92	7-40	2000 / Tape & Ammunition
BC338-25ZL1	TO-92	8-25	2000 / Tape & Ammunition

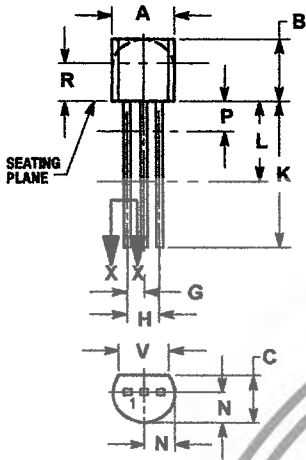
†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.



BC337, BC337-16, BC337-25, BC337-40, BC338-25

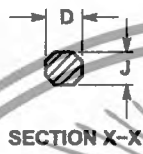
PACKAGE DIMENSIONS

TO-92 (TO-226)
CASE 29-11
ISSUE AL

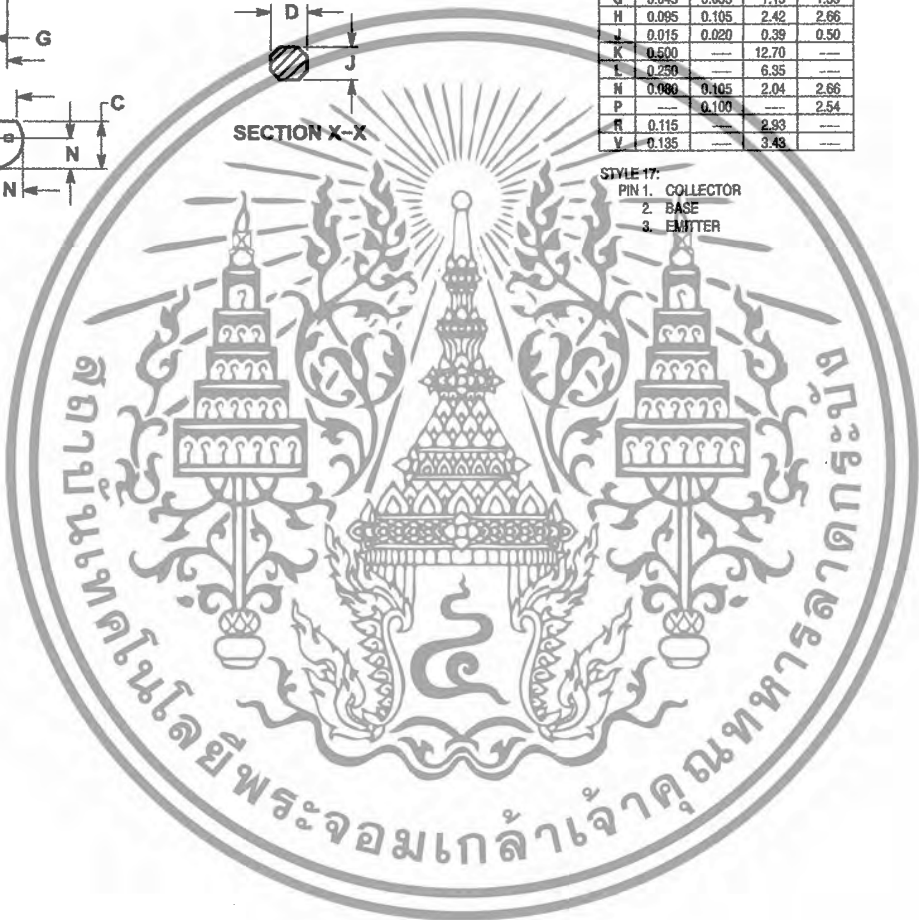


- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
 4. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.20
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.021	0.407	0.533
G	0.045	0.065	1.15	1.39
H	0.065	0.105	2.42	2.66
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.500	---	12.70	---
L	0.250	---	6.35	---
N	0.080	0.105	2.04	2.66
P	---	0.100	---	2.54
R	0.115	---	2.93	---
V	0.135	---	3.43	---




STYLE 17:
PIN 1. COLLECTOR
2. BASE
3. EMITTER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85082-1312 USA
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

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

Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-5773-3850

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

Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

BC337/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DAC0808

8-Bit D/A Converter

General Description

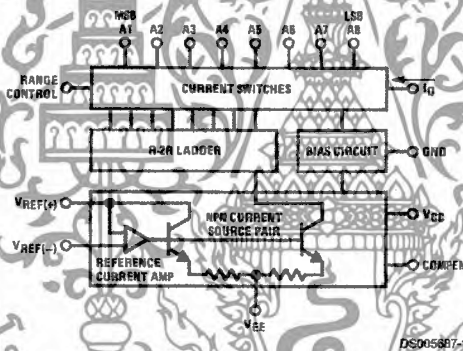
The DAC0808 is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current settling time of 150 ns while dissipating only 33 mW with $\pm 5V$ supplies. No reference current (I_{REF}) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically ± 1 LSB of $255 I_{REF}/256$. Relative accuracies of better than $\pm 0.19\%$ assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than $4 \mu A$ provides 8-bit zero accuracy for $I_{REF} \geq 2$ mA. The power supply currents of the DAC0808 is independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the MC1508/MC1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

Features

- Relative accuracy: $\pm 0.19\%$ error maximum
- Full scale current match: ± 1 LSB typ
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: 8 mA/ μs
- Power supply voltage range: $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption: 33 mW @ $\pm 5V$

Block and Connection Diagrams



Dual-In-Line Package

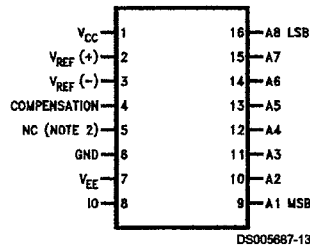


Top View
Order Number DAC0808
See NS Package M16A or N16A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Block and Connection Diagrams (Continued)

Small-Outline Package



Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	N PACKAGE (N16A) (Note 1)		SO PACKAGE (M16A)
		DAC0808LCN	MC1408P8	DAC0808LCM
8-bit	0°C ≤ T _A ≤ +75°C	DAC0808LCN	MC1408P8	DAC0808LCM

Note 1: Devices may be ordered by using either order number.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Supply Voltage

V_{CC}	+18 V_{DC}
V_{EE}	-18 V_{DC}
Digital Input Voltage, V5–V12	-10 V_{DC} to +18 V_{DC}
Applied Output Voltage, V_O	-11 V_{DC} to +18 V_{DC}
Reference Current, I_{14}	5 mA
Reference Amplifier Inputs, V14, V15	V_{CC} , V_{EE}
Power Dissipation (Note 4)	1000 mW
ESD Susceptibility (Note 5)	TBD

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (Plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (Ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Operating Ratings

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
DAC0808	$0 \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15 V_{DC}$, $V_{REF}/R14 = 2 \text{ mA}$, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
E_r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I_O)	(Figure 4)				%
	DAC0808LC (LM1408-8)				± 0.19	%
	Settling Time to Within $\frac{1}{2}$ LSB (Includes t_{PLH})	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 7), (Figure 5)		150		ns
t_{PLH} , t_{PHL}	Propagation Delay Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 5)		30	100	ns
TCI_O	Output Full Scale Current Drift			± 20		ppm/°C
MSB	Digital Input Logic Levels	(Figure 3)				
V_{IH}	High Level, Logic "1"		2			V_{DC}
V_{IL}	Low Level, Logic "0"				0.8	V_{DC}
MSB	Digital Input Current	(Figure 3)				
	High Level	$V_{IH} = 5V$		0	0.040	mA
	Low Level	$V_{IL} = 0.8V$		-0.003	-0.8	mA
I_{15}	Reference Input Bias Current	(Figure 3)		-1	-3	μA
	Output Current Range	(Figure 3)				
		$V_{EE} = -5V$	0	2.0	2.1	mA
		$V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	2.0	4.2	mA
I_O	Output Current	$V_{REF} = 2.000V$, $R14 = 1000\Omega$, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
		(Figure 3)		0	4	μA
	Output Voltage Compliance (Note 3)	$E_r \leq 0.19\%$, $T_A = 25^\circ\text{C}$			-0.55, +0.4	V_{DC}
		$V_{EE} = -5V$, $I_{REF} = 1 \text{ mA}$ V_{EE} Below -10V			-5.0, +0.4	V_{DC}
SRI_{REF}	Reference Current Slew Rate	(Figure 6)	4	8		mA/ μs
	Output Current Power Supply Sensitivity	$-5V \leq V_{EE} \leq -16.5V$		0.05	2.7	$\mu\text{A/V}$
I_{CC}	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)		2.3	22	mA
				-4.3	-13	mA
V_{CC}	Power Supply Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 3)	4.5	5.0	5.5	V_{DC}
			-4.5	-15	-16.5	V_{DC}
	Power Dissipation					

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V_{DC}$, $V_{REF}/R14 = 2\text{ mA}$, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	All Bits Low	$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -5V$		33	170	mW
	All Bits High	$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$		106	305	mW
	All Bits High	$V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -5V$		90		mW
	All Bits High	$V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$		160		mW

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 3: Range control is not required.

Note 4: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$, and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the dual-in-line J package when the board mounted is 100°C/W . For the dual-in-line N package, this number increases to 175°C/W and for the small outline M package this number is 100°C/W .

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

Note 7: All bits switched.

Note 8: Pin-out numbers for the DAL080X represent the dual-in-line package. The small outline package pinout differs from the dual-in-line package.

Typical Application

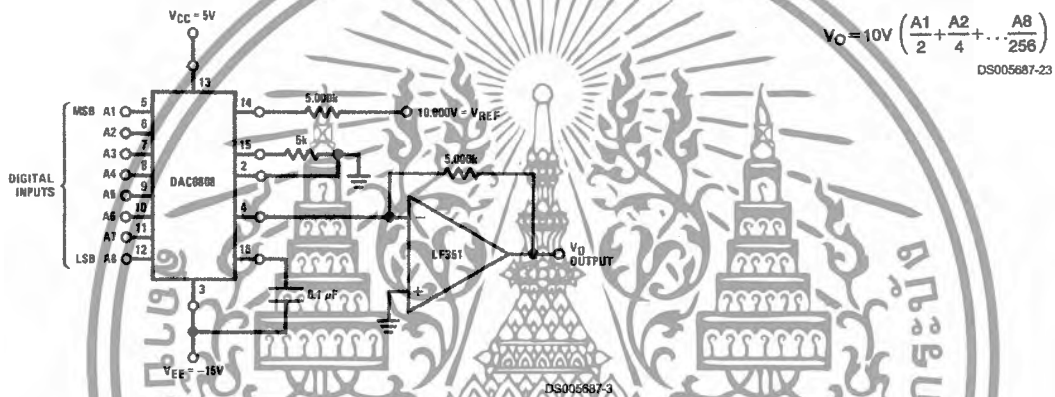
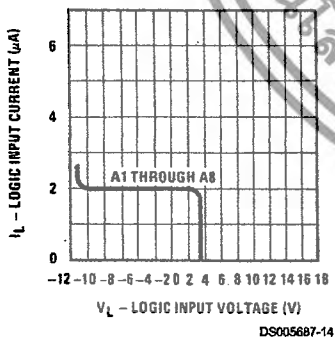


FIGURE 1. +10V Output Digital to Analog Converter (Note 8)

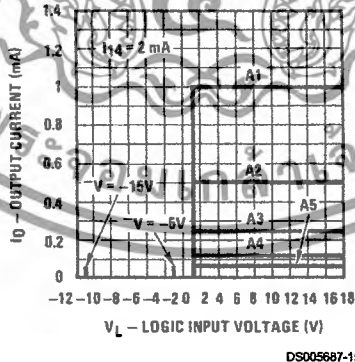
Typical Performance Characteristics

$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted

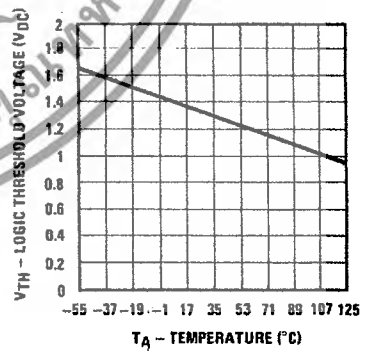
Logic Input Current vs Input Voltage



Bit Transfer Characteristics



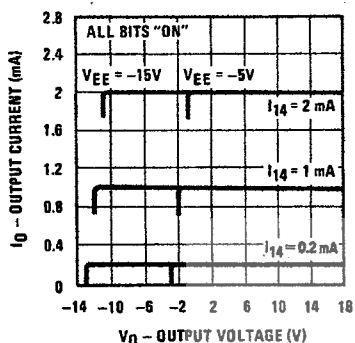
Logic Threshold Voltage vs Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

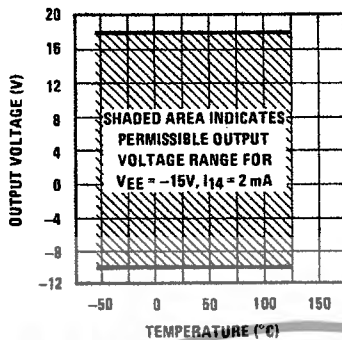
Typical Performance Characteristics $V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted (Continued)

Output Current vs Output Voltage (Output Voltage Compliance)



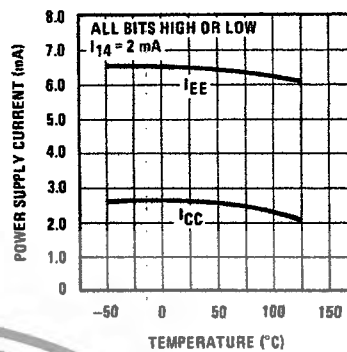
DS005687-17

Output Voltage Compliance vs Temperature



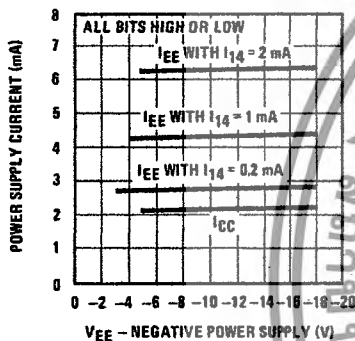
DS005687-18

Typical Power Supply Current vs Temperature



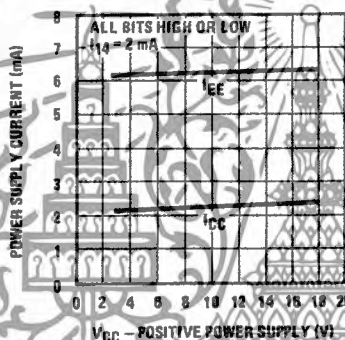
DS005687-19

Typical Power Supply Current vs VEE



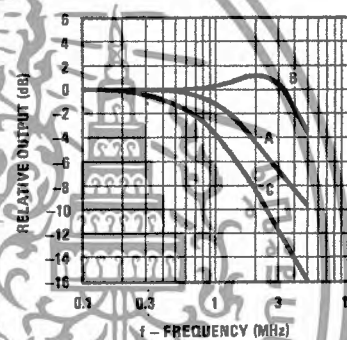
DS005687-20

Typical Power Supply Current vs VCC



DS005687-21

Reference Input Frequency Response



DS005687-22

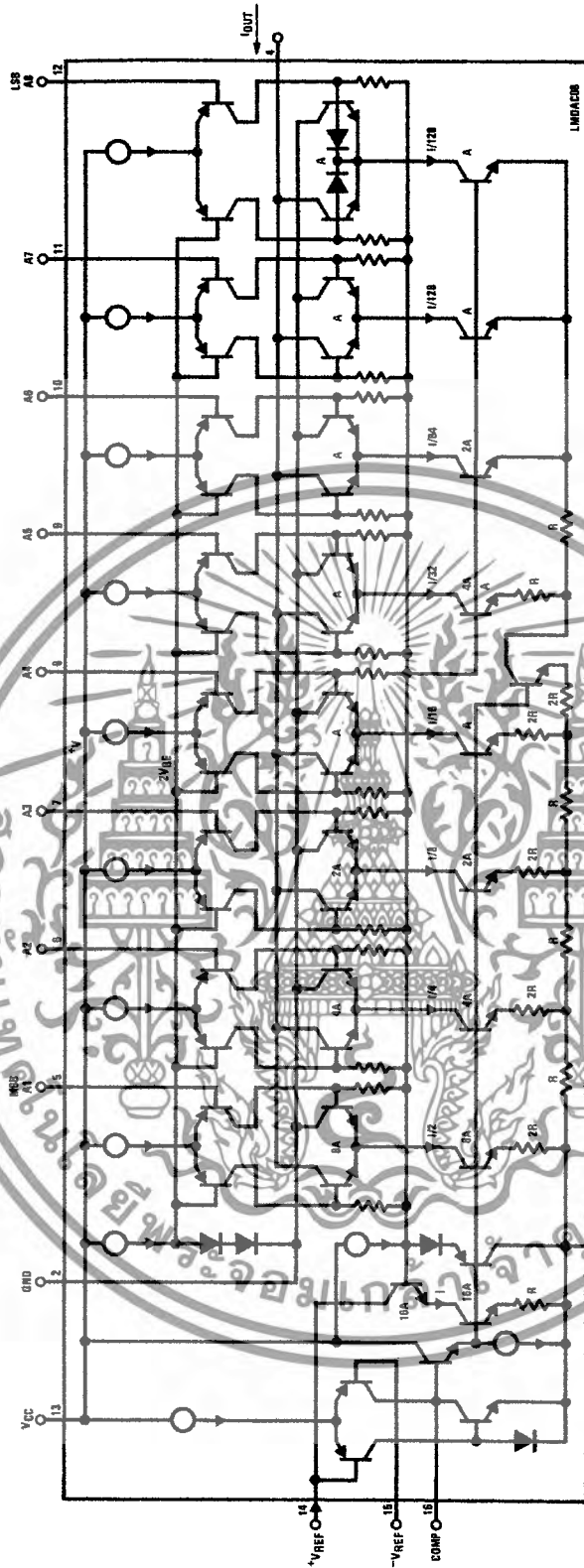
Unless otherwise specified: $R_{14} = R_{15} = 1\text{ k}\Omega$, $C = 15\text{ pF}$, pin 16 to V_{EE} ; $R_L = 50\Omega$, pin 4 to ground.

Curve A: Large Signal Bandwidth Method of Figure 7, $V_{REF} = 2\text{ Vp-p}$ offset 1V above ground.

Curve B: Small Signal Bandwidth Method of Figure 7, $R_L = 250\Omega$, $V_{REF} = 50\text{ mVp-p}$ offset 200 mV above ground.

Curve C: Large and Small Signal Bandwidth Method of Figure 9 (no op amp, $R_L = 50\Omega$), $R_S = 50\Omega$, $V_{REF} = 2V$, $V_S = 100\text{ mVp-p}$ centered at 0V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

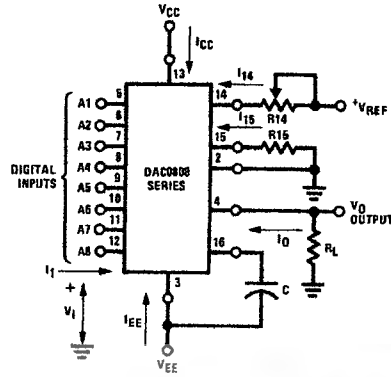


DS005887-4

FIGURE 2. Equivalent Circuit of the DAC0808 Series (Note 8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits



DS005687-6

V_I and I₁ apply to inputs A1–A8.

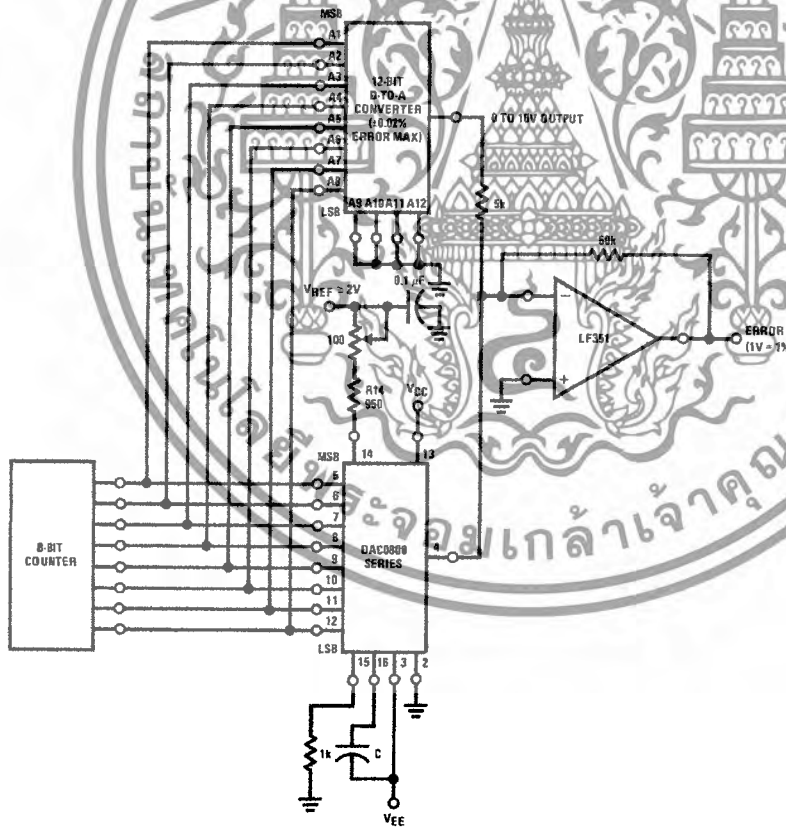
The resistor tied to pin 15 is to temperature compensate the bias current and may not be necessary for all applications.

$$I_0 = K \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right)$$

where $K \approx \frac{V_{REF}}{R_{14}}$

and A_N = "1" if A_N is at high level
 A_N = "0" if A_N is at low level

FIGURE 3. Notation Definitions Test Circuit (Note 8)



DS005687-7

FIGURE 4. Relative Accuracy Test Circuit (Note 8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits (Continued)

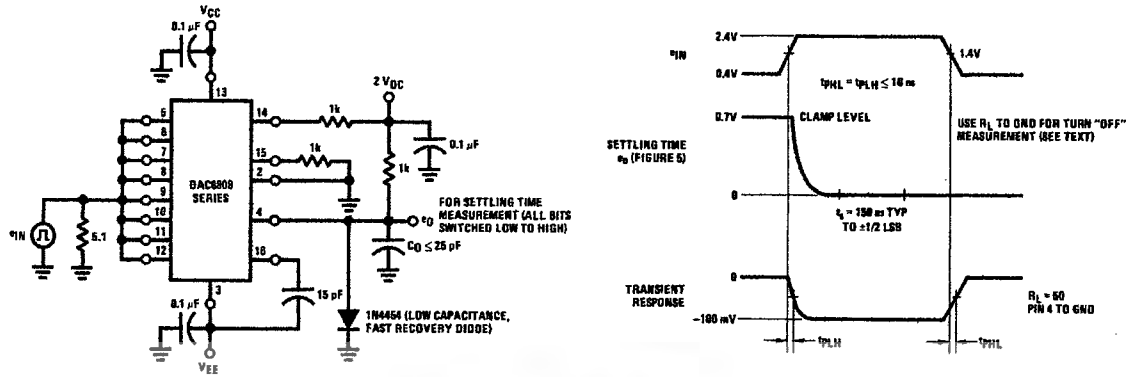


FIGURE 5. Transient Response and Settling Time (Note 8)

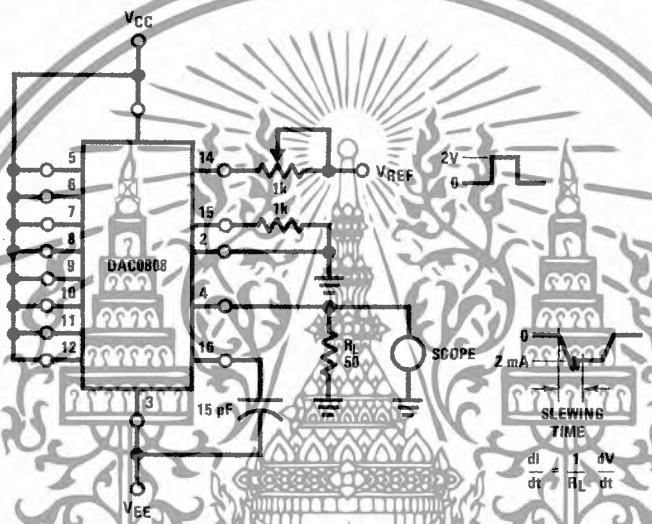


FIGURE 6. Reference Current Slew Rate Measurement (Note 8)

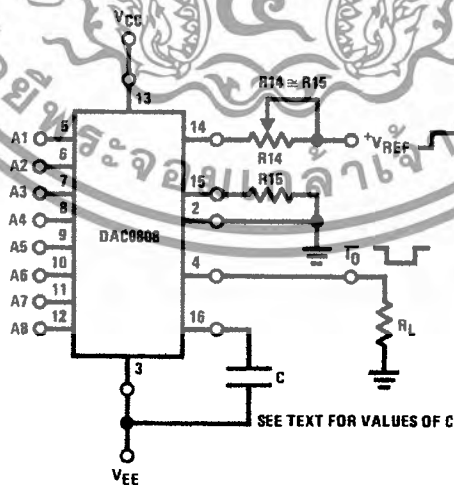


FIGURE 7. Positive V_{REF} (Note 8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

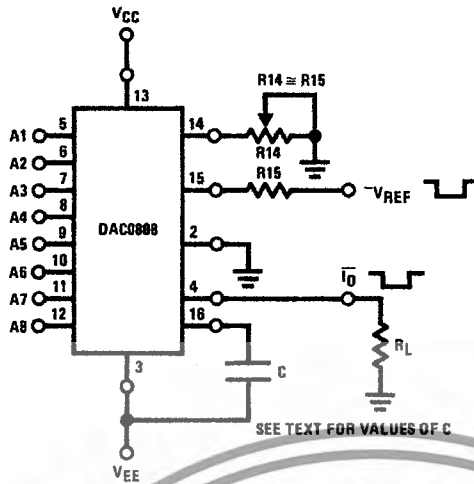


FIGURE 8. Negative V_{REF} (Note 8)

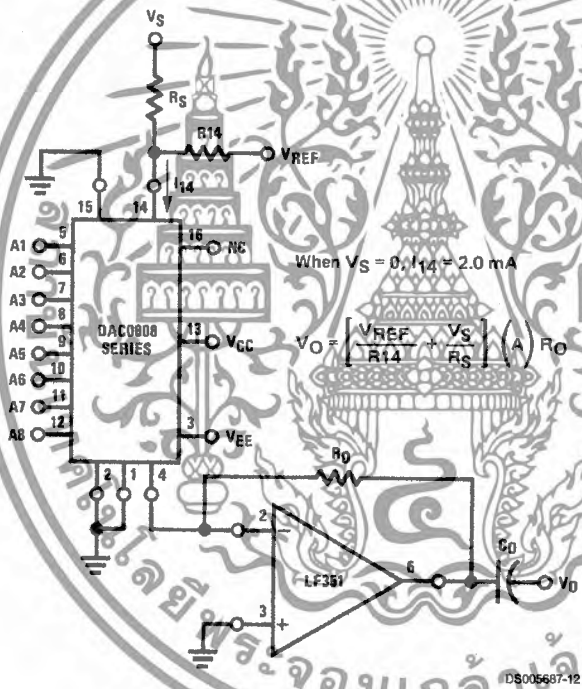


FIGURE 9. Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator Circuit (Note 8)

Application Hints

REFERENCE AMPLIFIER DRIVE AND COMPENSATION

The reference amplifier provides a voltage at pin 14 for converting the reference voltage to a current, and a turn-around circuit or current mirror for feeding the ladder. The reference amplifier input current, I_{14} , must always flow into pin 14, regardless of the set-up method or reference voltage polarity.

Connections for a positive voltage are shown in Figure 7. The reference voltage source supplies the full current I_{14} .

For bipolar reference signals, as in the multiplying mode, R15 can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate R15 with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased with increases in R14 to maintain proper phase margin; for R14 values of 1, 2.5 and 5 k Ω , minimum capacitor values are 15, 37 and 75 pF. The capacitor may be tied to either V_{EE} or ground, but using V_{EE} increases negative supply rejection.

A negative reference voltage may be used if R14 is grounded and the reference voltage is applied to R15 as shown in Figure 8. A high input impedance is the main

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints (Continued)

advantage of this method. Compensation involves a capacitor to V_{EE} on pin 16, using the values of the previous paragraph. The negative reference voltage must be at least 4V above the V_{EE} supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When a DC reference voltage is used, capacitive bypass to ground is recommended. The 5V logic supply is not recommended as a reference voltage. If a well regulated 5V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be decoupled by connecting it to 5V through another resistor and bypassing the junction of the 2 resistors with 0.1 μ F to ground. For reference voltages greater than 5V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

If pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

OUTPUT VOLTAGE RANGE

The voltage on pin 4 is restricted to a range of -0.55 to 0.4V when $V_{EE} = -5V$ due to the current switching methods employed in the DAC0808.

The negative output voltage compliance of the DAC0808 is extended to -5V where the negative supply voltage is more negative than -10V. Using a full-scale current of 1.992 mA and load resistor of 2.5 k Ω between pin 4 and ground will yield a voltage output of 256 levels between 0 and -4.980V. Floating pin 1 does not affect the converter speed or power dissipation. However, the value of the load resistor determines the switching time due to increased voltage swing. Values of R_L up to 500 Ω do not significantly affect performance, but a 2.5 k Ω load increases worst-case settling time to 1.2 μ s (when all bits are switched ON). Refer to the subsequent text section on Settling Time for more details on output loading.

OUTPUT CURRENT RANGE

The output current maximum rating of 4.2 mA may be used only for negative supply voltages more negative than -8V, due to the increased voltage drop across the resistors in the reference current amplifier.

ACCURACY

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy and full-scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full-scale current. The relative accuracy of the DAC0808 is essentially constant with temperature due to the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder.

The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current. However, the DAC0808 has a very low full-scale current drift with temperature.

The DAC0808 series is guaranteed accurate to within $\pm 1/2$ LSB at a full-scale output current of 1.992 mA. This corresponds to a reference amplifier output current drive to the ladder network of 2 mA, with the loss of 1 LSB (8 μ A) which is the ladder remainder shunted to ground. The input current to pin 14 has a guaranteed value of between 1.9 and 2.1 mA, allowing some mismatch in the NPN current source pair. The accuracy test circuit is shown in Figure 4. The 12-bit converter is calibrated for a full-scale output current of 1.992 mA. This is an optional step since the DAC0808 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the DAC0808 circuits' full-scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on an oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accuracy D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total error of $\pm 1/2$ of one part in 65,536 or $\pm 0.00076\%$, which is much more accurate than the $\pm 0.019\%$ specification provided by the DAC0808.

MULTIPLYING ACCURACY

The DAC0808 may be used in the multiplying mode with 8-bit accuracy when the reference current is varied over a range of 256:1. If the reference current in the multiplying mode ranges from 16 μ A to 4 mA, the additional error contributions are less than 1.6 μ A. This is well within 8-bit accuracy when referred to full-scale.

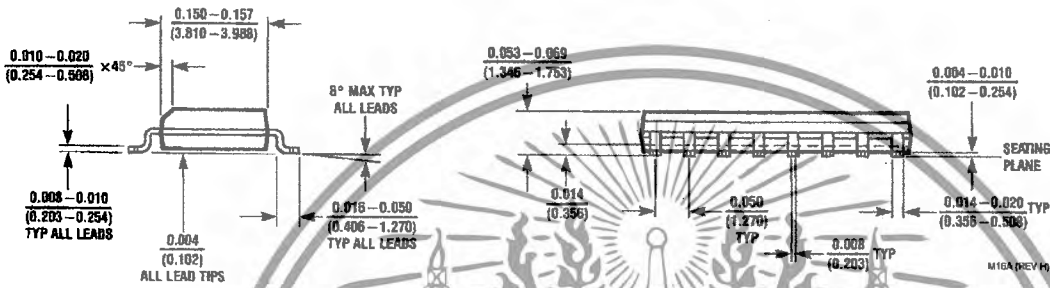
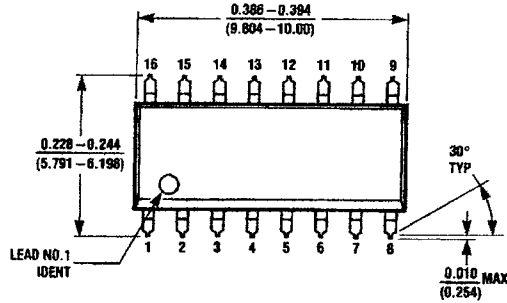
A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the DAC0808 is monotonic for all values of reference current above 0.5 mA. The recommended range for operation with a DC reference current is 0.5 to 4 mA.

SETTLING TIME

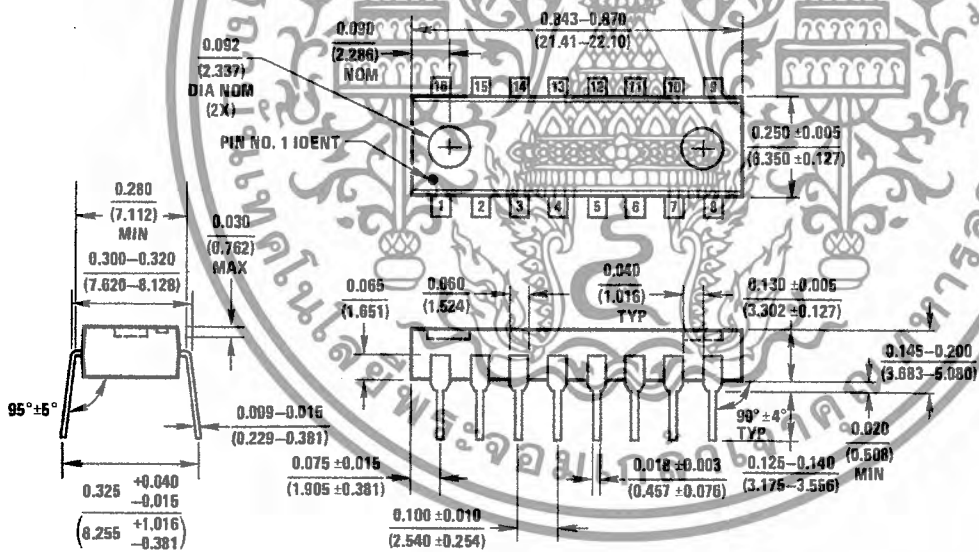
The worst-case switching condition occurs when all bits are switched ON, which corresponds to a low-to-high transition for all bits. This time is typically 150 ns for settling to within $\pm 1/2$ LSB, for 8-bit accuracy, and 100 ns to $1/2$ LSB for 7 and 6-bit accuracy. The turn OFF is typically under 100 ns. These times apply when $R_L \leq 500\Omega$ and $C_O \leq 25$ pF.

Extra care must be taken in board layout since this is usually the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100 μ F supply bypassing for low frequencies, and minimum scope lead length are all mandatory.

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



Small Outline Package
Order Number DAC0808LCM
NS Package Number M16A



Dual-In-Line Package
Order Number DAC0808
NS Package Number N16A

N16A (REV E)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


Notes



LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

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

 **National Semiconductor Corporation**
Americas
Email: support@nsc.com

www.national.com

National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF351

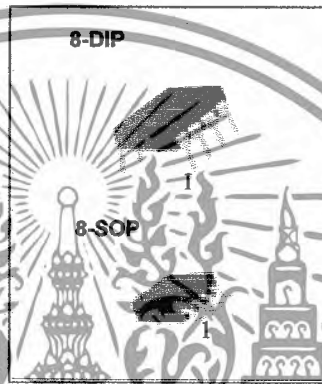
Single Operational Amplifier (JFET)

Features

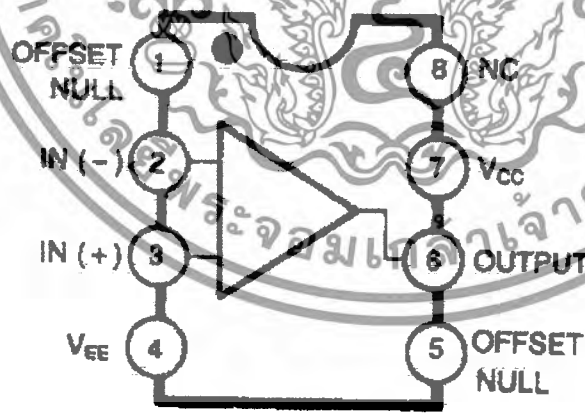
- Internally trimmed offset voltage: 10mV
- Low input bias current : 50pA
- Wide gain bandwidth : 4MHz
- High slew rate : 13V/μs
- High input impedance : $10^{12}\Omega$

Description

The LF351 is JFET input operational amplifier with an internally compensated input offset voltage. The JFET input device provides wide bandwidth, low input bias currents and offset currents.

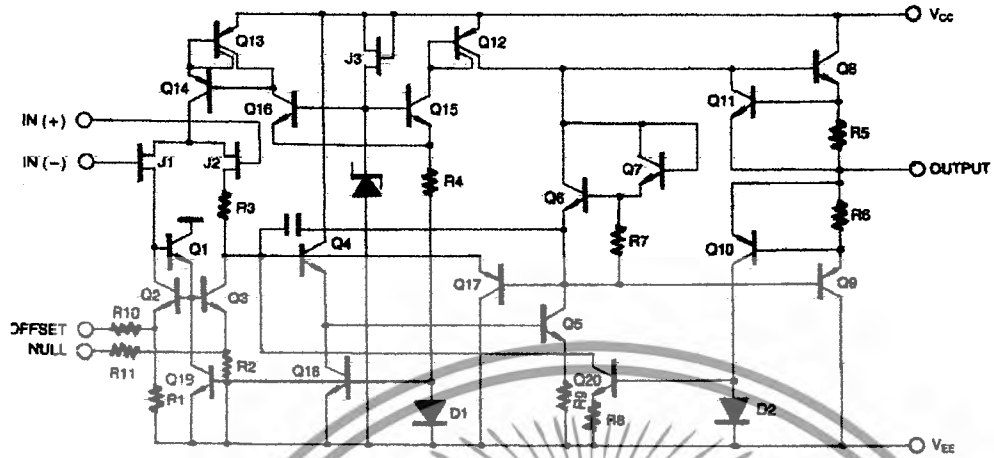


Internal Block Diagram



Rev. 1.0.1

Schematic Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	±18	V
Differential Input Voltage	V(DIFF)	30	V
Input Voltage Range	VI	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	Continuous	-
Power Dissipation	PD	500	mW
Operating Temperature	TOPR	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics

($V_{CC} = +15V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ C$. unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input Offset Voltage	V_{IO}	$R_S = 10k\Omega$ $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	5.0	10	mV
			-	-	13	
Input Offset Voltage Drift (Note1)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	$R_S = 10k\Omega$ $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	10	-	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	I_{IO}	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	25	100	pA
			-	-	4	nA
Input Bias Current	I_{BAIS}	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	-	50	200	pA
			-	-	8	nA
Input Resistance (Note1)	R_I	-	-	10^{12}	-	Ω
Large Signal Voltage Gain	G_V	$V_{O(P-P)} = \pm 10V$ $R_L = 2k\Omega$ $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$	25	100	-	V/mV
			15	-	-	
Output Voltage Swing	$V_{O(P-P)}$	$R_L = 10k\Omega$	± 12	± 13.5	-	V
Input Voltage Range	$V_{I(R)}$	-	± 11	+15 -12	-	V
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	$R_S \leq 10k\Omega$	70	100	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$R_S \leq 10k\Omega$	70	100	-	dB
Power Supply Current	I_{CC}	-	-	2.3	3.4	mA
Slew Rate (Note1)	SR	$G_V = 1$	-	13	-	V/ μs
Gain-Bandwidth Product (Note1)	GBW	-	-	4	-	MHz

Note :

1. Guaranteed by design.

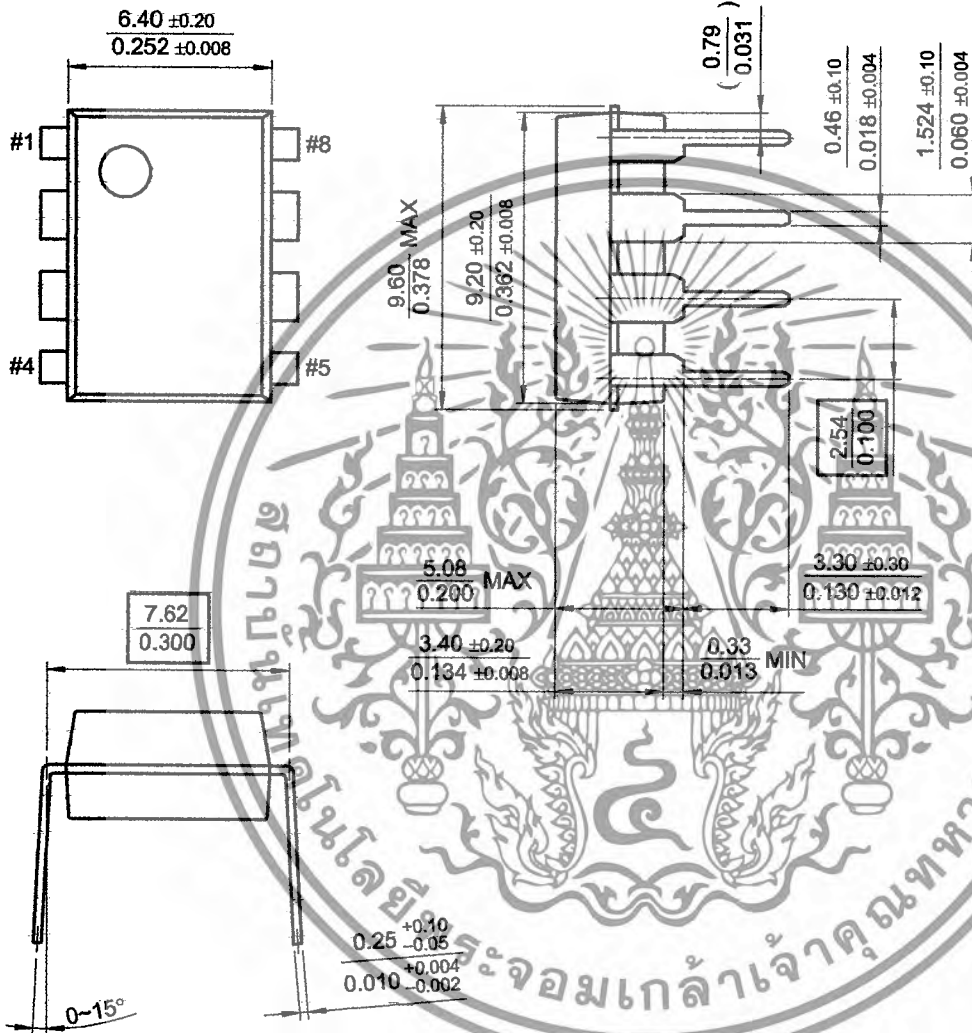
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions

Package

Dimensions in millimeters

8-DIP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
LF351N	8-DIP	0 ~ + 70°C
LF351M	8-SOP	





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

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

www.fairchildsemi.com

6/1/01 0.0m 001
Stock#DSxxxxxxx
© 2001 Fairchild Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

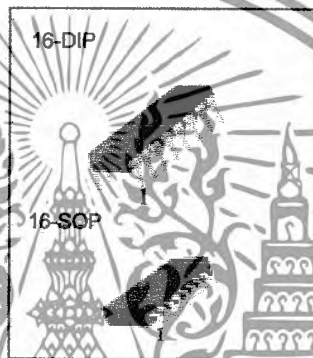
SMPS Controller

Features

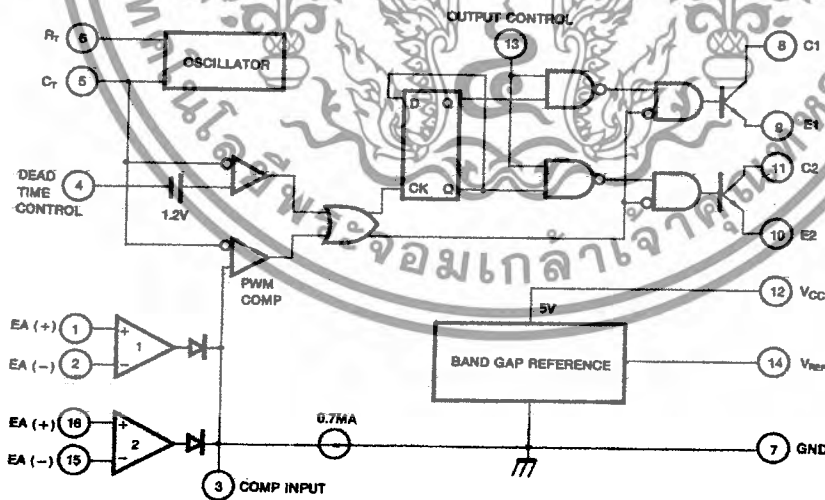
- Internal regulator provides a stable 5V reference supply trimmed to 5%
- Uncommitted output TR for 200mA sink or source current
- Output control for push-pull or single-ended operation
- Variable duty cycle by dead time control (pin 4) Complete PWM control circuit
- On-chip oscillator with master or slave operation
- Internal circuit prohibits double pulse at either output

Description

The TL494 is used for the control circuit of the PWM switching regulator. The TL494 consists of 5V reference voltage circuit, two error amplifiers, flip flop, an output control circuit, a PWM comparator, a dead time comparator and an oscillator. This device can be operated in the switching frequency of 1 KHz to 300 KHz.



Internal Block Diagram



Rev. 5.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	42	V
Collector Supply Voltage	VC	42	V
Output Current	IO	250	mA
Amplifier Input Voltage	VIN	VCC + 0.3	V
Power Dissipation (TA = 25°C)	PD	1 (TL494CN) 0.9 (TL494CD)	W
Operating Temperature Range	TOPR	0 ~ +70	°C
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ + 150	°C



Electrical Characteristics

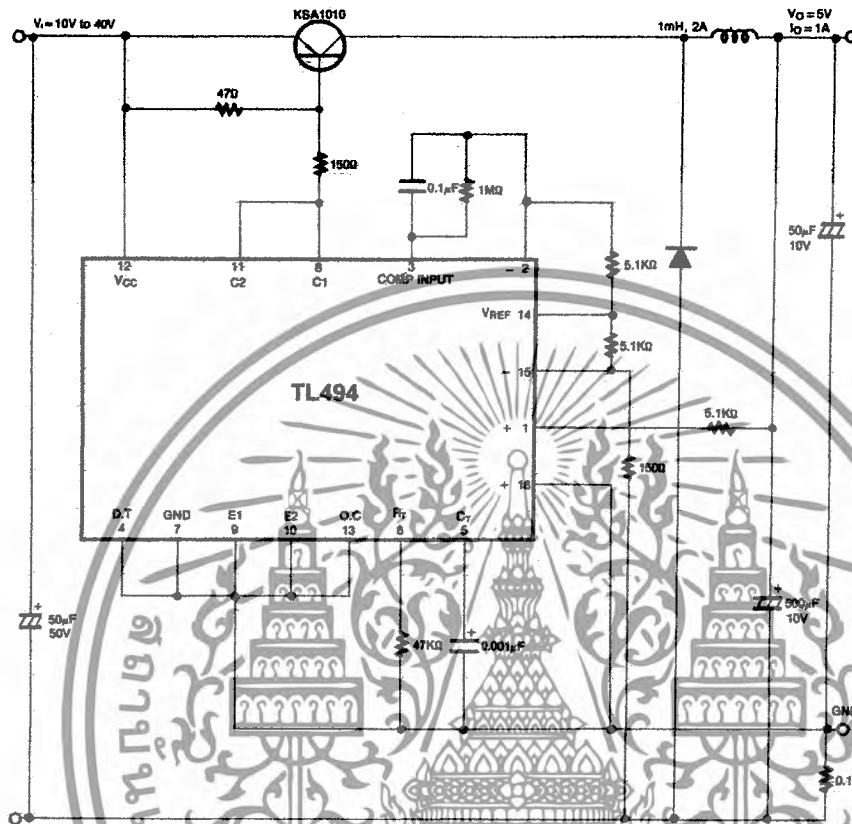
(VCC = 20V, f = 10KHz, TA = 0°C to +70°C, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
REFERENCE SECTION						
Reference Output Voltage	VREF	IREF = 1mA	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation	ΔV_{REF}	VCC = 7V to 40V	-	2.0	25	mV
Temperature Coefficient of VREF	$\Delta V_{REF}/\Delta T$	TA = 0°C to 70°C	-	0.01	0.03	%/°C
Load Regulation	ΔV_{REF}	IREF = 1mA to 10mA	-	1.0	15	mV
Short-Circuit Output Current	ISC	VREF = 0V	10	35	50	mA
OSCILLATOR SECTION						
Oscillation Frequency	f	CT = 0.01 μ F, RT = 12K Ω	-	10	-	KHz
Frequency Change with Temperature	$\Delta f/\Delta T$	CT = 0.01 μ F, RT = 12K Ω	-	-	2	%
DEAD TIME CONTROL SECTION						
Input Bias Current	IBIAS	VCC = 15V, 0V \leq V4 \leq 5.25V	-	-2.0	-10	μ A
Maximum Duty Cycle	D(MAX)	VCC = 15V, V4 = 0V O.C Pin = VREF	45	-	-	%
Input Threshold Voltage	VITH	Zero Duty Cycle	-	3.0	3.3	V
		Max. Duty Cycle	0	-	-	
ERROR AMP SECTION						
Input Offset Voltage	VIO	V3 = 2.5V	-	2.0	10	mV
Input Offset Current	IIO	V3 = 2.5V	-	25	250	mA
Input Bias Current	IBIAS	V3 = 2.5V	-	0.2	1.0	μ A
Common Mode Input Voltage	VCM	7V \leq VCC \leq 40V	-0.3	-	VCC	V
Open-Loop Voltage Gain	GVO	0.5V \leq V3 \leq 5V	70	95	-	dB
Unit-Gain Bandwidth	BW		-	650	-	KHz
PWM COMPARATOR SECTION						
Input Threshold Voltage	VITH	Zero Duty Cycle	-	4	4.5	V
Input Sink Current	IO(SINK)	V3 = 0.7V	-0.2	-0.7	-	mV
OUTPUT SECTION						
Output Collector Multi-Common Emitter	VCE(SAT)	VE = 0, IC = 200mA	-	1.1	1.3	V
Collector Off-State Current	IC(OFF)	VCE = 40V, VBE = 40V	-	-	100	μ A
Emitter Off-State Current	IE(OFF)	VBE = 10V, VCE = 40V	-	-	100	μ A
TRANSISTOR SECTION						
Supply Current	ISS	VIN = VREF, VCC = 10V	-	0	10	mA
Rise Time	tR	-	-	-	-	-
Common Emitter	-	-	-	100	200	ns
Common Collector	-	-	-	100	200	
Fall Time	tF	-	-	-	-	-
Common Emitter	-	-	-	25	100	ns
Common Collector	-	-	-	40	100	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Application

Pulse Width Modulated Step-down Converter

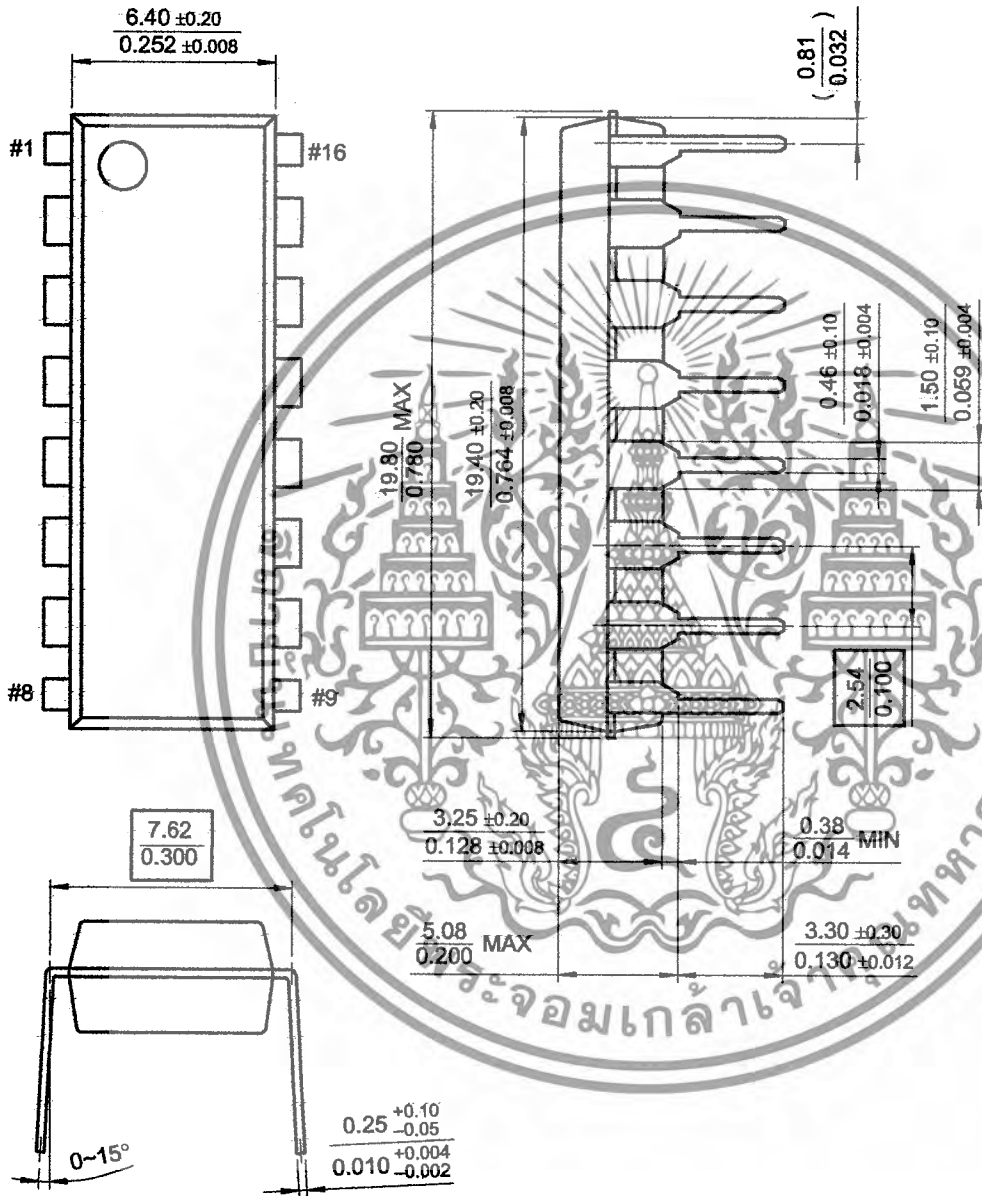


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions

Package

16-DIP



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LIFE SUPPORT POLICY

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

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

www.fairchildsemi.com

7/12/00 0.0m 001
Stock#DSxxxxxxx
© 2000 Fairchild Semiconductor International

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ordering Information

Product Number	Package	Operating Temperature
TL494CN	16 DIP	0 ~ + 70°C
TL494CD	16 SOP	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

Ultrafast "E" Series with High Reverse Energy Capability

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

- 20 mJoules Avalanche Energy Guaranteed
- Excellent Protection Against Voltage Transients in Switching Inductive Load Circuits
- Ultrafast 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 1000 Volts

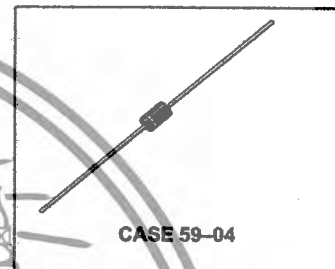
Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: U190E, U1100E

MUR190E
MUR1100E

MUR1100E is a
Motorola Preferred Device

**ULTRAFAST
RECTIFIERS**
1.0 AMPERE
900-1000 VOLTS



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR		Unit
		190E	1100E	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	900	1000	Volts
Average Rectified Forward Current (Square Wave) (Mounting Method #3 Per Note 1)	$I_F(AV)$	1.0 @ $T_A = 95^\circ\text{C}$		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	35		Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 1	°C/W
---	-----------------	------------	------

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

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

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

Rev 1

© Motorola, Inc. 1996



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR190E MUR1100E**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Rating	Symbol	MUR		Unit
		190E	1100E	
Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 1.0 \text{ Amp}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 1.0 \text{ Amp}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	V_F	1.50 1.75		Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_J = 100^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	i_R	600 10		μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0 \text{ Amp}$, $di/dt = 50 \text{ Amp}/\mu\text{s}$) ($I_F = 0.5 \text{ Amp}$, $i_R = 1.0 \text{ Amp}$, $I_{REC} = 0.25 \text{ Amp}$)	t_{rr}	100 75		ns
Maximum Forward Recovery Time ($I_F = 1.0 \text{ Amp}$, $di/dt = 100 \text{ Amp}/\mu\text{s}$, Recovery to 1.0 V)	t_{fr}	75		ns
Controlled Avalanche Energy (See Test Circuit in Figure 6)	W_{AVAIL}	10		mJ

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

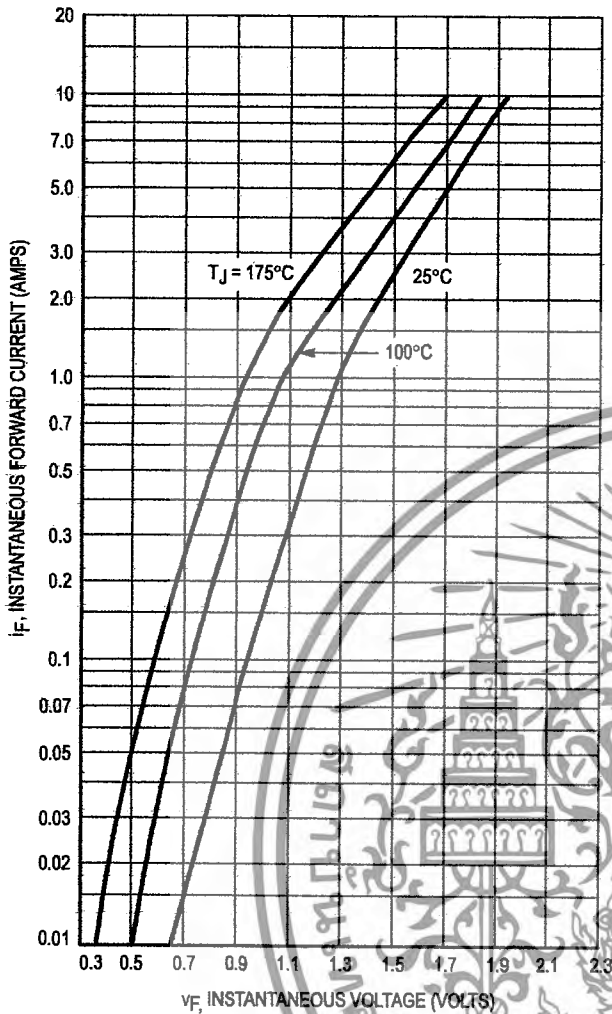


Figure 1. Typical Forward Voltage

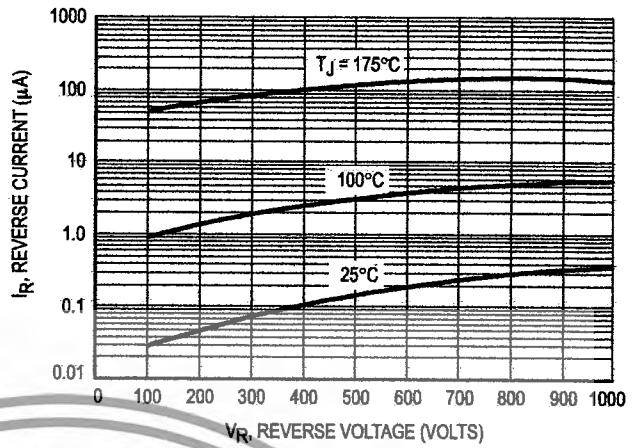


Figure 2. Typical Reverse Current*

* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

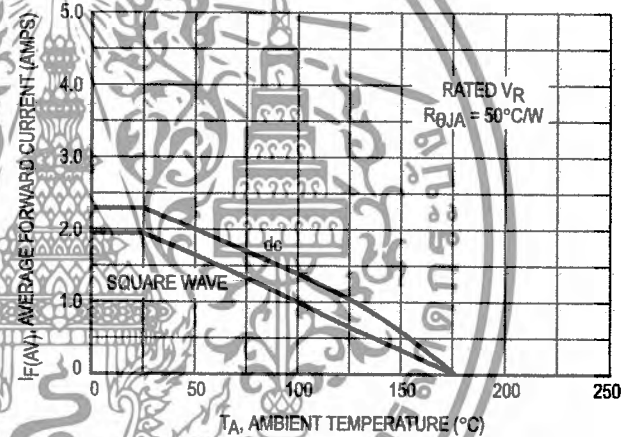


Figure 3. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 1)

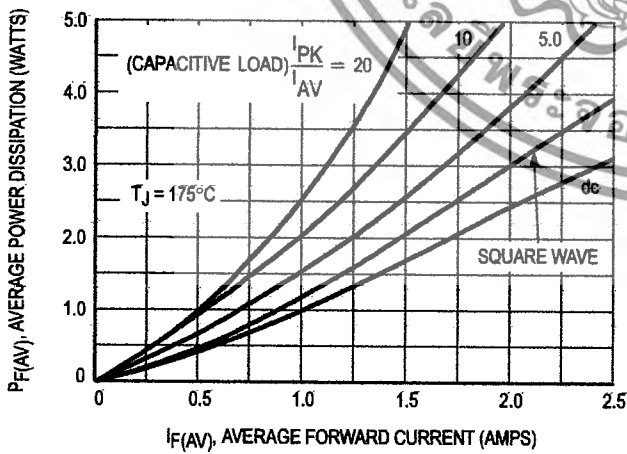


Figure 4. Power Dissipation

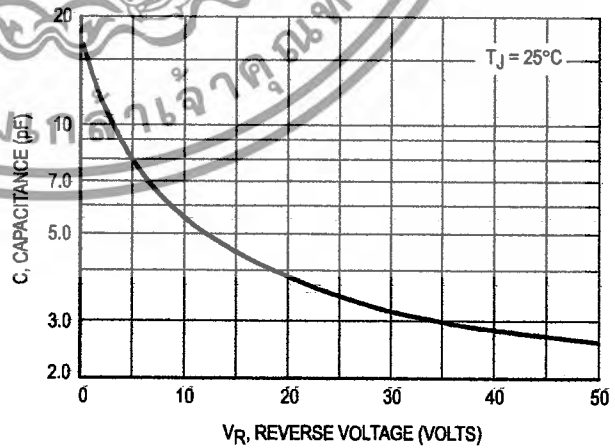


Figure 5. Typical Capacitance

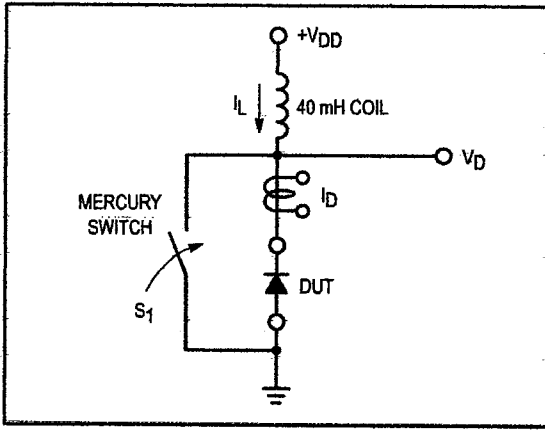


Figure 6. Test Circuit

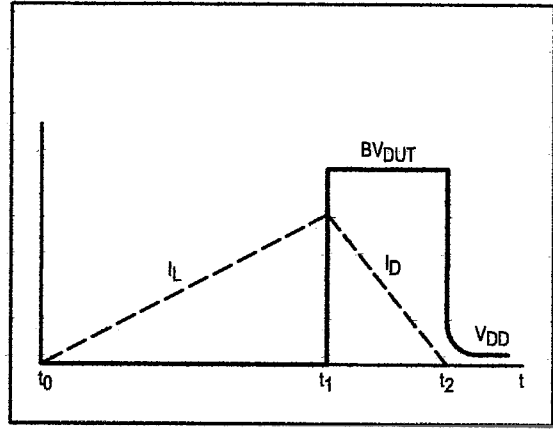


Figure 7. Current-Voltage Waveforms

The unclamped inductive switching circuit shown in Figure 6 was used to demonstrate the controlled avalanche capability of the new "E" series Ultrafast rectifiers. A mercury switch was used instead of an electronic switch to simulate a noisy environment when the switch was being opened.

When S_1 is closed at t_0 the current in the inductor I_L ramps up linearly, and energy is stored in the coil. At t_1 the switch is opened and the voltage across the diode under test begins to rise rapidly, due to di/dt effects, when this induced voltage reaches the breakdown voltage of the diode, it is clamped at BV_{DUT} and the diode begins to conduct the full load current which now starts to decay linearly through the diode, and goes to zero at t_2 .

By solving the loop equation at the point in time when S_1 is opened; and calculating the energy that is transferred to the diode it can be shown that the total energy transferred is equal to the energy stored in the inductor plus a finite amount of energy from the V_{DD} power supply while the diode is in breakdown (from t_1 to t_2) minus any losses due to finite com-

ponent resistances. Assuming the component resistive elements are small Equation (1) approximates the total energy transferred to the diode. It can be seen from this equation that if the V_{DD} voltage is low compared to the breakdown voltage of the device, the amount of energy contributed by the supply during breakdown is small and the total energy can be assumed to be nearly equal to the energy stored in the coil during the time when S_1 was closed, Equation (2).

The oscilloscope picture in Figure 8, shows the information obtained for the MUR8100E (similar die construction as the MUR1100E Series) in this test circuit conducting a peak current of one ampere at a breakdown voltage of 1300 volts, and using Equation (2) the energy absorbed by the MUR8100E is approximately 20 mjoules.

Although it is not recommended to design for this condition, the new "E" series provides added protection against those unforeseen transient voltages that can produce unexplained random failures in unfriendly environments.

EQUATION (1):

$$W_{AVAL} = \frac{1}{2} L I_{PK}^2 + \int_{t_1}^{t_2} (BV_{DUT} - V_{DD}) I_D dt$$

EQUATION (2):

$$W_{AVAL} \approx \frac{1}{2} L I_{PK}^2$$



CHANNEL 2:

I_L
0.5 AMP/DIV.

CHANNEL 1:

V_{DUT}
500 VOLTS/DIV.

ACQUISITION
20 V/DIV

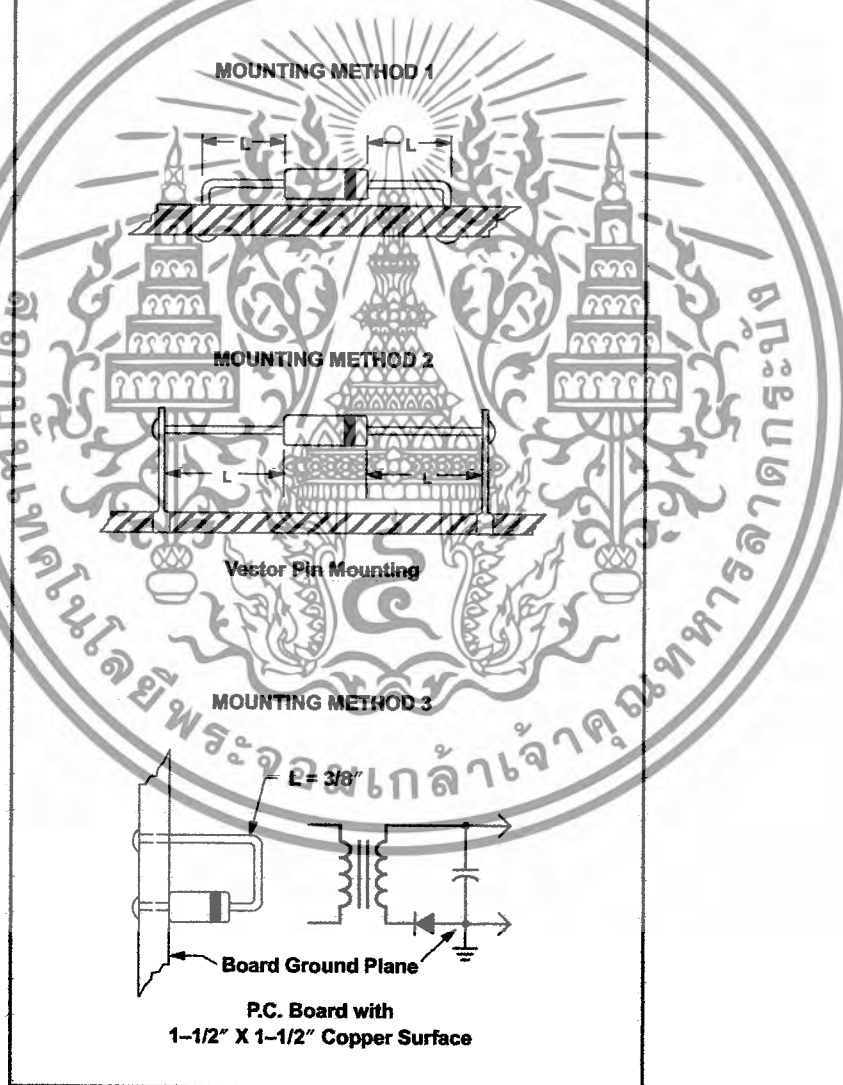
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NOTE 1 — AMBIENT MOUNTING DATA

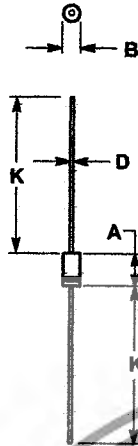
Data shown for thermal resistance junction to ambient ($R_{\theta JA}$) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

TYPICAL VALUES FOR $R_{\theta JA}$ IN STILL AIR

Mounting Method	$R_{\theta JA}$	Lead Length, L			Units
		1/8	1/4	1/2	
1		52	65	72	°C/W
2		67	80	87	°C/W
3		50			°C/W



PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
1. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO-41 OUTLINE SHALL APPLY.
 2. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
 3. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN F DIMENSION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.97	6.60	0.235	0.260
B	2.79	3.05	0.110	0.120
D	0.76	0.86	0.030	0.034
K	27.94	—	1.100	—

CASE 59-04
ISSUE M

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

Mfax is a trademark of Motorola, inc.

How to reach us:

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

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

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFA00@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848
– http://sps.motorola.com/mfax/

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

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



MUR190E/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MICROCHIP

PIC16F87XA
Data Sheet

**28/40/44-Pin Enhanced Flash
Microcontrollers**



Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

Information contained in this publication regarding device applications and the like is intended through suggestion only and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. No representation or warranty is given and no liability is assumed by Microchip Technology Incorporated with respect to the accuracy or use of such information, or infringement of patents or other intellectual property rights arising from such use or otherwise. Use of Microchip's products as critical components in life support systems is not authorized except with express written approval by Microchip. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any intellectual property rights.

Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, Accuron, dsPIC, KEELoc, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, PRO MATE and PowerSmart are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

Amplab, FilterLab, microID, MXDEV, MXLAB, PICMASTER, SEEVAL and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

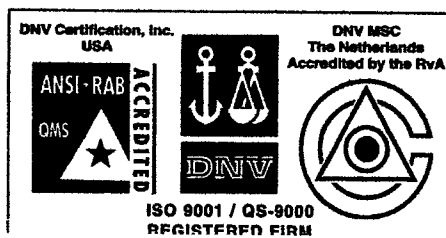
Application Maestro, dsPICDEM, dsPICDEM.net, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, FlexROM, fuzzyLAB, In-Circuit Serial Programming, ICSP, ICEPIC, microPort, Migratable Memory, MPASM, MPLIB, MPLINK, MPSIM, PICKit, PICDEM, PICDEM.net, PowerCal, PowerInfo, PowerMate, PowerTool, rLAB, rPIC, Select Mode, SmartSensor, SmartShunt, SmartTel and Total Endurance are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

Serialized Quick Turn Programming (SQTP) is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2003, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.



Microchip received QS-9000 quality system certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona in July 1999 and Mountain View, California in March 2002. The Company's quality system processes and procedures are QS-9000 compliant for its PICmicro® 8-bit MCUs, KEELoc® code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, non-volatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacturing of microcontroller systems is ISO 9001 certified.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



PIC16F87XA

28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers

Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873A
- PIC16F876A
- PIC16F874A
- PIC16F877A

High-Performance RISC CPU:

- Only 35 single-word instructions to learn
- All single-cycle instructions except for program branches, which are two-cycle
- Operating speed: DC – 20 MHz clock input
DC – 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of Flash Program Memory, Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM), Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to other 28-pin or 40/44-pin PIC16CXXX and PIC16FXXX microcontrollers

Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler, can be incremented during Sleep via external crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address detection
- Parallel Slave Port (PSP) – 8 bits wide with external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for Brown-out Reset (BOR)

Analog Features:

- 10-bit, up to 8-channel Analog-to-Digital Converter (A/D)
- Brown-out Reset (BOR)
- Analog Comparator module with:
 - Two analog comparators
 - Programmable on-chip voltage reference (VREF) module
 - Programmable input multiplexing from device inputs and internal voltage reference
 - Comparator outputs are externally accessible

Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM memory typical
- Data EEPROM Retention > 40 years
- Self-reprogrammable under software control
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- Single-supply 5V In-Circuit Serial Programming
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving Sleep mode
- Selectable oscillator options
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins

CMOS Technology:

- Low-power, high-speed Flash/EEPROM technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)
- Commercial and Industrial temperature ranges
- Low-power consumption

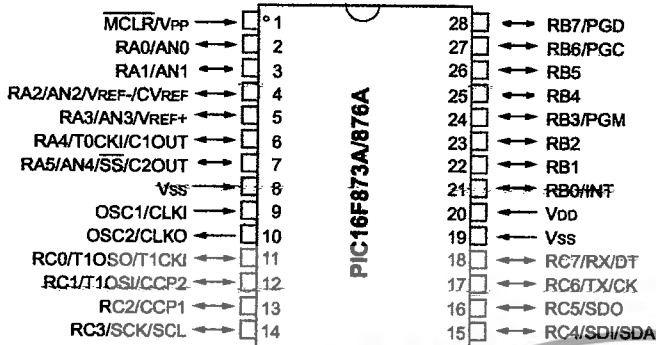
Device	Program Memory		Data SRAM (Bytes)	EEPROM (Bytes)	I/O	10-bit A/D (ch)	CCP (PWM)	MSSP		USART	Timers 8/16-bit	Comparators
	Bytes	# Single Word Instructions						SPI	Master I²C			
PIC16F873A	7.2K	4096	192	128	22	5	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F874A	7.2K	4096	192	128	33	8	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F876A	14.3K	8192	368	256	22	5	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2
PIC16F877A	14.3K	8192	368	256	33	8	2	Yes	Yes	Yes	2/1	2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

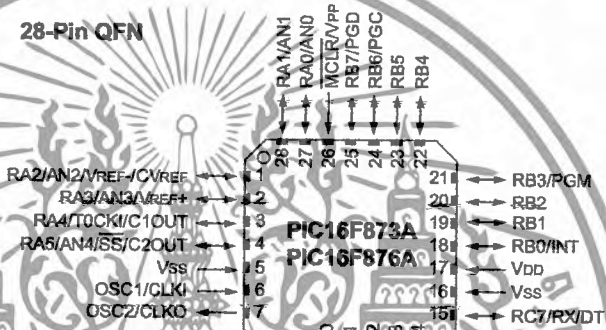
PIC16F87XA

Pin Diagrams

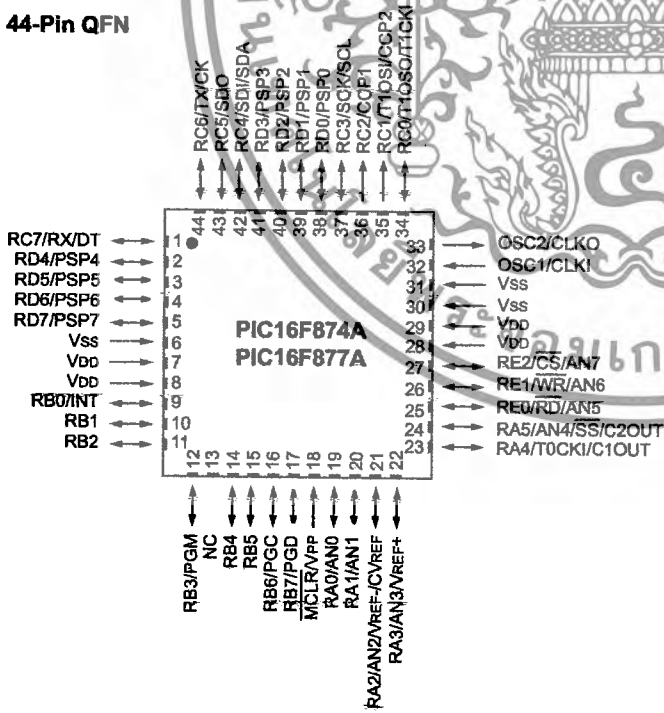
28-Pin PDIP, SOIC, SSOP



28-Pin QFN

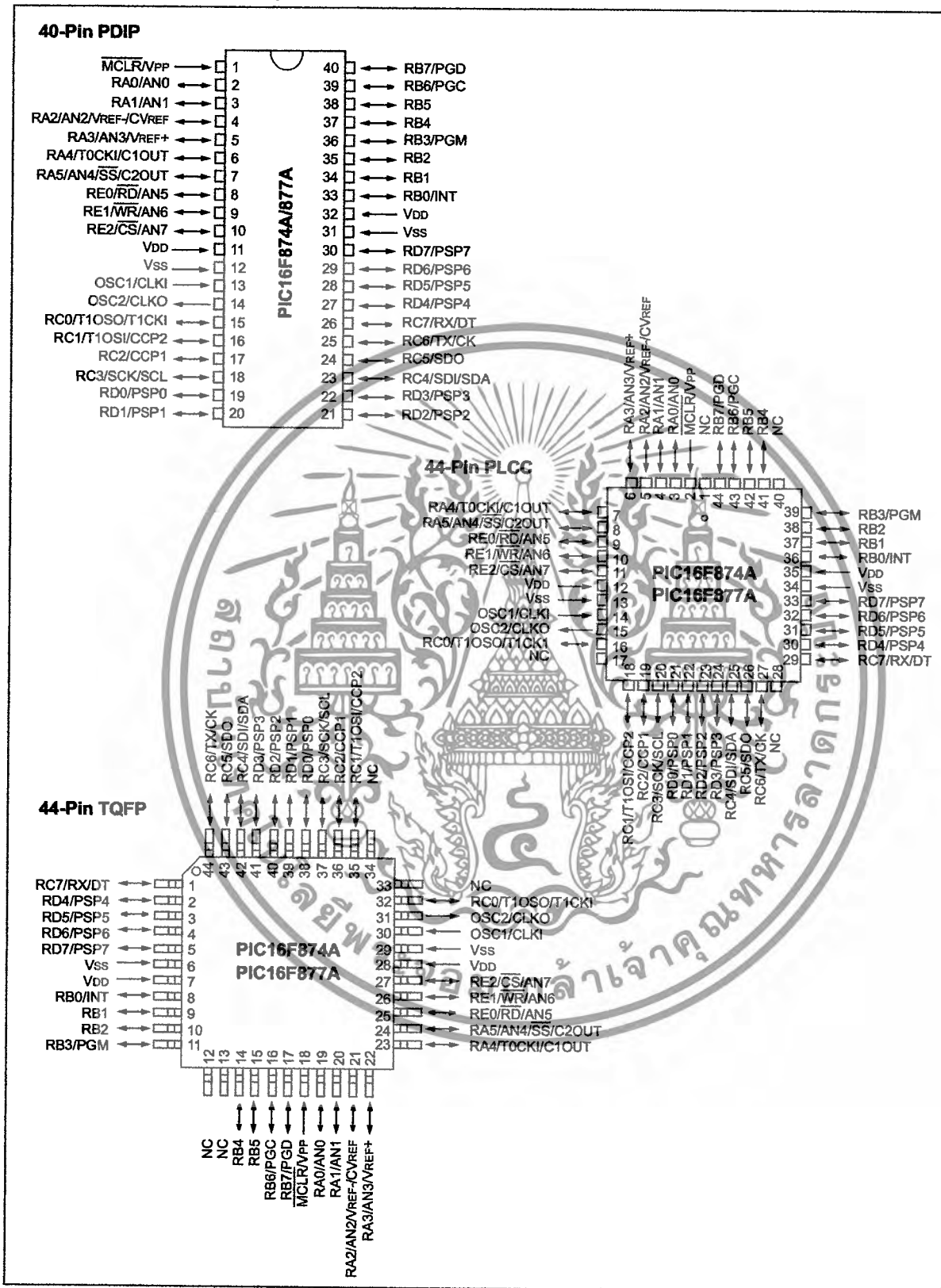


44-Pin QFN



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pin Diagrams (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIC16F87XA

Table of Contents

1.0 Device Overview	5
2.0 Memory Organization	15
3.0 Data EEPROM and Flash Program Memory	33
4.0 I/O Ports	41
5.0 Timer0 Module	53
6.0 Timer1 Module	57
7.0 Timer2 Module	61
8.0 Capture/Compare/PWM Modules	63
9.0 Master Synchronous Serial Port (MSSP) Module	71
10.0 Addressable Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART)	111
11.0 Analog-to-Digital Converter (A/D) Module	127
12.0 Comparator Module	135
13.0 Comparator Voltage Reference Module	141
14.0 Special Features of the CPU	143
15.0 Instruction Set Summary	159
16.0 Development Support	167
17.0 Electrical Characteristics	173
18.0 DC and AC Characteristics Graphs and Tables	197
19.0 Packaging Information	209
Appendix A: Revision History	219
Appendix B: Device Differences	219
Appendix C: Conversion Considerations	220
Index	221
On-Line Support	229
Systems Information and Upgrade Hot Line	229
Reader Response	230
PIC16F87XA Product Identification System	231

TO OUR VALUED CUSTOMERS

It is our intention to provide our valued customers with the best documentation possible to ensure successful use of your Microchip products. To this end, we will continue to improve our publications to better suit your needs. Our publications will be refined and enhanced as new volumes and updates are introduced.

If you have any questions or comments regarding this publication, please contact the Marketing Communications Department via E-mail at docerrors@mail.microchip.com or fax the Reader Response Form in the back of this data sheet to (480) 792-4150. We welcome your feedback.

Most Current Data Sheet

To obtain the most up-to-date version of this data sheet, please register at our Worldwide Web site at:
<http://www.microchip.com>

You can determine the version of a data sheet by examining its literature number found on the bottom outside corner of any page. The last character of the literature number is the version number, (e.g., DS30000A is version A of document DS30000).

Errata

An errata sheet, describing minor operational differences from the data sheet and recommended workarounds, may exist for current devices. As device/documentation issues become known to us, we will publish an errata sheet. The errata will specify the revision of silicon and revision of document to which it applies.

To determine if an errata sheet exists for a particular device, please check with one of the following:

- Microchip's Worldwide Web site; <http://www.microchip.com>
- Your local Microchip sales office (see last page)
- The Microchip Corporate Literature Center; U.S. FAX: (480) 792-7277

When contacting a sales office or the literature center, please specify which device, revision of silicon and data sheet (include literature number) you are using.

Customer Notification System

Register on our Web site at www.microchip.com/cn to receive the most current information on all of our products.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIC16F87XA

1.0 DEVICE OVERVIEW

This document contains device specific information about the following devices:

- PIC16F873A
- PIC16F874A
- PIC16F876A
- PIC16F877A

PIC16F873A/876A devices are available only in 28-pin packages, while PIC16F874A/877A devices are available in 40-pin and 44-pin packages. All devices in the PIC16F87XA family share common architecture with the following differences:

- The PIC16F873A and PIC16F874A have one-half of the total on-chip memory of the PIC16F876A and PIC16F877A
- The 28-pin devices have three I/O ports, while the 40/44-pin devices have five
- The 28-pin devices have fourteen interrupts, while the 40/44-pin devices have fifteen
- The 28-pin devices have five A/D input channels, while the 40/44-pin devices have eight
- The Parallel Slave Port is implemented only on the 40/44-pin devices

The available features are summarized in Table 1-1. Block diagrams of the PIC16F873A/876A and PIC16F874A/877A devices are provided in Figure 1-1 and Figure 1-2, respectively. The pinouts for these device families are listed in Table 1-2 and Table 1-3.

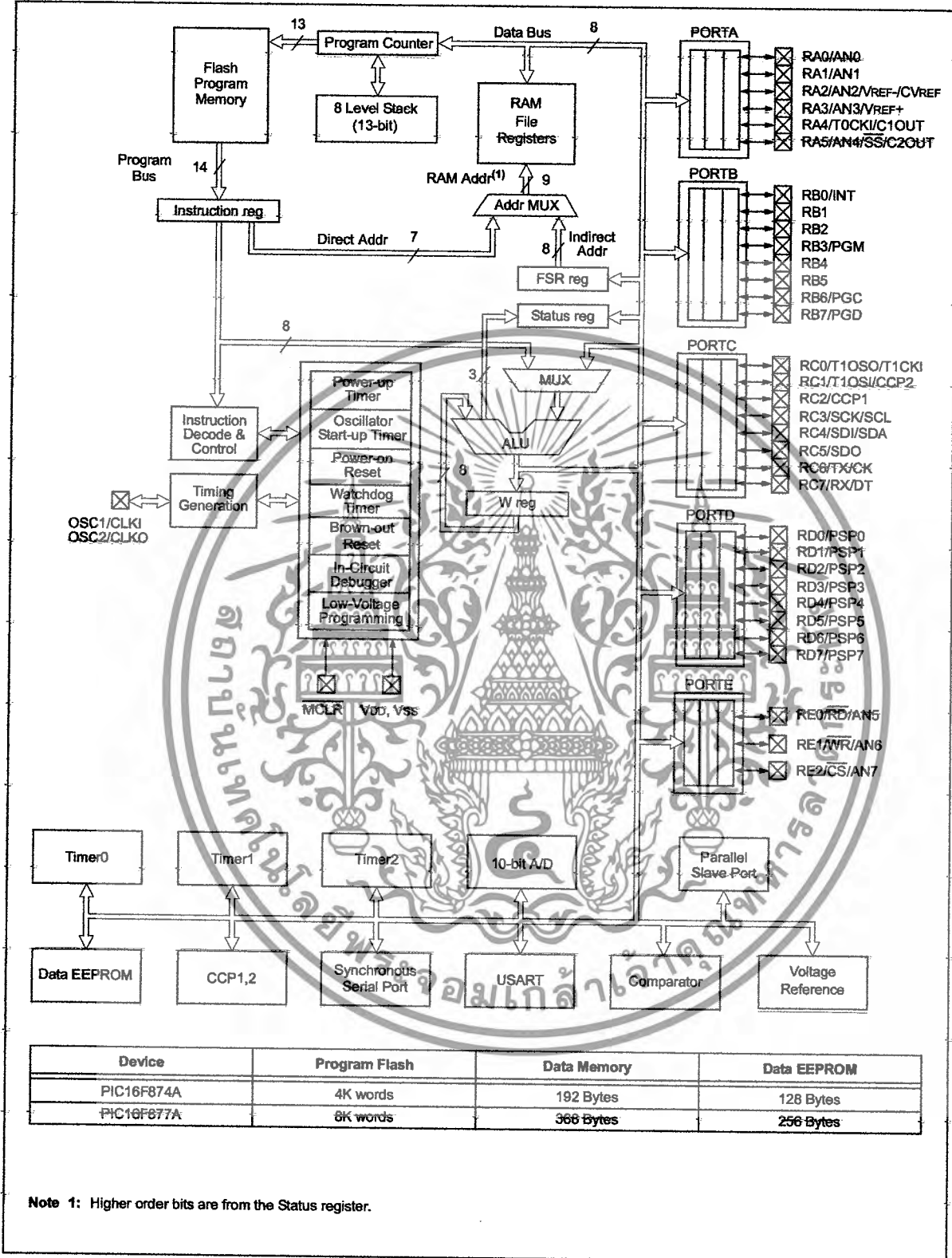
Additional information may be found in the PICmicro® Mid-Range Reference Manual (DS33023), which may be obtained from your local Microchip Sales Representative or downloaded from the Microchip web site. The Reference Manual should be considered a complementary document to this data sheet and is highly recommended reading for a better understanding of the device architecture and operation of the peripheral modules.

TABLE 1-1: PIC16F87XA DEVICE FEATURES

Key Features	PIC16F873A	PIC16F874A	PIC16F876A	PIC16F877A
Operating Frequency	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz
Resets (and Delays)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
Flash Program Memory (14-bit words)	4K	4K	8K	8K
Data Memory (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Data Memory (bytes)	128	128	256	256
Interrupts	14	15	14	15
I/O Ports	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Parallel Communications		PSP		PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	8 input channels	5 input channels	8 input channels
Analog Comparators	2	2	2	2
Instruction Set	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions
Packages	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN

PIC16F87XA

FIGURE 1-2: PIC16F874A/877A BLOCK DIAGRAM



Note 1: Higher order bits are from the Status register.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIC16F87XA

TABLE 1-2: PIC16F873A/876A PINOUT DESCRIPTION

Pin Name	PDIP, SOIC, SSOP Pin#	QFN Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
OSC1/CLKI OSC1 CLKI	9	6	I I	ST/CMOS ⁽³⁾	Oscillator crystal or external clock input. Oscillator crystal input or external clock source input. ST buffer when configured in RC mode; otherwise CMOS. External clock source input. Always associated with pin function OSC1 (see OSC1/CLKI, OSC2/CLKO pins).
OSC2/CLKO OSC2 CLKO	10	7	O O	—	Oscillator crystal or clock output. Oscillator crystal output. Connects to crystal or resonator in Crystal Oscillator mode. In RC mode, OSC2 pin outputs CLKO, which has 1/4 the frequency of OSC1 and denotes the instruction cycle rate.
MCLR/VPP MCLR VPP	1	26	I P	ST	Master Clear (input) or programming voltage (output). Master Clear (Reset) input. This pin is an active low Reset to the device. Programming voltage input.
RA0/AN0 RA0 AN0	2	27	I/O I	TTL	PORTA is a bidirectional I/O port. Digital I/O. Analog input 0.
RA1/AN1 RA1 AN1	3	28	I/O I	TTL	Digital I/O. Analog input 1.
RA2/AN2/VREF-/ CVREF RA2 AN2 VREF- CVREF	4	1	I/O I O	TTL	Digital I/O. Analog input 2. A/D reference voltage (Low) input. Comparator VREF output.
RA3/AN3/VREF+ RA3 AN3 VREF+	5	2	I/O I	TTL	Digital I/O. Analog input 3. A/D reference voltage (High) input.
RA4/T0CKI/C1OUT RA4 T0CKI C1OUT	6	3	I/O I O	ST	Digital I/O = Open-drain when configured as output. Timer0 external clock input. Comparator 1 output.
RA5/AN4/SS/C2OUT RA5 AN4 SS C2OUT	7	4	I/O I I O	TTL	Digital I/O. Analog input 4. SPI slave select input. Comparator 2 output.

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
— = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note 1:** This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.
Note 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.
Note 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC Oscillator mode and a CMOS input otherwise.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIC16F87XA

TABLE 1-2: PIC16F873A/876A PINOUT DESCRIPTION (CONTINUED)

Pin Name	PDIP, SSOP Pin#	QFN Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
RB0/INT RB0 INT	21	18	I/O I	TTL/ST ⁽¹⁾	PORTB is a bidirectional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-ups on all inputs. Digital I/O. External interrupt.
RB1	22	19	I/O	TTL	Digital I/O.
RB2	23	20	I/O	TTL	Digital I/O.
RB3/PGM RB3 PGM	24	21	I/O I	TTL	Digital I/O. Low-voltage (single-supply) ICSP programming enable pin.
RB4	25	22	I/O	TTL	Digital I/O.
RB5	26	23	I/O	TTL	Digital I/O.
RB6/PGC RB6 PGC	27	24	I/O I	TTL/ST ⁽²⁾	Digital I/O. In-circuit debugger and ICSP programming clock.
RB7/PGD RB7 PGD	28	25	I/O I/O	TTL/ST ⁽²⁾	Digital I/O. In-circuit debugger and ICSP programming data.
RC0/T1OSO/T1CKI RC0 T1OSO T1CKI	11	8	I/O O I	ST	PORTC is a bidirectional I/O port. Digital I/O. Timer1 oscillator output. Timer1 external clock input.
RC1/T1OSI/CCP2 RC1 T1OSI CCP2	12	9	I/O I I/O	ST	Digital I/O. Timer1 oscillator input. Capture2 input, Compare2 output, PWM2 output.
RC2/CCP1 RC2 CCP1	13	10	I/O I/O	ST	Digital I/O. Capture1 input, Compare1 output, PWM1 output.
RC3/SCK/SCL RC3 SCK SCL	14	11	I/O I/O I/O	ST	Digital I/O. Synchronous serial clock input/output for SPI mode. Synchronous serial clock input/output for I ² C mode.
RC4/SDI/SDA RC4 SDI SDA	15	12	I/O I I/O	ST	Digital I/O. SPI data in. I ² C data I/O.
RC5/SDO RC5 SDO	16	13	I/O O	ST	Digital I/O. SPI data out.
RC6/TX/CK RC6 TX CK	17	14	I/O O I/O	ST	Digital I/O. USART asynchronous transmit. USART1 synchronous clock.
RC7/RX/DT RC7 RX DT	18	15	I/O I I/O	ST	Digital I/O. USART asynchronous receive. USART synchronous data.
Vss	8, 19	5, 6	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.
VDD	20	17	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
 — = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

Note 1: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.
Note 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.
Note 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC Oscillator mode and a CMOS input otherwise.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIC16F87XA

TABLE 1-3: PIC16F874A/877A PINOUT DESCRIPTION (CONTINUED)

Pin Name	PDIP Pin#	PLCC Pin#	TQFP Pin#	QFN Pin#	I/O/P Type	Buffer Type	Description
RB0/INT RB0 INT	33	36	8	9	I/O I	TTL/ST ⁽¹⁾	PORTB is a bidirectional I/O port. PORTB can be software programmed for internal weak pull-up on all inputs. Digital I/O. External interrupt.
RB1	34	37	9	10	I/O	TTL	Digital I/O.
RB2	35	38	10	11	I/O	TTL	Digital I/O.
RB3/PGM RB3 PGM	36	39	11	12	I/O I	TTL	Digital I/O. Low-voltage ICSP programming enable pin.
RB4	37	41	14	14	I/O	TTL	Digital I/O.
RB5	38	42	15	15	I/O	TTL	Digital I/O.
RB6/PGC RB6 PGC	39	43	16	16	I/O I	TTL/ST ⁽²⁾	Digital I/O. In-circuit debugger and ICSP programming clock.
RB7/PGD RB7 PGD	40	44	17	17	I/O I/O	TTL/ST ⁽²⁾	Digital I/O. In-circuit debugger and ICSP programming data.

Legend: I = input O = output I/O = input/output P = power
 — = Not used TTL = TTL input ST = Schmitt Trigger input

- Note** 1: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured as the external interrupt.
 2: This buffer is a Schmitt Trigger input when used in Serial Programming mode.
 3: This buffer is a Schmitt Trigger input when configured in RC Oscillator mode and a CMOS input otherwise.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้