

วงจรขับเคลื่อนที่แปลงไฟจาก DC 48 โวลต์เป็น 220 โวลต์ไซน์เวฟ
INVERTER CONVERTER 48 VOLT DC TO SINE WAVE 220 VOLT



ปริญญาบัตรนี้ให้ขึ้นเป็นอันหนึ่งอันเดียวกันกับที่พิมพ์ตามบัตรที่ออกโดยจุฬาลงกรณ์ราชบัณฑิตยสถาน

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2556

วงจรอินเวอร์เตอร์แปลงไฟจาก DC 48 โวลต์เป็น 220 โวลต์ไซน์เวฟ
INVERTER CONVERTER 48 VOLT DC TO SINE WAVE 220 VOLT



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ พ.ศ. 2556 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรอินเวอร์เตอร์แปลงไฟจาก DC 48 โวลต์เป็น 220 โวลต์ไซน์เวฟ
INVERTER CONVERTER 48 VOLT DC TO SINE WAVE 220 VOLT



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลง พ.ศ. 2556 ้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2556

สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วงจรอินเวอร์เตอร์แปลงไฟจาก DC 48 โวลต์เป็น 220 โวลต์ไซน์เวฟ

Inverter Converter 48 volt DC to sine wave 220 volt

ผู้จัดทำ นาย ฉัตรชัย โรจนสุวรรณ รหัสประจำตัว 53010270

นาย กานต์พนธ์ ตันติธรรมภูษิต รหัสประจำตัว 53010675

ปริญญานิพนธ์นี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



อาจารย์ พลผดุง ผดุงกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	วงจรอินเวอร์เตอร์แปลงไฟจาก DC 48 โวลต์เป็น 220 โวลต์ไซน์เวฟ
นักศึกษา	นาย ฉัตรชัย โรจนสุวรรณ รหัสประจำตัว 53010270
	นาย กานต์พนธ์ ตันดิธรรมภูษิต รหัสประจำตัว 53010675
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
ปีการศึกษา	2556
อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญานิพนธ์	อาจารย์ พลผดุง ผดุงกุล

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้ นำเสนอเรื่องอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์โดยการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงจากแผงพลังงานแสงอาทิตย์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อใช้กับระบบปั้มน้ำหรือใช้เครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไป โดยใช้หลักการของการสวิตซ์ซิ่งฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์และหลักการของ SPWM ในการสร้างสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกไปใช้งานให้ใกล้เคียงกับสัญญาณรูปไซน์ และลดฮาร์มอนิกส์ของสัญญาณไฟฟ้าที่มีผลต่ออายุการใช้งานของอุปกรณ์ที่นำมาต่อใช้งานกับอินเวอร์เตอร์สำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์สามารถใช้เป็นพลังงานเสริมหรือเป็นพลังงานหลักในพื้นที่ที่ไฟฟ้าเข้าไม่ถึง ที่สำคัญเป็นพลังงานทางเลือกที่สะอาด ปลอดภัยที่ไม่มีวันหมด และสามารถช่วยประหยัดพลังงานไฟฟ้าได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Inverter Converter 48 volt DC to sine wave 220 volt	
Student	Mr.ChatchaiRojanasuwan	StudentID53010270
	Mr.KarnponTantitammausit	Student ID 53010675
Degree	Bachelor of Engineering	
Program	Electronics Engineering	
Year	2012	
Thesis Advisor	Asst.Prof.PolphadungPhadungkul	

Abstract

This report presents an inverter for solar energy which converts direct current from the solar cell to alternating current. It is used for water suction pump and/or electrical appliances by using theory of switching boost converter and also the theory of sinusoidal plusewidth modulation (SPWM) to generate AC for use like the sinusoidal signal and to reduce harmonic of electrical signal which is impact to life span of equipment which connect to converter. The inverter for solar panel is able to use as secondary or primary power source in rural area which electrical supply cable cannot reach.Last but not least, this source of energy is alternative energy which are clean, safe, and can help safe electricity as well.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงได้นั้น ต้องขอขอบพระคุณ อาจารย์พลผดุง ผดุงกุล อาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งคอยให้คำแนะนำและแก้ไขปัญหาต่างๆเกี่ยวกับการทำโครงการชิ้นนี้ รวมถึงเอื้อเฟื้ออุปกรณ์ที่จำเป็น ในการทำโครงการชิ้นนี้ ขอขอบคุณเพื่อนๆในห้องโปรเจกต์ที่คอยช่วยเหลือแก้ไขปัญหาทุกอย่างในการทำ โครงการ และสุดท้ายนี้ต้องขอขอบพระคุณคุณพ่อคุณแม่ข้าพเจ้าที่คอยให้กำลังใจข้ามเจ้ามาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.4 ส่วนประกอบของปริญญาานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM).....	3
2.2 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ.....	6
2.3 วงจรขับเคลื่อน.....	7
2.4 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET).....	8
2.5 ไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว(Ultrafast and Hyperfast diode).....	9
2.6 หม้อแปลงไฟฟ้า(Transformer).....	10
บทที่ 3 การออกแบบ.....	12
3.1 ภาคแปลงผันไฟตรงแรงดันต่ำเป็นไฟตรงแรงดันสูง (DC-DC Converter).....	13
3.1.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน.....	13
3.1.2 การสร้างสัญญาณ PWM.....	14
3.1.3 การกำหนดช่วงเวลาเดดไทม์(Deadtime Control)	15
3.1.4 การพันหม้อแปลงความถี่สูง.....	19
3.2 ภาคการแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ (DC to AC converter).....	20
3.2.1 วงจรขับเคลื่อนสำหรับอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์.....	20
3.2.2 การสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลตควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์.....	21
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	27
4.1 สัญญาณควบคุมความกว้างพัลส์จาก IC เบอร์ TL494.....	27
4.2 สัญญาณขับเคลื่อนและสัญญาณของวงจรกระแสตรง.....	29
4.4 สัญญาณควบคุมการสวิตช์จากไมโครคอนโทรลเลอร์.....	35
4.5 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร.....	37

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	38
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	38
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	38
เอกสารอ้างอิง.....	39
ภาคผนวก.....	40



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	3
2.2 การสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์.....	4
2.3 การสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์.....	5
2.4 วงจรฟูลบริดจ์โพลาร์ไรซิงแบบอนุกรม.....	6
2.5 การมอดูเลตความถี่พัลส์.....	6
2.6 โครงสร้างภายในของไอซี IR2110.....	7
2.7 การต่อใช้งานกับมอสเฟตของวงจรขับเคลื่อน IR2110.....	8
2.8 มอสเฟตชนิดเอ็นแชนซ์เมนต์มอสเฟต n-channel enhancement-type MOSFET.....	8
2.9 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ.....	9
2.10 แสดงโครงสร้างของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	10
2.11 โครงสร้างและสัญลักษณ์แทนค่าต่างๆของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	11
3.1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์ที่มาจากแบตเตอรี่ 48V.....	12
3.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	13
3.3 วงจรขับเคลื่อนสำหรับวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Gate drive).....	14
3.4 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน.....	14
3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง % Duty cycle กับ Deadtime voltage.....	16
3.6 การแบ่งแรงดันให้กับขาเดดไทม์ ของ IC TL494.....	16
3.7 วงจรขยายความผิดพลาดแรงดัน.....	17
3.8 วงจรขยายความผิดพลาดกระแส.....	18
3.9 วงจรขับเคลื่อนสำหรับอินเวอร์เตอร์.....	21
3.10 การใช้งานขาสัญญาณของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	22
3.11 วงจรภาคแหล่งจ่ายแรงดัน.....	23
3.12 วงจรควบคุมสัญญาณ PWM.....	24
3.13 วงจรภาคยกระดับแรงดัน (DC to DC converter).....	25
3.14 วงจรภาคอินเวอร์เตอร์ (DC to AC converter).....	26
4.1 สัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ขา 5(CT) ของ TL494.....	27
4.2 สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 9(E1) และขา 10(E2) ของ TL494.....	28
4.3 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวมอสเฟส 2 ตัวด้านซ้าย ขณะที่ไม่ได้จ่ายแรงดันอินพุต.....	29
4.4 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวมอสเฟส 2 ตัวด้านขวาขณะที่ไม่ได้จ่ายแรงดันอินพุต.....	29
4.5 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อให้แรงดันอินพุต 12V.....	30
4.6 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อให้แรงดันอินพุต 24V.....	30
4.7 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อให้แรงดันอินพุต 48V.....	31
4.8 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ ขณะต่อโหลด.....	32
4.9 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ ขณะต่อโหลด.....	32

4.10	เอาต์พุตที่ได้จากวงจรระดับแรงดัน เมื่อให้แรงดันอินพุต 12V.....	33
4.11	เอาต์พุตที่ได้จากวงจรระดับแรงดัน เมื่อให้แรงดันอินพุต 24V.....	33
4.12	เอาต์พุตที่ได้จากวงจรระดับแรงดัน เมื่อให้แรงดันอินพุต 48V.....	34
4.13	สัญญาณ SPWM ที่ขา 6 ของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	35
4.14	สัญญาณ SPWM ที่ขา 7 ของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	35
4.15	สัญญาณ SPWM ที่ใช้ควบคุมการสวิตช์มอเตอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	36
4.16	เปรียบเทียบสัญญาณพัลส์ที่ใช้ในการสวิตช์มอเตอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์.....	36
4.17	สัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ยังไม่กรองสัญญาณ.....	37
4.18	สัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณแล้ว.....	37



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมีการรณรงค์ในการใช้พลังงานทดแทนกันอย่างมากมายทั้งในงานอุตสาหกรรม ใหญ่ๆและในครัวเรือนทั่วไปไม่ว่าจะเป็นการใช้ก๊าซธรรมชาติ การใช้พลังงานลม การใช้พลังงานน้ำ และการใช้พลังงานแสงอาทิตย์ เพื่อเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งพลังงานแสงอาทิตย์นั้นเป็นพลังงานที่มีมากมาย มหาศาลและไม่มีวันหมดสิ้น เป็นพลังงานที่สะอาดและปลอดภัย ในปัจจุบันการใช้เซลล์พลังงานแสงอาทิตย์ ในการเปลี่ยนรูปแบบพลังงานจากพลังงานแสงเป็นพลังงานไฟฟ้านั้น ซึ่งจะได้พลังงานไฟฟ้ากระแสตรง

กำลังงานไฟฟ้าที่ได้ขึ้นอยู่กับขนาดของพลังงานแสงอาทิตย์ ในงานบางประเภทก็สามารถนำไฟฟ้า กระแสตรงที่ได้ไปใช้งานได้ แต่เนื่องจากเครื่องใช้ไฟฟ้าที่ใช้งานในอุตสาหกรรมหรือในครัวเรือนส่วนใหญ่ ต้องการใช้ไฟฟ้ากระแสสลับ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงจากเซลล์พลังงานแสงอาทิตย์ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเสียก่อนจึงจะนำไปใช้งานกับเครื่องใช้ไฟฟ้าเหล่านั้นได้

การแปลงไฟฟ้าจากกระแสตรงให้เป็นกระแสสลับนั้น จะใช้ตัวแปลงผันแรงดันไฟฟ้าที่เรียกกันว่า อินเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปตัวแปลงผันแรงดันที่แปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ จะให้สัญญาณไฟฟ้า สลับทางเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณแบบสี่เหลี่ยม หรืออาจจะมีการปรับปรุงบางส่วนของสัญญาณเช่น การตัดฮา โมนิคบางส่วนของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมออกไปซึ่งทำให้ไม่เหมาะกับการนำไปใช้กับเครื่องใช้ไฟฟ้า

อินเวอร์เตอร์สำหรับระบบพลังงานแสงอาทิตย์นี้ ได้ทำการออกแบบและทำขึ้นเพื่อให้ได้สัญญาณ เอาต์พุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับรูปไซน์ มีขนาดกำลังงานไฟฟ้า 500VA,220V ใช้งานในระบบปั้มน้ำแบบปั้มน้ขึ้น ถังเก็บและใช้เป็นพลังงานเสริมในเวลาที่มีแสง สามารถที่จะนำไปใช้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าทั่วไปได้ โดยไม่มี ผลกระทบใดๆไม่ต้องใช้แบตเตอรี่สำรองไฟสามารถต่ออินเวอร์เตอร์เข้ากับแผงพลังงานแสงอาทิตย์ได้โดยตรง เป็นการประหยัดค่าแบตเตอรี่และการบำรุงรักษาแบตเตอรี่ อินเวอร์เตอร์สามารถรับแรงดันเอาต์พุตได้ตั้งแต่ 40V ถึง 70V ซึ่งค่อนข้างกว้างถึงแม้จะมีแสงน้อยแต่อินเวอร์เตอร์สามารถที่จะให้กำลังงานไฟฟ้าทางเอาต์พุต ออกไปใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1.2.1 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้า
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการเขียนโปรแกรมโดยใช้ PIC Microcontroller
- 1.2.3 เพื่อนำวงจรที่ได้มาประยุกต์ใช้งานเพื่อควบคุมการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

- 1.3.1 ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีศักย์ต่ำสามารถแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีศักย์ที่สูง

1.4 ขอบเขตการวิจัย

สร้างวงจรแปลงผันแรงดันไฟฟ้าจากกระแสตรงเป็นกระแสสลับ และสามารถนำเอากระแสที่ได้ไปควบคุมการใช้งานเครื่องใช้ไฟฟ้า และใช้ PIC Microcontroller ควบคุมการทำงานทั้งหมดของระบบ

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้รับความรู้ใหม่ๆ จากการทำโครงการชิ้นนี้
- 1.5.2 ฝึกการทำงานเป็นทีม เพื่อให้วัตถุประสงค์โครงการบรรลุตามเป้าหมาย
- 1.5.3 ความรู้ที่ได้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานให้เกิดประโยชน์ได้ในชีวิตประจำวัน

1.6 ส่วนประกอบของปริญญานิพนธ์

รายงานงานฉบับนี้จะได้นำเสนอถึง ทฤษฎีความรู้พื้นฐานที่เกี่ยวข้อง การออกแบบวงจรวงจรอินเวอร์เตอร์แปลงไฟจาก DC 48 โวลต์เป็น 220 โวลต์ไซน์เวฟ ดังนี้

- 1.6.1 บทที่ 1. บทนำ
- 1.6.2 บทที่ 2. งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
- 1.6.3 บทที่ 3. วิธีดำเนินการวิจัย
- 1.6.4 บทที่ 4. ผลการทดลอง

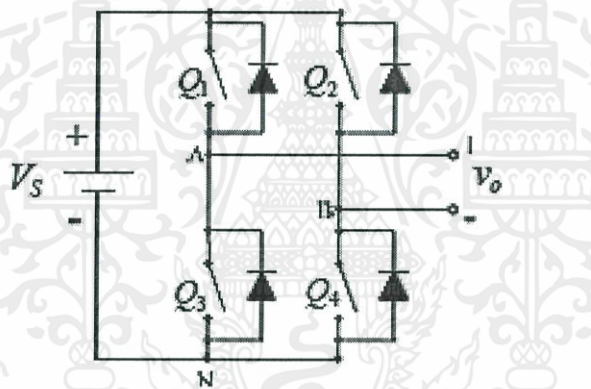
เอกสาร 1.6.5 บทที่ 5. ฝั่งสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดพีดีบีดับเบิลยูเอ็ม (PWM)

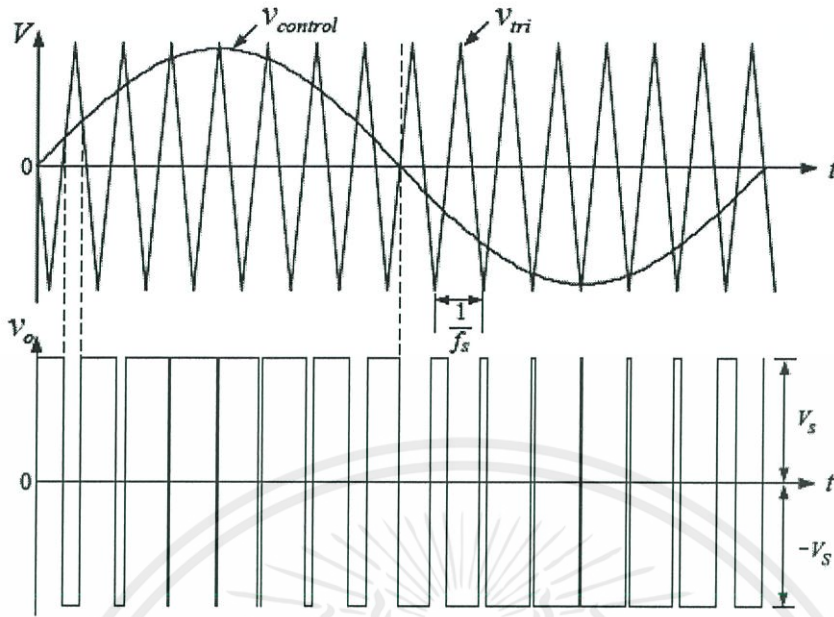
การเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับหรือที่นิยมเรียกกันว่าอินเวอร์เตอร์ (Inverter) มีการนำไปใช้งานกันหลากหลายเช่นใช้เป็นระบบจ่ายไฟสำรองใช้ในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์หรือนำไปใช้ในรถยนต์เวลาเดินทางไปยังที่ๆไม่มีไฟฟ้าใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ต้องการสัญญาณแรงดันเป็นรูปคลื่นไซน์วิธีการควบคุมการสวิตช์แบบพีดีบีดับเบิลยูเอ็มมักนิยมใช้กันโดยใช้วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมรูปไซน์นำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมวิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายในการสร้างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับการสวิตช์แบบพีดีบีดับเบิลยูเอ็มแบ่งออกเป็น 2 แบบคือแบบไบโพลาร์ (Bipolar Voltage Switching) และแบบยูนิโพลาร์(Unipolar Voltage Switching)



รูปที่ 2.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

สิ่งที่ระบุว่าเป็นการสวิตช์แบบไบโพลาร์คือมีการสวิตช์ของแรงดันระหว่างสาย (v_o หรือ v_{AB}) ระหว่างขั้วหรือบัสบวกกับลบความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่โหลดเท่ากับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 การสวิตช์แรงดันแบบโพลาร์

การสวิตช์แบบยูนิโพลาร์ข้อแตกต่างระหว่างการสวิตช์แรงดันไฟฟ้าแบบโพลาร์กับแบบยูนิโพลาร์คือในแบบยูนิโพลาร์การควบคุมสวิตช์ในกึ่ง A กับกึ่ง B จะแยกสัญญาณควบคุมออกจากกันคือสวิตช์ในกึ่ง A ถูกควบคุมจากสัญญาณ $V_{control}$ เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม V_{tri} ขณะที่สวิตช์ในกึ่ง B ถูกควบคุมจากสัญญาณ $-V_{control}$ เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม V_{tri} การสวิตช์มีเงื่อนไขดังนี้

เมื่อ $> V_{control} V_{tri}$ สวิตช์ Q_1 นำกระแส $V_{AN} = V_s$

เมื่อ $< V_{control} V_{tri}$ สวิตช์ Q_3 นำกระแส $V_{AN} = 0$

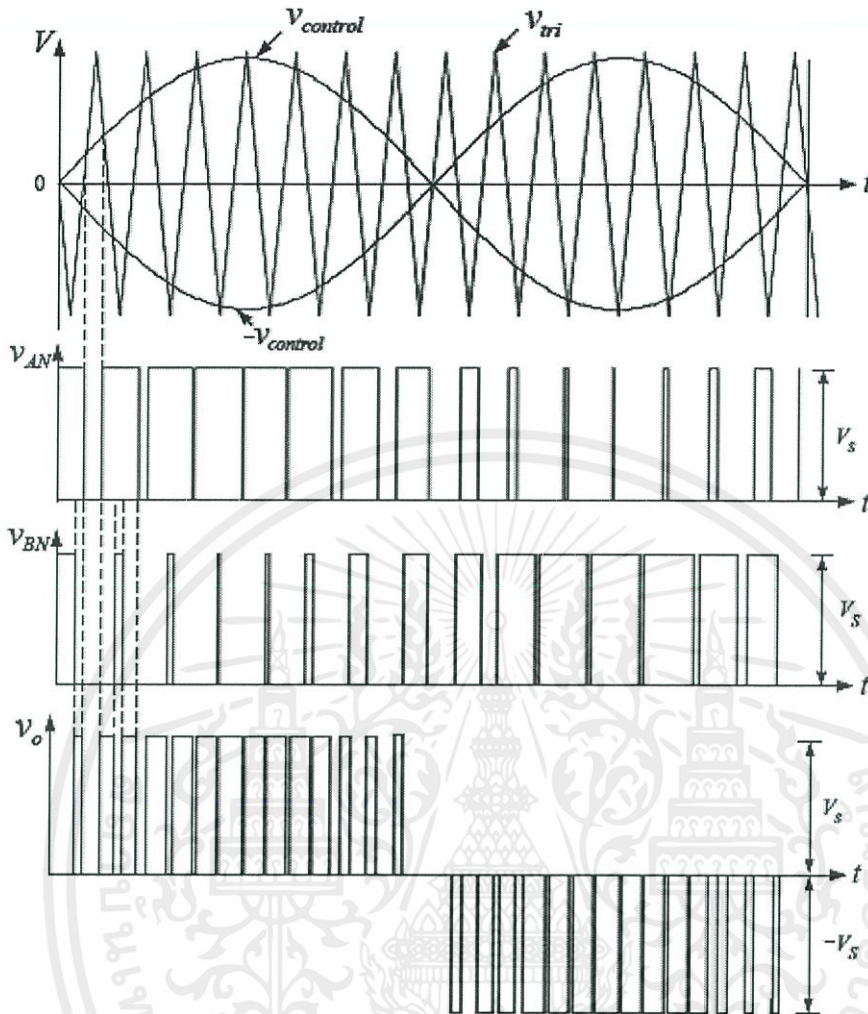
เมื่อ $- > V_{control} V_{tri}$ สวิตช์ Q_2 นำกระแส $V_{BN} = V_s$

เมื่อ $- < V_{control} V_{tri}$ สวิตช์ Q_4 นำกระแส $V_{BN} = 0$

การเปลี่ยนสถานะของแรงดันระหว่างสาย (v_o หรือ V_{AB}) เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันอยู่ระหว่างศูนย์ไปยังบวกหรือศูนย์ไปยังลบทำให้ไม่เกิดการเปลี่ยนระดับแรงดันจากการสวิตช์สูงเช่นกรณีของโพลาร์

จุดเด่นของยูนิโพลาร์คือการเกิดความถี่ด้านออกมีความถี่เป็นสองเท่าของความถี่สวิตช์แต่ละเฟสผลของความถี่ที่เพิ่มเป็นสองเท่านี้ทำให้การออกแบบวงจรกรองความถี่ได้ง่ายและประหยัดสัญญาณการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์แสดงในภาพที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



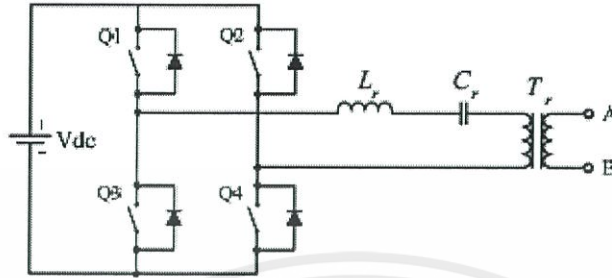
รูปที่ 2.3 การสวิตช์แรงดันแบบยูนิโพลาร์

จากการสวิตช์แรงดันแบบไบโพลาร์และแบบยูนิโพลาร์เมื่อเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของการสวิตช์ทั้งสองแบบซึ่งข้อดีของแบบไบโพลาร์คือการควบคุมการสวิตช์นั้นสามารถทำได้ง่ายกว่าแบบยูนิโพลาร์แต่มีข้อเสียตรงการกรองความถี่สูงไม่ดีเท่ากับแบบยูนิโพลาร์เนื่องจากการสวิตช์แบบยูนิโพลาร์มีความถี่ในการสวิตช์สูงกว่าทำให้กรองความถี่ได้ง่ายขึ้นส่งผลให้อุปกรณ์ที่กรองความถี่ (ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ) มีขนาดเล็กลงเนื่องจากการสวิตช์โดยใช้ความถี่สูงส่งผลให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์สูงขึ้นตามทำให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำและอุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงสร้างอินเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีการเรโซแนนซ์เพิ่มประสิทธิภาพของวงจรให้สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

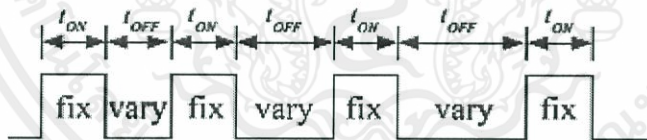
2.2 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

หลักการทำงานของวงจรจอร์จฟูลบริดจ์โพลาร์ไรโซแนนซ์แบบอนุกรมในส่วนนี้ลักษณะของวงจรเป็นไปตามภาพที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรฟูลบริดจ์โพลาร์ไรโซแนนซ์แบบอนุกรม

หน้าที่หลักของวงจรในส่วนนี้ก็คือทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในงานวิจัยนี้ใช้แบตเตอรี่ขนาด 48 V แปลงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับการทำงานของวงจรต้องทำการควบคุมการเปิด-ปิดของอุปกรณ์สวิตซ์ทั้ง 4 ตัวดังนี่คือให้ Q_1 ทำงานร่วมกับ Q_4 และให้ Q_2 ทำงานร่วมกับ Q_3 ดังนั้นต้องทำการสร้างสัญญาณนำมาใช้ในการควบคุมการเปิด-ปิดของอุปกรณ์สวิตซ์ทั้ง 4 ตัวและการควบคุมนั้นอาศัยหลักการมอดูเลตความถี่พัลส์ (Pulse Frequency Modulate :PFM) มีหลักการคือสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตความถี่พัลส์มีช่วงนำกระแสคงที่ตลอดเวลาแต่ช่วงหยุดนำกระแสสามารถเปลี่ยนแปลงได้หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือการเปลี่ยนแปลงความถี่สัญญาณของการมอดูเลตความถี่พัลส์ได้แสดงดังภาพที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การมอดูเลตความถี่พัลส์

นำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตความถี่พัลส์ไปควบคุมการเปิด-ปิดสวิตซ์ที่ขาเกตของอุปกรณ์มอสเฟตกำลังวิธีการที่นำมาใช้นี้แตกต่างจากการมอดูเลตความถี่พัลส์ (Pulse Width Modulate : PWM) วิธีการมอดูเลตความถี่พัลส์นี้จะมีความถี่คงที่ตลอดเวลาแต่ช่วงการทำงานของสวิตซ์จะเปลี่ยนแปลงไปได้ตามต้องการ

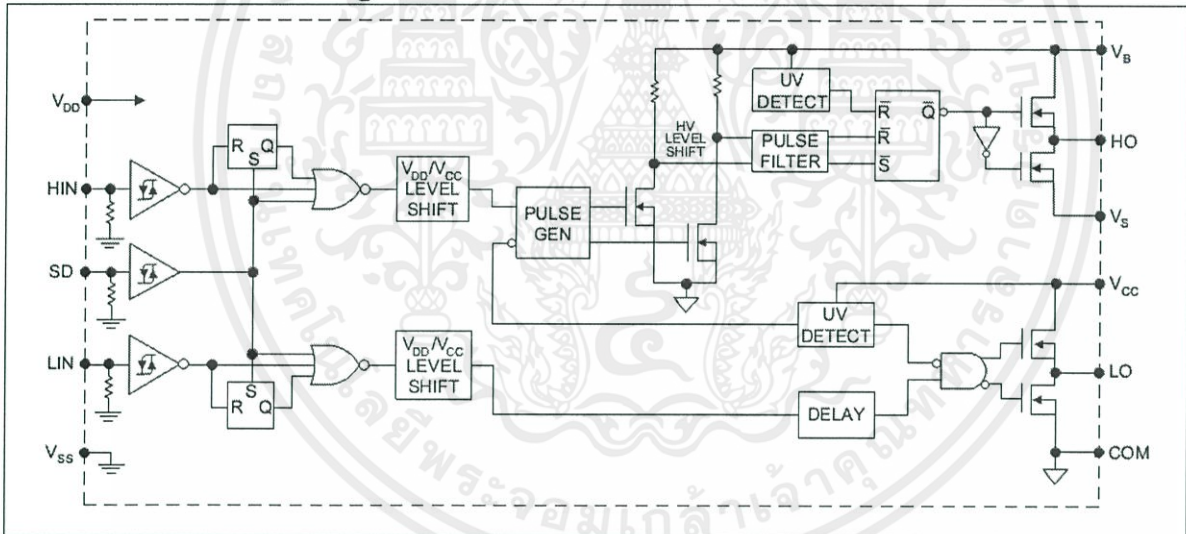
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรขับเคลื่อน

โดยทั่วไปวงจรขับเคลื่อนจะต้องการคุณสมบัติที่สำคัญสองประการคือการแยกโดด (Isolator) สัญญาณควบคุมที่มีกำลังต่ำออกจากมอสเฟตที่มีกำลังสูงเพื่อป้องกันการรบกวนกันของสัญญาณและมอสเฟตต้องสามารถนำกระแสหรือหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็วซึ่งในปัจจุบันวงจรขับเคลื่อนที่สร้างขึ้นจะมีความซับซ้อนยุ่งยากในการประกอบวงจรเพราะมีอุปกรณ์ประกอบหลายตัวทั้งทรานซิสเตอร์และลอจิกเกตหรือถ้าใช้ไอซีสำเร็จรูปที่ทำหน้าที่ขับเคลื่อนโดยเฉพาะก็จะมีราคาที่สูงดังนั้นเพื่อลดต้นทุนในการผลิตวงจรขับเคลื่อนราคาประหยัดสามารถออกแบบได้ดังนี้

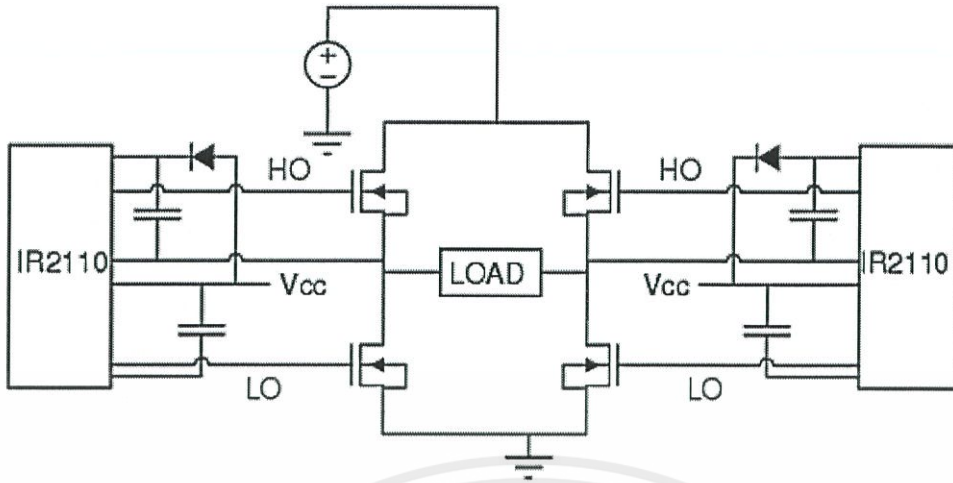
1. การแยกโดดสัญญาณทำได้โดยเลือกใช้ตัวเชื่อมโยงทางแสง (Optocoupler) ที่สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงและมีการเปลี่ยนสถานะได้อย่างรวดเร็วแทนการใช้ไฟเบอร์ทางแสง (Fiber optic) และหม้อแปลงแยกขด (Transformer) ที่มีราคาสูง
2. การทำให้มอสเฟตนำกระแสและหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็วทำได้โดยการใช้ทรานซิสเตอร์คู่คอมพลีเมนต์ (complement) ต่อร่วมกันแบบวงจรคอลเลคเตอร์ร่วม (common collector) ทำหน้าที่ใส่ประจุและดึงประจุออกจากเกตของมอสเฟตเพื่อกระตุ้นให้การสะสมประจุและการคายประจุของเกตในมอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

Functional Block Diagram



รูปที่ 2.6 โครงสร้างภายในของไอซี IR2110

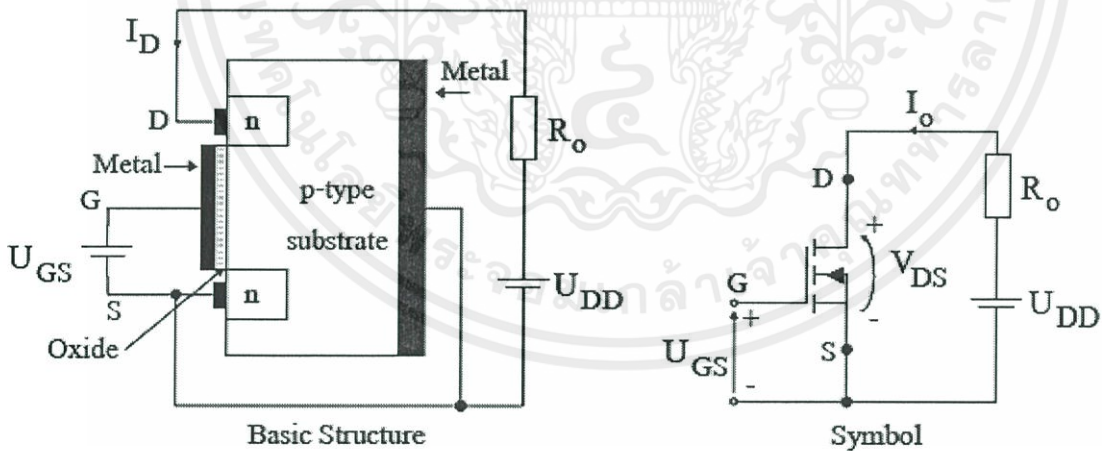
ซึ่งไอซีเบอร์ IR2110 จะทำการปรับให้ระดับของแรงดันที่ถูกขับออกไปที่ขาเกตของมอสเฟตนั้นให้สมดุลกันเพื่อที่มอสเฟตทั้งสองตัวจะทำงานได้เท่ากันโดยใช้เทคนิควงจรอ้างอิงกระแสและแรงดันแบบบัสแตร์รี่ ด้าน LO ของไอซีจะขับสัญญาณขับเคลื่อนที่แรงดันปกติคือเท่ากับไฟเลี้ยงวงจรที่ 12v ส่วนด้าน HO นั้นเมื่อวงจรทำงานจะมีระดับแรงดันที่ผ่านมายังขา VS จะทำให้ระดับของแรงดันยกสูงขึ้นเท่ากับที่ผ่านเข้ามายังขา VS แรงดันที่ขา HO จะยกระดับตาม ดังนั้นถ้าหากแรงดันที่ขา VS เท่ากับ 40 และแรงดันไฟเลี้ยงวงจรอีก 12v ที่ขา HO จะมีแรงดันเท่ากับ 52 แต่มอสเฟตที่ต่อกับขา HO จะมองว่าแรงดันเท่ากับ 12 เท่าเดิม ดังนั้นแรงดันขับเคลื่อนที่ขา HO จะไม่ขึ้นกับแรงดันไฟเลี้ยงวงจร เป็นคุณสมบัติของไอซีโดยไม่ต้องต่อวงจรเพิ่มให้ยุ่งยาก



รูปที่ 2.7 การต่อใช้งานกับมอสเฟตของวงจรขั้วเกต IR2110

2.4 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)

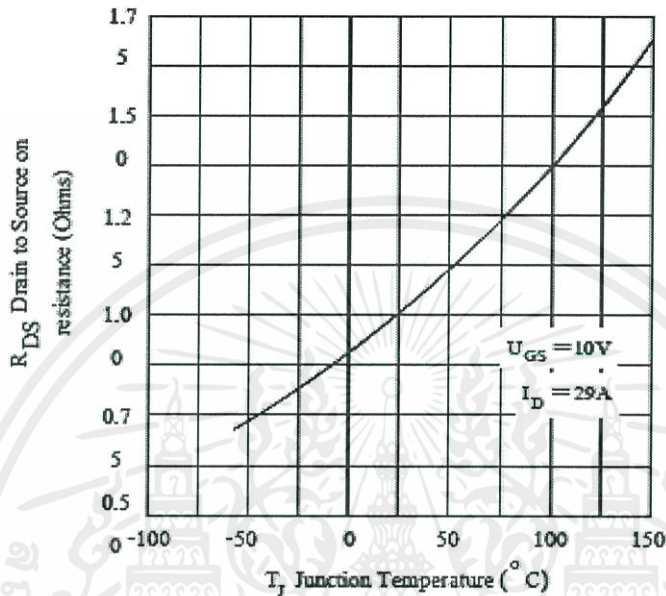
มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้ในการสวิตช์หาได้ซึ่งง่ายและราคาไม่แพงเมื่อเทียบกับอุปกรณ์อย่างไอจีบีที (IGBT) การทำงานของมอสเฟตควบคุมด้วยแรงดันและต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก ๆ ความเร็วในการตอบสนองความถี่อยู่ในระดับสูงและเวลาในการสวิตช์ต่ำมาก มอสเฟตกำลังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านตัวแปลงผันที่กำลังต่ำความถี่สูง มอสเฟตกำลังที่ใช้ในงานวิจัยเป็นแบบเอนแฮนซ์เมนต์มอสเฟตแบบช่องผ่าน n (n-channel enhancement-type MOSFET)



n-channel enhancement-type MOSFET

ภาพที่ 2.8 มอสเฟตชนิดเอนแฮนซ์เมนต์มอสเฟต n-channel enhancement-type MOSFET เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พารามิเตอร์ที่สำคัญในการทำงานของมอสเฟตกำลังคืออัตราทนแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส V_{DS} อัตราการทนกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส I_{DS} และค่าความต้านทานในขณะทำงานที่สถานะคงตัว $R_{DS(on)}$ คุณสมบัติที่นี้ของมอสเฟตกำลังเบอร์ต่างๆสามารถค้นหาข้อมูลได้จากบริษัทผู้ผลิตความต้านทานขณะทำงาน $R_{DS(on)}$ เป็นการแสดงถึงการสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าในขณะที่มอสเฟตนำกระแส R_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อ T_j เพิ่มขึ้นดังแสดงในภาพที่ 2.9



ภาพที่ 2.9 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ

2.5 ไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว (Ultrafast and Hyperfast diode)

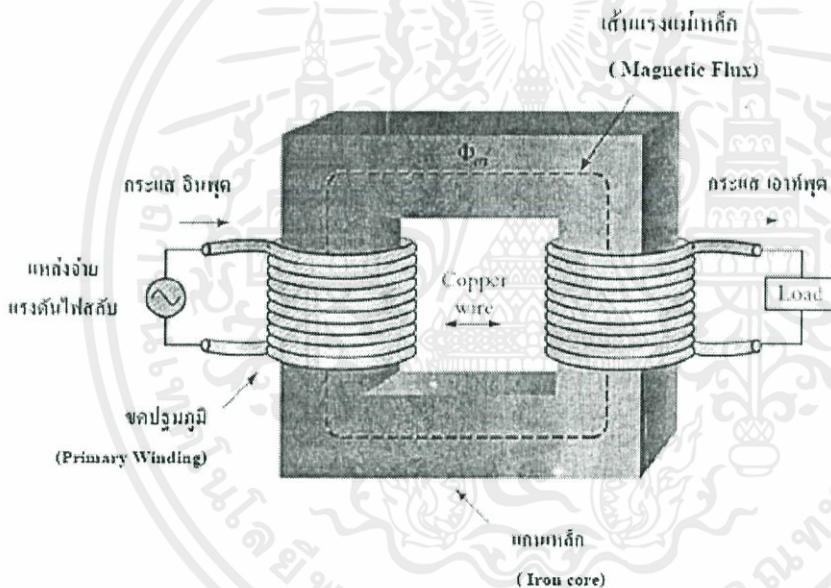
ไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว (Ultrafast and Hyperfast diode) เหมาะสำหรับงานที่มีความถี่สูงมากการทำงานจึงต้องการให้ไดโอดที่นำกระแสอยู่เปลี่ยนสถานะเป็นหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็วขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีประจุไฟฟ้าที่รอยต่อของสารพีและเอ็นเหมือนตัวเก็บประจุและเมื่อมีแรงดันไบอัสย้อนกลับอย่างทันทีทันใดจะมีกระแสไหลย้อนกลับผ่านไดโอดในเวลาชั่วขณะหนึ่งช่วงเวลานี้เรียกว่าช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับ (Reverse Recovery Time) ซึ่งไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว Ultrafast diode มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับประมาณ 100 ถึง 75 นาโนวินาที ส่วนไดโอดชนิดกลับคืนสถานะใหม่ได้เร็ว Hyperfast diode มีช่วงเวลาในการฟื้นตัวย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า 55 นาโนวินาที การทำงานของไดโอดนั้นมีขีดจำกัดของตัวเองทั้งทางด้านกระแสและแรงดันสามารถหารายละเอียดของข้อมูลได้จากบริษัทผู้ผลิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 หม้อแปลงไฟฟ้า(Transformer)

ในระบบจ่ายไฟฟ้าจะมีการแปลงแรงดันไฟฟ้าสลับให้มีขนาดสูงมากๆ เช่นให้มีขนาดเป็น 48kV หรือ 24kV เพื่อลดขนาดของลวดตัวนำ ที่ต้องใช้ในการจ่ายไฟฟ้าเป็นระยะทางไกลๆ เมื่อถึงปลายทางก่อนที่จะจ่ายไฟฟ้าไปให้แก่บ้านเรือนต่างๆ ก็จะแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าให้ลดลงเป็น 220 V เพื่อลดอันตรายที่จะเกิดแก่ผู้ใช้ไฟฟ้า และเมื่อต้องการใช้กับอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้ระดับแรงดันต่ำๆ เช่น 6V หรือ 9V ก็จะต้องมีการแปลงดันไฟฟ้า ตามบ้านจาก 220 V เป็นระดับแรงดันไฟฟ้าตามที่ต้องการ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ดังกล่าว เรียกว่า หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer)

การทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้านั้น อาศัยหลักการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไฟฟ้ากับเส้นแรงแม่เหล็กในการสร้างแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำให้กับตัวนำ คือ เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดตัวนำ ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กรอบๆตัวนำนั้น และถ้ากระแสที่ป้อนมีขนาดและทิศทางที่เปลี่ยนแปลงไปมา ก็จะทำให้สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ถ้าสนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวตัดผ่านตัวนำ ก็จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขึ้นที่ตัวนำนั้น โดยขนาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก และความเร็วในการตัดผ่านตัวนำของสนามแม่เหล็ก



รูปที่ 2.10 แสดงโครงสร้างของหม้อแปลงไฟฟ้า

พิจารณาจากรูป จะเห็นว่าโครงสร้างของหม้อแปลงจะประกอบไปด้วย ขดลวด 2 ขดพันรอบแกนที่เป็นสื่อกลางของเส้นแรงแม่เหล็ก ซึ่งอาจเป็นแกนเหล็ก แกนเฟอร์ไรต์ หรือแกนอากาศ ขดลวดที่เราจ่ายไฟเข้าไปเราเรียกว่า ขดปฐมภูมิ (Primary Winding) และ ขดลวดอีกขดที่ต่อเข้ากับโหลด เราเรียกว่า ขดทุติยภูมิ (Secondary Winding)

เมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับให้กับขดปฐมภูมิ ก็จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงไป-มา โดยเส้นแรงแม่เหล็กดังกล่าวก็จะวิ่งไป-มา ตามแกน และไปตัดกับขดทุติยภูมิ ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดทุติยภูมิที่ต่อกับโหลด โดยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น จะมีความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก และจำนวนรอบของขดลวด

หม้อแปลงไฟฟ้า สามารถแบ่งชนิดตามแกนของหม้อแปลงได้ 3 แบบ คือ

1. หม้อแปลงชนิด แกนเหล็ก (Iron Core Transformer) หม้อแปลงแบบนี้จะใช้ แผ่นเหล็กอ่อนหลายๆแผ่นส่วนใหญ่จะใช้รูปทรงตัว E กับ ตัว I ประกอบกันเป็นแกนซึ่งส่วนใหญ่จะใช้ในงานทั่วไปที่มีความถี่ไม่สูงนัก เช่นหม้อแปลงในงานส่งกำลังไฟฟ้า หรือหม้อแปลงแปลง แรงดันไฟฟ้าตามบ้าน เป็นแรงดันต่ำๆตามที่ต้องการ หม้อแปลงชนิดนี้จะมีประสิทธิภาพสูงที่สุด

2. หม้อแปลงชนิดแกนเฟอร์ไรท์ (Ferrite Core Transformer) หม้อแปลงชนิดนี้ส่วนใหญ่จะใช้งานที่มีความถี่สูง เช่นในเครื่องรับ เครื่องส่ง วิทยุ หรือในวงจรสวิตชิง เพราะไม่สามารถใช้หม้อแปลงชนิดแกนเหล็กได้

3. หม้อแปลงชนิดแกนอากาศ (Air Core Transformer) หม้อแปลงชนิดนี้จะใช้งานความถี่สูงมากๆ เช่นในเครื่องรับ เครื่องส่งวิทยุ ความถี่สูง เพราะไม่สามารถใช้หม้อแปลงชนิดอื่นได้เนื่องจากจะเกิดความสูญเสียอย่างมาก



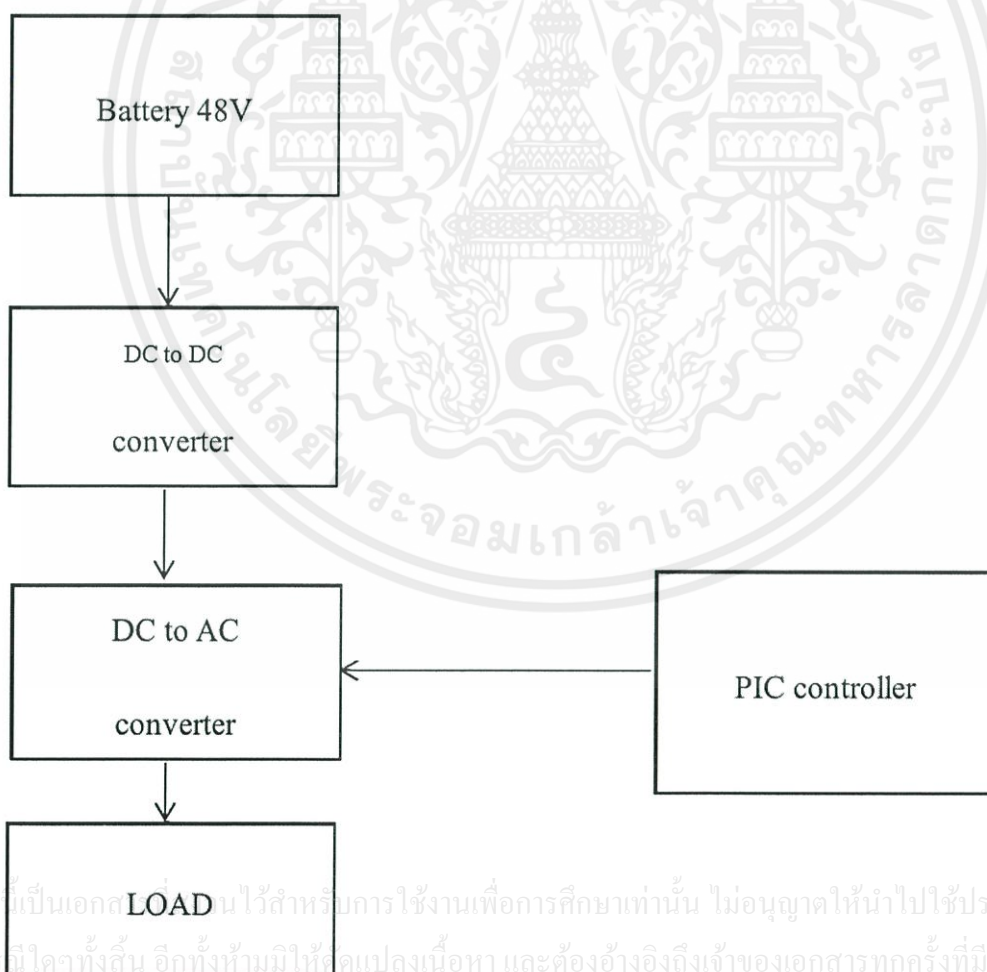
รูปที่ 2.11 โครงสร้างและสัญลักษณ์แทนค่าต่างๆของหม้อแปลงไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบ

การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถทำความเข้าใจด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูป 3.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์ต่อร่วมกับแบตเตอรี่ซึ่งมาจากแผงโซลาร์เซลล์ เมื่อแผงโซลาร์เซลล์ได้รับพลังงานแสงอาทิตย์แล้วจะเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแล้วส่งต่อมายังวงจรยกระดับแรงดัน ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรง 48V เป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง 400V จากนั้นจ่ายเข้าวงจรแปลงผันแรงดัน วงจรแปลงผันแรงดันทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสตรง 400V ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 220V โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรเพื่อให้ได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่ใกล้เคียงสัญญาณรูปไซน์ออกมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

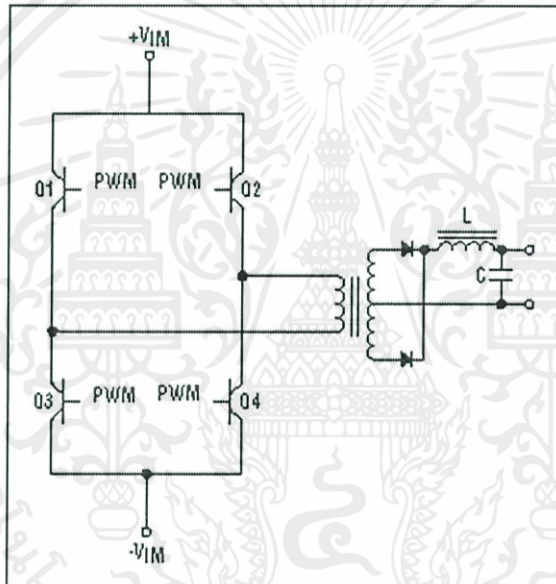
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของอินเวอร์เตอร์ที่มาจากแบตเตอรี่ 48V

3.1 ภาคแปลงผันไฟตรงแรงดันต่ำเป็นไฟตรงแรงดันสูง (DC –DC Converter)

ภาคแปลงผันไฟตรงแรงดันต่ำเป็นไฟตรงแรงดันสูง จะแปลงไฟตรงแรงดัน 48V เป็นไฟตรง 400 V จากนั้นจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อทำการแปลงผันเป็นไฟสลับ เมื่อแปลงผันเป็นไฟสลับจะได้แรงดันเฉลี่ยไม่เกิน 80% ของไฟตรง 400V ในการแปลงผันไฟตรง 48V เป็นไฟตรง 400V จะใช้วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยใช้ความถี่ในการสวิตช์ 16kHz ถ้าใช้ความถี่สูงกว่านี้จะทำให้ Power MOSFET เกิดความร้อนอาจทำให้เสียหายได้ แต่ถ้าสวิตช์ที่ความถี่ต่ำจะต้องใช้หม้อแปลงที่มีขนาดใหญ่ เพราะที่ความถี่สูงนั้นขดลวดจะมีความต้านทานสูงขึ้นทำให้จำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิลดลง

3.1.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

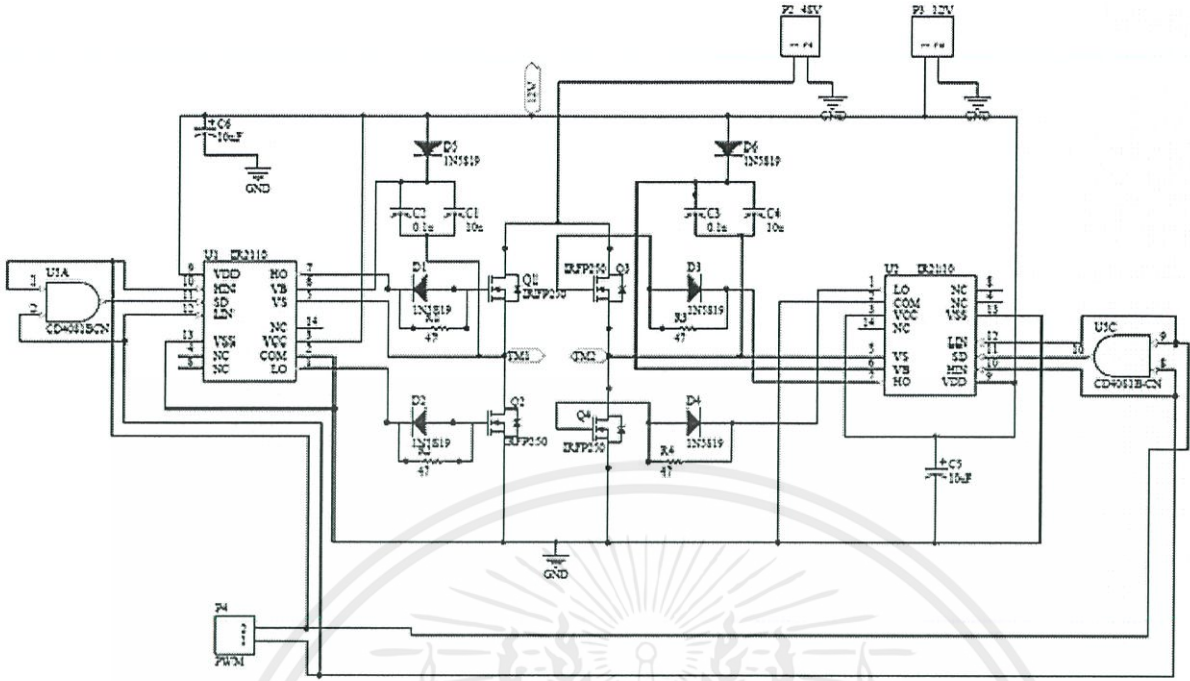
วงจรสวิตช์ซึ่งฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่เป็นเหมือนสวิตช์เปิด-ปิดวงจรทำให้เกิดเป็นไฟฟ้าที่มีช่วงบวกและช่วงลบ หรือสามารถที่จะเปลี่ยนไฟตรงให้เป็นไฟสลับได้



รูปที่ 3.2 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

การออกแบบมอสเฟตให้ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ เปิด-ปิด นั้นขึ้นอยู่กับกระแสและแรงดันที่จ่ายเข้ามาในวงจร เพื่อให้แน่ใจว่าการทำงานในวงจรสวิตช์ซึ่งนั้นสามารถทำงานได้ต่อเนื่องโดยอุปกรณ์ไม่พังเสียหาย เลือกค่าความต้านทานภายในของมอสเฟตให้มีค่าต่ำๆ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนสะสมเมื่อทำงานต่อเนื่องเป็นเวลานาน และเลือกค่าตัวเก็บประจุแฝงให้มีค่าน้อยๆ เพื่อการทำงานที่เร็วขึ้น

วงจรขับเคลื่อนทำหน้าที่รับสัญญาณ PWM จากไอซี TL494 ซึ่งถ้านำสัญญาณจากไอซี TL494 ไปขับเกตโดยตรง มอสเฟตจะไม่สามารถทำงานได้ จะต้องมีการต่อใช้งานร่วมกับไอซีเบอร์ IR2110ซึ่งไอซีเบอร์ IR2110 จะทำการปรับระดับแรงดันที่ขับออกไปที่ขาเกตนั้นให้เท่ากันกันเพื่อที่มอสเฟต สองตัวจะทำงานได้สมดุลกัน โดยใช้เทคนิควงจรอ้างอิงกระแสแบบบัสแตริป ด้าน LO ของไอซีจะขับสัญญาณขับเกตที่แรงดันปกติคือเท่ากับไฟเลี้ยงวงจรที่ 12V ส่วนทางด้าน HO นั้นเมื่อวงจรทำงานจะมีแรงดันที่ผ่านโหนดผ่านมายังขา VS ทำให้ระดับแรงดันยกสูงขึ้นเท่ากับที่ผ่านเข้ามายังขา VS แรงดันที่ขา HO จะยกตาม ดังนั้นถ้าแรงดันที่ขา VS มีค่า 40V แรงดันที่ HO จะมีค่า 52V แต่มอสเฟตที่ต่อกับขา HO จะมองว่าแรงดันที่ขาเกตเท่ากับ 12V

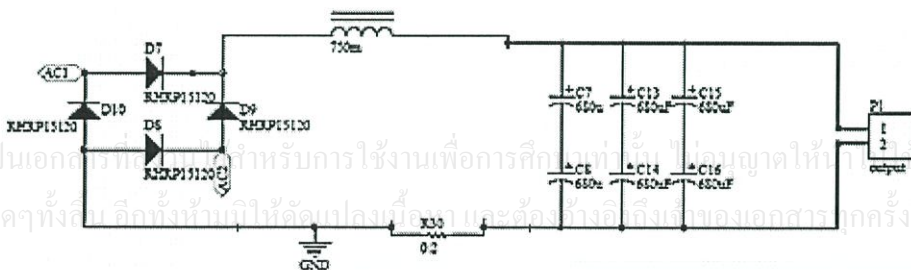


รูปที่ 3.3 วงจรขับเกตสำหรับวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Gate drive)

3.1.2 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน

แรงดันที่ออกจากหม้อแปลงความถี่สูงเป็นแรงดันไฟฟ้าสลับที่มีรูปคลื่นเป็นแบบสี่เหลี่ยม มีแรงดันสูงและมีความถี่สูงจึงต้องทำการเรียงกระแสให้เป็นไฟตรง วงจรเรียงกระแสจะต้องใช้ไดโอดที่ทำงานได้เร็วเนื่องจากสัญญาณมีความถี่สูง ดังนั้นควรใช้ไดโอดแบบ Fast Recovery และสามารถทนกระแสและแรงดันได้โดยไม่พังเสียหายเมื่อมีการทำงานอย่างต่อเนื่องของวงจร เลือกใช้ไดโอดเบอร์ RHRP15120 ทนแรงดันสูงได้ถึง 1200V ทนกระแสสูงสุดได้ 30A มีความเร็วในการทำงานน้อยกว่า 65ns

วงจรกรองสัญญาณนั้นจะทำการกรองสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมของสัญญาณให้มีความเรียบมากขึ้น วงจรกรองสัญญาณจะใช้วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำและค่าความจุจะสนใจที่การต่อเข้ากับโหลด แบ่งเป็นสองแบบ แบบแรกเป็นการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ โดยตัวเหนี่ยวนำจะมีผลมากที่สุดเมื่อมีการต่อโหลดที่มีค่ามาก นั่นคือโหลดมีการดึงกระแสมาก การออกแบบต้องออกแบบให้ค่าของตัวเหนี่ยวนำต่อค่าความต้านทานโหลด(L/R) มีค่ามากกว่า คาบเวลาการสวิตช์(T)มากๆ ส่วนที่สองเป็นการออกแบบตัวเก็บประจุ ซึ่งตัวเก็บประจุจะมีผลเมื่อโหลดมีการดึงกระแสน้อย การออกแบบจะใช้ค่าของความต้านทานโหลดคูณกับค่าความจุ(RC) ต้องมีค่ามากกว่าคาบเวลาการสวิตช์มากๆ



รูปที่ 3.4 วงจรเรียงกระแสและกรองแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ขอสงวนสิทธิ์ในประการใดทั้งนี้ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏในเอกสารฉบับนี้ และขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏในเอกสารฉบับนี้

3.1.3 การสร้างสัญญาณ PWM

สัญญาณ PWM เป็นสัญญาณที่จะนำไปควบคุมการทำงานของวงจรถอนแวลเตอร์ โดยสร้างจากไอซีเบอร์ TL494 และสามารถกำหนดความถี่ออสซิลเลเตอร์ในการสวิทช์ได้ด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ มีการป้อนกลับสัญญาณจากด้านเอาต์พุต เพื่อกลับมาควบคุมความกว้างพัลส์ในการสวิทช์ สามารถที่จะควบคุมช่วงเวลาเดดไทม์ (Deadtime Control) ในการควบคุมการทำงานของสัญญาณเอาต์พุต และมีวงจรมีความผิดพลาด (Error Amplifier) ที่คอยตรวจสอบแรงดัน และกระแสทางด้านเอาต์พุตที่มีการเปลี่ยนแปลงป้อนกลับมาควบคุมการทำงานเพื่อรักษาระดับกำลังงานทางด้านเอาต์พุตให้คงที่

3.1.3(ก) การสร้างสัญญาณออสซิลเลเตอร์ (f_{osc})

ความถี่ในการสวิทช์จะถูกกำหนดจากค่าอุปกรณ์ที่นำมาต่อขา R_T และขา C_T ซึ่งสร้างค่าคงที่เป็นค่าคงที่ การกำหนดความถี่ออสซิลเลเตอร์ กำหนดค่า R_T และ C_T คือค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในการควบคุมพัลส์วิดท์มอดูเลชัน ซึ่งความถี่ออสซิลเลเตอร์จะเป็นสองเท่าของความถี่การสวิทช์

สูตรการคำนวณแบบประมาณเพื่อใช้หาค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (2.1)$$

เนื่องจากความถี่ออสซิลเลเตอร์เป็นสองเท่าของความถี่ในการสวิทช์ ถ้าต้องการความถี่ในการสวิทช์ 16kHz ดังนั้นความถี่ออสซิลเลเตอร์มีค่าเท่ากับ 32kHz และควรยึดค่าตัวเก็บประจุหลักจะใช้ค่า $C_T = 0.001 \mu F$

$$32\text{kHz} = \frac{1.1}{R_T (1n)}$$

$$R_T = 33 \text{ k}\Omega$$

หลังจากที่ทำการกำหนดค่าตัวเก็บประจุและค่าความต้านทานในการสร้างสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ใช้เป็นตัวกำหนดความถี่ในการสวิทช์แล้ว ทำการต่อวงจรเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของสัญญาณออสซิลเลเตอร์ต้องตรงกับที่ได้ออกแบบไว้

3.1.3(ข) การกำหนดช่วงเวลาเดดไทม์(Deadtime Control)

คือการกำหนดช่วงเวลาการหน่วงของสัญญาณขั้วเกดที่ทำงานแบบสลับกัน ไม่ให้ทำงานพร้อมกันเป็นช่วงเวลาที่มอสเฟตตัวที่ 1 เริ่มหยุดการนำกระแสจนกระทั่งถึงเวลาที่มอสเฟตตัวที่ 2 เริ่มนำกระแส เพื่อให้แน่ใจว่ามอสเฟตตัวที่ 1 หยุดนำกระแสอย่างสมบูรณ์แล้วทำให้ตัวที่ 2 เริ่มนำกระแส ในการออกแบบจะกำหนดให้อัตราส่วนความกว้างพัลส์ในช่วงที่เป็นบวกรเท่ากับ 40% จากรูปจะเห็นว่าที่ความกว้างพัลส์ 40% จะต้องให้แรงดันที่ขาเดดไทม์ของไอซี TL494 ประมาณ 0.3V โดยใช้การแบ่งแรงดันจากขาแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) ซึ่งมีค่าแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 5V

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

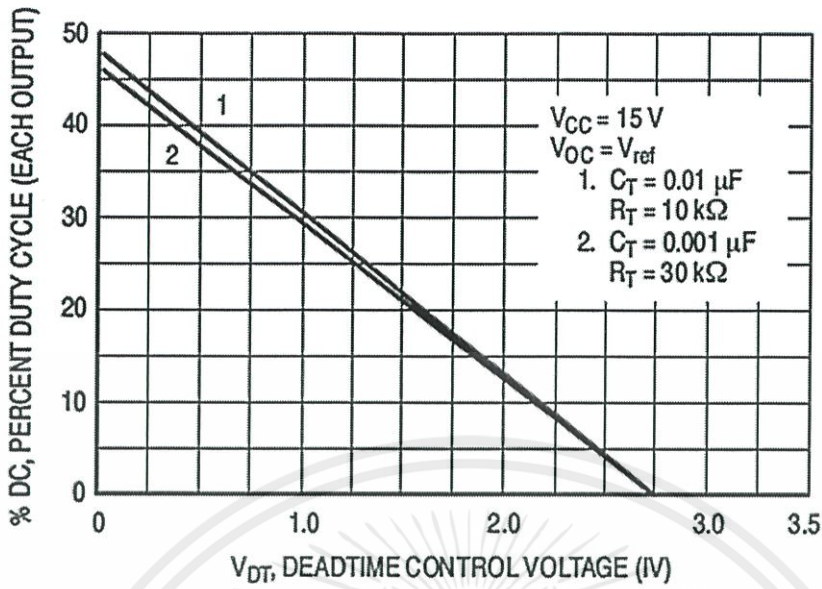
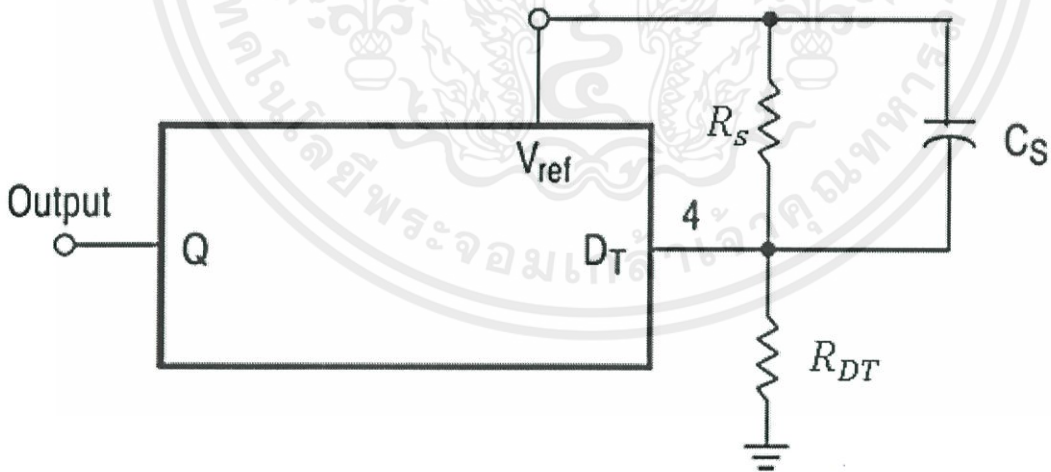


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

รูปที่ 3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง % Duty cycle กับ Deadtime voltage



รูปที่ 3.6 การแบ่งแรงดันให้กับขาเดดไทม์ของ IC TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{DT} = \left(\frac{R_{DT}}{R_{DT} + R_S} \right) V_{ref} \quad (2.2)$$

$$R_{DT} = \left(\frac{V_{DT}}{V_{ref} - V_{DT}} \right) R_S$$

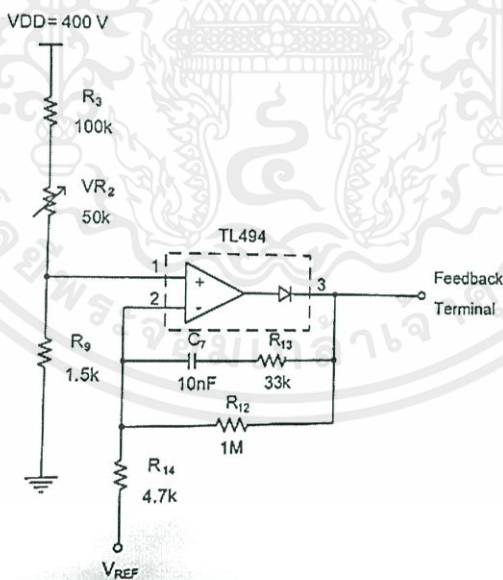
$$R_{DT} = \left(\frac{0.25}{5 - 0.25} \right) 330k$$

$$R_{DT} = 18 k\Omega$$

3.1.3(ค) วงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier Sensing)

วงจรขยายความผิดพลาดได้รวมอยู่ในตัวไอซี TL494 แล้วในการออกแบบจะแบ่งเป็นสองวงจรด้วยกัน คือ วงจรขยายความผิดพลาดแรงดัน (Voltage Error Amplifier Sensing) และวงจรขยายความผิดพลาดกระแส (Current Error Amplifier Sensing) ทั้งสองวงจรทำหน้าที่ควบคุมการป้อนกลับจากทางด้านเอาต์พุต เพื่อรักษาระดับแรงดันและระดับกระแสที่เอาต์พุตไม่ให้มีค่าเกินกว่าที่ออกแบบไว้ นั่นคือแรงดันต้องไม่เกินกว่า 400V และกระแสต้องไม่เกิน 1.5A เมื่อแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลง วงจรจะทำการรักษาระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตไว้

การออกแบบวงจรขยายความผิดพลาดแรงดันนั้นจะทำการป้อนกลับแรงดันจากทางด้านเอาต์พุต กลับมาป้อนให้กับไอซี TL494 ที่ขา 1 และขา 2 ดังรูป 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรขยายความผิดพลาดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

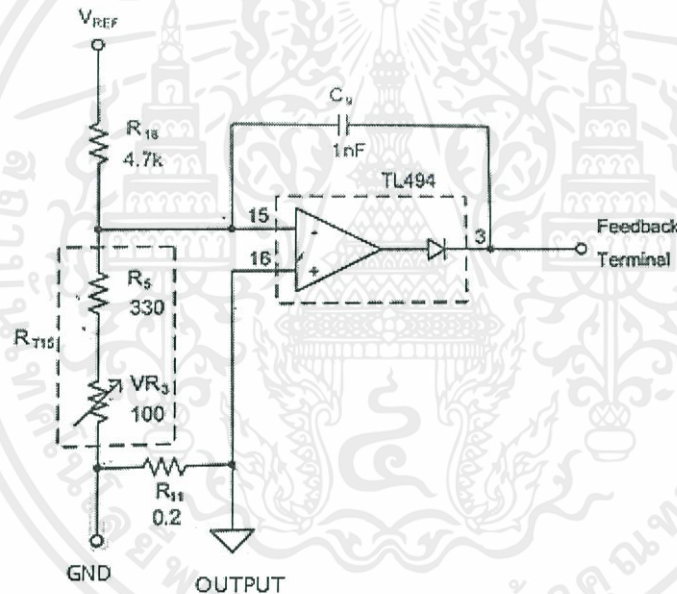
เป็นวงจรขยายความผิดพลาดแรงดัน ที่ขา 1 เป็นการแบ่งแรงดันทางด้านเอาต์พุตผ่านตัวต้านทาน R_3 และ VR_2 ให้มีค่าเท่ากับ $120k\Omega$ และตัวต้านทาน R_9 มีค่าเท่ากับ $1.5 k\Omega$ จะได้

$$VR_9 = \frac{1.5k}{1.5k+120k}(400V) \quad (2.3)$$

$$VR_9 = 5V$$

เมื่อแรงดันที่ขา 1 และขา 2 เท่ากันจะทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ หมายความว่าถ้าแรงดันที่เอาต์พุตมีค่าเกินกว่า $400 V$ วงจรจะทำการปรับความกว้างของพัลส์ให้แคบ เพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่

ส่วนวงจรขยายความผิดพลาดกระแส นั้นเหมือนวงจรขยายความผิดพลาดแรงดันแต่จะเป็นการป้อนกลับแบบกระแสทางด้านเอาต์พุตแทนดังรูป 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรขยายความผิดพลาดกระแส

R_{11} เป็นความต้านทานตรวจจับกระแสโดยขา 16 ต่อกับ $-OUT$ ดังนั้นวงจรจะถูกควบคุมการทำงานที่ขา 15 เป็นการป้อนกลับแบบลบ ซึ่งกระแสที่ไหลจำกัดไว้ไม่เกิน $1.5A$ ดังนั้นจะมีแรงดันตกคร่อม R_{11} เท่ากับ $0.4 V$ จากนั้นทำการแบ่งแรงดันเพื่อหาค่าความต้านทานที่เหมาะสม

$$0.4V = \frac{(5V)(R_{T15})}{4.7k\Omega + R_{T15}} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{T15} = 400\Omega$$

ดังนั้นเมื่อแรงดันที่ขา 15 เกินกว่า $0.4 V$ จะทำให้สัญญาณควบคุมลดขนาดความกว้างของพัลส์

3.1.4 การพันหม้อแปลงความถี่สูง

การพันหม้อแปลงความถี่สูงจำเป็นต้องใช้ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของแกน(A_L) จากการนำหลอดทองแดงเบอร์ 19 พันไป 50 รอบ แล้ววัดหาค่า $L_S = 26.84 \text{ mH}$ จะสามารถหาค่า A_L ได้จากสมการ

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad (2.5)$$

A_L คือ ค่าความซึมซาบสนามแม่เหล็กของแกน

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด

N คือ จำนวนรอบการพันขดลวด

$$A_L = \frac{26.84 \text{ m}}{50^2}$$

$$A_L = 10.736 \mu\text{H}/N^2$$

คำนวณหาค่ากระแสไหลวนในแกน ในทางปฏิบัติควรมีค่าไม่เกิน 10% ของกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวดด้านปฐมภูมิ เพื่อไม่ให้แกนของหม้อแปลงเกิดการอิ่มตัวอันเนื่องมาจากสนามแม่เหล็ก เมื่อกระแสสูงสุดที่มาจากแบตเตอรี่มีค่า 8A เพราะฉะนั้นกระแสที่ไหลวนในแกนต้องมีค่าไม่เกิน 0.8A

จากสมการ

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.6)$$

$$L_\mu = \frac{(48\text{V})(30\mu\text{s})}{(830\text{mA})} = 1.8 \text{ mH}$$

จะสามารถหาจำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิได้

$$N = \sqrt{\frac{1.8\text{mH}}{10.736\mu}} \quad (2.7)$$

$$N = 12.948 \text{ turn}$$

การพันขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง สามารถคำนวณการพันได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}$ เท่านั้น ไม่เอ (2.8) ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ดังนั้นแทนค่าลงในสมการ จะได้อัตราจำนวนรอบของขดลวดเท่ากับ 1:10 เพราะฉะนั้นพันขดลวดด้านปฐมภูมิเท่ากับ 13 รอบ จะต้องพันขดลวดด้านทุติยภูมิเท่ากับ 130 รอบ ทำการทดลองจ่ายสัญญาณอินพุตต่ำเข้าไปยังขดลวดด้านปฐมภูมิ แล้วทำการวัดสัญญาณที่ออกทางด้านทุติยภูมิ

3.2 ภาคการแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ (DC to AC converter)

ในส่วนของภาคแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับนั้นจะทำการแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 400V ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220V โดยใช้หลักการของพัลส์วิดมอดูเลชัน โดยที่การทำงานของภาคนี้จะใช้วงจรสวิตชิงแบบเต็มรูปคลื่นเหมือนกับวงจรระดับแรงดัน แต่ใช้สัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรถูกไม่โครคอนโทรลเลอร์

วงจรสวิตชิงแปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับใช้วงจรสวิตชิงแบบฟูลบริดจ์ เช่นเดียวกันกับวงจรในภาคยกระดับแรงดันแต่สัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรถูกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการสร้างสัญญาณควบคุม

การทำงานคือวงจรจะประกอบไปด้วยวงจรชอปเปอร์ 4 ชุด เมื่อทรานซิสเตอร์ M1 และ M2 นำกระแสพร้อมกัน แรงดันตกคร่อมโพลจะเท่ากับอินพุตคือ VDD ถ้า M3 และ M4 นำกระแสในเวลาเดียวกัน แรงดันตกคร่อมจะกับ -VDD

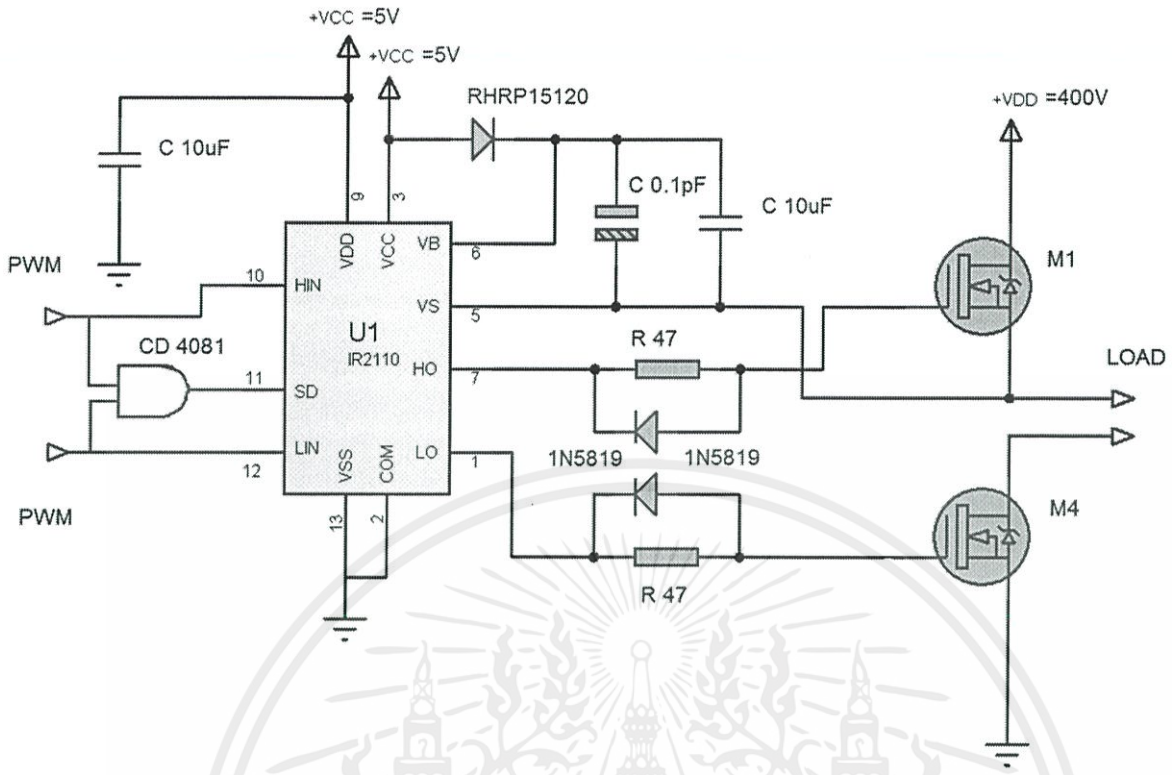
3.2.1 วงจรขับเคลื่อนสำหรับอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์

ในส่วนของอินเวอร์เตอร์นั้นจะใช้วงจรขับเคลื่อนที่เหมือนกับวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เช่นกัน เนื่องจากใช้วงจรลักษณะเดียวกันเป็นแบบฟูลบริดจ์ดังนั้นจึงต้องอาศัยคุณสมบัติของวงจรบูทสแต็ปเข้ามาช่วยในการขับเคลื่อน แต่ที่แตกต่างกันคือระดับของแรงดันที่รับเข้ามาแล้วขับออกไปให้มอเตอร์นั้นจะแตกต่างกัน ส่วนที่รับสัญญาณขับเคลื่อนเข้ามานั้นจะได้มาจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีระดับแรงดัน 5V แต่แรงดันที่ขับออกไปให้มอเตอร์นั้นมีขนาด 12V แต่สามารถที่จะใช้ไอซีเบอร์เต็มได้นั้นคือ IR2110 โดยตามโครงสร้างของไอซีแล้วสามารถที่จะใช้ระดับแรงดันที่แตกต่างกันได้ เนื่องจากมีไฟเลี้ยงอยู่สองชุดด้วยกันสามารถที่จะทำแยกกราวด์หรือไม่ก็ได้

ซึ่งจะเห็นว่าไฟเลี้ยงของตัวไอซีเองนั้นก็จะมีอยู่สองชุดคือ VDD, VSS และชุดของ VCC, COM ทำให้สามารถที่จะใช้ระดับแรงดันที่แตกต่างกันได้คือ สามารถที่จะรับแรงดันเข้า 5V และจ่ายแรงดันออก 12V ได้ โดยที่ VDD จะต่อกับไฟ 5V และ VSS ต่อกับกราวด์ แล้ว VCC ต่อเข้ากับไฟ 12V และ COM ต่อกับกราวด์เช่นกัน การต่อแบบนี้ไม่ต้องการที่จะแยกกราวด์ออกจากกันสามารถที่จะทำงานร่วมกันได้

ถ้าใช้ระดับแรงดันที่เท่ากันคือ 12V นั้น ที่มาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวไอซีเองจะต้องใช้รับแรงดันทางด้านอินพุตอย่างน้อย 9.5V ตามที่ระบุไว้ในตัวไอซี แต่ระดับสัญญาณเท่ากับ 5V ซึ่งจะสามารถทำให้วงจรทำงานได้ ดังนั้นผู้ออกแบบควรศึกษาการใช้งานให้ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 วงจรขับเคลื่อนสำหรับอินเวอร์เตอร์

3.2.2 การสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลตควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์

วงจรการสร้างพัลส์ควบคุมนั้นถูกสร้างจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งหลักการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นคือ ขั้นตอนกำหนดตัวแปรต่างๆที่ใช้เก็บค่าของพัลส์วิดท์มอดูเลชัน จากนั้นทำการเก็บค่าพัลส์วิดท์มอดูเลชันลงในตัวแปรที่กำหนด เมื่อได้ค่าพัลส์วิดท์ที่กำหนดแล้วจากนั้นกำหนดไทม์เมอร์ในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานแล้วดึงค่าที่เก็บไว้ในตัวแปรออกมาแล้วส่งไปยังพอร์ตที่กำหนด โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลของ PIC16FXX เบอร์ 16F648A ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต 18 ขา สองพอร์ตการใช้งานและใช้คริสตอล(X-TAL) ขนาด 20MHz เป็นตัวสร้างความถี่กำหนดฐานเวลา(Timer) ในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อเข้าที่ขา RA6(15) และ RA7(16) เมื่อใช้คริสตอลขนาด 20MHz สามารถคำนวณฐานเวลาการทำงานไมโครคอนโทรลเลอร์(Machine Cycle) ได้ดังนี้

$$clock = \frac{f_{osc}}{4} \tag{2.9}$$

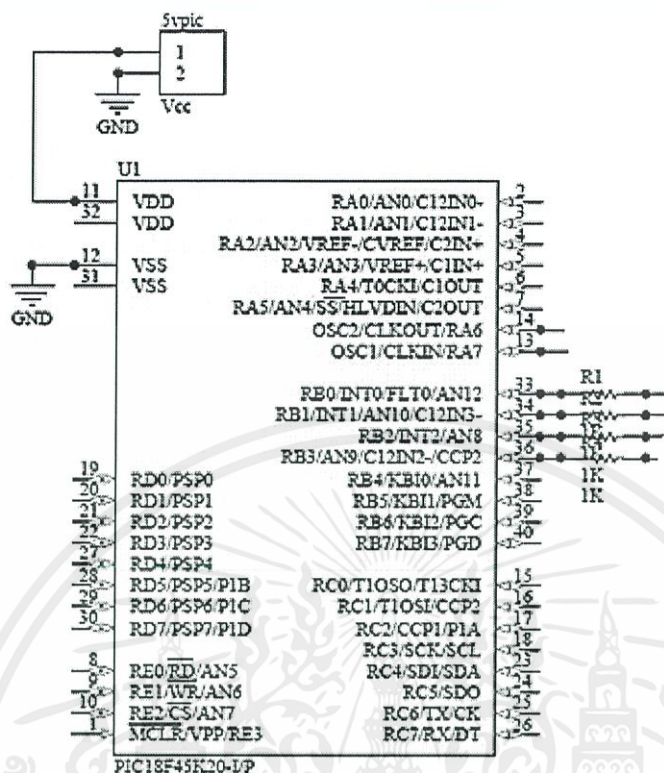
$$= \frac{20 \text{ MHz}}{4}$$

$$= 5 \text{ MHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$\text{Machine Cycle} = \frac{1}{clock} \tag{2.10}$$

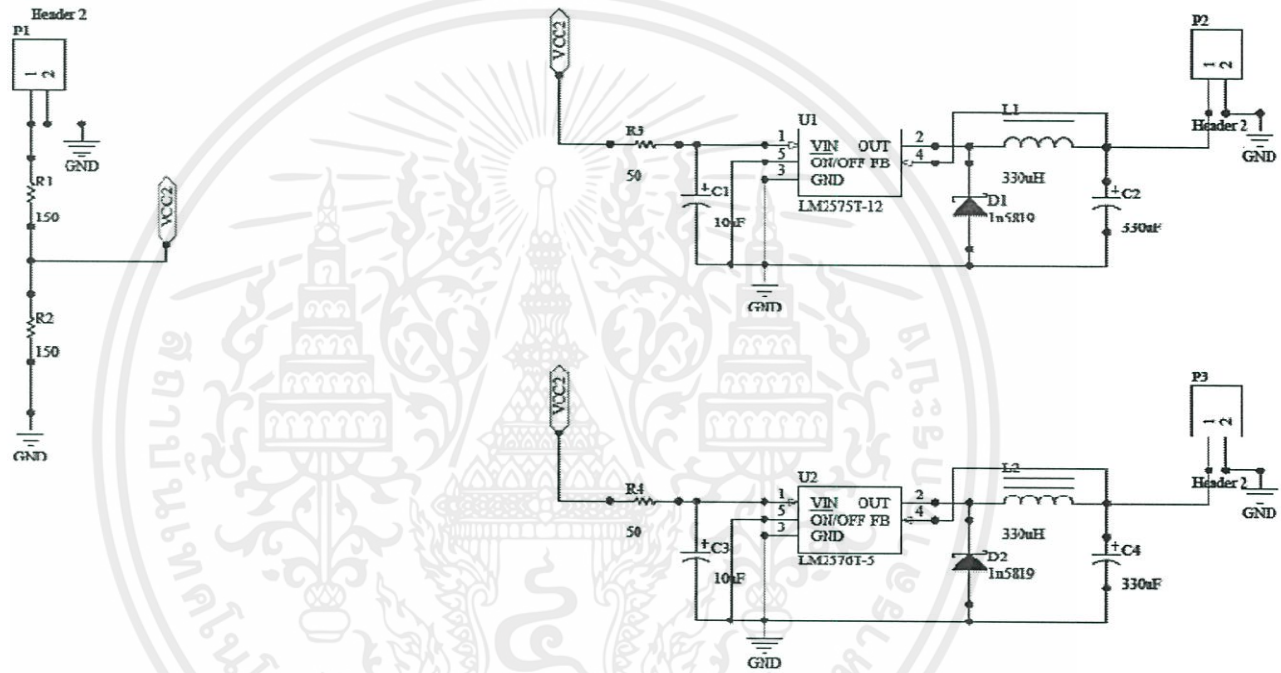
$$= 0.2 \text{ us}$$



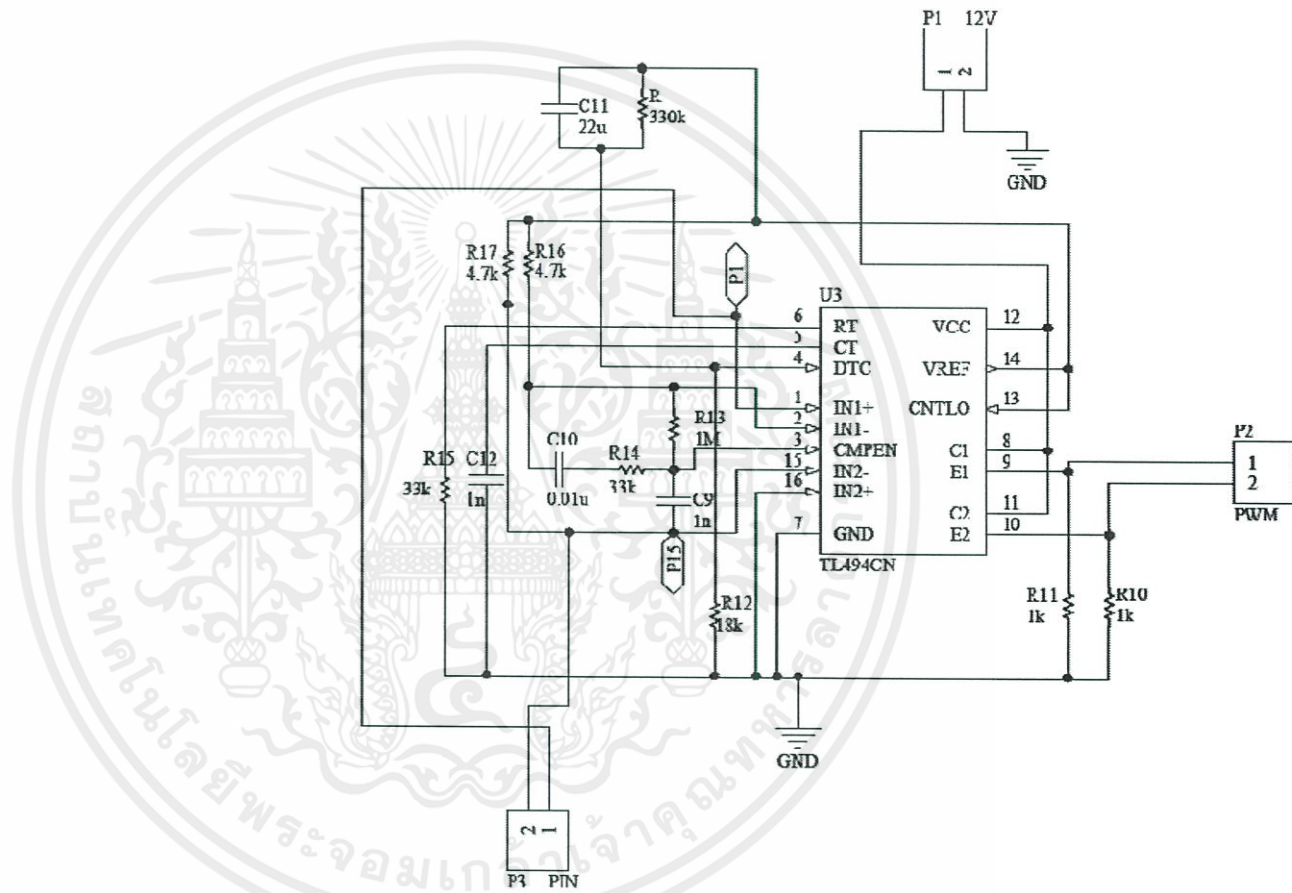
รูปที่ 3.10การใช้งานขาสัญญาณของไมโครคอนโทรลเลอร์

การกำหนดขาการใช้งานที่พอร์ต RB0-RB3 โดยกำหนดให้ขา RB0 และ RB1 เป็นขาที่กำเนิดสัญญาณควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น ความถี่ 5kHz ให้ขา RB2 และ RB3 เป็นขาที่กำเนิดสัญญาณควบคุมแบบความกว้างพัลส์คงที่ 50Hz

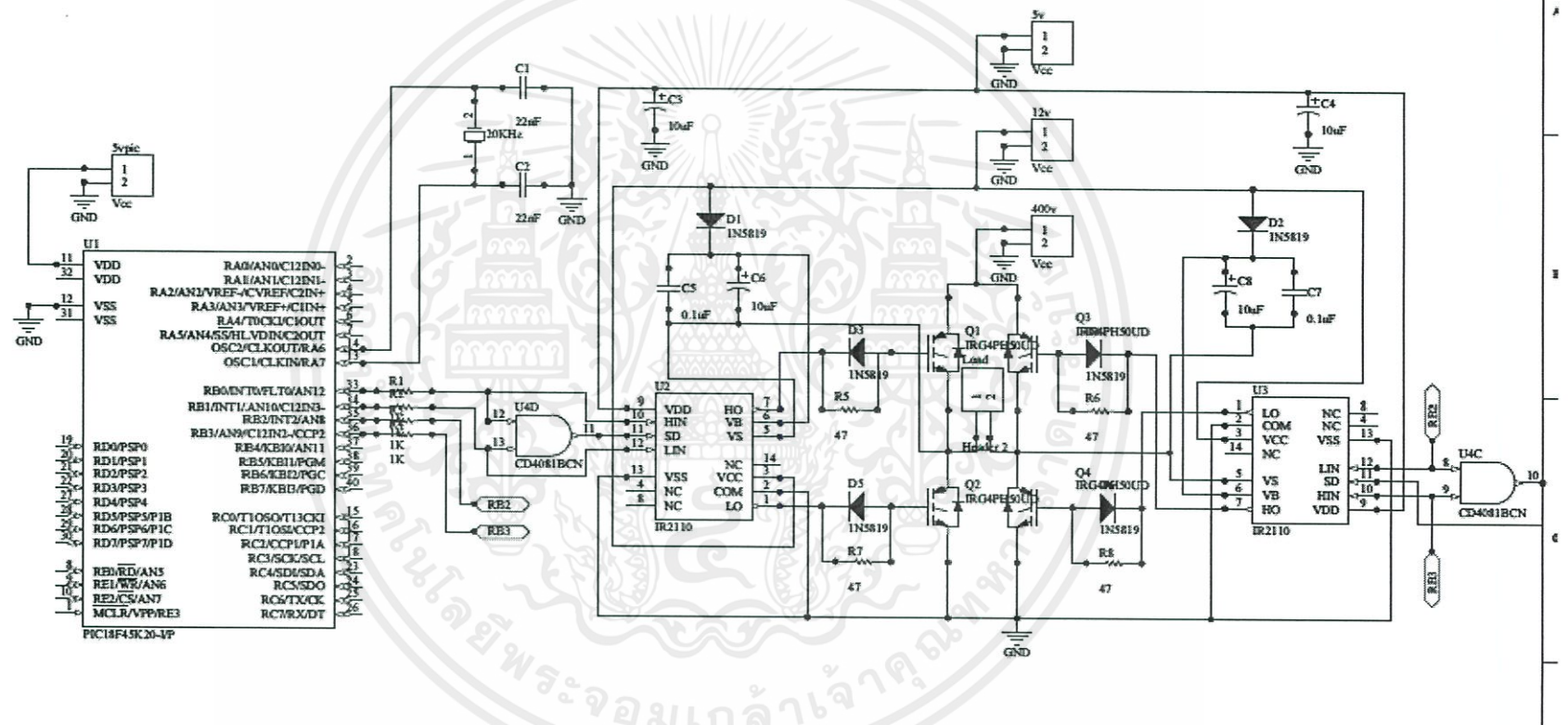
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรภาคแหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 3.12 วงจรควบคุมสัญญาณ PWM



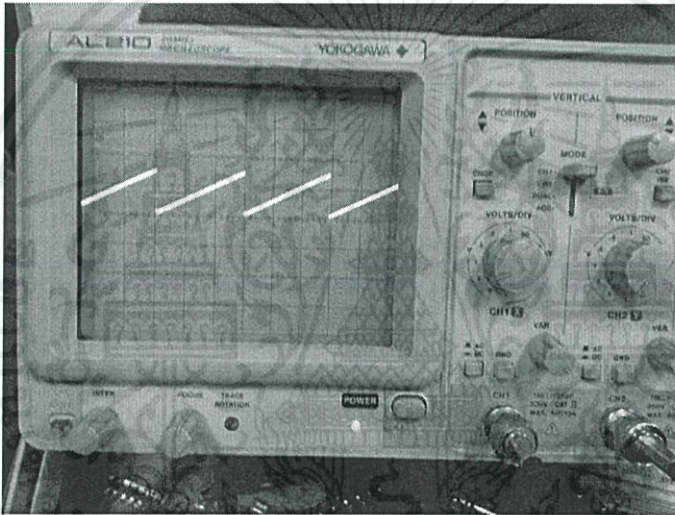
รูปที่ 3.14 วงจรภาคอินเวอร์เตอร์ (DC to AC converter)

บทที่ 4

ผลการทดลอง

ผลการทดลองได้แสดงไว้เป็นสองส่วนโดยเริ่มจากผลของสัญญาณในการควบคุมความกว้างพัลส์ การทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจรระดับแรงดันและส่วนของสัญญาณควบคุม การทำงานของวงจรแปลงผันแรงดันแบบฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

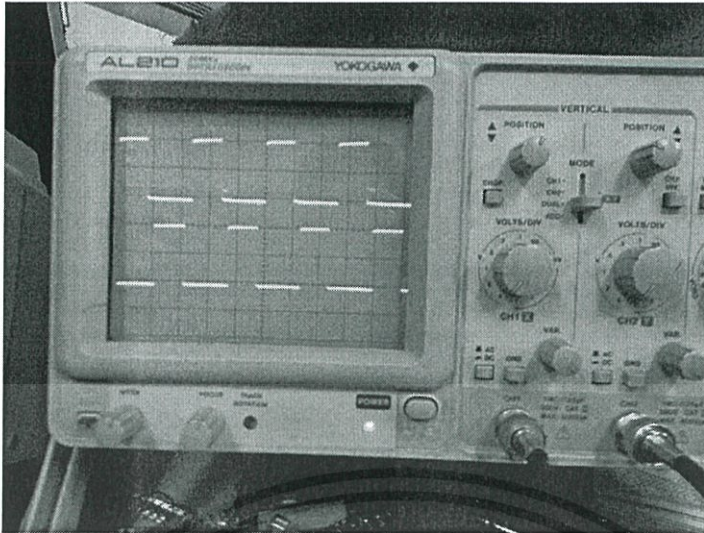
4.1 สัญญาณควบคุมความกว้างพัลส์และสัญญาณควบคุมการสวิตซ์จาก IC เบอร์ TL494



รูปที่ 4.1 สัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ขา 5(CT) ของ TL494 VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20 μ s

รูปที่ 4.1 สัญญาณออสซิลเลเตอร์ของ IC เบอร์ TL494 ซึ่งเป็นความถี่ที่กำหนดสัญญาณความถี่ในการสวิตซ์ ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ได้จะเป็นสองเท่าของความถี่ในการสวิตซ์ จากรูป 4.1 ได้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เท่ากับ 33.33KHz ดังนั้นความถี่การสวิตซ์จะอยู่ประมาณ 16.67KHz ทั้งนี้ความถี่ออสซิลโลและ ความถี่สวิตซ์อาจคลาดเคลื่อนได้เนื่องจากอุปกรณ์และสภาพแวดล้อมโดยรอบและสูตรคำนวณนั้นเป็นประมาณและถ้าต้องการความถี่ที่แม่นยำ ควรใส่อุปกรณ์ที่สามารถปรับค่าได้เพื่อความสะดวกการปรับความถี่ให้ได้ตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



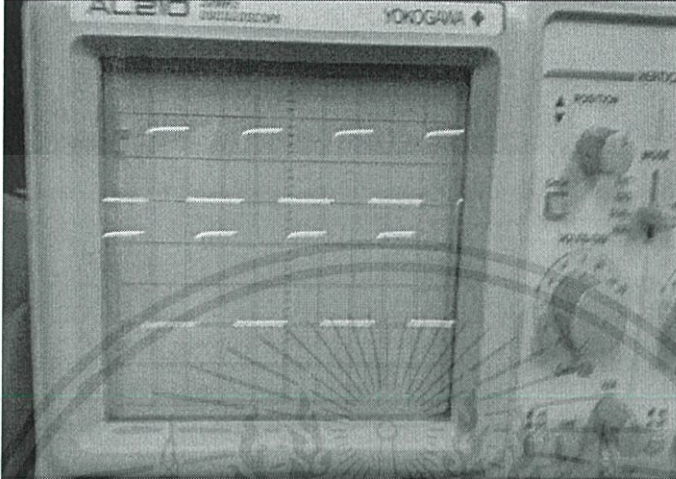
รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุตที่ขา 9(E1) และขา 10(E2) ของ TL494 VOLT/DIV=5V, TIME/DIV=20 μ S

รูปที่ 4.2 สัญญาณสวิตช์ที่ขา 9 และ ขา 10 ของ TL494 ต้องเป็นสัญญาณที่มีความถี่เท่ากันและมีช่วงเวลาการทำงานสลับกันในช่วงการทำงานนั้นจะต้องมีช่วงเวลาเดดไทม์คือการทำงานที่ไม่พร้อมกันเพื่อป้องกันการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ที่อาจเกิดความผิดพลาดได้สังเกตว่าสัญญาณทั้งสองมีระดับแรงดันที่เท่ากันและความถี่เท่ากัน 16.67KHz เป็นครึ่งหนึ่งของความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ 33.33KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

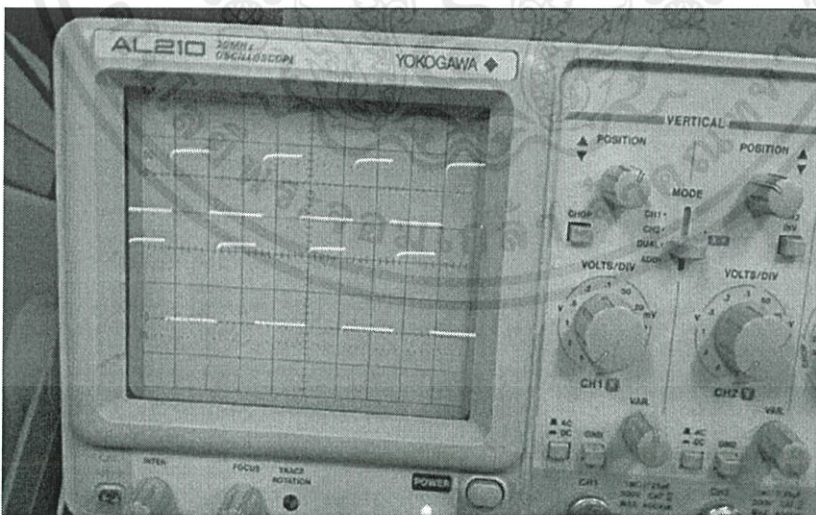
4.2 สัญญาณขั้วเกตและสัญญาณของวงจรรยกระดับแรงดัน

การวัดสัญญาณขั้วเกตของวงจรรยกระดับแรงดันและสัญญาณที่ออกจากวงจรรยกระดับแรงดัน เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของสัญญาณขั้วเกตก่อนที่จะป้อนให้กับวงจรรยกระดับแรงดัน



รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวมอสเฟส 2 ตัวด้านซ้าย ขณะที่ไม่ได้จ่ายแรงดันอินพุต

VOLT/DIV=5V, TIME/DIV=20 μ S

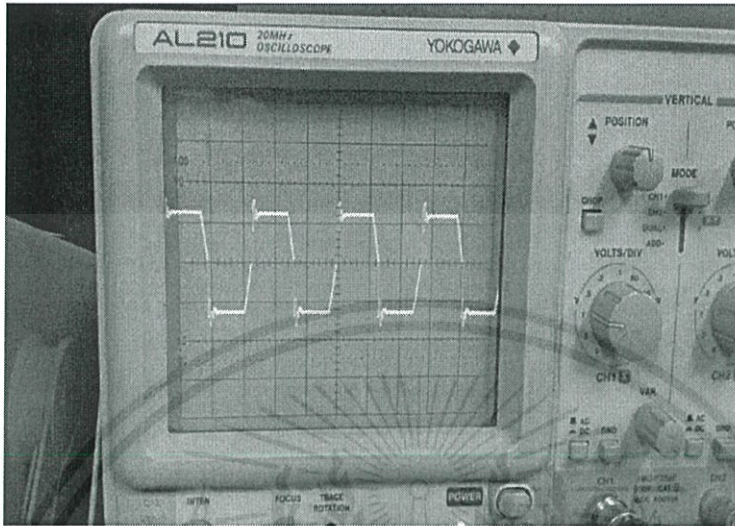


รูปที่ 4.4 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวมอสเฟส 2 ตัวด้านขวาขณะที่ไม่ได้จ่ายแรงดันอินพุต

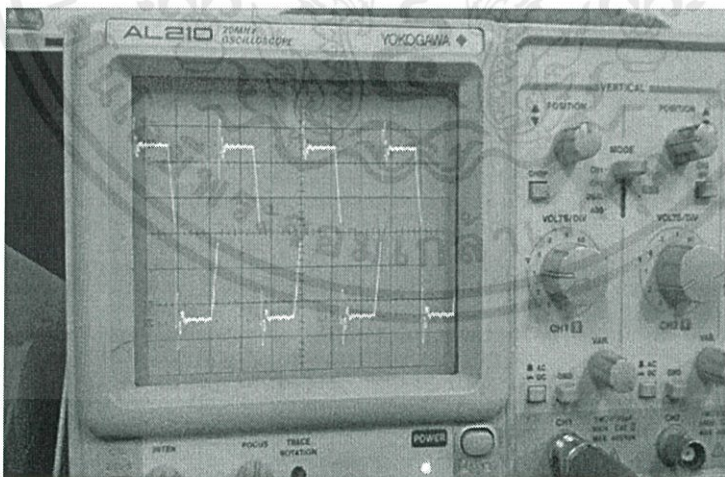
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ ใช้งาน หรือ ใช้อื่นๆ โดยนิตินัยการใดๆ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VOLT/DIV=5V, TIME/DIV=20 μ S

4.3 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากหม้อแปลงไฟฟ้า

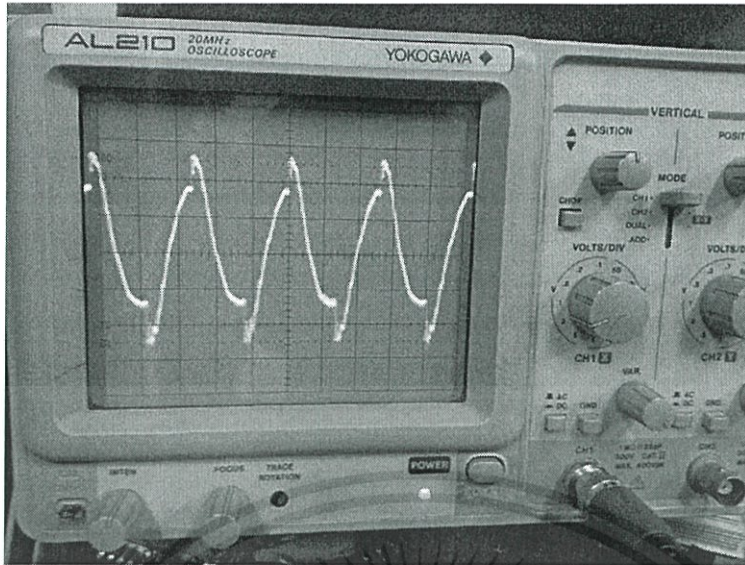


รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อให้แรงดันอินพุต 12V
VOLT/DIV=1V, TIME/DIV=20uS, Probx100



รูปที่ 4.6 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อให้แรงดันอินพุต 24V

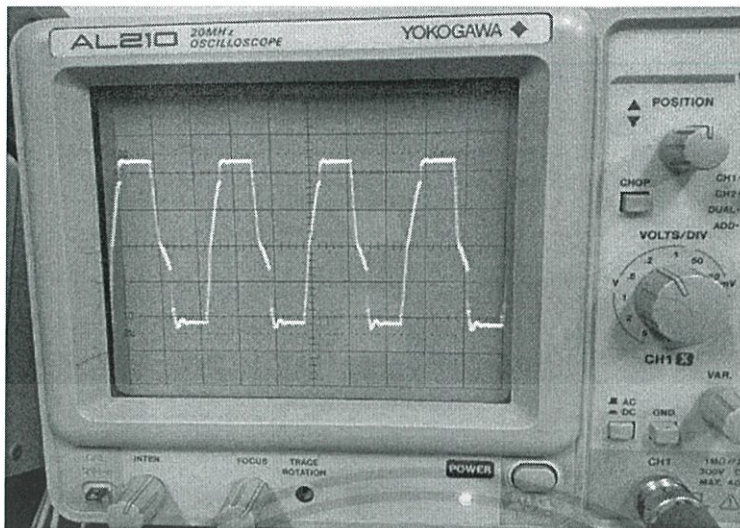
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น กรุณาให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



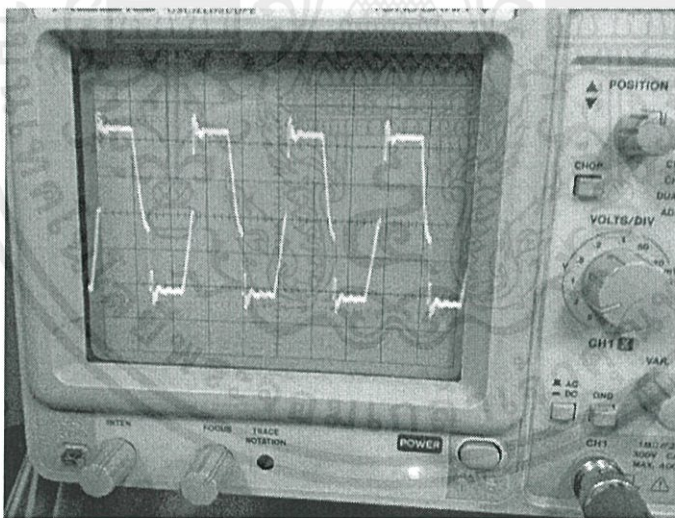
รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อให้แรงดันอินพุต 48V

VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20 μ S, Probx100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

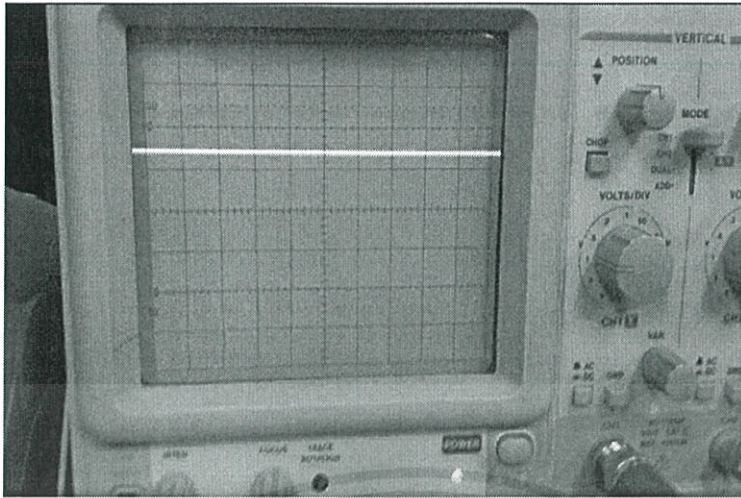


รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ เมื่อให้แรงดันอินพุต 48V ขณะต่อโหลด
 VOLT/DIV=0.2V, TIME/DIV=20uS, Probx100



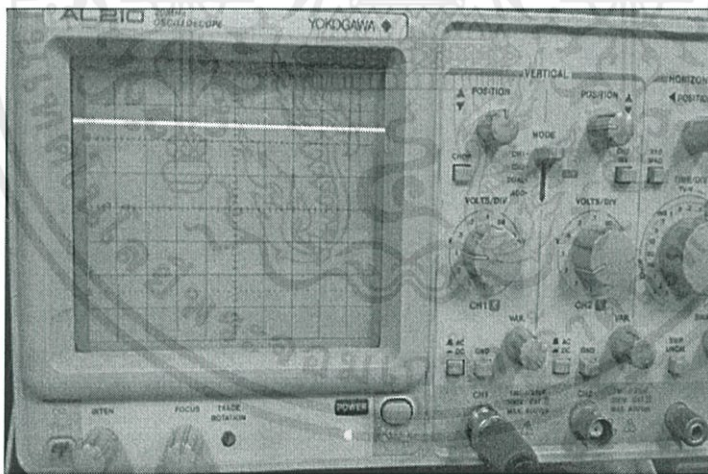
รูปที่ 4.9 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากหม้อแปลงไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ เมื่อให้แรงดันอินพุต 48V ขณะต่อโหลด
 VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20uS, Probx100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 เอ้าท์พุทที่ได้จากวงจรระดับแรงดัน เมื่อให้แรงดันอินพุท 12V

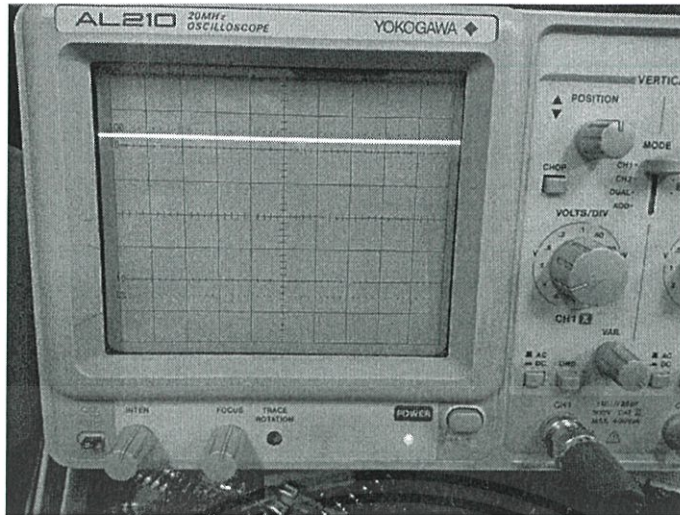
VOLT/DIV=1V, TIME/DIV=20uS, Probx100



รูปที่ 4.11 เอ้าท์พุทที่ได้จากวงจรระดับแรงดัน เมื่อให้แรงดันอินพุท 24V

VOLT/DIV=1V, TIME/DIV=20uS, Probx100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 เอ้าท์พุทที่ได้จากวงจรยกระดับแรงดัน เมื่อให้แรงดันอินพุท 48V

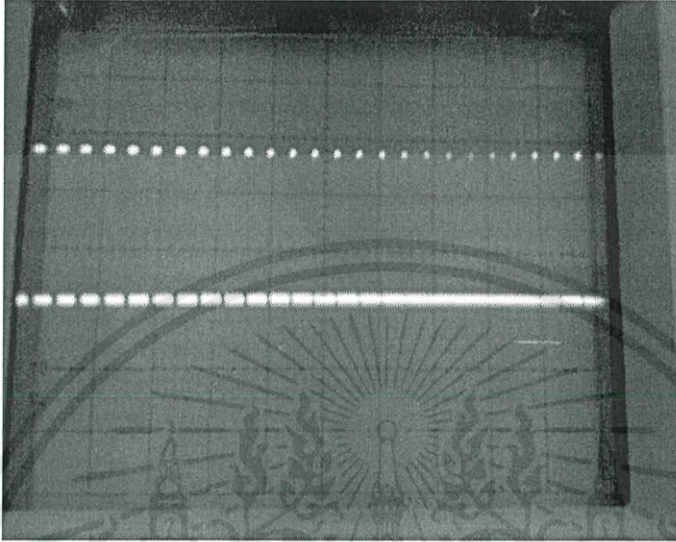
VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20uS, Probx100

รูปที่ 4.12 สัญญาณที่วัดได้จากเอ้าท์พุทของวงจรยกระดับแรงดันเมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดันแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ได้เป็นแรงดันไฟตรงเท่ากับ 430V ซึ่งเป็นระดับแรงดันที่สามารถที่จะจ่ายไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อทำการแปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นไฟสลับแบบ SPWM ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

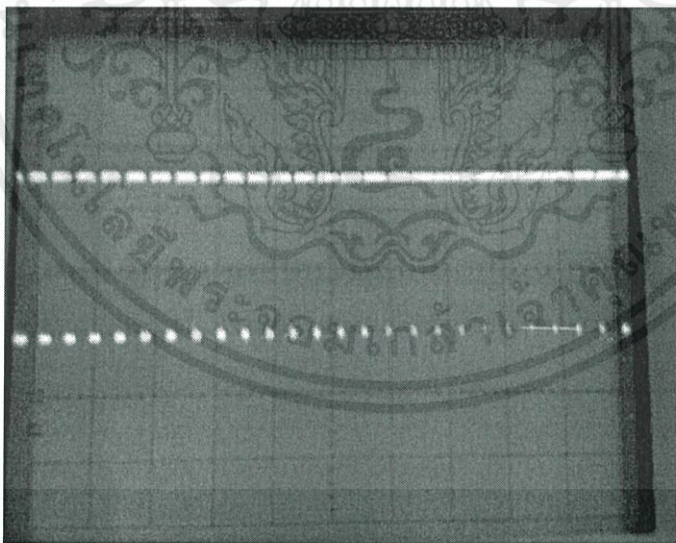
4.4 สัญญาณควบคุมการสวิตช์จากไมโครคอนโทรลเลอร์

สัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรรินเวอร์เตอร์สร้างโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ให้สัญญาณควบคุมการทำงานแบบ SPWM เท่ากับ 5kHz และสัญญาณพัลส์คงที่ 50Hz



รูปที่ 4.13 สัญญาณ SPWM ที่ขา 6 ของไมโครคอนโทรลเลอร์

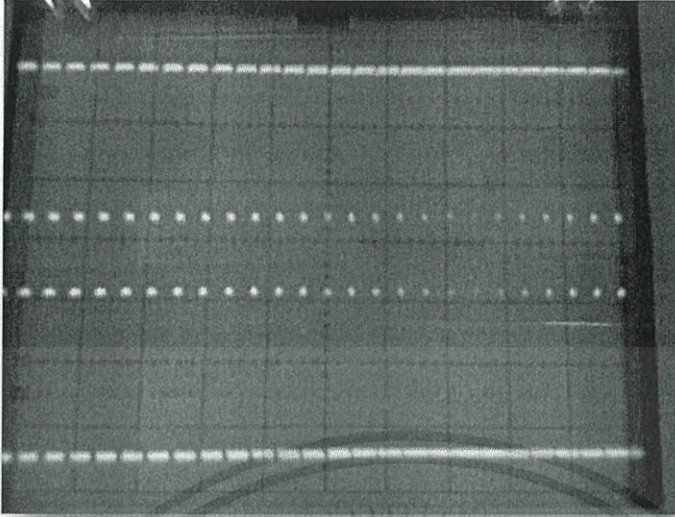
VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20uS



รูปที่ 4.14 สัญญาณ SPWM ที่ขา 7 ของไมโครคอนโทรลเลอร์

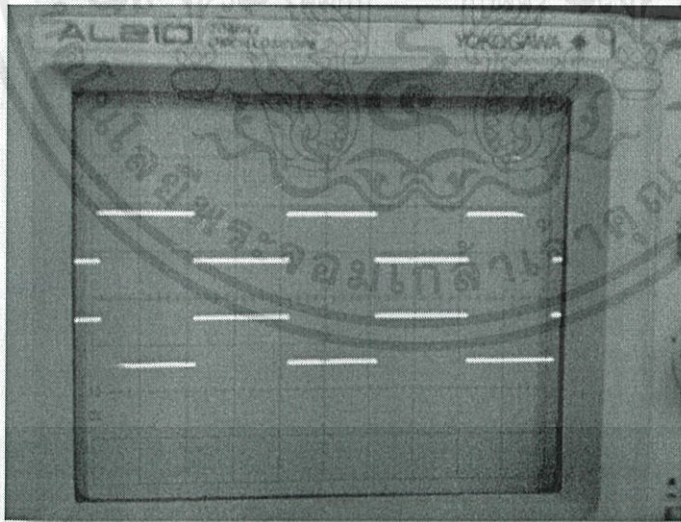
VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20uS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในโครงการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 สัญญาณ SPWM ที่ใช้ควบคุมการสวิตช์มอสเฟตของไมโครคอนโทรลเลอร์

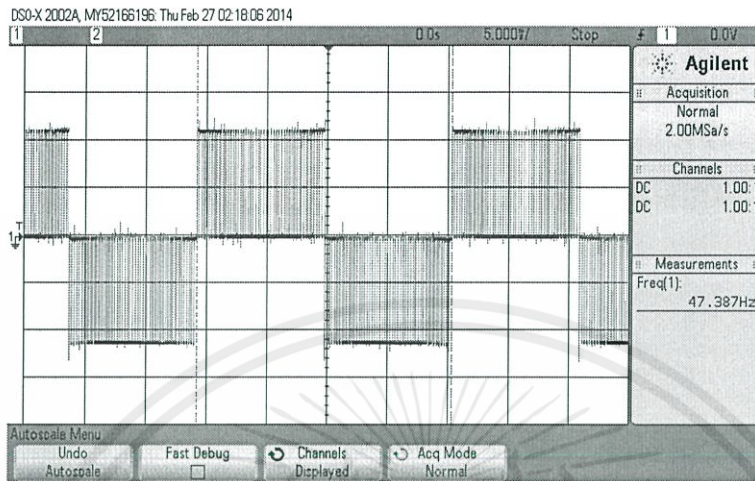
VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20 μ S



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเอาไว้ใช้เพื่อการเรียนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

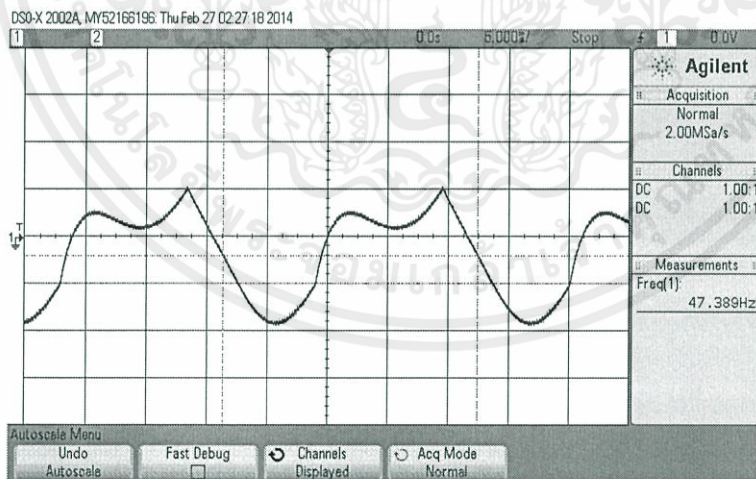
VOLT/DIV=1V, TIME/DIV=20 μ S

4.5 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร



รูปที่ 4.17 สัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ยังไม่กรองสัญญาณ

VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20uS, Probx100



รูปที่ 4.18 สัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณแล้ว

VOLT/DIV=2V, TIME/DIV=20uS, Probx100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเรียงในเพื่อการศึกษาเท่านั้น สัญญาให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

การวิจัยเกี่ยวกับวงจรอินเวอร์เตอร์แปลงไฟจาก DC 48 โวลต์เป็น 220 โวลต์ไซน์เวฟนั้น ในส่วนของ วงจรยกระดับแรงดันสามารถแปลงไฟกระแสตรงที่มีแรงดัน 48V ให้มีแรงดันที่สูงขึ้นได้ซึ่งมีค่าประมาณ 400V โดยสามารถนำไปใช้ในวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับที่ต้องการแรงดันอย่างน้อย 330V ได้

ในส่วนของภาคแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับนั้นวงจรสามารถสร้างสัญญาณ PWM สัญญาณที่ทำงานกลับเฟสกันที่ความถี่ 5KHz และที่ความถี่ 50KHz ได้ซึ่งนำไปขับตัวมอสเฟสแล้วจะได้ เอาท์พุทที่มีลักษณะเป็นรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีสัญญาณ SPWM อยู่ภายใน ซึ่งความถี่ของสัญญาณสี่เหลี่ยมมี ค่า 50Hz และภายในสัญญาณความถี่ 50Hz นั้นประกอบด้วยสัญญาณ SPWM ที่มีความถี่เท่ากับ 5kHz และ เมื่อนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรกรองความถี่จะได้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีแรงดัน 220V ที่ความถี่ 50Hz ซึ่ง สามารถนำไปใช้งานได้

แต่ปัญหาที่เกิดขึ้น เมื่อนำสัญญาณที่ได้มากรองความถี่แล้วได้เป็นสัญญาณรูปไซน์เวฟที่ไม่สมบูรณ์ ซึ่งไม่สามารถนำไปใช้งานได้ และหลังจากการค้นคว้าหาสาเหตุผล จึงพบต้นตอของปัญหาซึ่งเป็นเพราะเนื่องจากการเขียนโปรแกรมสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งสัญญาณเอาท์พุทที่ออกมาจะเป็นรูป ไซน์แต่มีซิกบวกลบหายไปอาจเป็นเพราะโปรแกรมที่เขียนทำให้เกิดการหักล้างของฮาร์มอนิกในซิกบวกลบ

5.2 ข้อเสนอแนะ

ทุกวันนี้โลกมีการตื่นตัวเรื่องการประหยัดพลังงานและพลังทดแทนเป็นอย่างมาก ฉะนั้นพลังงาน แสงอาทิตย์เป็นพลังงานแรกที่ทุกคนมองหา แต่ในโรงงานอุตสาหกรรมนั้นเครื่องใช้ไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็น มอเตอร์ หรืออื่นๆ มักจะเป็นระบบไฟฟ้าสามเฟส ซึ่งในปัจจุบันนั้นอินเวอร์เตอร์สำหรับโซล่าเซลล์ที่มีระบบ สามเฟสและมีกำลังไฟฟ้าขนาดกลางและขนาดเล็กยังไม่มีวางขายหรือหาผู้ผลิตน้อยมาก จึงมองว่าชิ้นงานนี้จะ เป็นพื้นฐานของการพัฒนาความรู้ซึ่งนำไปใช้ประโยชน์ได้หลากหลายทั้งระบบไฟฟ้าเฟสเดียวและระบบไฟฟ้า สามเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Daniel W. Hart, "power Electronics"
- [2] John G. Kassakian, Martin F. Schlecht, George C. Verghese, "Principle of power Electronics"
- [3] Mohamed A. El. Shakawi, "Electronics Energy and Introduction Second Edition"
- [4] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ชาราธิ์เศรษชฎ, "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics"
- [5] Chaeles K. Alexander, "Electric Circuits"
- [6] Norbert R. Malik, "Electronic Circuits"



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

#include <18f4520.h>

#fuses HS

#fuses NOLVP

#fuses NOWDT

#fuses NOPROTECT

#use delay(clock = 20000000)

int i=0,j=0;

long sine[50]={ 12, 25, 37, 49, 61, 73, 85, 96, 107, 117, 127, 136, 145, 154,
               161, 168, 175, 180, 185, 190, 193, 196, 198, 199, 200, 199, 198,
               196, 193,190, 185, 180, 175, 168, 161, 154, 145, 136, 127, 117,
               107, 96, 85, 73, 61, 49, 37, 25, 12, 0};

void main (void)
{

for(;;)
{

output_high(pin_b0);

output_low(pin_b1);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

for(i=0;i<50;i++)
{

```

```
output_high(pin_b2);
```

```
output_low(pin_b3);
```

```
delay_us(sine[i]);
```

```
output_low(pin_b2);
```

```
output_high(pin_b3);
```

```
delay_us(200-sine[i]);
```

```
}
```

```
output_low(pin_b0);
```

```
output_high(pin_b1);
```

```
for(j=0;j<50;j++)
```

```
{
```

```
output_low(pin_b2);
```

```
output_high(pin_b3);
```

```
delay_us(200-sine[j]);
```

```
output_high(pin_b2);
```

```
output_low(pin_b3);
```

```
delay_us(sine[j]);
```

```
}  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
```

```
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
```

```
}
```

```
}
```



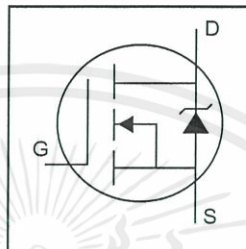


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP250N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

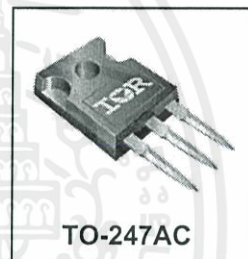


$V_{DSS} = 200V$
$R_{DS(on)} = 0.075\Omega$
$I_D = 30A$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	30	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	21	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	120	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	214	W
	Linear Derating Factor	1.4	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	315	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	30	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ②	21	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	8.6	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

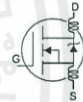
	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.7	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

IRFP250N

International
IR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS/\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.26	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.075	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 18A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	17	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 18A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 200V, V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 160V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	123	nC	$I_D = 18A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	21	nC	$V_{DS} = 160V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	57	nC	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD} = 100V$
t_r	Rise Time	—	43	—	ns	$I_D = 18A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	41	—	ns	$R_G = 3.9\Omega$
t_f	Fall Time	—	33	—	ns	$R_D = 5.5\Omega$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C_{iss}	Input Capacitance	—	2159	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	315	—	pF	$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	83	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	30	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	120	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 18A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	186	279	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 18A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.3	2.0	μC	$di/dt = 100A/\mu\text{s}$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See Fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.9\text{mH}$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 18A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 18A, di/dt \leq 374A/\mu\text{s}, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

www.irf.com

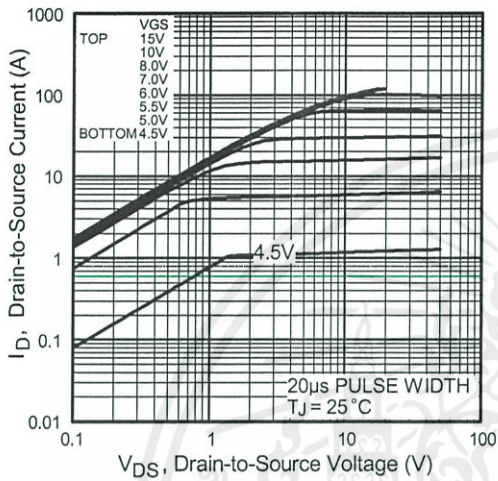


Fig 1. Typical Output Characteristics

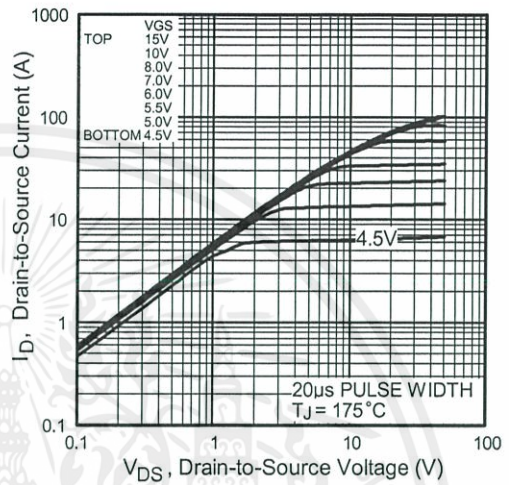


Fig 2. Typical Output Characteristics

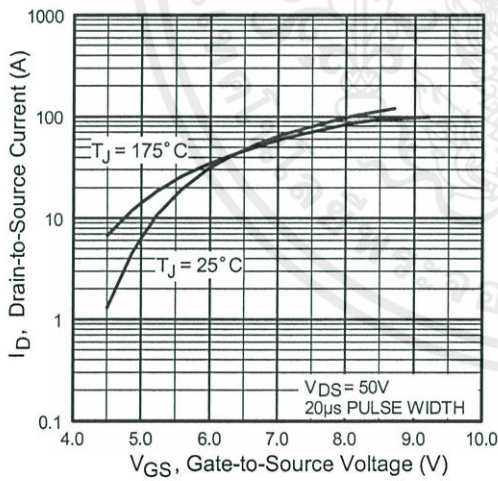


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

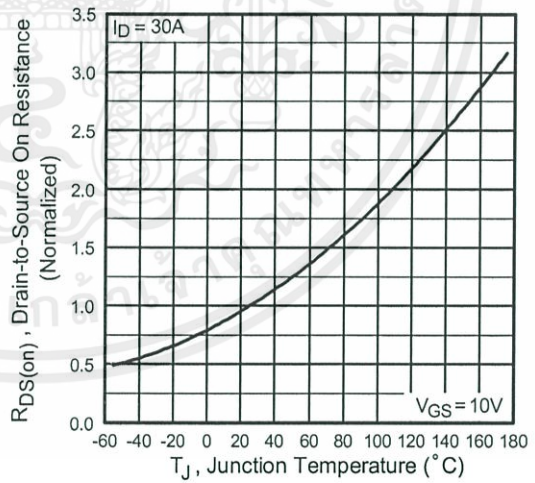


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRFP250N

International
IR Rectifier

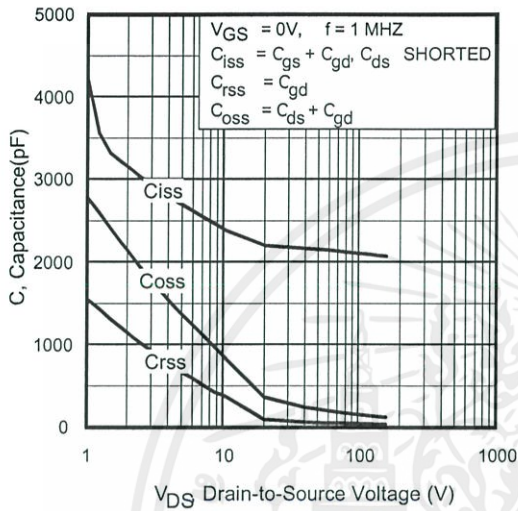


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

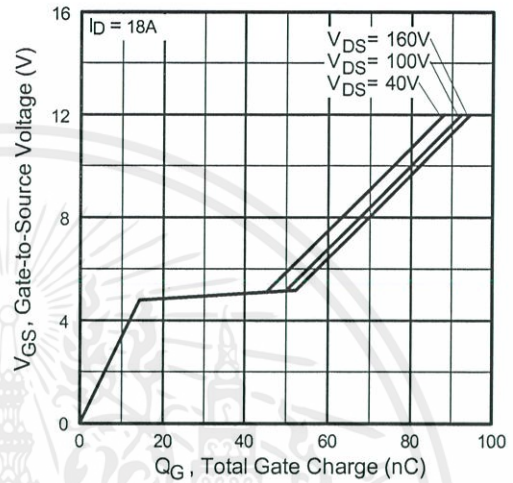


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

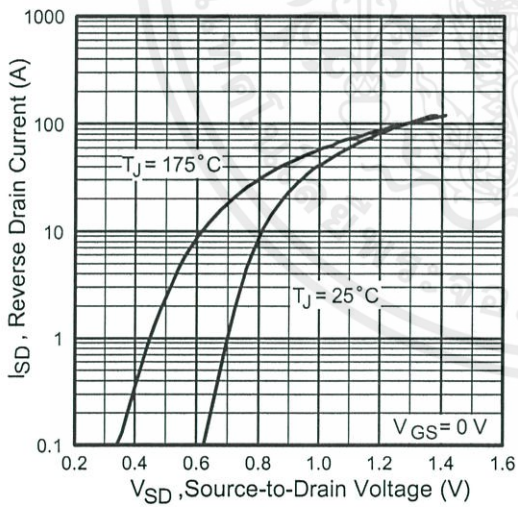


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

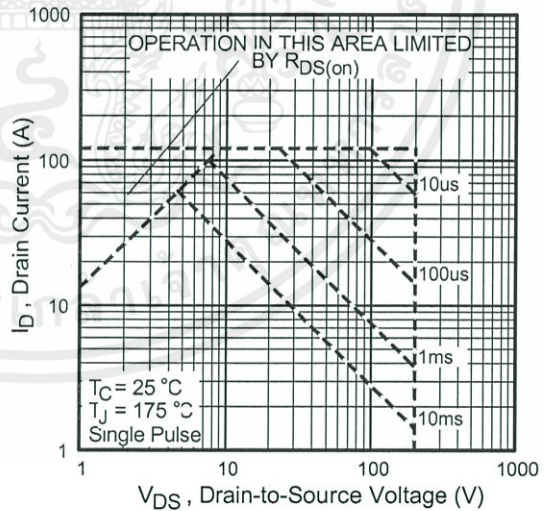


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

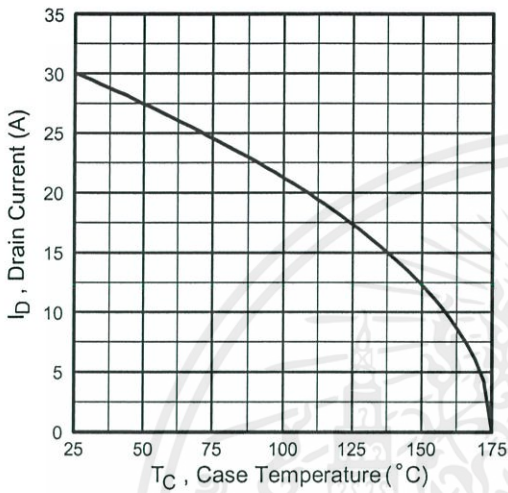


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

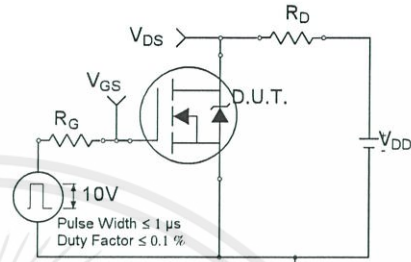


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

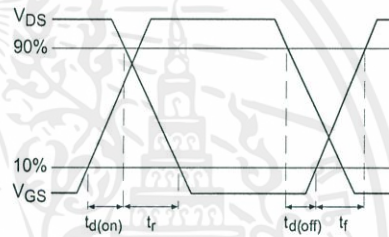


Fig 10b. Switching Time Waveforms

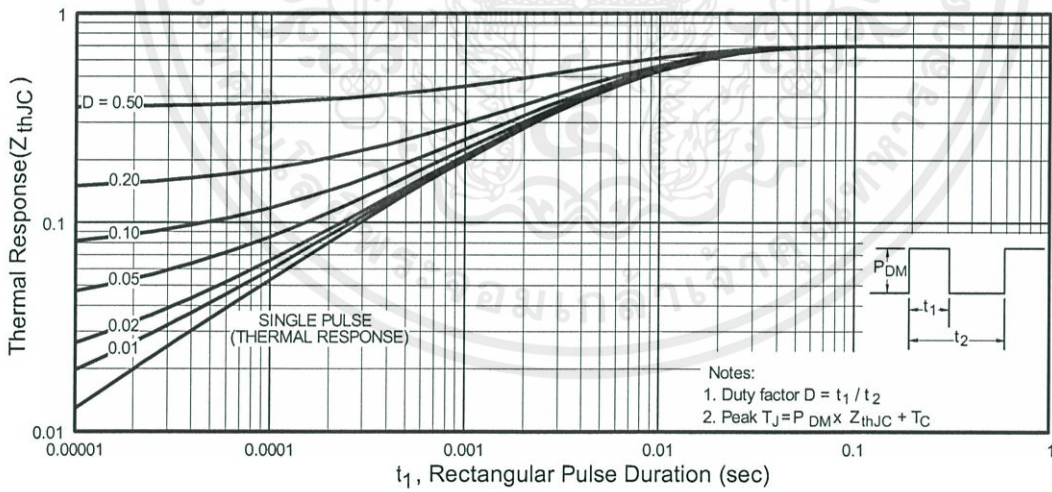


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRFP250N

International
IRF Rectifier

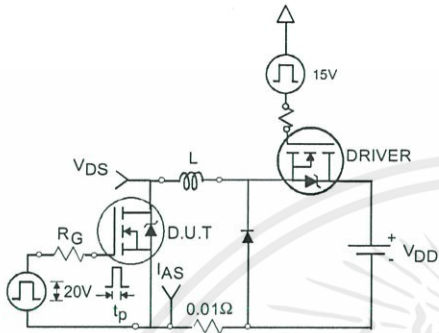


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

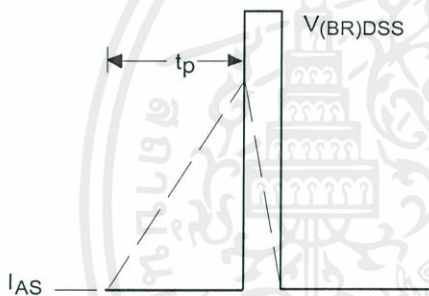


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

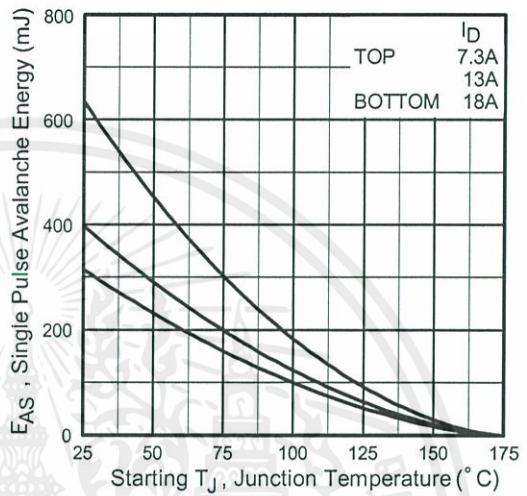


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

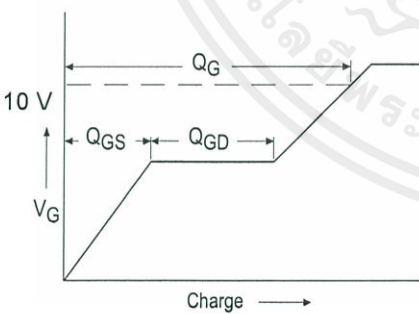


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

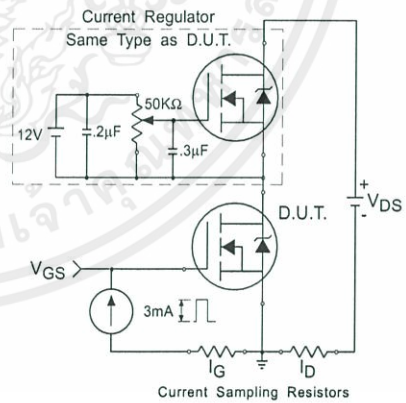


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit

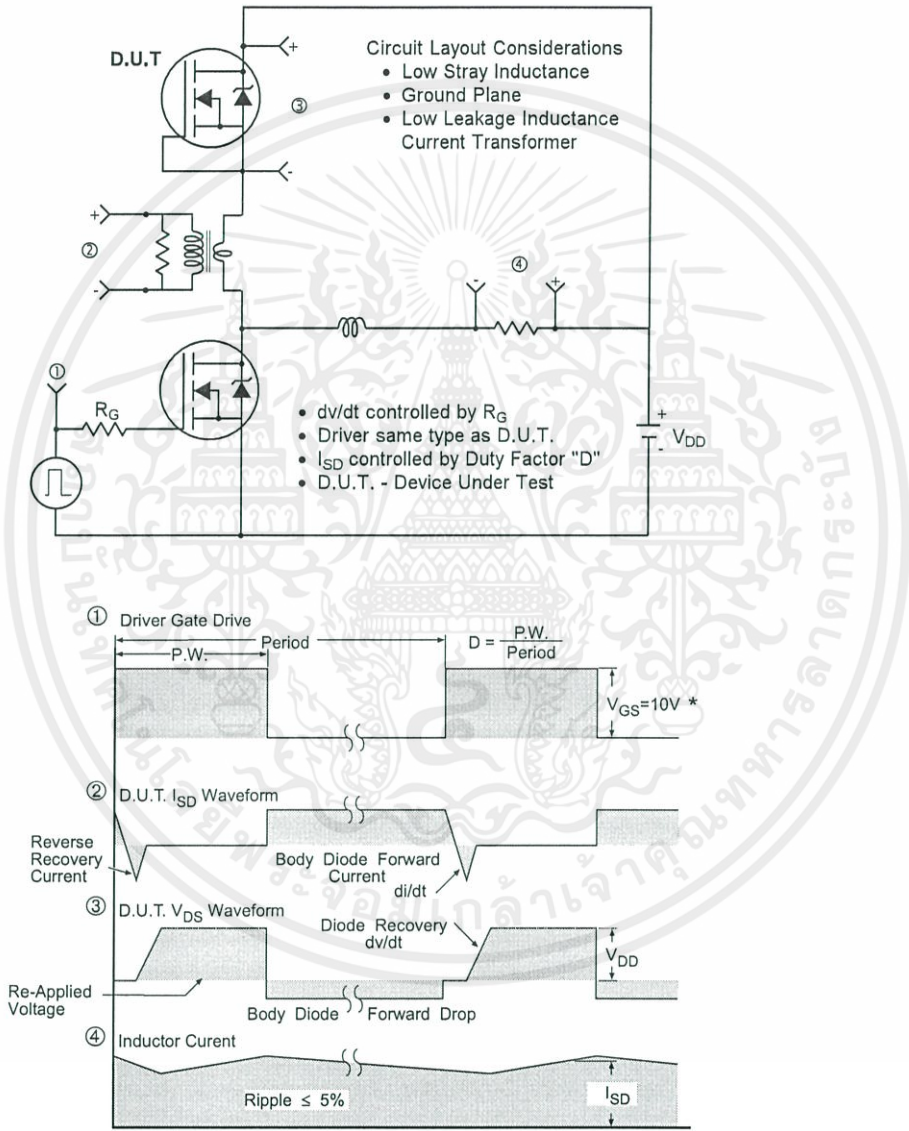


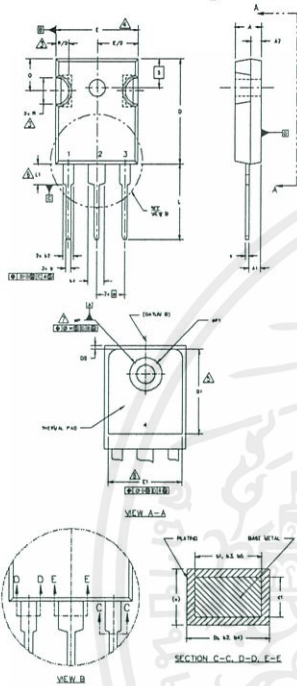
Fig 14. For N-Channel HEXFETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP250N

International
IR Rectifier

TO-247AC Package Outline Dimensions are shown in millimeters (inches)



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M 1994.
2. DIMENSIONS ARE SHOWN IN INCHES (MILLIMETERS)
3. CONTOUR OF SLOT OPTIONAL.
4. DIMENSION D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED .005" (0.127) PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE OUTERMOST EXTREMES OF THE PLASTIC BODY.
5. THERMAL PAD CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS D1 & E1.
6. LEAD FINISH UNCONTROLLED IN L1.
7. #P TO HAVE A MAXIMUM DRAFT ANGLE OF 1.5° TO THE TOP OF THE PART WITH A MAXIMUM HOLE DIAMETER OF 154° [3.91].
8. OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247 WITH THE EXCEPTION OF DIMENSION c.

SYMBOL	DIMENSIONS				NOTES
	INCHES		MILLIMETERS		
A	.183	.209	4.65	5.31	
A1	.087	.102	2.21	2.59	
A2	.059	.098	1.50	2.49	
b	.039	.055	0.99	1.40	
b1	.039	.053	0.99	1.35	
b2	.065	.094	1.65	2.39	
b3	.065	.092	1.65	2.37	
b4	.102	.135	2.59	3.43	
b5	.102	.133	2.59	3.38	
c	.015	.034	0.38	0.86	
c1	.015	.030	0.38	0.76	
D	.776	.815	19.71	20.70	4
D1	.615	-	15.68	-	5
D2	.020	.030	0.51	0.76	
E	.602	.626	15.29	15.87	4
E1	.540	-	13.72	-	
e	.315 BSC		5.46 BSC		
e1	.010		2.54		
L	.559	.634	14.20	16.10	
L1	.146	.169	3.71	4.29	
N	-		7.62 BSC		
#P	.140	.144	3.56	3.66	
#P1	-	.275	-	6.98	
O	.209	.224	5.31	5.69	
R	.178	.216	4.52	5.49	
S	.317 BSC		5.51 BSC		

LEAD ASSIGNMENTS

1 - GATE
2 - DRAIN
3 - SOURCE
4 - DRAIN

LEADS CO-PACK

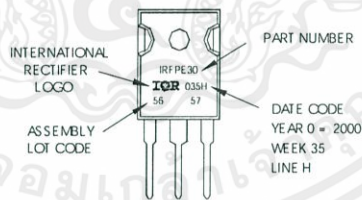
1 - GATE
2 - COLLECTOR
3 - EMITTER
4 - COLLECTOR

DIODES

1 - ANODE/OPEN
2 - CATHODE
3 - ANODE

TO-247AC Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRFPE30 WITH ASSEMBLY LOT CODE 5657 ASSEMBLED ON WW 35, 2000 IN THE ASSEMBLY LINE "H"
Note: "P" in assembly line position indicates "Lead-Free"



Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for the Automotive [Q101] market.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105

TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at www.irf.com for sales contact information. 10/04

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้หรือโฆษณาในด้านการค้า

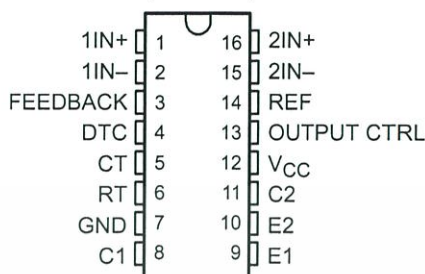
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I is characterized for operation from -40°C to 85°C .

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (DB)	THIN SHRINK SMALL OUTLINE (PW)
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CDB	TL494CPW
-40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, DB, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR).



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

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

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

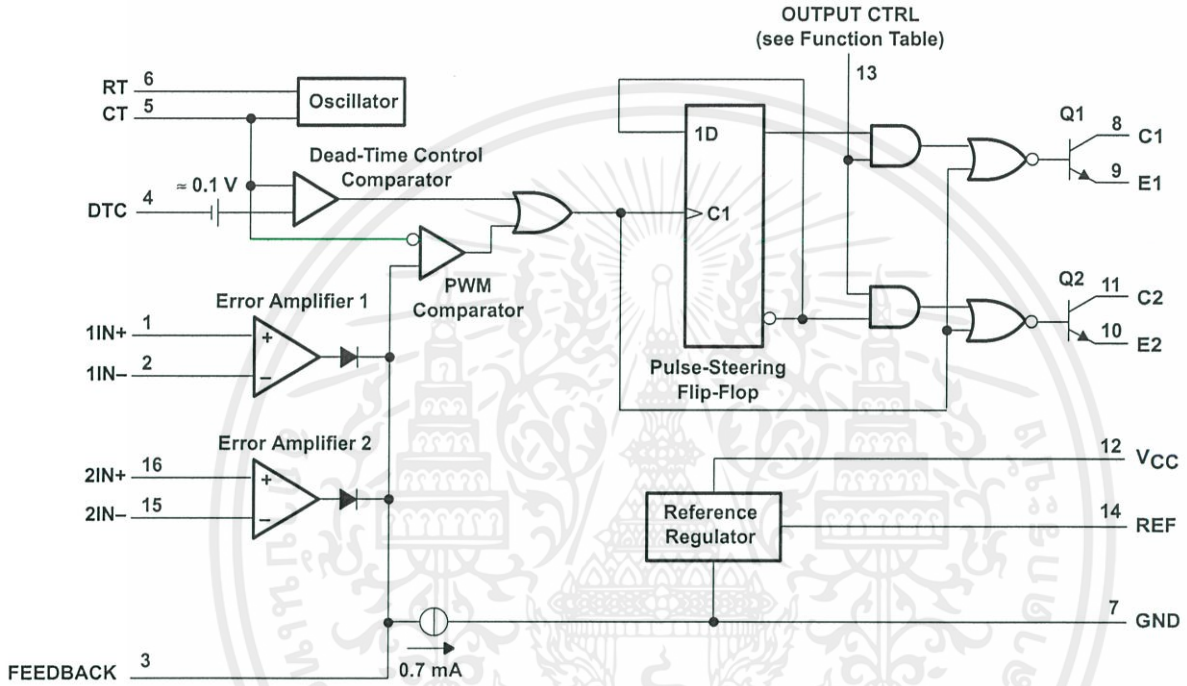
TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

FUNCTION TABLE

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
$V_I = \text{GND}$	Single-ended or parallel output
$V_I = V_{\text{ref}}$	Normal push-pull operation

functional block diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งนี้ขึ้นและต้องขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำขึ้นใช้



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	41 V
Amplifier input voltage, V_I	$V_{CC} + 0.3$ V
Collector output voltage, V_O	41 V
Collector output current, I_O	250 mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Note 2 and 3):	
D package	73°C/W
DB package	82°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
PW package	108°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	–65°C to 150°C

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

- NOTES: 1. All voltage values are with respect to the network ground terminal.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT	
V_{CC}	Supply voltage	7	40	V	
V_I	Amplifier input voltage	–0.3	$V_{CC}-2$	V	
V_O	Collector output voltage		40	V	
	Collector output current (each transistor)		200	mA	
	Current into feedback terminal		0.3	mA	
f_{osc}	Oscillator frequency	1	300	kHz	
C_T	Timing capacitor	0.47	10000	nF	
R_T	Timing resistor	1.8	500	k Ω	
T_A	Operating free-air temperature	TL494C	0	70	°C
		TL494I	–40	85	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ยกเว้นกรณีที่ได้รับหนังสือขออนุญาตและต้องขออนุญาตจากผู้ผลิตทุกครั้งที่มีกรณีพิเศษ

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10	mV/V
Short-circuit output current§	REF = 0 V		25		mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature#	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	-0.3 to $V_{CC}-2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		70	95	dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	80	dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$		0.3	0.7	mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$		-2		mA

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่มีประกันใดๆ ที่เกี่ยวข้องกับการใช้เอกสารนี้ ยกเว้นที่ระบุไว้ และยังคงสงวนสิทธิ์ในการเปลี่ยนแปลงโดยไม่ต้องแจ้งให้ทราบล่วงหน้า



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Collector off-state current		$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	μA
Emitter off-state current		$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
	Emitter follower	$V_{O(C1\text{ or }C2)} = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	
Output control input current		$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)		$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output		V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle			3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0			

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)		Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)		V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

total device

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$		6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$		9	15	
Average supply current		V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, See Figure 1		7.5		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3			100	200	ns
Fall time				25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4			100	200	ns
Fall time				40	100	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 บริษัทได้ปรับปรุงแก้ไขทั้งด้านเนื้อหาและรูปแบบเอกสารให้ดียิ่งขึ้น ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลนี้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

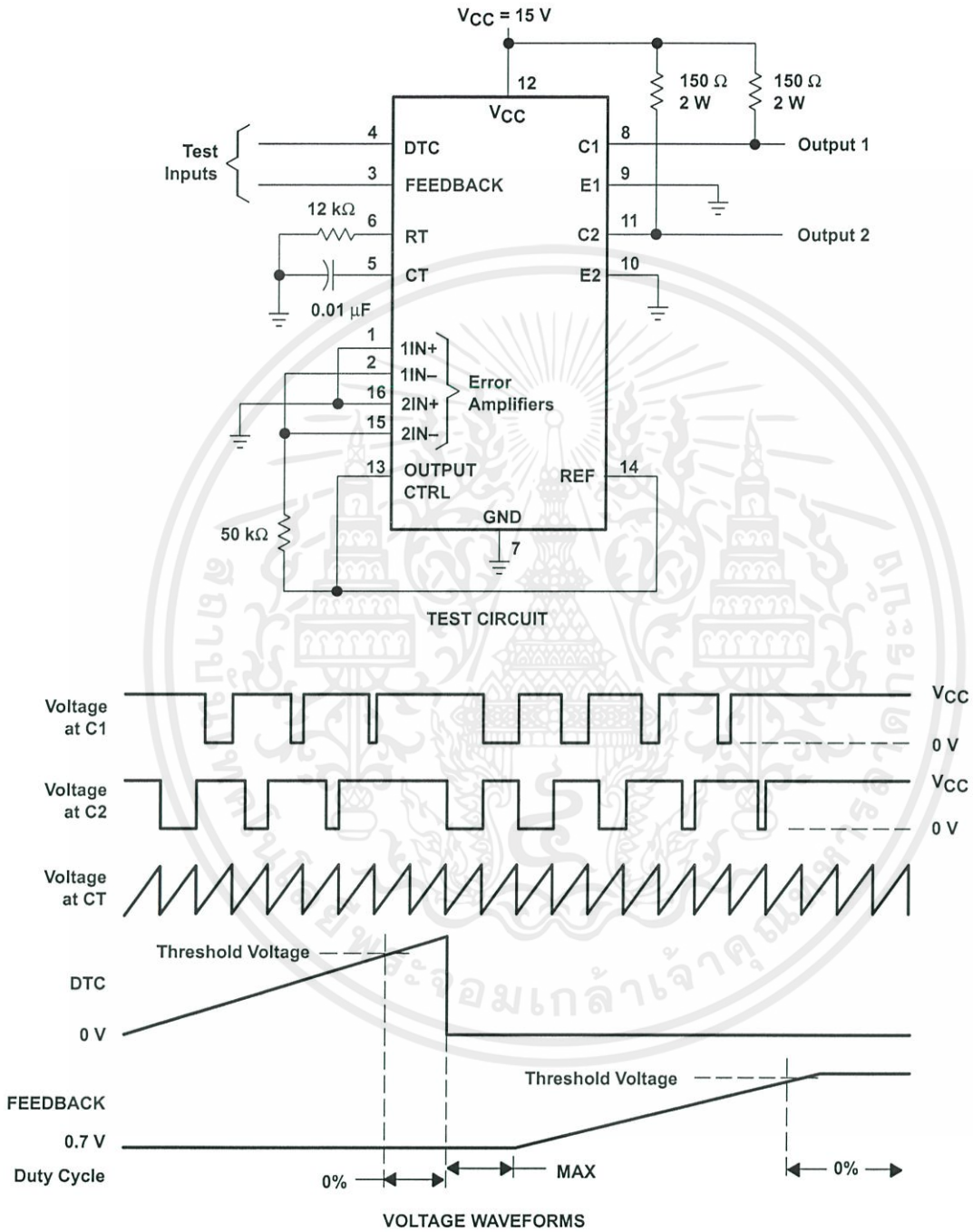


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 วิชาการอื่นใดทั้งสิ้น ยกเว้นกรณีที่ได้ขออนุญาตจากฝ่ายวิจัยและพัฒนาของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีขออนุญาต



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

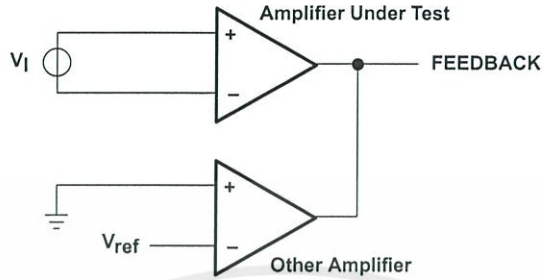
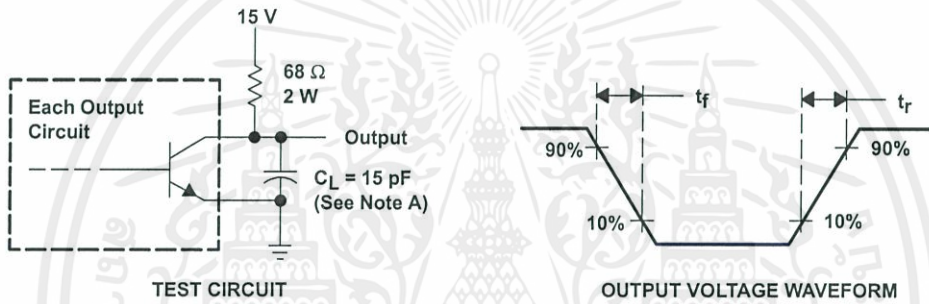
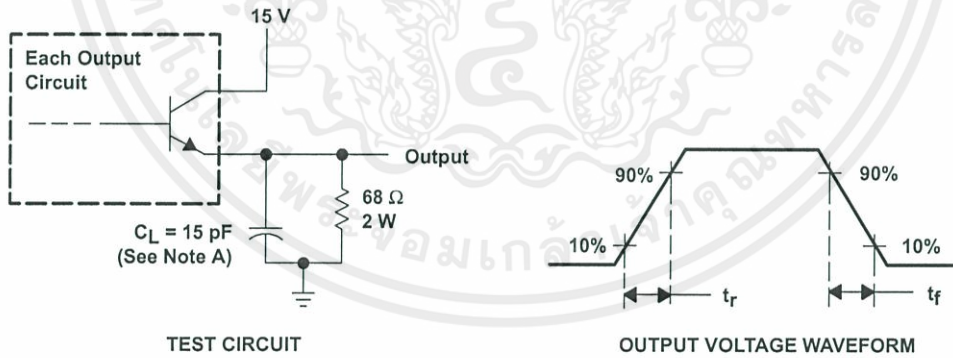


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

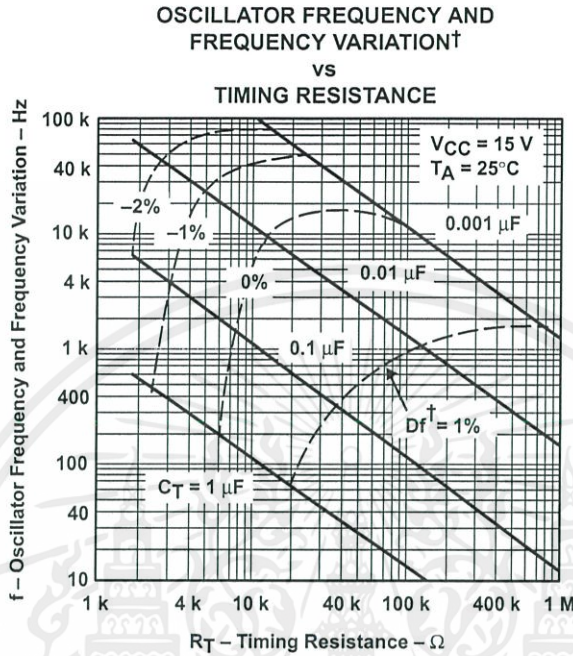
Figure 4. Emitter-Follower Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงนิตยสาร และต้องขออนุญาตใช้ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

TYPICAL CHARACTERISTICS



† Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

Figure 5

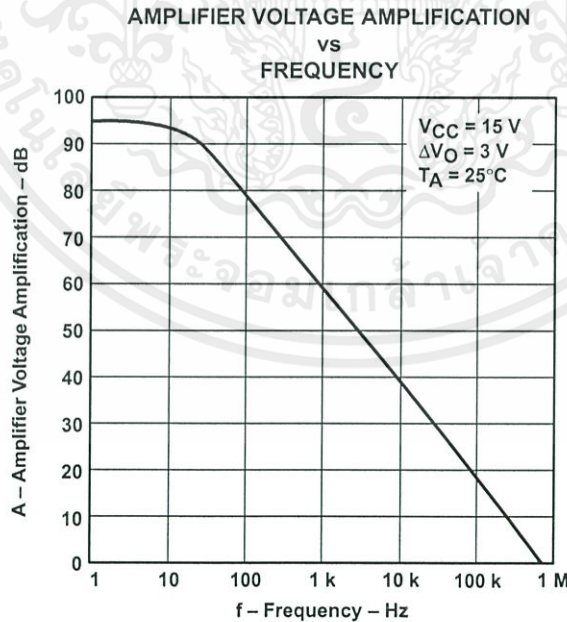


Figure 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ Figure 6 ารศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
มีการพิมพ์และจัดส่งออกทั้งที่มีหรือไม่มีกล่องป้องกันและยังอาจมีสิ่งพิมพ์อื่นที่เกี่ยวข้องกับผลิตภัณฑ์นี้ที่ควรศึกษาใช้



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V 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
- Also available LEAD-FREE

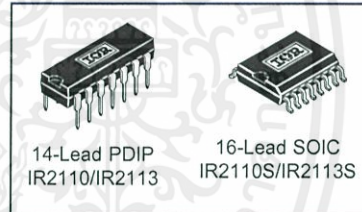
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers 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 output, down to 3.3V logic. 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 or 600 volts.

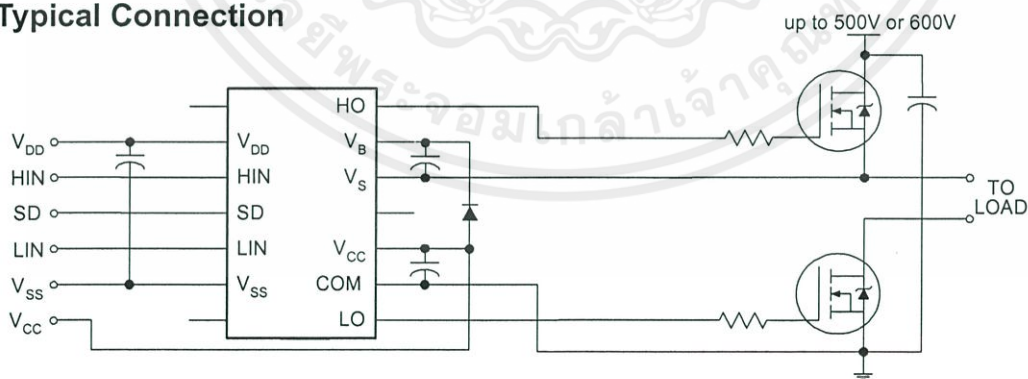
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{O+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

Packages



Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

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	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
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 _S /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
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(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	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
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} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

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

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
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	(IR2110) (IR2113)	—	—	—		10 20

Static Electrical Characteristics

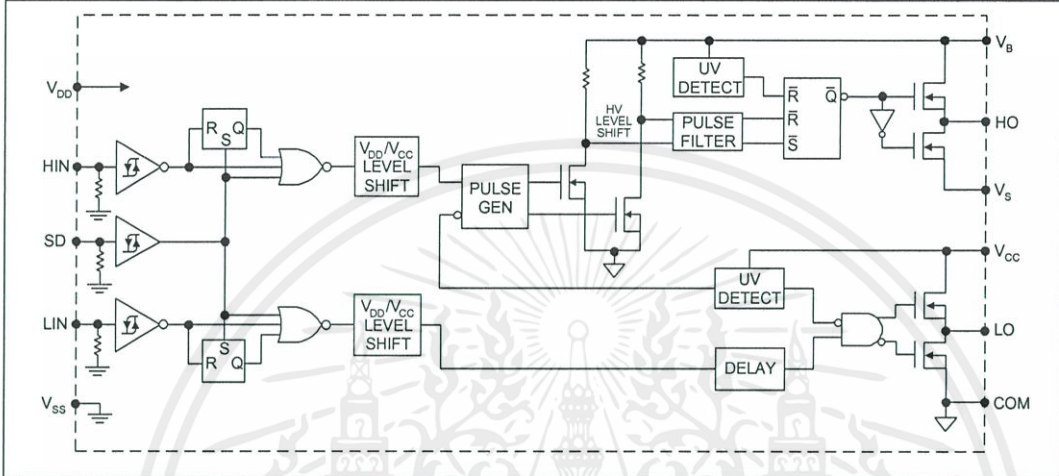
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable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

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
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	$V_B = V_S = 500V/600V$
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	μA	$V_{IN} = V_{DD}$
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	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	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
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

<p>14 Lead PDIP</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p>
IR2110/IR2113	IR2110S/IR2113S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้หรือเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

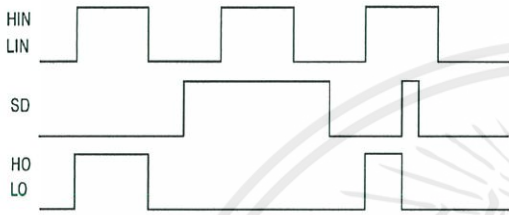


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

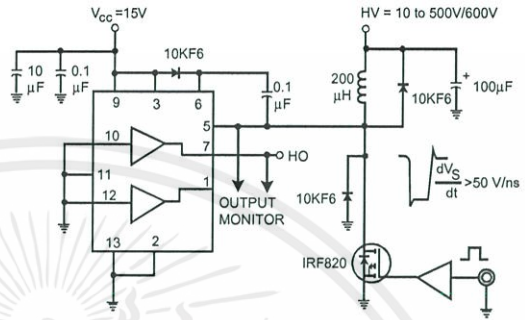


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

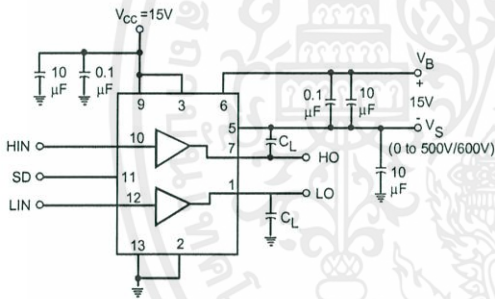


Figure 3. Switching Time Test Circuit

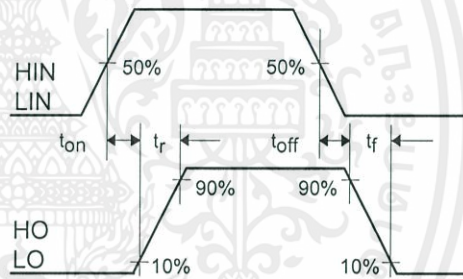


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

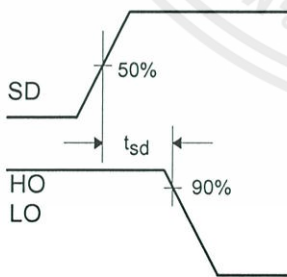


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

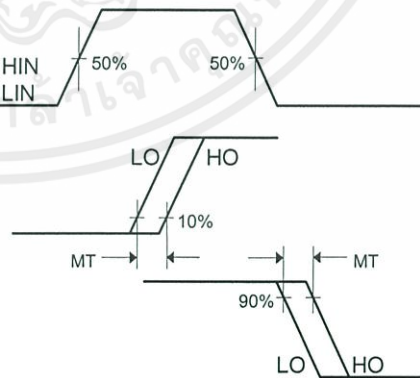


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

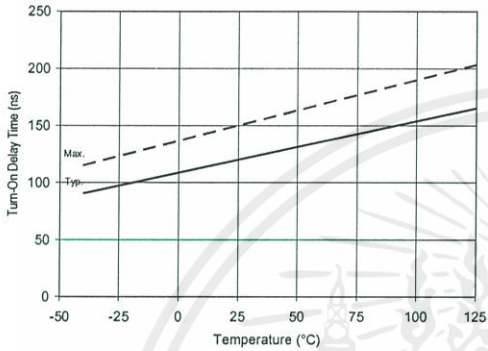


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

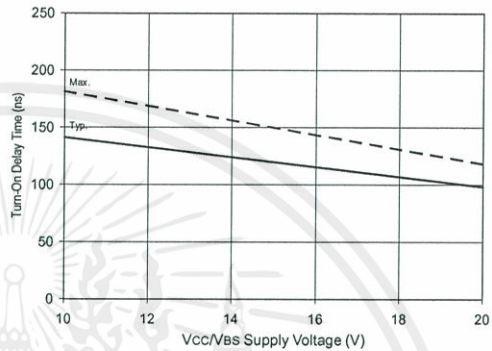


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

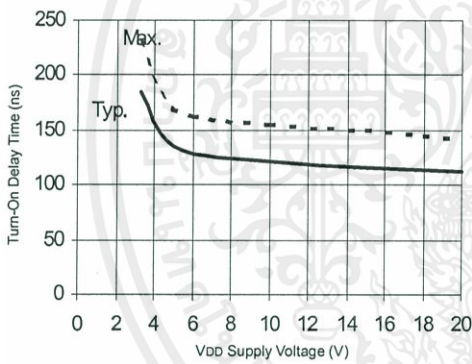


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

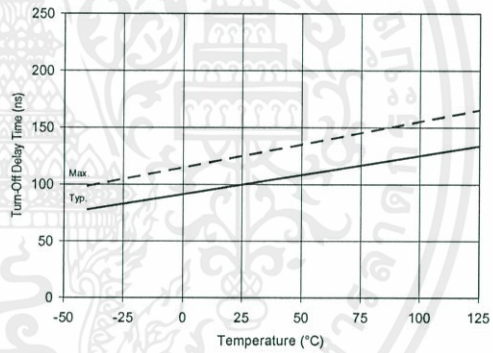


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

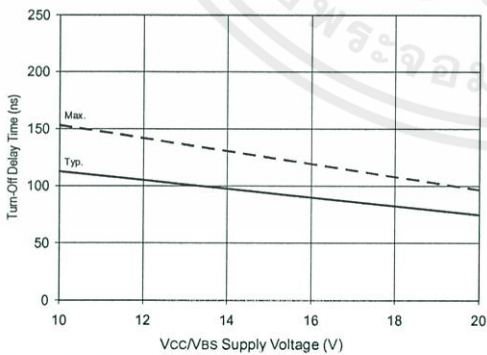


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

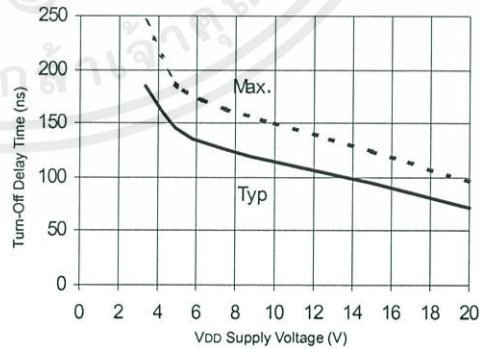


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

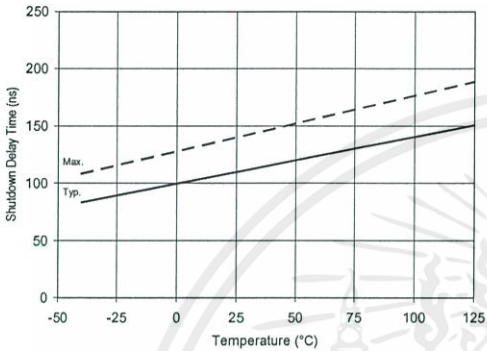


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

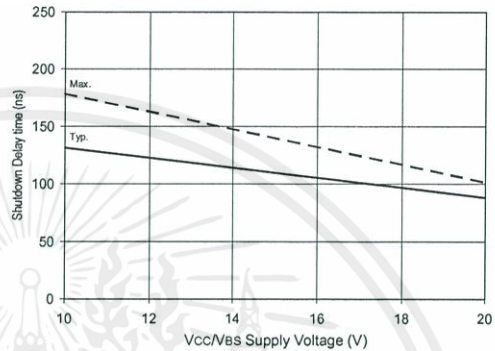


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vs Supply Voltage

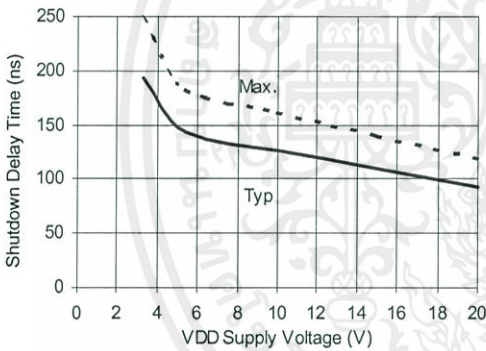


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

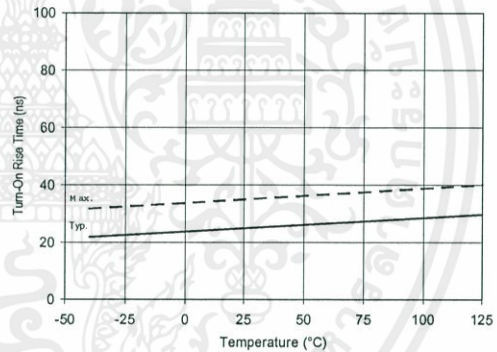


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

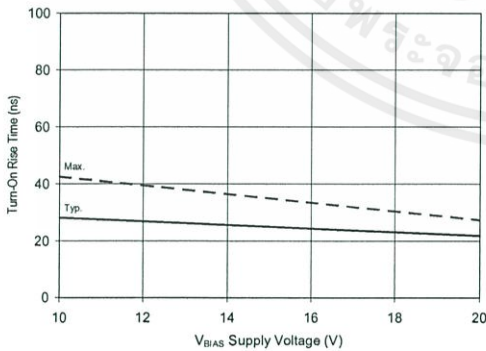


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

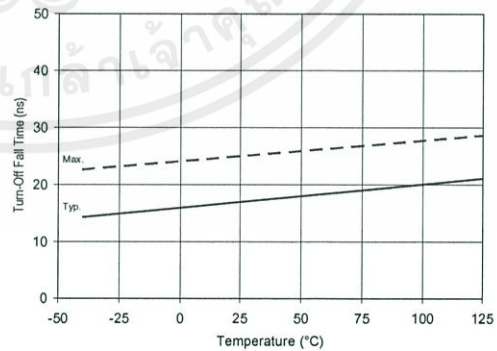


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IOR Rectifier

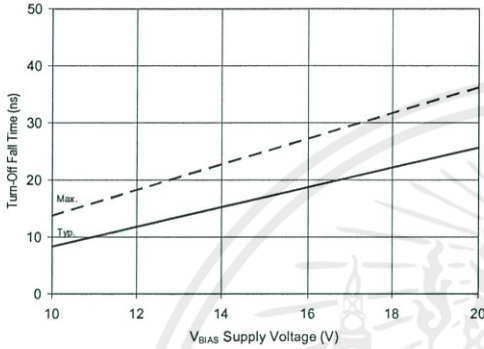


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

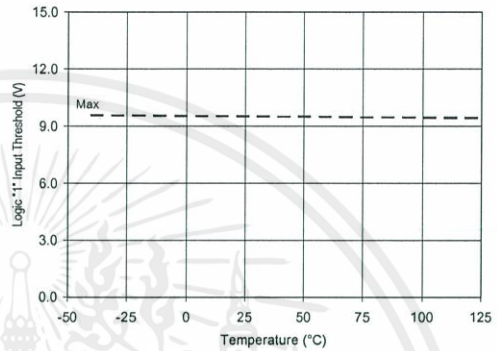


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

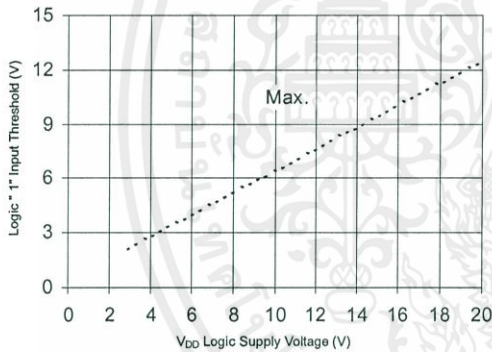


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

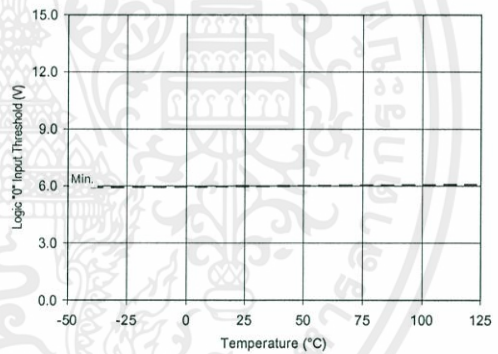


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

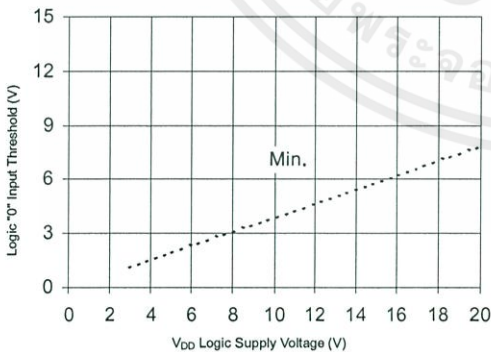


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

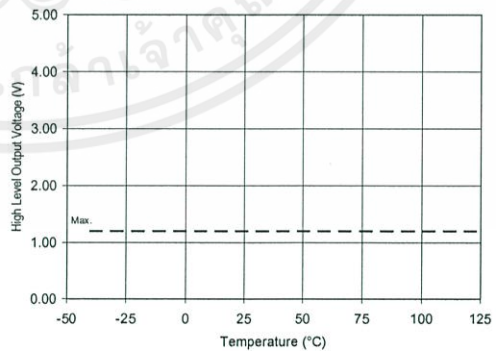


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้หรือขึ้นด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

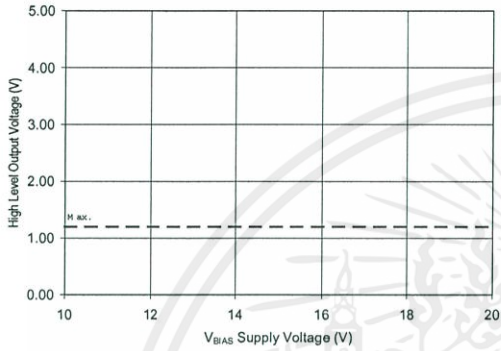


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

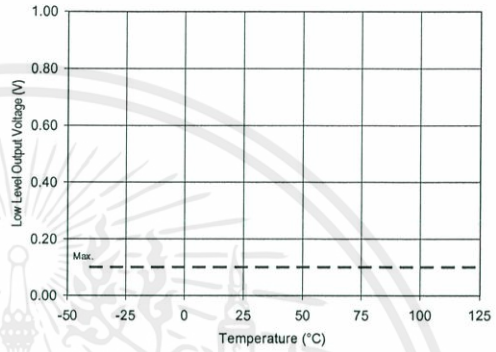


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

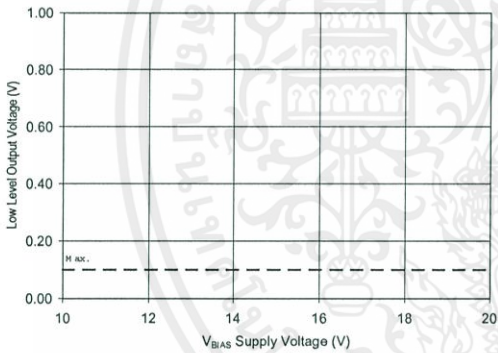


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

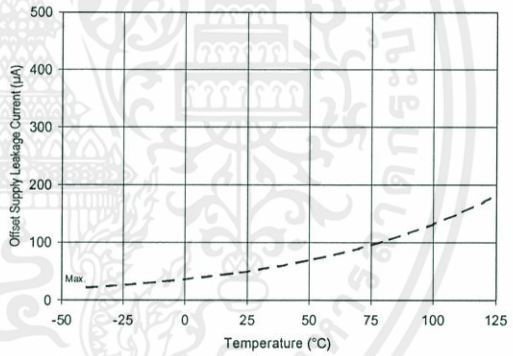


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

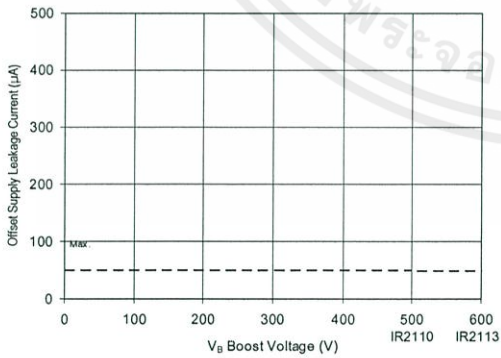


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

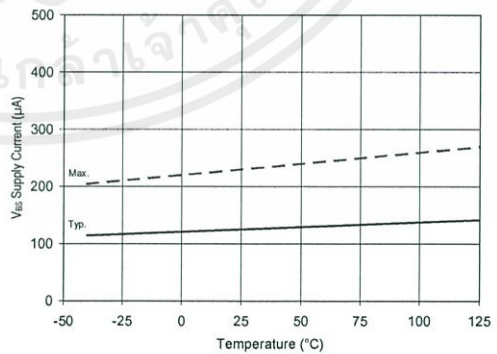


Figure 17A. V_{BS} Supply Current vs. Temperature

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

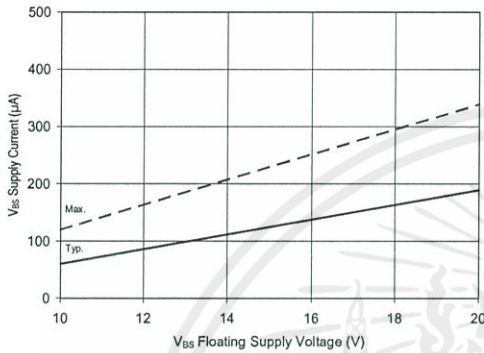


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

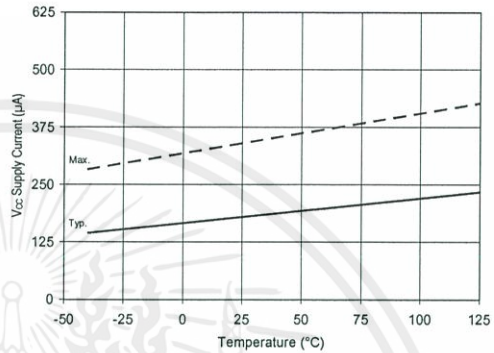


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

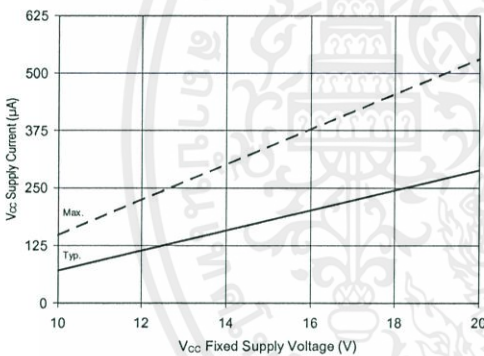


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

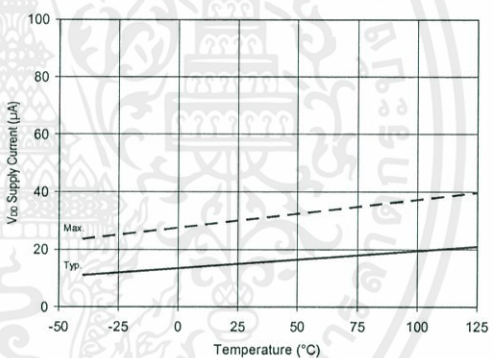


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

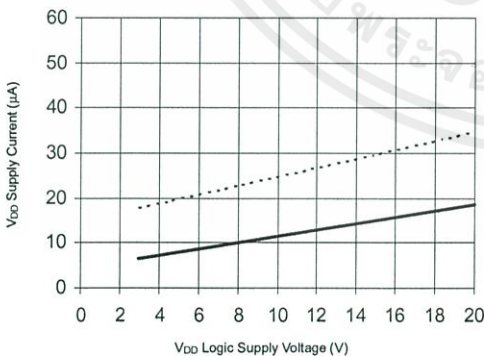


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

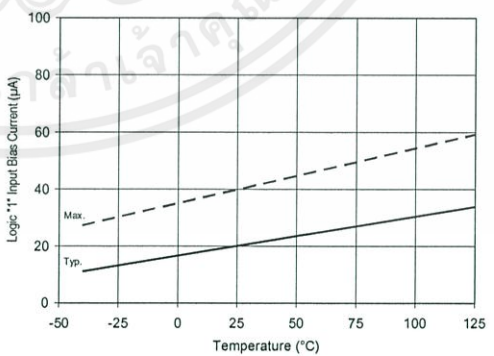


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

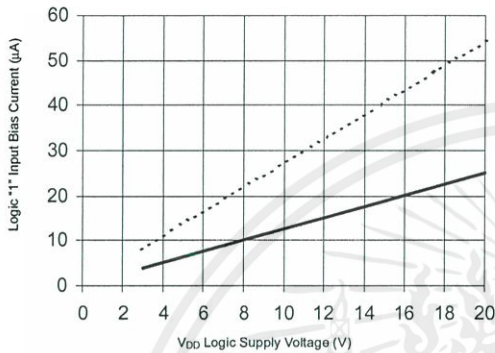


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

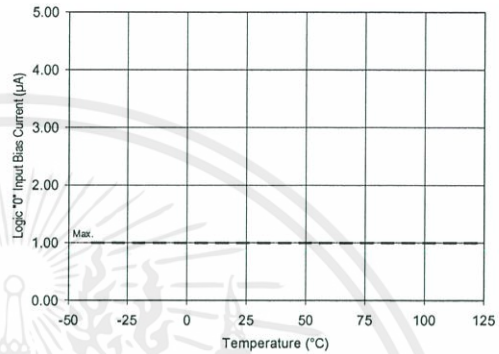


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

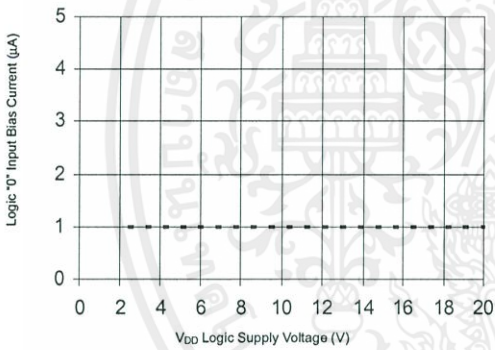


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

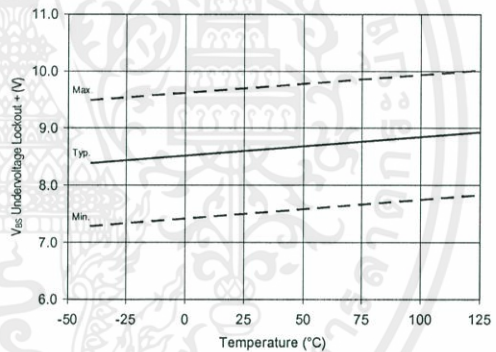


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

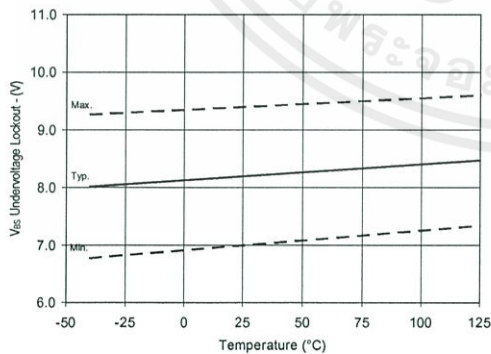


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

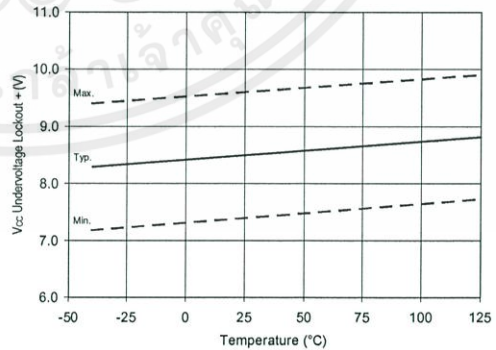


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

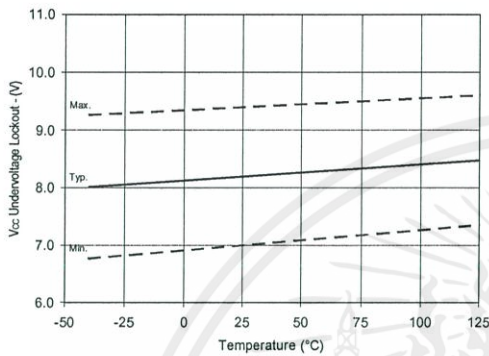


Figure 25. V_{CC} Undervoltage (-) vs. Temperature

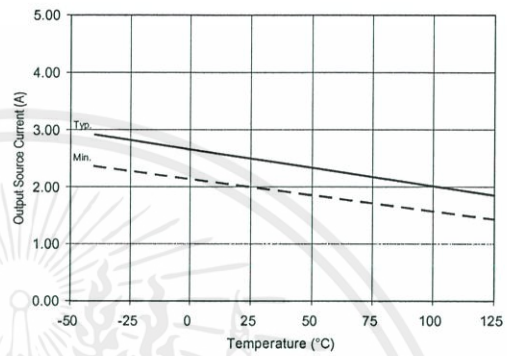


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

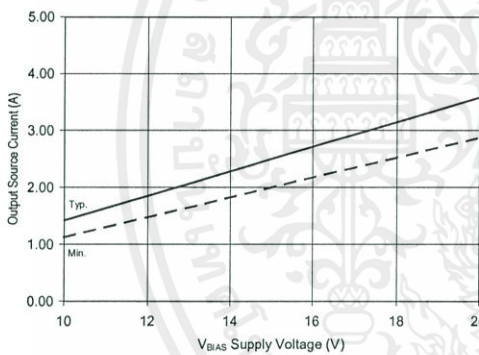


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

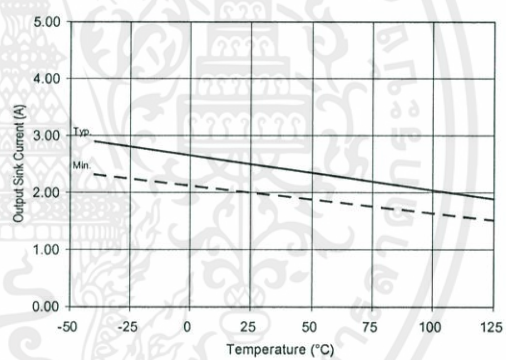


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

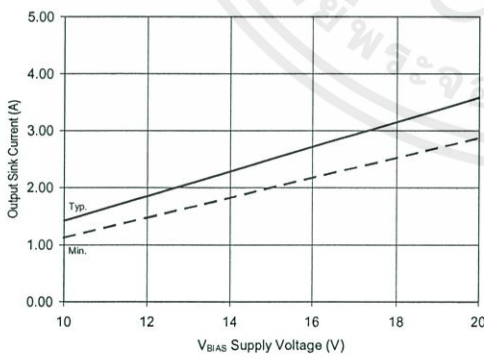


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

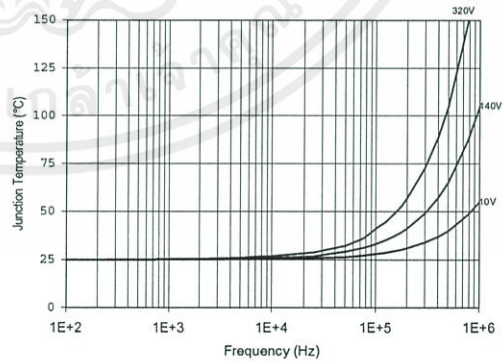


Figure 28. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้หรือโฆษณาการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

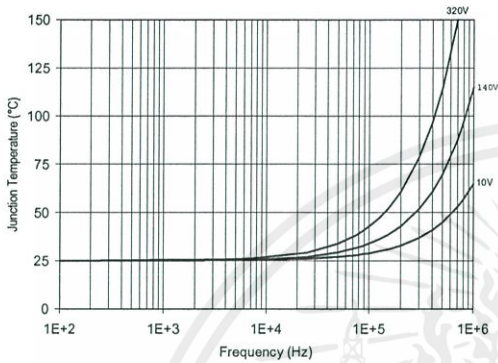


Figure 29. IR2110/IT2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

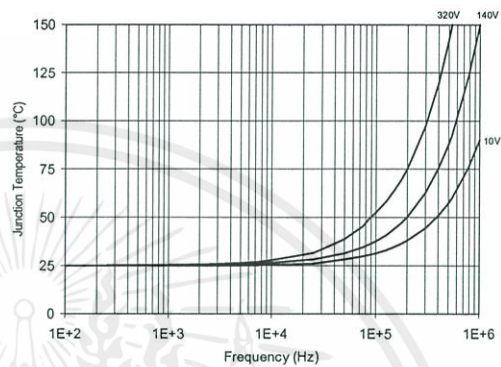


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

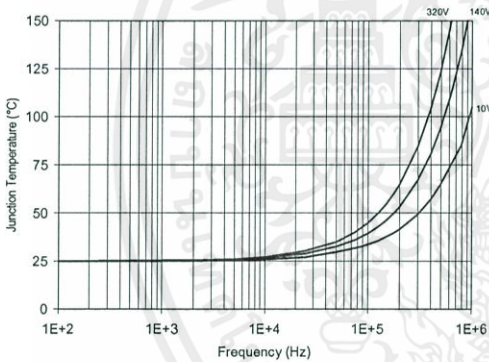


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

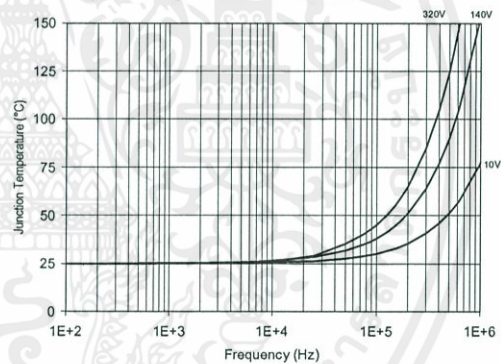


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

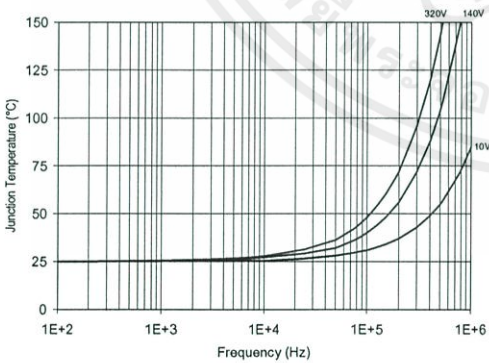


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

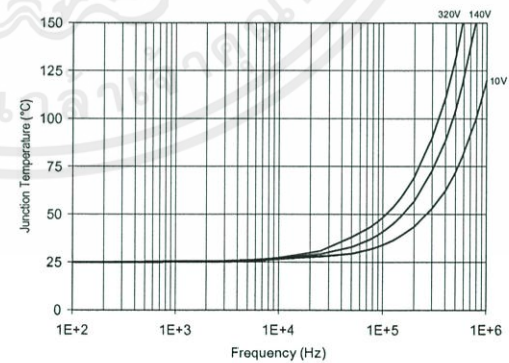


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

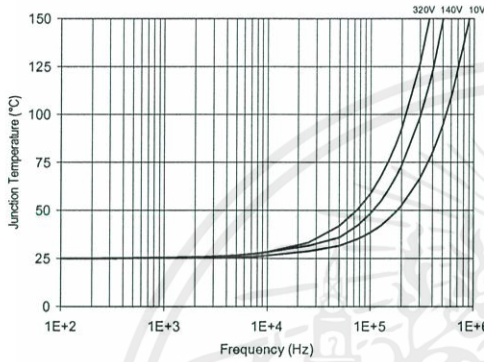


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

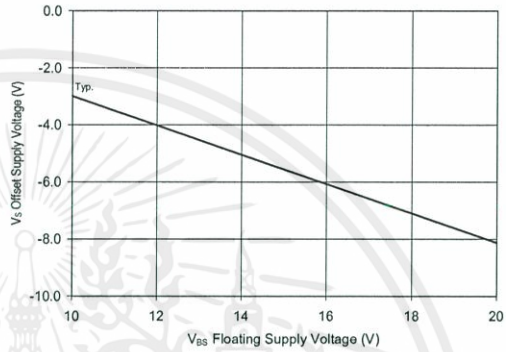


Figure 36. Maximum V_s Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

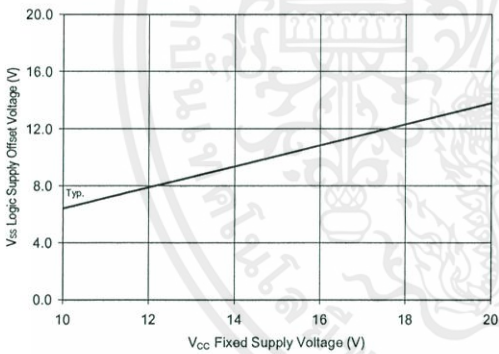
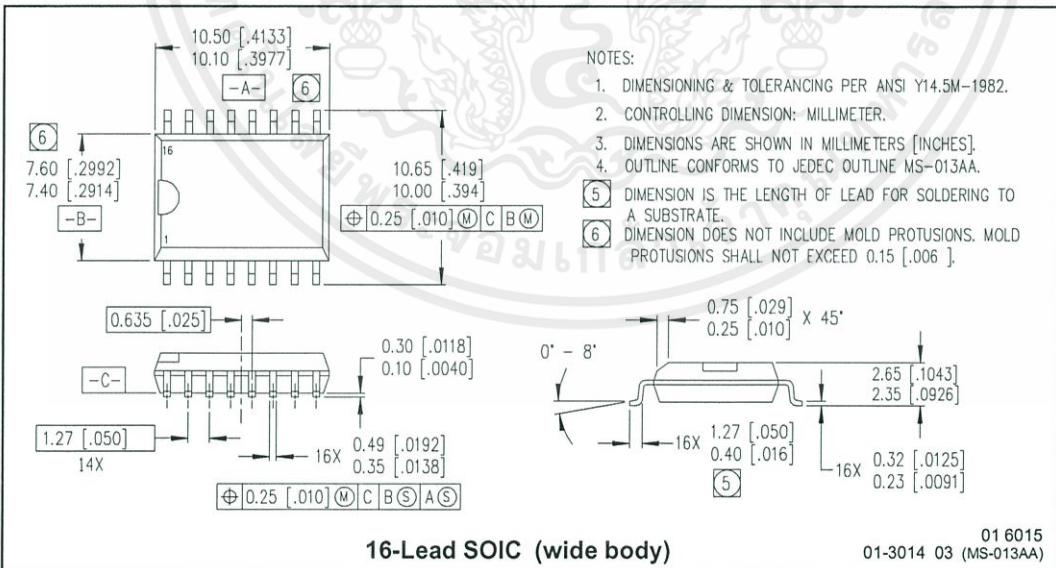
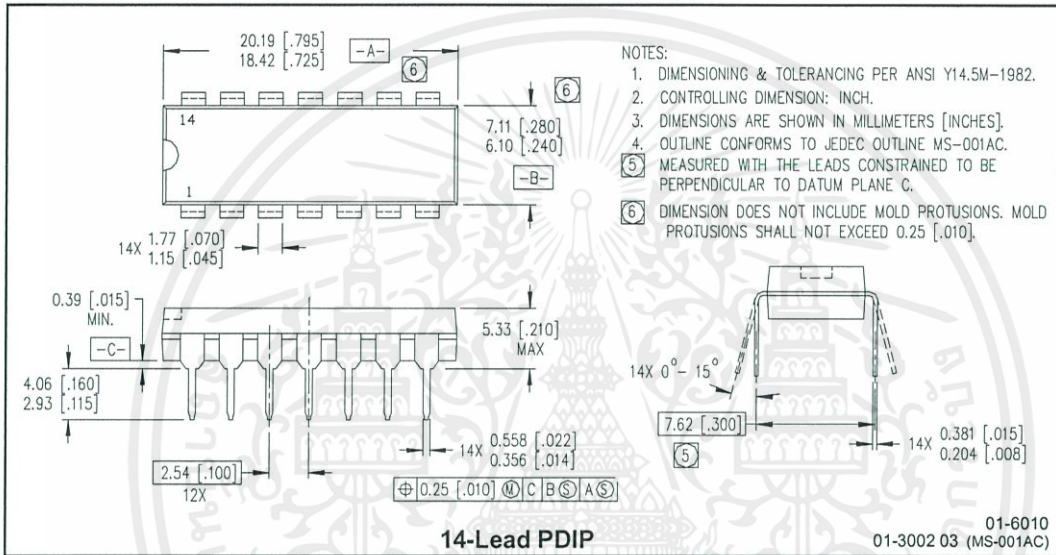


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้หรือโฆษณาทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Case Outlines



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

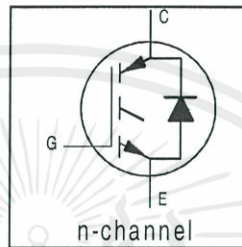
IRG4PH50UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

UltraFast CoPack IGBT

Features

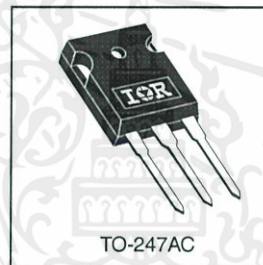
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies up to 40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- New IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generations
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-247AC package



$V_{CES} = 1200V$
$V_{CE(on) \text{ typ.}} = 2.78V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 24A$

Benefits

- Higher switching frequency capability than competitive IGBTs
- Highest efficiency available
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBT's. Minimized recovery characteristics require less/no snubbing



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	45	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	24	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	180	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	180	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	16	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	180	W
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J	Operating Junction and	-55 to + 150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.64	°C/W
$R_{\theta JD}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

7/7/2000

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRG4PH50UD

International
IR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ^③	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	1.20	—	V/ $^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.56	3.5	V	$I_C = 20A, V_{GE} = 15V$
		—	2.78	3.7		$I_C = 24A$
		—	3.20	—		$I_C = 45A$
		—	2.54	—		$I_C = 24A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-13	—	mV/ $^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fe}	Forward Transconductance ^④	23	35	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 24A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$
		—	—	6500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	2.5	3.5	V	$I_C = 16A$
		—	2.1	3.0		$I_C = 16A, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	160	250		$I_C = 24A$
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	27	40	nC	$V_{CC} = 400V$
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	53	80		$V_{GE} = 15V$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	47	—		$T_J = 25^\circ\text{C}$
t_r	Rise Time	—	24	—	ns	$I_C = 24A, V_{CC} = 800V$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	170		$V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$
t_f	Fall Time	—	180	260		Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	2.10	—		See Fig. 9, 10, 18
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	1.50	—	mJ	
E_{ts}	Total Switching Loss	—	3.60	4.6		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	46	—		$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 11, 18
t_r	Rise Time	—	27	—	ns	$I_C = 24A, V_{CC} = 800V$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	240	—		$V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$
t_f	Fall Time	—	330	—		Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
E_{ts}	Total Switching Loss	—	6.38	—	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	3600	—		$V_{GE} = 0V$
C_{oes}	Output Capacitance	—	160	—	pF	$V_{CC} = 30V$
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	31	—		$f = 1.0MHz$
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	90	135	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig.
		—	164	245		$T_J = 125^\circ\text{C}$ 14
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	5.8	10	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig.
		—	8.3	15		$T_J = 125^\circ\text{C}$ 15
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	—	260	675	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig.
		—	680	1838		$T_J = 125^\circ\text{C}$ 16
$di_{(rec)}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	—	120	—	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig.
		—	76	—		$T_J = 125^\circ\text{C}$ 17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ www.irf.com ใช้นับด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

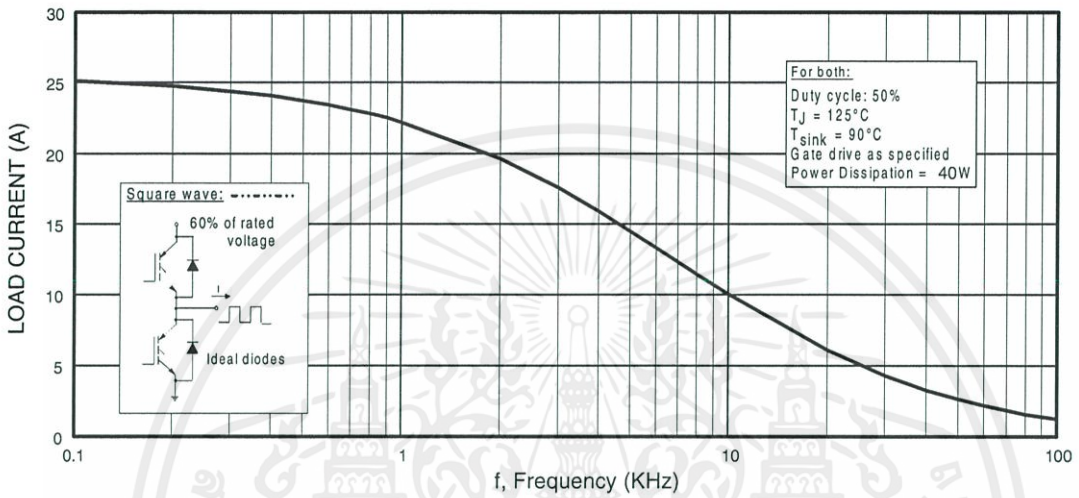


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

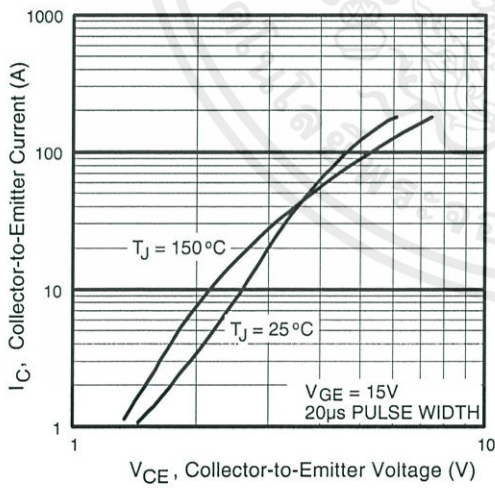


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

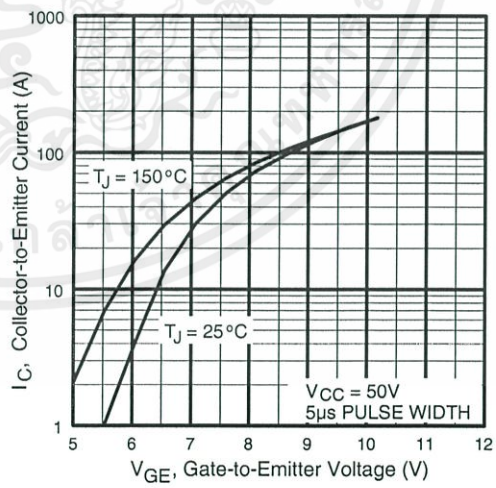


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRG4PH50UD

International
IR Rectifier

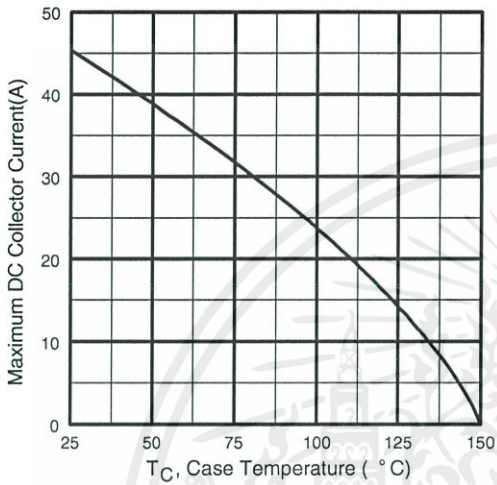


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

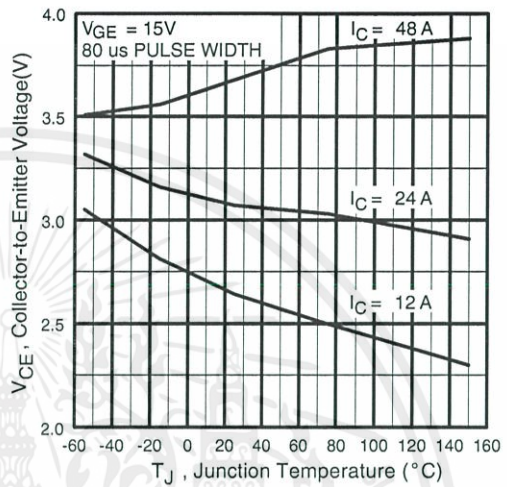


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

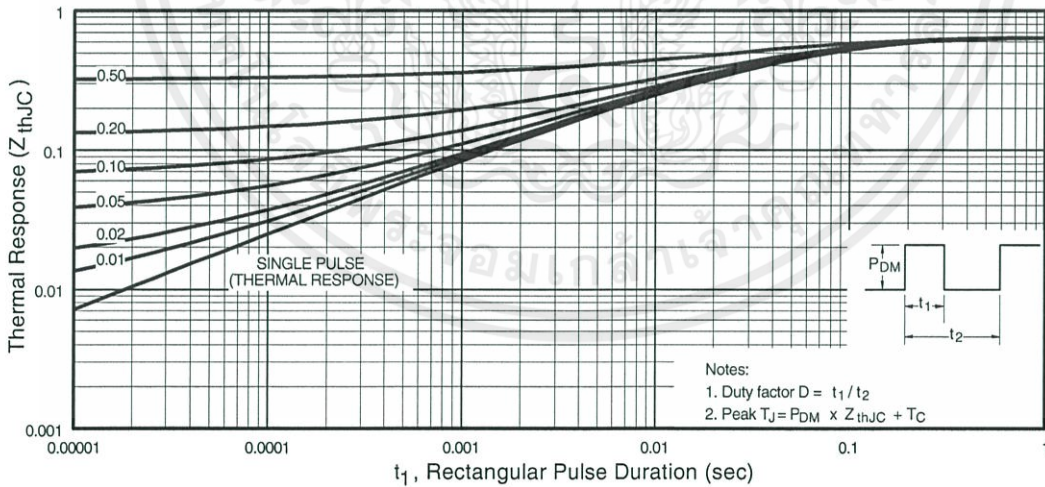


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ www.irf.com รับผิดชอบด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

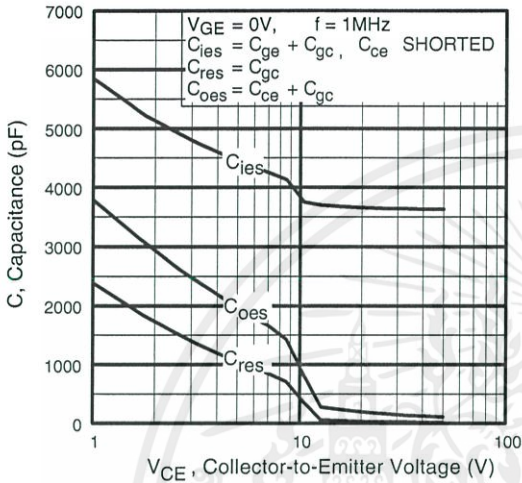


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

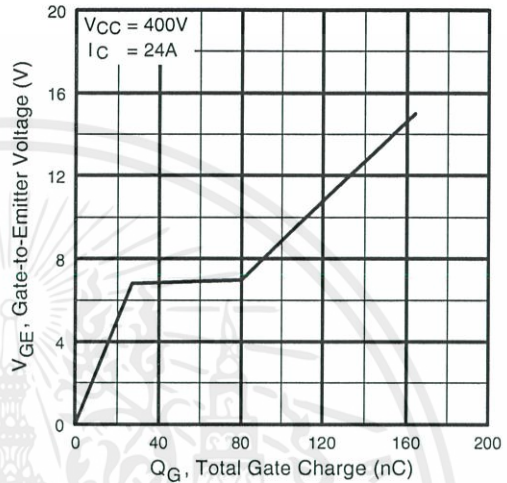


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

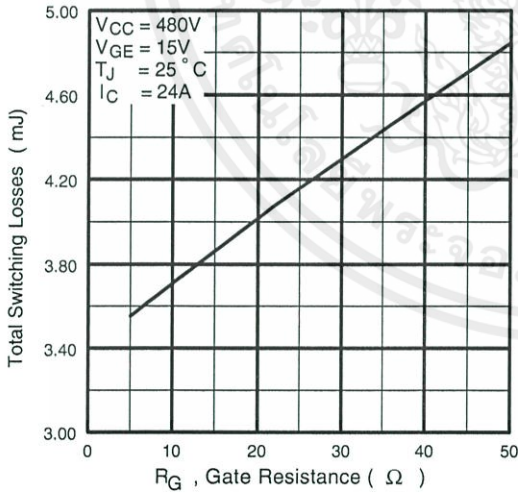


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

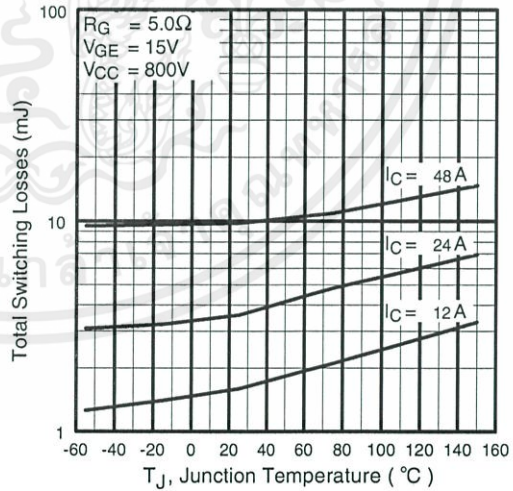


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

IRG4PH50UD

International
IR Rectifier

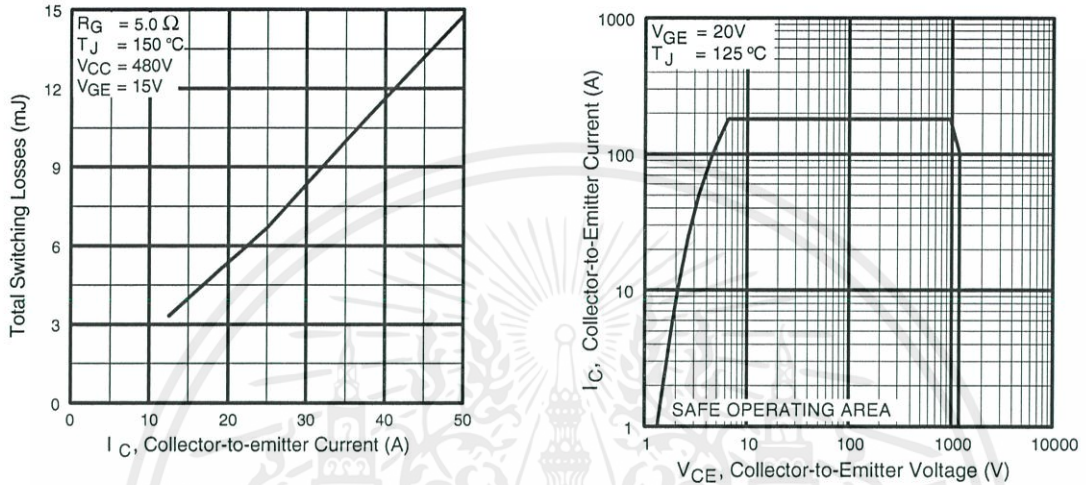


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

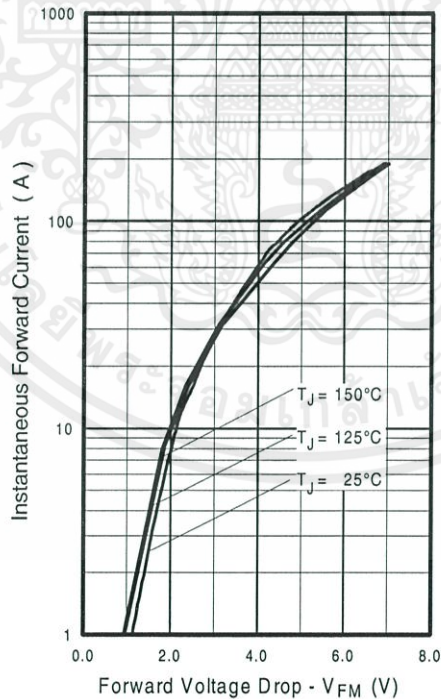


Fig. 13 - Typical Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนเว็บไซต์ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

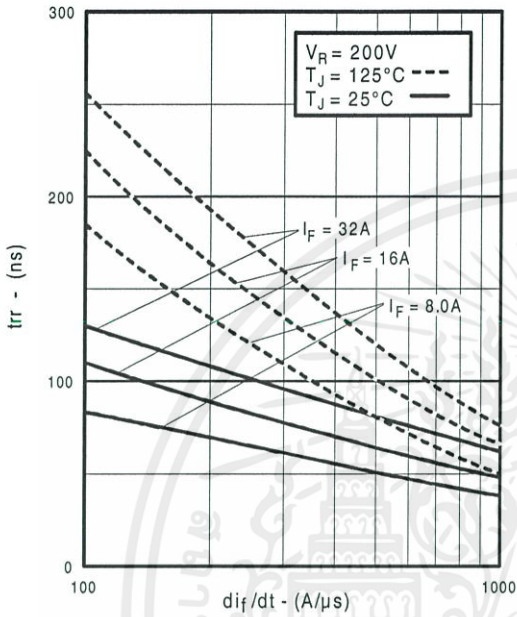


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di_F/dt

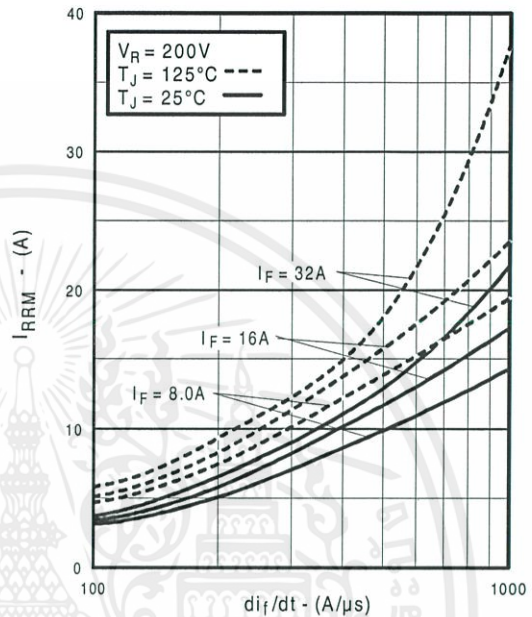


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di_F/dt

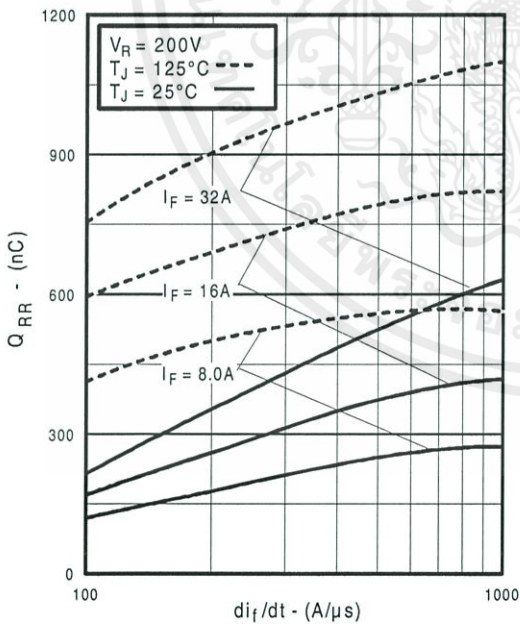


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di_F/dt

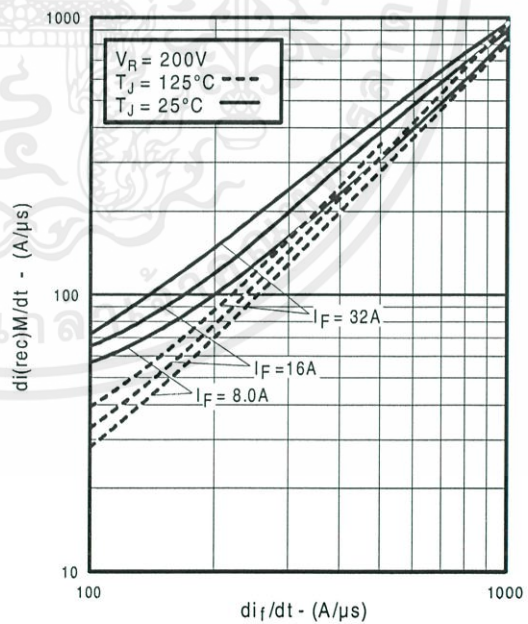


Fig. 17 - Typical $di_{(rec)M}/dt$ vs. di_F/dt

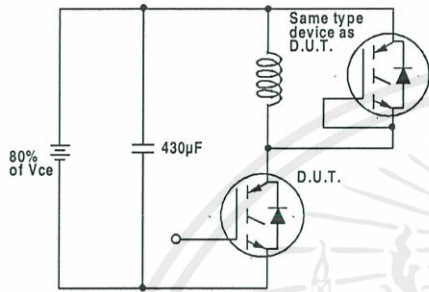


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , E_{off} (diode), t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

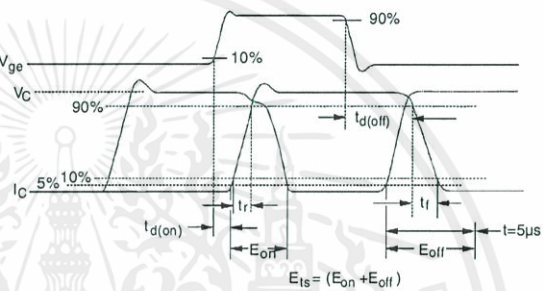


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off} , $t_{d(off)}$, t_f

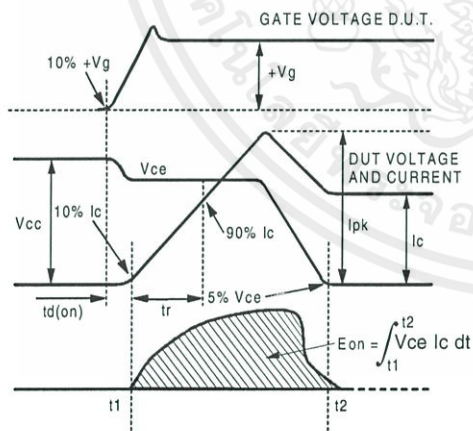


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_r

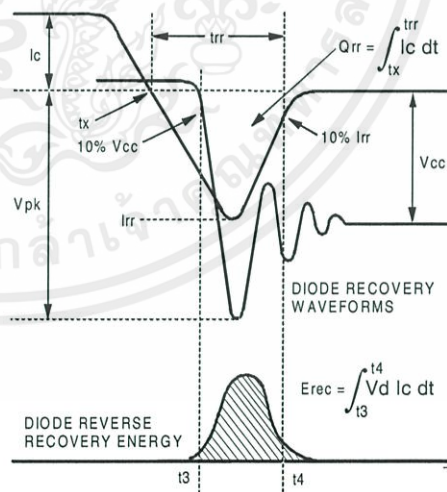


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป www.irf.com ในด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

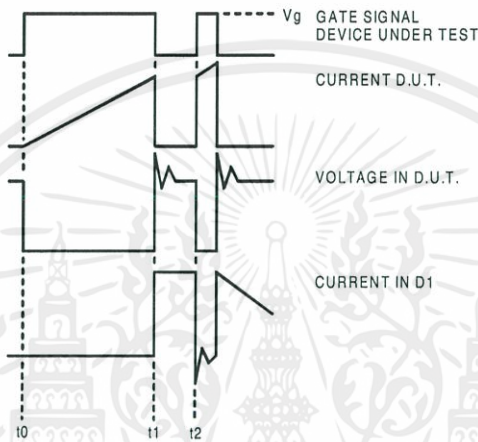


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

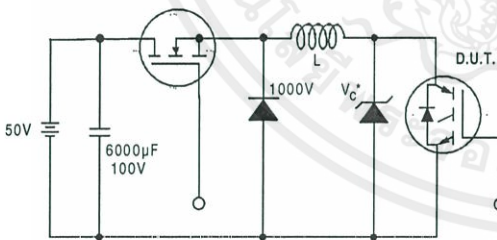


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

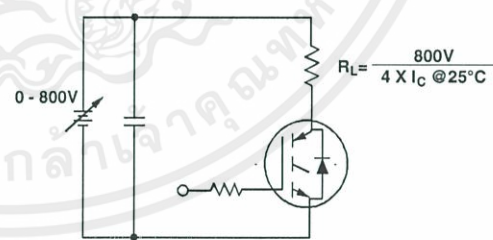


Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

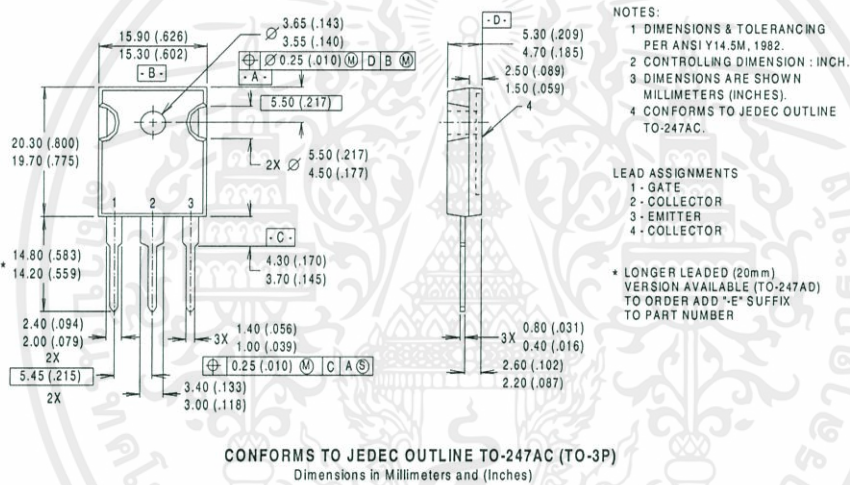
IRG4PH50UD

International
IOR Rectifier

Notes:

- ① Repetitive rating: $V_{GE}=20V$; pulse width limited by maximum junction temperature (figure 20)
- ② $V_{CC}=80\%(V_{CES})$, $V_{GE}=20V$, $L=10\mu H$, $R_G=5.0\Omega$ (figure 19)
- ③ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ④ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

Case Outline — TO-247AC



International
IOR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
 IR EUROPEAN REGIONAL CENTRE: 439/445 Godstone Rd, Whyteleafe, Surrey CR3 0BL, UK Tel: ++ 44 (0)20 8645 8000
 IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200
 IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 (0) 6172 96590
 IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 011 451 0111
 IR JAPAN: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo 171 Tel: 81 (0)3 3983 0086
 IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 (0)838 4630
 IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673 Tel: 886-(0)2 2377 9936
 Data and specifications subject to change without notice. 7/00

เอกสาร 10 เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ www.irf.com รับผิดชอบการ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



MICROCHIP

PIC18F2420/2520/4420/4520

Data Sheet

28/40/44-Pin Enhanced Flash
Microcontrollers with 10-Bit A/D
and nanoWatt Technology

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 provided only for your convenience and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. MICROCHIP MAKES NO REPRESENTATIONS OR WARRANTIES OF ANY KIND WHETHER EXPRESS OR IMPLIED, WRITTEN OR ORAL, STATUTORY OR OTHERWISE, RELATED TO THE INFORMATION, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO ITS CONDITION, QUALITY, PERFORMANCE, MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR PURPOSE. Microchip disclaims all liability arising from this information and its use. Use of Microchip devices in life support and/or safety applications is entirely at the buyer's risk, and the buyer agrees to defend, indemnify and hold harmless Microchip from any and all damages, claims, suits, or expenses resulting from such use. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any Microchip intellectual property rights.

Trademarks

The Microchip name and logo, the Microchip logo, Accuron, dsPIC, KEELoQ, KEELoQ logo, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, rfPIC, SmartShunt and UNI/O are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

FilterLab, Linear Active Thermistor, MXDEV, MXLAB, SEEVAL, SmartSensor and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Analog-for-the-Digital Age, Application Maestro, CodeGuard, dsPICDEM, dsPICDEM.net, dsPICworks, dsSPEAK, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, In-Circuit Serial Programming, ICSP, ICEPIC, Mindi, MiWi, MPASM, MPLAB Certified logo, MPLIB, MPLINK, mTouch, PICkit, PICDEM, PICDEM.net, PICtail, PIC³² logo, PowerCal, PowerInfo, PowerMate, PowerTool, REAL ICE, rLAB, Select Mode, Total Endurance, WiperLock and ZENA are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

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.

© 2008, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==

Microchip received ISO/TS-16949:2002 certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona; Gresham, Oregon and design centers in California and India. The Company's quality system processes and procedures are for its PIC[®] MCUs and dsPIC[®] DSCs, KEELoQ[®] code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.



MICROCHIP

PIC18F2420/2520/4420/4520

**28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers with
10-Bit A/D and nanoWatt Technology**

Power Management Features:

- Run: CPU on, Peripherals on
- Idle: CPU off, Peripherals on
- Sleep: CPU off, Peripherals off
- Ultra Low 50nA Input Leakage
- Run mode Currents Down to 11 μ A Typical
- Idle mode Currents Down to 2.5 μ A Typical
- Sleep mode Current Down to 100 nA Typical
- Timer1 Oscillator: 900 nA, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 1.4 μ A, 2V Typical
- Two-Speed Oscillator Start-up

Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes, up to 40 MHz
- 4x Phase Lock Loop (PLL) – Available for Crystal and Internal Oscillators
- Two External RC modes, up to 4 MHz
- Two External Clock modes, up to 40 MHz
- Internal Oscillator Block:
 - Fast wake from Sleep and Idle, 1 μ s typical
 - 8 use-selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
 - Provides a complete range of clock speeds from 31 kHz to 32 MHz when used with PLL
 - User-tunable to compensate for frequency drift
- Secondary Oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Fail-Safe Clock Monitor:
 - Allows for safe shutdown if peripheral clock stops

Peripheral Highlights:

- High-Current Sink/Source 25 mA/25 mA
- Three Programmable External Interrupts
- Four Input Change Interrupts
- Up to 2 Capture/Compare/PWM (CCP) modules, one with Auto-Shutdown (28-pin devices)
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module (40/44-pin devices only):
 - One, two or four PWM outputs
 - Selectable polarity
 - Programmable dead time
 - Auto-shutdown and auto-restart

Peripheral Highlights (Continued):

- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module Supporting 3-Wire SPI (all 4 modes) and I²C™ Master and Slave modes
- Enhanced Addressable USART module:
 - Supports RS-485, RS-232 and LIN/J2602
 - RS-232 operation using internal oscillator block (no external crystal required)
 - Auto-wake-up on Start bit
 - Auto-Baud Detect
- 10-Bit, up to 13-Channel Analog-to-Digital (A/D) Converter module:
 - Auto-acquisition capability
 - Conversion available during Sleep
- Dual Analog Comparators with Input Multiplexing
- Programmable 16-Level High/Low-Voltage Detection (HLVD) module:
 - Supports interrupt on High/Low-Voltage Detection

Special Microcontroller Features:

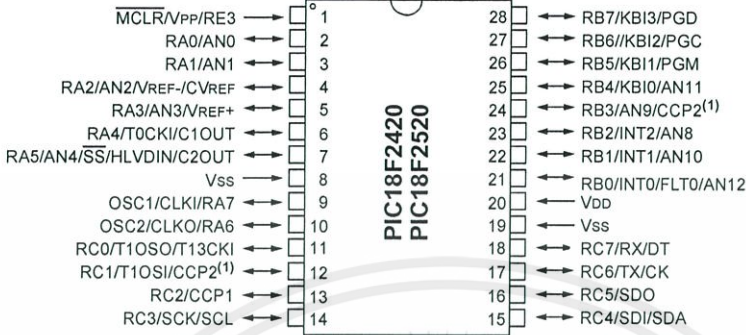
- C Compiler Optimized Architecture:
 - Optional extended instruction set designed to optimize re-entrant code
- 100,000 Erase/Write Cycle Enhanced Flash Program Memory Typical
- 1,000,000 Erase/Write Cycle Data EEPROM Memory Typical
- Flash/Data EEPROM Retention: 100 Years Typical
- Self-Programmable under Software Control
- Priority Levels for Interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
 - Programmable period from 4 ms to 131s
- Single-Supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via Two Pins
- In-Circuit Debug (ICD) via Two Pins
- Wide Operating Voltage Range: 2.0V to 5.5V
- Programmable Brown-out Reset (BOR) with Software Enable Option

Device	Program Memory		Data Memory		I/O	10-Bit A/D (ch)	CCP/ ECCP (PWM)	MSSP		EUSART	Comp.	Timers 8/16-Bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)				SPI	Master I ² C™			
PIC18F2420	16K	8192	768	256	25	10	2/0	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F2520	32K	16384	1536	256	25	10	2/0	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4420	16K	8192	768	256	36	13	1/1	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4520	32K	16384	1536	256	36	13	1/1	Y	Y	1	2	1/3

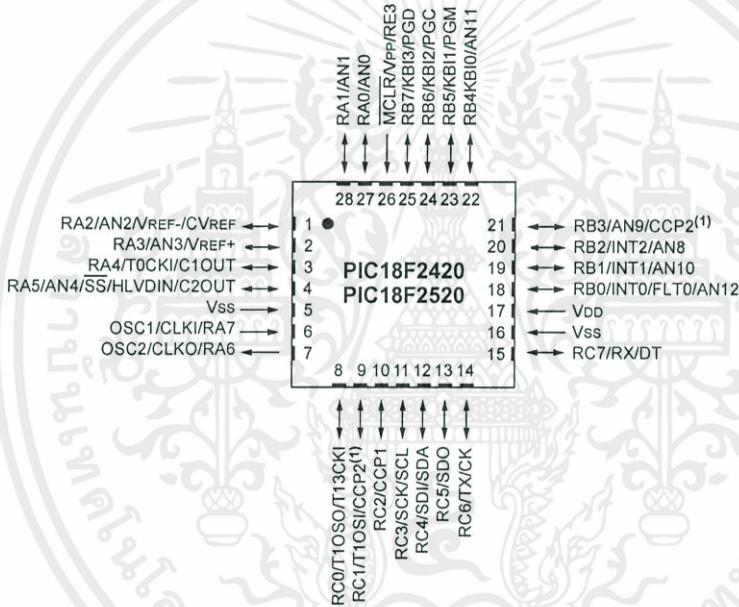
PIC18F2420/2520/4420/4520

Pin Diagrams

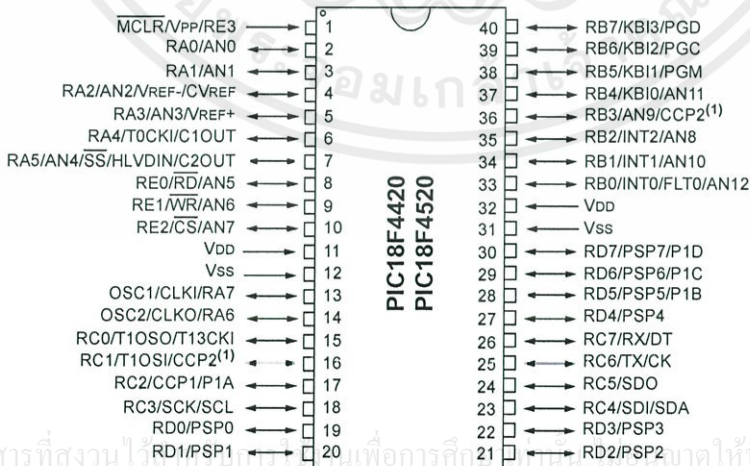
28-Pin SPDIP, SOIC



28-Pin QFN



40-Pin PDIP

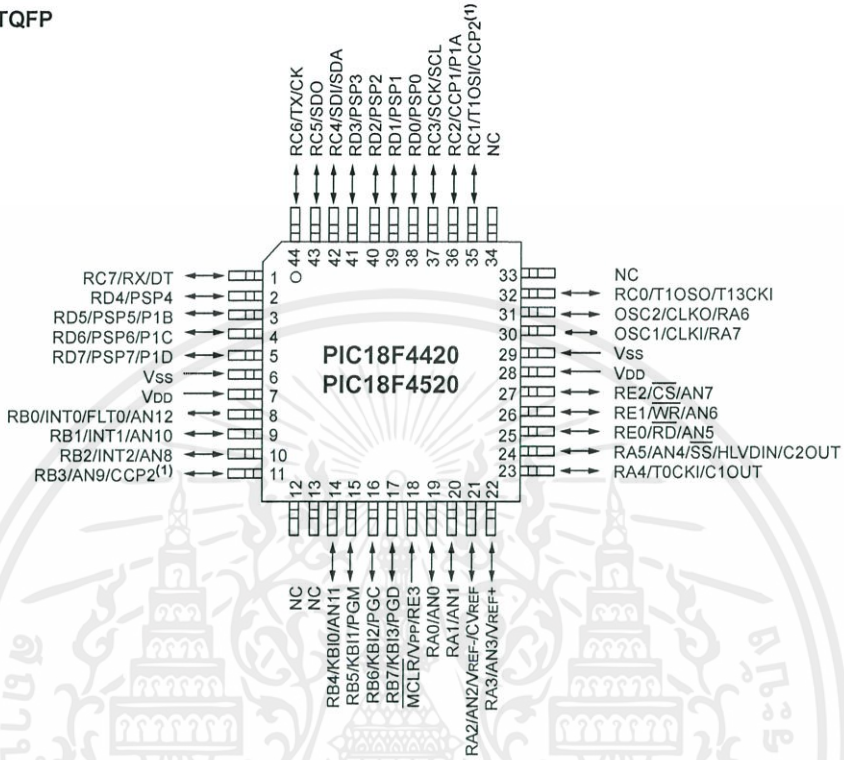


Note 1: RB3 is the alternate pin for CCP2 multiplexing.

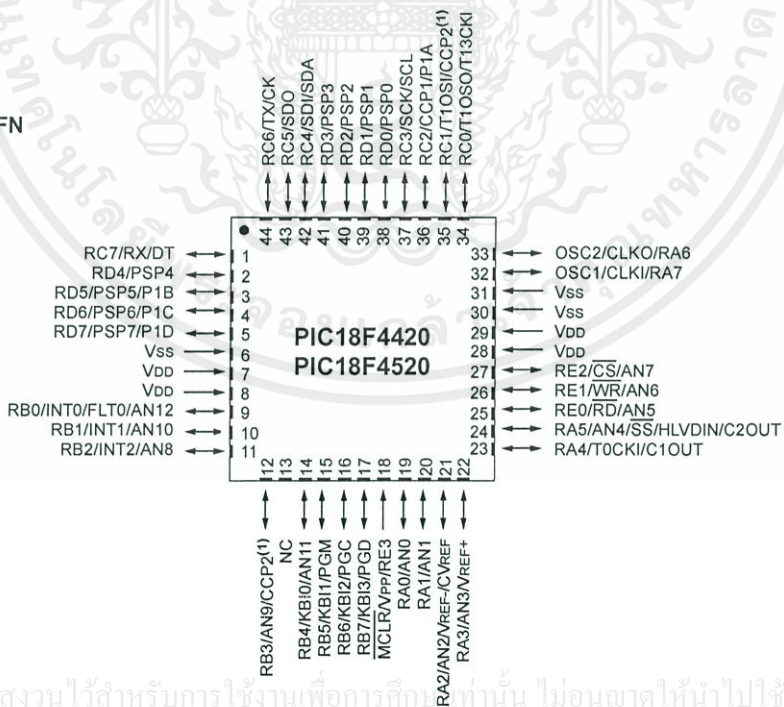
PIC18F2420/2520/4420/4520

Pin Diagrams (Cont.'d)

44-pin TQFP



44-pin QFN



Note 1: RB3 is the alternate pin for CCP2 multiplexing.