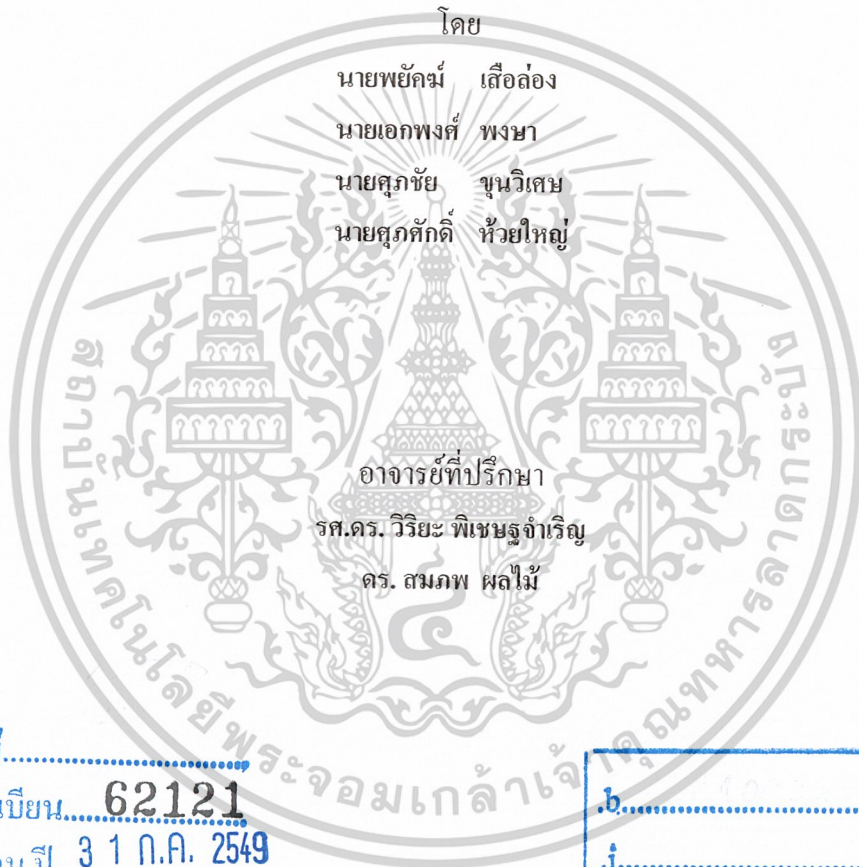


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบสองทิศทาง
BIDIRECTIONAL DC - DC CONVERTER



โดย

นายพัศคม์ เสือล่อง

นายเอกพงศ์ พงษา

นายศุภชัย ชุนวิเศษ

นายศุภศักดิ์ ห้วยใหญ่

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำริณู

ดร. สมภพ ผลไม้

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 62121

วัน,เดือน,ปี..... 31 ก.ค. 2549

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบสองทิศทาง

Bidirectional DC-DC Converter

ผู้จัดทำ

1. นายพยัคฆ์ เสือล่อง รหัสประจำตัว 45015114
2. นายเอกพงศ์ พงษา รหัสประจำตัว 45015135
3. นายศุภชัย ชุนวิเศษ รหัสประจำตัว 45015170
4. นายศุภศักดิ์ ห้วยใหญ่ รหัสประจำตัว 45015171



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบสองทิศทาง

นายพยัคฆ์ เสือส่อง 45015114

นายเอกพงศ์ พงษา 45015135

นายศุภชัย ชุนวิเศษ 45015170

นายศุภศักดิ์ ห้วยใหญ่ 45015171

รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจจำเจริญ

ดร. สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2547

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการทำงานของ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบสองทิศทาง โดยสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ 2 ทิศทาง ทิศทางแรกเป็นการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าจากแรงดันสูงด้านอินพุตไปยังแรงดันต่ำด้านเอาต์พุต โดยตัวคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เป็นวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำตามความต้องการ ทิศทางที่สองเป็นการส่งกำลังไฟฟ้าไหลย้อนกลับจากด้านแรงดันต่ำไปยังด้านแรงดันสูง การควบคุมปริมาณ และทิศทางการไหลของกำลังไฟฟ้าทำได้โดยการปรับคาบเวลาจากสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม แบบไบโพลาร์ 20 kHz ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงความรู้พื้นฐานและหลักการทำงานของดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ในการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้าสองทิศทางตลอดจนวงจรและอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง นอกจากนี้ยังได้นำดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นไปประยุกต์ใช้ในรถตรวจการณ์ขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์กระแสตรงแบบแม่เหล็กถาวร การทดสอบประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์และมอเตอร์ได้ถูกดำเนินการโดยการเปลี่ยนน้ำหนักบรรทุกของรถตรวจการณ์

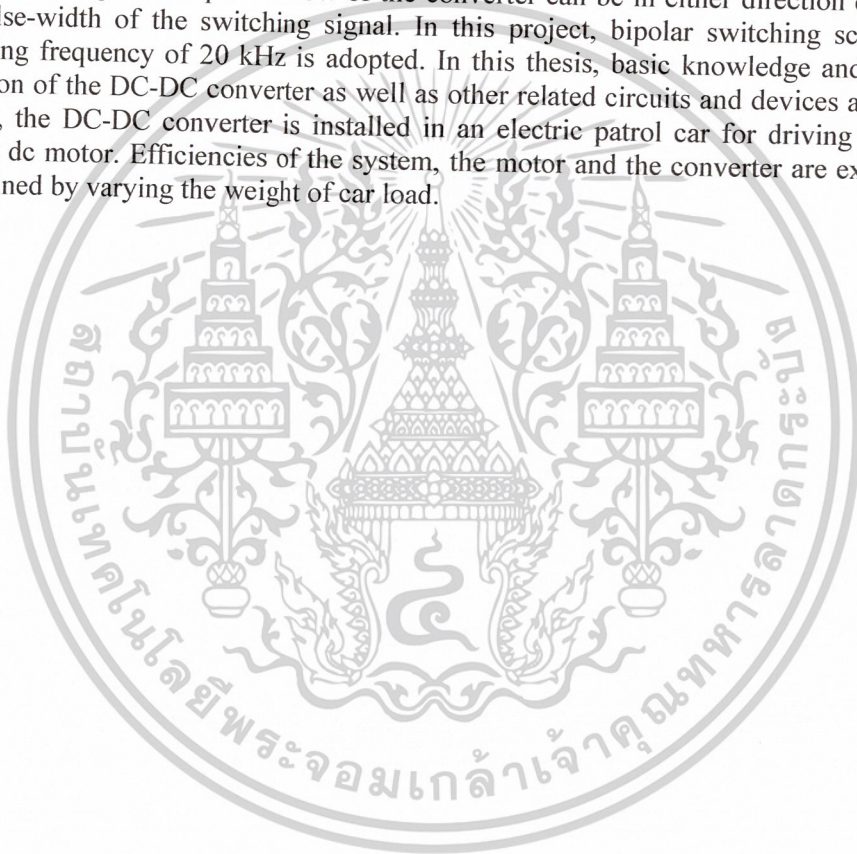
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bidirectional DC-DC Converter

Payak Sualong
Eakpong pongsa
Supachai Khunwiset
Supasak Huayyai
Assoc.Prof.Dr.Viriya Phichetjamroen
Dr._Sompob__Polmai__Advisor

ABSTRACT

This project is purposed for studying operation and control of bidirectional power-flow DC-DC converter. This converter is designed to convert high voltage DC input to low voltage DC output. The power flow of the converter can be in either direction depending on the pulse-width of the switching signal. In this project, bipolar switching scheme having switching frequency of 20 kHz is adopted. In this thesis, basic knowledge and principle of operation of the DC-DC converter as well as other related circuits and devices are explained. Finally, the DC-DC converter is installed in an electric patrol car for driving a permanent magnet dc motor. Efficiencies of the system, the motor and the converter are experimentally determined by varying the weight of car load.



กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับคำปรึกษาและคำแนะนำจาก ท่านรองศาสตราจารย์วิริยะ พิเศษฐจำเริญ และอาจารย์สมภพ ผลไม้ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ชัชวดี ฉัตรอุทัย ที่ให้ความรู้และคำปรึกษาเกี่ยวกับมอเตอร์ ไฟฟ้ากระแสตรง

ขอขอบพระคุณรองศาสตราจารย์พิจิต ถ้ายอง ที่ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆเกี่ยวกับมอเตอร์ ไฟฟ้ากระแสตรง

ขอขอบพระคุณอาจารย์ชัชชาติ มณีอินทร์ ที่ให้ความรู้และคำปรึกษาต่างๆเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์

ขอขอบพระคุณบิดา มารดาและญาติพี่น้องทุกท่านที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆ พร้อมทั้งยังเป็น กำลังใจต่อคณะผู้จัดทำตลอดมา

ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทุกๆท่านที่ให้ความรู้ทุกอย่างตั้งแต่เด็กจนกระทั่งถึงปัจจุบัน

ขอขอบพระคุณพี่แก้ว พี่ต๋มเล็ก และพี่เบ๊ยก ที่คอยให้เยี่ยมอุปกรณ์ต่างๆ

ขอขอบพระคุณพี่เอก ที่คอยให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่คอยให้กำลังใจและให้เยี่ยมอุปกรณ์ต่างๆ

คุณค่าและประโยชน์ต่างๆของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คณะผู้จัดทำขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

นายพยัคฆ์ เสือล่อง

นายเอกพงศ์ พงษา

นายสุภชัย ชุนวิเศษ

นายสุภศักดิ์ ห้วยใหญ่

III

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 เป้าหมายและวัตถุประสงค์	1
1.3 แนวทางการศึกษา	2
1.4 ขอบเขตการศึกษา.....	2
1.5 รายละเอียดที่ทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้	2
1.6 ขั้นตอนและวิธีการศึกษาค้นคว้า.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 ทฤษฎีมอเตอร์ไฟฟ้าพื้นฐาน	4
2.2 ทฤษฎีการส่งถ่ายพลังงานแบบสองทิศทาง	15
2.3 ทฤษฎีเทคนิคที่ค้นเบิ้ลยูเอ็มแบบไบ โพลาร์.....	18
2.4 ทฤษฎีพืซ-พุลคอนเวอร์เตอร์.....	20
2.5 หม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง	24
2.6 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....	25
2.6.1 ประเภทของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....	25
2.6.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	29
2.6.3 การนำมอเตอร์ไปขับโหลด.....	30
2.6.4 การเบรกมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....	30
บทที่ 3 หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร.....	32
3.1 หลักการของระบบ	32
3.2 วงจรกำลัง	32
3.3 วงจรควบคุม.....	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มโดยใช้ไอซีทีแอล494.....	33
3.3.2 วงจรเคดไทม์.....	34
3.3.3 วงจรขับมอสเฟต.....	34
3.4 วงจรพux-พุลคอนเวอร์เตอร์.....	35
3.4.1 วงจรพีคดับเบิลยูเอ็มของพux-พุลคอนเวอร์เตอร์.....	36
3.4.2 วงจรขับมอสเฟตของพux-พุลคอนเวอร์เตอร์.....	37
3.4.3 วงจรกำลังพux-พุลคอนเวอร์เตอร์.....	37
3.5 โครงสร้างและส่วนประกอบของรถตรวจการณั้.....	38
3.5.1 วงจรและระบบ.....	38
3.5.2 ชุดขับเคลื่อน.....	39
บทที่ 4 การทดลองและแสดงผล.....	41
4.1 การทดลองที่ 1 ทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อหาค่าตัวแปร.....	41
4.2 การทดลองที่ 2 ทดสอบการทำงาน และวัดสัญญาณทั้งระบบ.....	43
4.2.1 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถัดกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มทีแอล494.....	43
4.2.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถัดไทม์.....	44
4.2.3 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถัดขับมอสเฟต.....	45
4.2.4 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์.....	45
4.2.5 สัญญาณเอาต์พุตของพีคดับเบิลยูเอ็มของพux-พุลคอนเวอร์เตอร์.....	46
4.2.6 สัญญาณเอาต์พุตของมอสเฟตของพux-พุลคอนเวอร์เตอร์.....	46
4.3 ประสิทธิภาพ.....	47
4.3.1 ประสิทธิภาพของมอเตอร์ขณะ Full-load.....	47
4.3.2 ประสิทธิภาพของมอเตอร์ขณะมีโหลด.....	48
4.3.3 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์.....	49
4.3.3 ประสิทธิภาพของระบบ.....	50
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์.....	52
5.1 สรุป.....	52
5.2 วิจารณ์ปัญหาที่เกิดจากการทดลอง.....	53

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม.....	54
ภาคผนวก	55



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 การทดสอบมอเตอร์เพื่อหาค่า R_a	42
4.2 ประสิทธิภาพของมอเตอร์.....	48
4.3 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์.....	49
4.4 ประสิทธิภาพของระบบ.....	50



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ประเภทของมอสเฟทกำลังในลักษณะต่างๆ	4
2.2 โครงสร้างของดีมอสเฟท	5
2.3 โครงสร้างของอีมอสเฟท	6
2.4 คุณลักษณะในการถ่ายโอนของอีมอสเฟทแบบเซลล์ p และแบบเซลล์ n	7
2.5 คุณลักษณะของเอาท์พุทของ Enhancement-type Mosfet	8
2.6 โมเดลการสวิตช์ซึ่งที่ steady state ของมอสเฟท	8
2.7 โมเดลแฝงของ Enhancement-type Mosfet	9
2.8 โมเดลสวิตช์ซึ่งของมอสเฟท	9
2.9 สัญญาณในการสวิตช์ซึ่งของมอสเฟท	9
2.10 คุณสมบัติทางเอาท์พุท	10
2.11 คุณลักษณะในการโอนย้าย	11
2.12 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เทียบกับกระแสเดรน	11
2.13 คุณสมบัติการอิมตัว	11
2.14 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ	12
2.15 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับกระแสเดรน	12
2.16 ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ	13
2.17 วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟทและวงจรสับเบอร์	14
2.18 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย	14
2.19 อิมพีแดนซ์ความร้อนชั่วคราวของมอสเฟท	15
2.20 Bidirectional DC-DC Converter	16
2.21 สภาวะ ON (S1 ON)	16
2.22 สภาวะ OFF (S1 OFF)	16
2.23 สภาวะ ON (S2 ON)	17
2.24 สภาวะ ON (S1 ON)	17
2.25 วงจร Step down dc chopper 2 quadrants	17
2.26 การควบคุมการหมุน 2 ควอดแดรนต์	18
2.27 โครงสร้างภายในและการจัดเรียงขาของทีแอล 494	19
2.28 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มแบบไบโพลาร์	20
2.29 วงจรพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์	22

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.30 กระแสและแรงดันที่กิดขึ้นในวงจรการทำงานของพวช-พูลคอนเวอร์เตอร์	23
2.31 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	26
2.32 วงจรเสมือนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น.....	27
2.33 แสดงส่วนประกอบต่างๆของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่	29
3.1 วงจรกำลัง.....	32
3.2 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม.....	33
3.3 วงจรเคดไทม์.....	34
3.4 วงจรขับมอสเฟต	35
3.5 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มของพวช-พูลคอนเวอร์เตอร์	36
3.6 วงจรขับมอสเฟตของพวช-พูลคอนเวอร์เตอร์	37
3.7 วงจรของพวช-พูลคอนเวอร์เตอร์	37
3.8 โครงสร้างของรถตรวจการณ์	38
3.9 วงจรและระบบ.....	38
3.10 มอเตอร์	39
3.11 แบตเตอรี่	40
4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสของอาร์เมเจอร์	42
4.2 สัญญาณอ้างอิงเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม	43
4.3 สัญญาณเอาต์พุตจากทีแอล494 ที่ความถี่ 20kHz.....	43
4.4 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเคดไทม์ ที่ความถี่ 20kHz.....	44
4.5 ค่าเคดไทม์ที่ได้จากการวัดจากสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 3.85μs	44
4.6 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขับมอสเฟตที่ความถี่ 20kHz.....	45
4.7 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์.....	45
4.8 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มของพวช-พูลคอนเวอร์เตอร์	46
4.9 สัญญาณขับมอสเฟตของพวช-พูลคอนเวอร์เตอร์.....	46
4.10 วงจรเสมือนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	47
4.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพของมอเตอร์	48
4.12 วงจรคอนเวอร์เตอร์.....	49
4.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อร่วมกับมอเตอร์.....	50
4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพของระบบ	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ถ้ากล่าวถึงอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (POWER ELECTRONIC) โดยหลักการพื้นฐานเป็นการแปลงพลังงานไฟฟ้าจากกระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ จากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง จากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่และความต่างศักย์อื่นๆ และจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่ความต่างศักย์หรือสัญญาณอื่นๆ แต่ภายใต้หลักการดังกล่าวได้แปลงรูปร่างออกมาเป็นระบบและอุปกรณ์มากมาย ที่ควบคุมการทำงานของเครื่องจักรกลในโรงงาน ไปจนถึงระบบอื่นๆอีกมากมาย

ในปัจจุบันถ้าพูดถึงความสะดวกสบายแล้วมนุษย์เรามีความต้องการอย่างมาก ที่จะนำมาใช้ใน ชีวิตประจำวัน ซึ่งถ้ากล่าวไปแล้วก็อาจจะเป็นที่มาของคำว่า เทคโนโลยี เพราะความสะดวกสบายในปัจจุบันนั้นได้นำเทคโนโลยีมาใช้เกือบทั้งสิ้น จึงได้มีการประยุกต์ใช้อุปกรณ์เทคโนโลยีต่าง ๆ เช่น อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง เป็นต้น ซึ่งหนึ่งในการประยุกต์ใช้นี้ก็คือ โครงการดิซี-ดิซี คอนเวอร์เตอร์(แบบสองทิศทาง) ซึ่งในโครงการนี้ได้นำมาประยุกต์ใช้เกี่ยวกับอุปกรณ์ที่สามารถควบคุมการทำงานได้สองโหมด คือ โหมดการทำงานที่เกี่ยวกับการขับเคลื่อนโดยการเดินหน้า (Forward) และ โหมดการทำงานที่เกี่ยวกับการเบรก (Forward Break)

1.2 เป้าหมาย และ วัตถุประสงค์

เป้าหมาย

1. สามารถนำไปควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor) แบบแยกกระตุ้น (Separate) และแบบแม่เหล็กถาวร (Permanent magnet)
2. สามารถนำไปสู่การประหยัดพลังงานได้ คือ จะเปลี่ยนจากการใช้น้ำมัน มาเป็นการใช้ไฟฟ้าจากการ Charge Battery แทน
3. สามารถใช้พลังงานได้นานกว่าปกติ คือ เมื่อ Run มอเตอร์จะเป็นการจ่ายพลังงานไป และถ้าเบรกมอเตอร์จะมีการถ่ายเทพลังงานกลับ

วัตถุประสงค์

1. เพื่อนำไปศึกษาการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor) โดยแบบเดินหน้า (forward) และเบรก (forward break)
2. เพื่อนำไปศึกษาการประยุกต์การทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor) แบบเดินหน้า (forward) และเบรก (forward break)
3. เพื่อนำไปศึกษาการประหยัดพลังงานได้ เช่น จะเปลี่ยนจากการใช้น้ำมัน มาเป็นการใช้ไฟฟ้า

จากการ Charge-Battery แทน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 แนวทางการศึกษา

1. ศึกษาทฤษฎีการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้า 2 ทิศทาง
2. ศึกษาทฤษฎีคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการ
3. ศึกษาวงจรควบคุมที่ใช้ในโครงการ
4. ทำการสร้างชุดวงจรกำลัง และทดสอบ
5. ทำการสร้างชุดวงจรควบคุม และทดสอบ
6. ทดลองชุดวงจรกำลังและชุดควบคุมวงจรกำลังโดยควบคุมแรงดันที่จ่ายให้โหลด
7. ทดลองทำการส่งผ่านพลังงาน 2 ทิศทางควบคุมโดยManual
8. สรุปผลการทดลองและวิเคราะห์การทดลอง

1.4 ขอบเขตการศึกษา

ทำการศึกษาถึงการทำงานของ ดิซี-ดิซี คอนเวอร์เตอร์ ศึกษาการไหลของพลังงานไฟฟ้าและควบคุม ทำการจำลองระบบเพื่อดูความเป็นไปได้และสร้างชิ้นงานเพื่อใช้ทดลอง ทำการทดลองโดยการควบคุมให้กำลังไฟฟ้าไหลได้สองทิศทางโดยใช้การควบคุมแบบ Manual ทำการสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

1.5 รายละเอียดที่ทำในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งรายละเอียดการศึกษาและค้นคว้าออกเป็นบทต่างๆทั้งหมด 5 บท โดยเริ่มจากพื้นฐานและรายละเอียดของหลักการทำงานควบคู่ไปพร้อมกันกับทฤษฎีและการปฏิบัติ โดยเนื้อหาต่างๆได้แบ่งออกเป็นบทต่างๆดังนี้

บทที่ 1 บทนำจะกล่าวถึงความเป็นมา เป้าหมายและวัตถุประสงค์ และแนวความคิดที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงพื้นฐานของทฤษฎีและหลักการ โดยจะกล่าวถึงทฤษฎีของการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้าแบบสองทิศทาง ซึ่งอธิบายถึงพื้นฐานของการนำ ดิซี-ดิซี คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง ไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบวงจรและเลือกใช้อุปกรณ์ต่างๆที่นำมาใช้ในโครงการนี้ รวมทั้งลักษณะโครงสร้างต่างๆ

บทที่ 4 กล่าวถึงผลของการทดลองเรื่องของ ดิซี-ดิซี คอนเวอร์เตอร์ แบบส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้าแบบสองทิศทางที่นำไปขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง รวมถึงการเก็บค่าต่างๆที่ได้จากการทดลอง

บทที่ 5 กล่าวถึงผลการสรุปและการวิจารณ์เกี่ยวกับปัญหาที่เกิดขึ้นในการทดลอง

1.6 ขั้นตอนและวิธีการศึกษาค้นคว้า

ในกระบวนการศึกษาค้นคว้านั้นจะเริ่มจากการศึกษาและรวบรวมทฤษฎีและหลักการที่นำมาใช้ในการทำโครงการนี้ และได้ทำการศึกษาการทดลองเบื้องต้นจากโปรแกรม PSCAD เพื่อศึกษาถึงความเป็นไปได้ของโครงการนี้ แล้วจึงทำการสร้างเครื่องต้นแบบเพื่อใช้ในการทดลองและนำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการศึกษาเบื้องต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

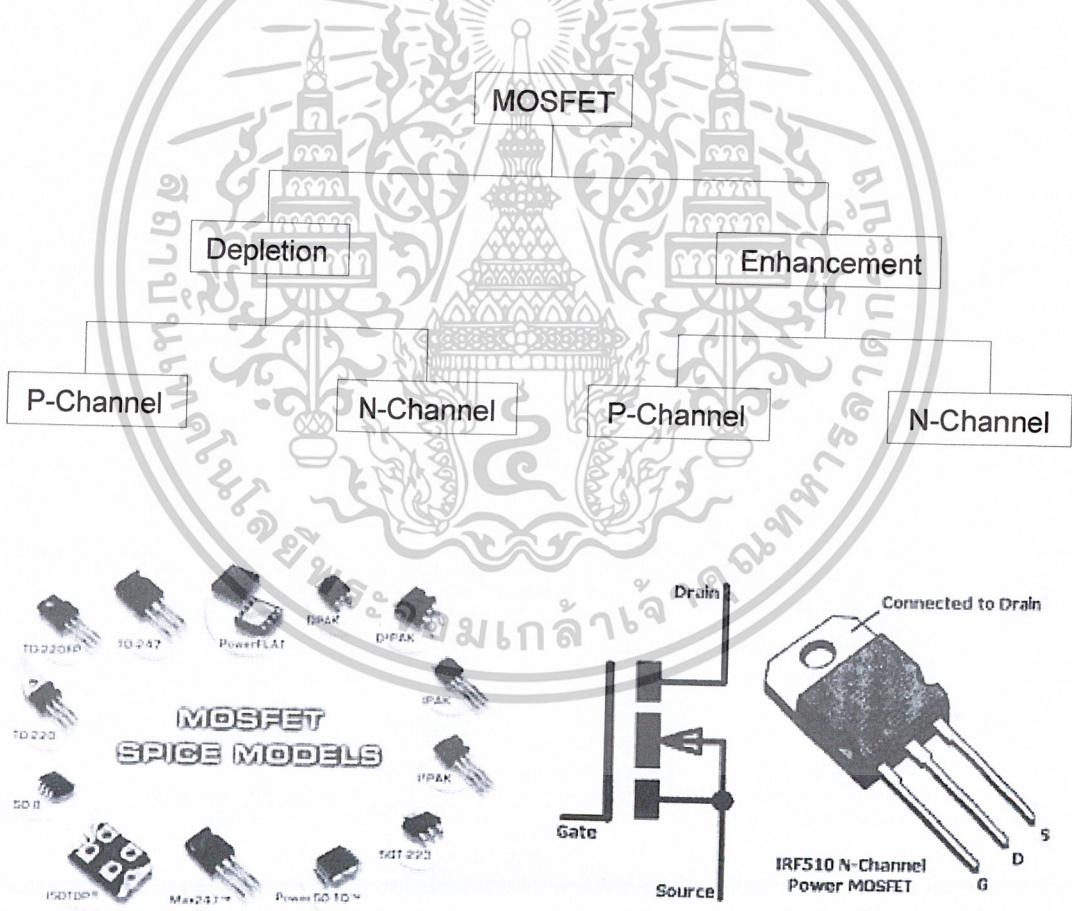
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ทฤษฎีมอสเฟตพื้นฐาน

มอสเฟตกำลัง

มอสเฟต (MOSFET) ย่อมาจาก Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor เป็นอุปกรณ์ที่ใช้แรงดันในการควบคุมการสวิตช์ และต้องการกระแสอินพุตต่ำ ๆ ความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูงเวลาในการสวิตช์ซึ่งต่ำมากเป็น นาโนวินาที มอสเฟตกำลังได้ถูกนำไปใช้งานทางด้านคอนเวอร์เตอร์ (Converter) ที่มีกำลังต่ำ, ความถี่สูง มอสเฟตกำลังไม่มีปัญหาเกี่ยวกับปรากฏการณ์ Secondary Breakdown เหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟต (MOSFET) ก็มีปัญหากับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการเก็บรักษาเป็นพิเศษ



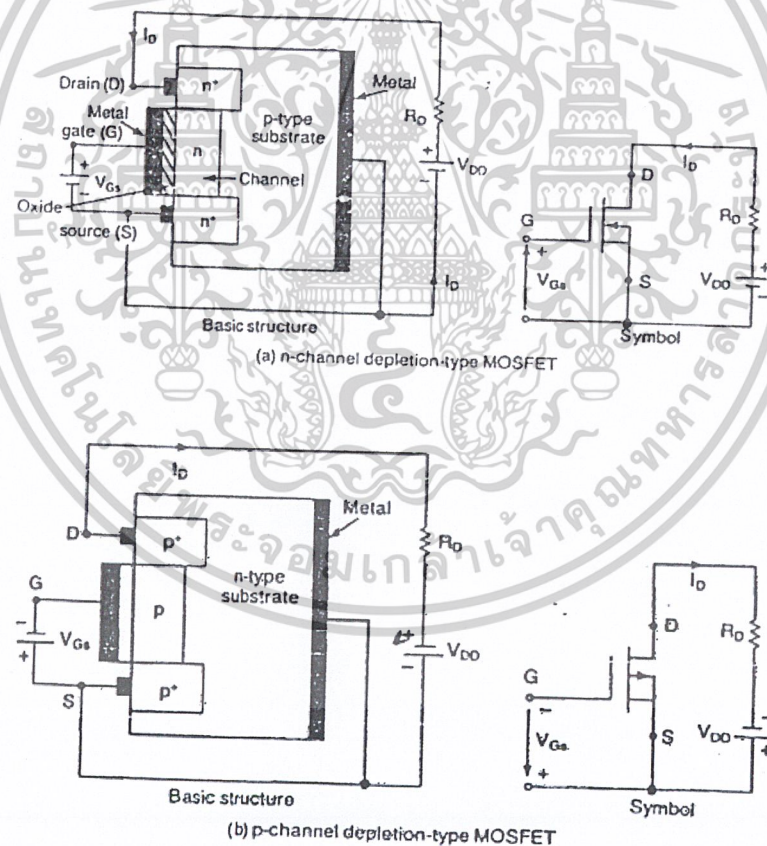
รูปที่ 2.1 แสดงประเภทของมอสเฟต (MOSFET) กำลังในลักษณะต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอสเฟท (MOSFET) มีด้วยกันอยู่ 2 ชนิดคือ

- 1.) Depletion MOSFETs
- 2.) Enhancement MOSFETs

Depletion MOSFET แบบ n – channel จะมีโครงสร้างที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด p-type ดังรูป A และถูกโด้ไปด้วยสารกึ่งตัวนำแบบ n ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทจะถูกแยกทางไฟฟ้าออกจาก channel ด้วยชั้นของออกไซด์บาง ๆ ขาทั้ง 3 ของมอสเฟทมีชื่อเรียกว่า เกท (gate) เดรน (drain) ซอร์ส (source) แรงดันที่เกทกับซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบอิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ n – channel จะถูกผลักคั่นออกไปและบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นออกไซด์เป็นผลให้ channel แคลลงความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะสูงขึ้น (R_{DS}) ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่ทำให้ channel ปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้นจนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส I_{DS} แล้วแรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า Pinch-off Voltage เมื่อ V_{GS} เป็นบวก channel จะเริ่มกว้างมากขึ้น I_{DS} เพิ่มขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลงสำหรับใน Depletion MOSFET แบบ p – channel จะมีขั้วของ V_{GS} , I_{DS} , R_{DS} จะตรงข้ามกันกับแบบ n – channel



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของดีมอสเฟท

- a.) n – channel depletion - type MOSFET
- b.) p – channel depletion - type MOSFET

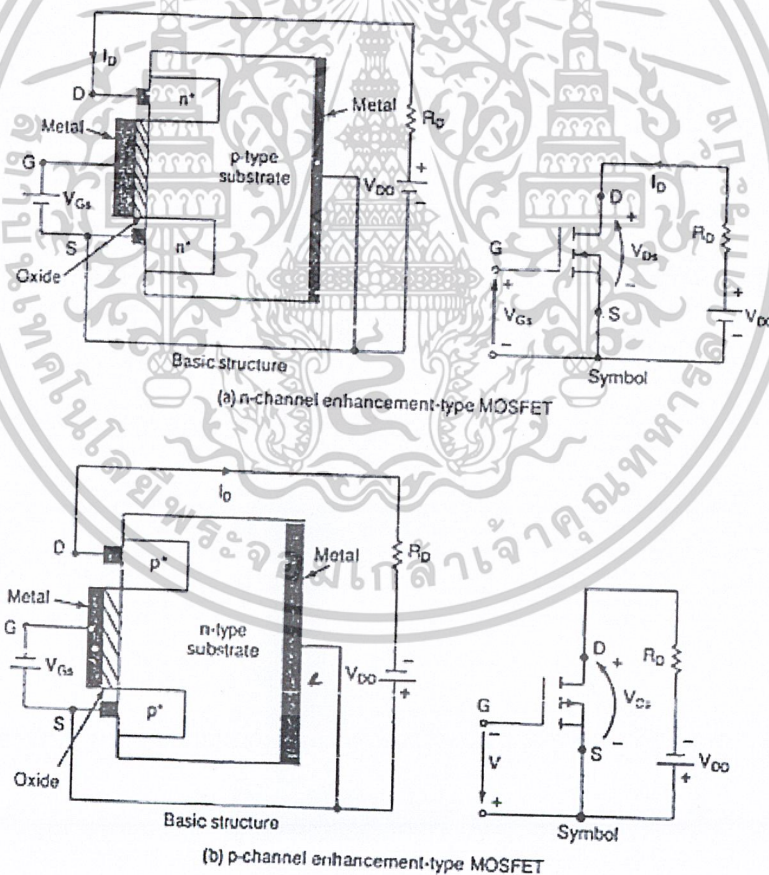
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ลักษณะสมบัติที่ Steady State ของมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดันไฟฟ้า ซึ่งมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมากทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็น นาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแส ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแส drain I_D กับกระแสเกต I_G โดยทั่วไปแล้วจะมีค่าสูงถึง 10^9 อย่างไรก็ตามอัตราขยายกระแสคงไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เป็นอัตราส่วนระหว่างกระแส drain กับแรงดันเกต จะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

ลักษณะในการถ่ายโอนของอีมอสเฟตแบบเซนแนล p และเซนแนล n แสดงดังรูปที่ 2.3 จะเป็นคุณลักษณะทางเอาท์พุทของอีมอสเฟตแบบเซนแนล p และเซนแนล n ซึ่งจะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ

1. บริเวณคัตออฟ (Cutoff Region) เกิดขึ้นเมื่อ $V_{GS} \leq V_T$
2. บริเวณพินชออฟหรือบริเวณอิ่มตัว (Pinch-off or Saturation Region) เกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$
3. บริเวณที่เป็นเชิงเส้น (Linear Region) เกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของอีมอสเฟต

- a.) n - channel Enhancement - type MOSFET
- b.) p - channel Enhancement - type MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

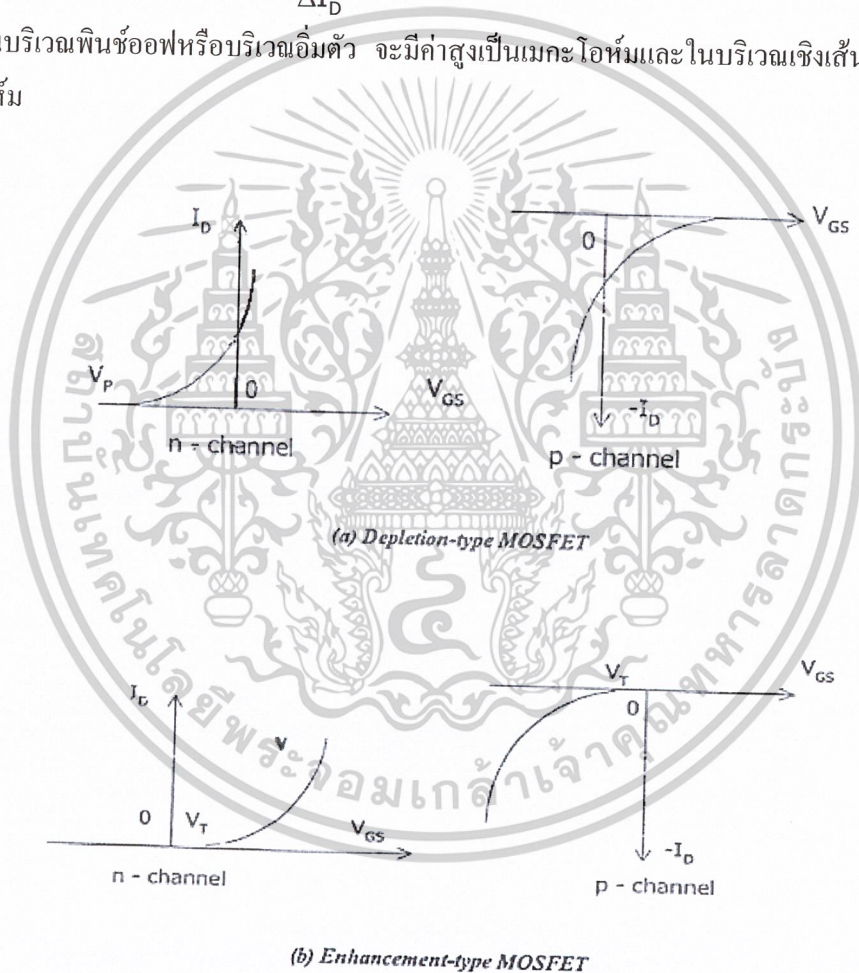
การพินซ์ออฟหรือการอิ่มตัว จะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้นกระแส I_D จะเปลี่ยนไปโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนที่สูงและแรงดันที่ต่ำ ทำให้มอสเฟทกำลังทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้นสำหรับการสวิทซ์ซิ่ง ในบริเวณกระแสเดรนจะมีค่าคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นในบริเวณนั้นมอสเฟทจึงถูกนำไปใช้ในการขยายแรงดันมอสเฟททั้ง Depletion - type และ Enhancement - type จะมีโมเดล Steady - State ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (g_m) หาได้ดังนี้

$$g_m = \frac{\Delta V_{DS} - V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \approx \text{Constant} \quad (2.1)$$

ความต้านทานด้านเอาต์พุต $r_0 = R_{DS}$ หาได้จาก

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad (2.2)$$

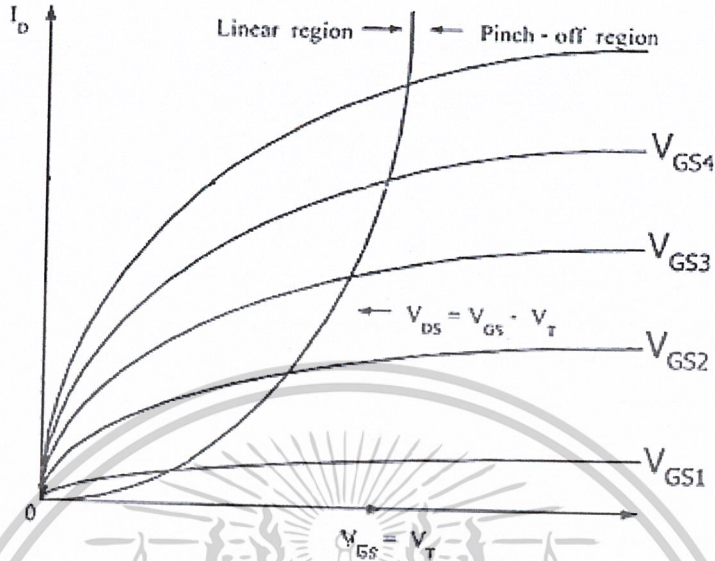
R_{DS} ในบริเวณพินซ์ออฟหรือบริเวณอิ่มตัว จะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์มและในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม



รูปที่ 2.4 คุณสมบัติในการถ่ายโอนของมอสเฟทแบบเซนแนล p และเซนแนล n

สำหรับ Depletion MOSFET จะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือเป็นลบก็ได้ แต่ Enhancement MOSFET จะตอบสนองที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น มอสเฟทที่ใช้งานโดยทั่ว ๆ ไป แล้วนั้นจะเป็นชนิด Enhancement MOSFET อย่างไรก็ตาม Depletion MOSFET ก็ยังมีการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

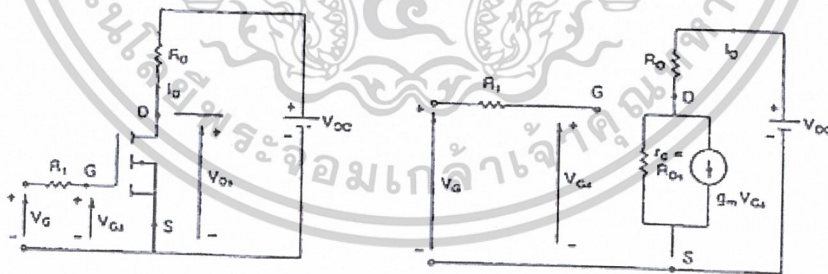
ประยุกต์ใช้ในการออกแบบทางลอจิกที่ต้องการเข้ากันสวิตช์ DC หรือ AC ซึ่งยังคงทำงานอยู่ได้ เมื่อแหล่งจ่ายลอจิกตกลงจน V_{GS} เป็นศูนย์



รูปที่ 2.5 คุณสมบัติทางเอาท์พุทของ Enhancement - type MOSFET

2. คุณสมบัติในการสวิตช์ซึ่ง

ถ้าปราศจากสัญญาณที่เกต Enhancement MOSFET จะถูกพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัวต่อกัน เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN โครงสร้างของเกตจะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงกับระหว่างเดรนและซอร์ส CGD จะมีรอยทรานซิสเตอร์ต่อบนแอตสลับจากเดรนไปยังซอร์สและมีค่าความจุไฟฟ้า CDS

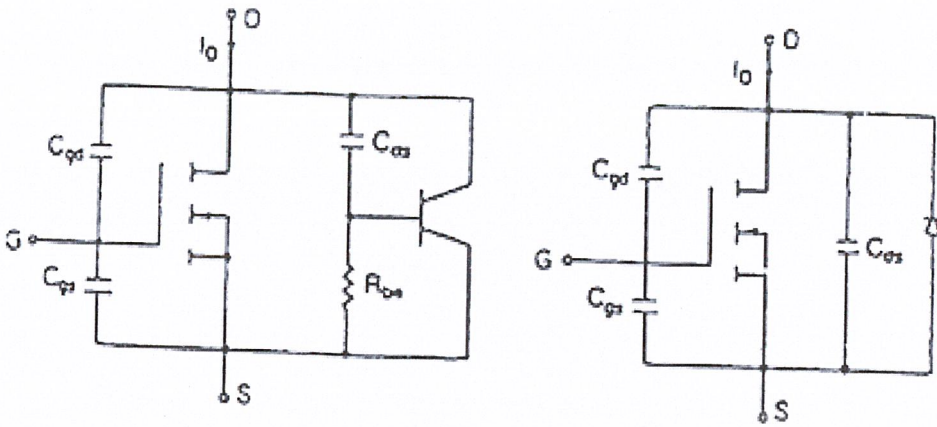


(a) Circuit diagram

(b) Equivalent circuit

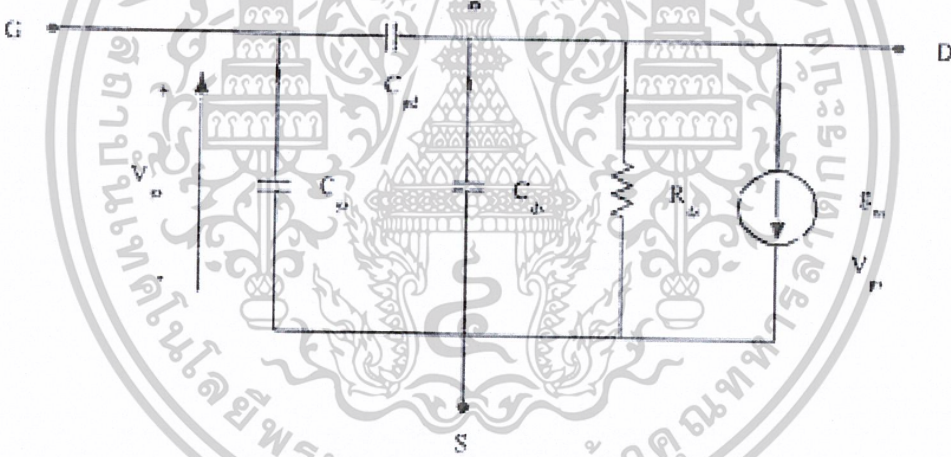
รูปที่ 2.6 โมเดลการสวิตช์ซึ่งที่ Steady State ของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

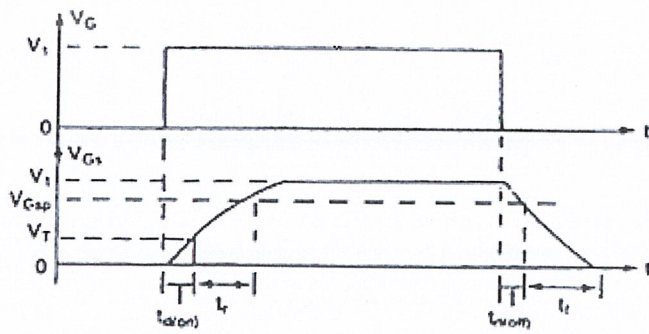


รูปที่ 2.7 โมเดลแฝงของ Enhancement - type MOSFET

จากรูปที่ 2.7 แสดงวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์แฝงที่ขนานกับมอสเฟต R_{BE} ที่บริเวณเบสกับอิมิตเตอร์นั้นมีค่าต่ำ ด้วยเหตุนี้มอสเฟตจึงถูกพิจารณาให้มีไดโอดต่ออยู่ภายในโมเดลสวิตซ์ซึ่งของมอสเฟตแสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 โมเดลสวิตซ์ซึ่งของมอสเฟต



รูปที่ 2.9 สัญญาณในการสวิตซ์ซึ่งของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนแรงดันเกตเพิ่มจากศูนย์ถึง V_T เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุพาซิเตอร์(ภายในตัวของอีมอสเฟต) ให้มีค่าให้ถึงระดับแรงดัน (Threshold Voltage; V_T) เราเรียกว่าช่วงเวลาดีเลย์ในการเปิด (Turn - on delay Time , $t_{d(min)}$) จนแรงดันถึงระดับช่วงเวลาขาขึ้น (Threshold Voltage Rise Time , t_r) เป็นเวลาที่ใช้ในการอัดประจุจากแรงดันที่แรงดัน (Threshold Voltage) จนถึงแรงดันเกตสูงสุด(Full Gate Voltage ; V_{GS}) ซึ่งใช้ในการขับมอสเฟตให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น

เวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากระดับแรงดันเกต V_1 จนมอสเฟตทำงานที่บริเวณพินช์ออฟ เรียกว่าเวลาดีเลย์ในการปิด (Turn - off delay Time , $t_{d(off)}$) และช่วงเวลาขาลง (Pinch - off fall time , t_f) เป็นเวลาที่ใช้การคายประจุเกตจากระดับพินช์ออฟ จนแรงดันถึงระดับที่แรงดัน (Threshold Voltage) ถ้า $V_{GS} < V_T$ มอสเฟตจะหยุดทำงาน

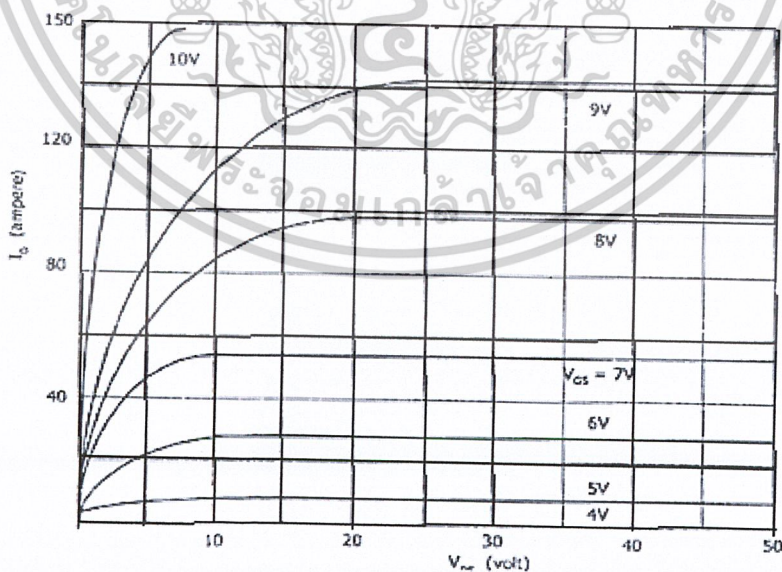
พารามิเตอร์ในการทำงานของมอสเฟต

Output characteristic เป็นกราฟของ I_D เทียบกับ V_{GS} รูปที่ 2.10 กราฟแรงดัน Threshold Voltage , V_T ที่มีค่าเท่ากับ 4V และในการทำให้แรงดัน V_{GS} คงที่ไว้ทำให้กระแส I_D มีค่าเกือบจะคงที่แรงดันพินช์ออฟ เนื่องจากความต้านทานในขณะทำงาน On - State Resistance มีค่า

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \text{ โดยประมาณคงที่}$$

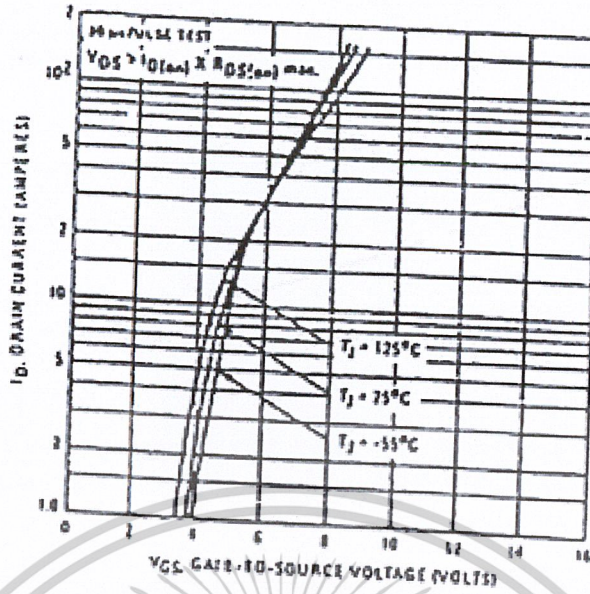
3. ลักษณะสมบัติเชิงเส้น Linear Characteristic

เป็นลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตที่ค่า V_{DS} ต่ำ ๆ ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญสำหรับการนำไปใช้ในงานสวิตซ์ซิ่ง จากการที่ V_{DS} มีค่าต่ำในบริเวณเชิงเส้นจึงมักจะกำหนดเป็นลักษณะสมบัติอิ่มตัว Saturation Characteristic



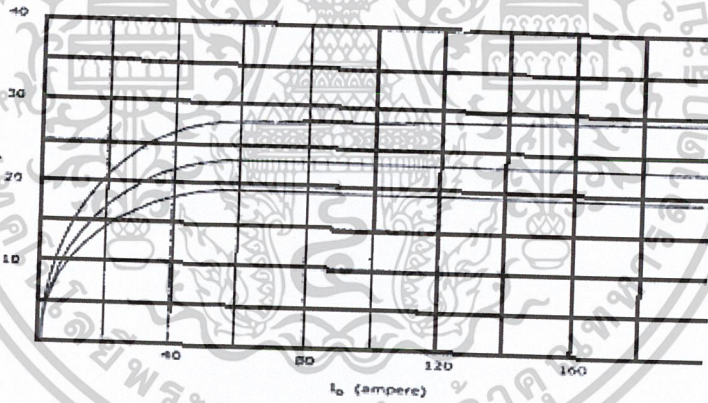
รูปที่ 2.10 คุณสมบัติทางเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

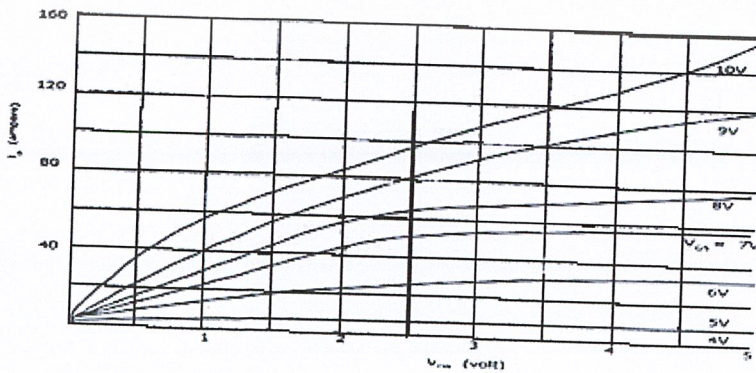


รูปที่ 2.11 คุณลักษณะในการโอนย้าย

Trans conductance, g_m เป็นค่าที่ได้จาก Transfer Characteristic ดังรูป

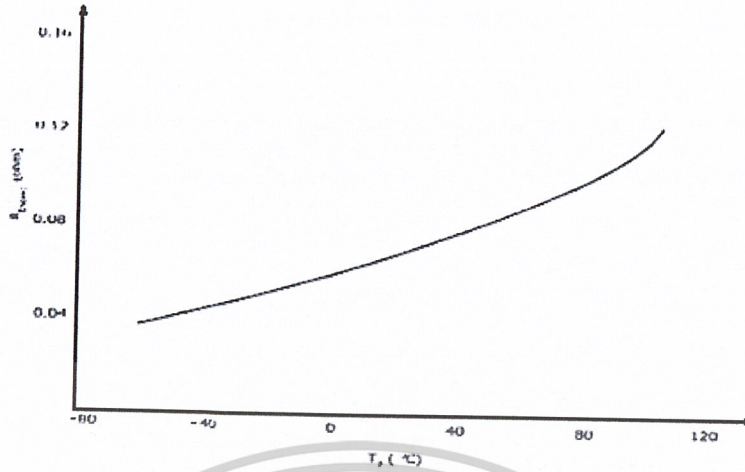


รูปที่ 2.12 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เทียบกับกระแสเดรน



รูปที่ 2.13 คุณสมบัติการอิมิตัว

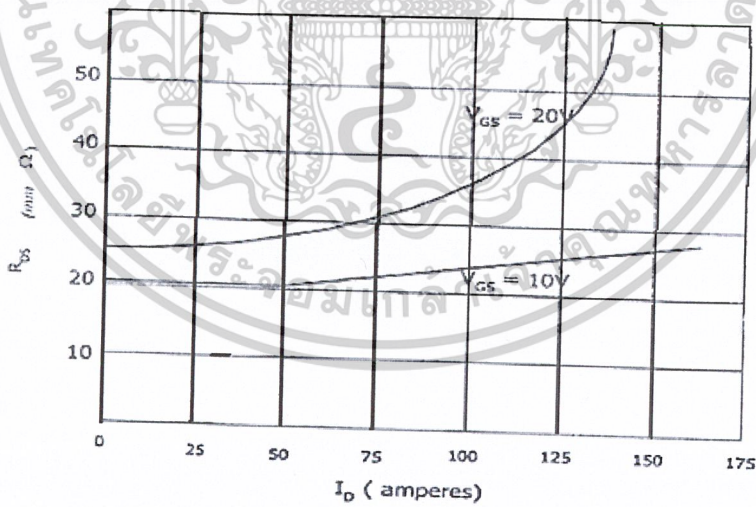
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ

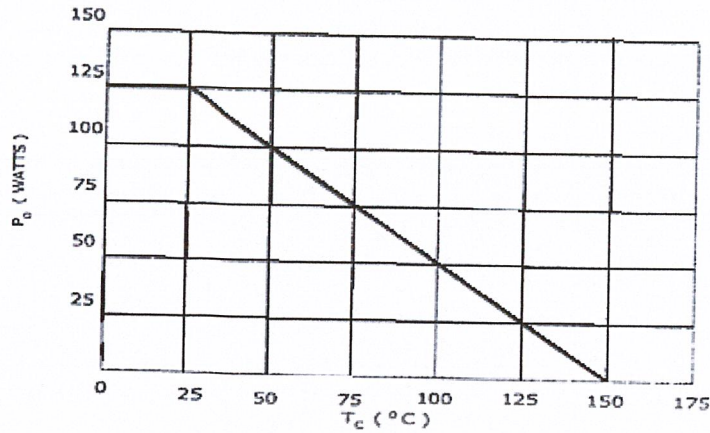
4. ความต้านทานขณะทำงาน On – State Resistance, R_{DS}

เป็นการแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าขณะที่มอสเฟตนำกระแส R_{DS} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 2.14 การเพิ่มขึ้นของ R_{DS} ที่มีค่า I_D และ V_{DS} ต่าง ๆ กันดังรูปที่ 2.15 จะไม่เป็นเชิงเส้น กำลังไฟฟ้าที่สูญเสีย $P_D = I_D^2 R_{DS} = V_{DS} I_D$ ซึ่งจะมีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิที่ตัวถังเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับกระแสเดรน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเทียบกับอุณหภูมิที่ตัวถัง

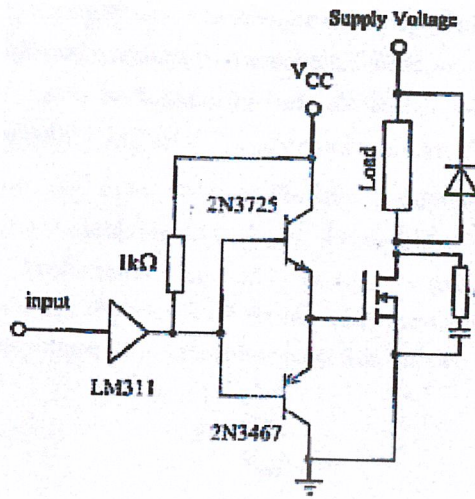
5. ประโยชน์และการใช้งานมอสเฟทกำลัง

เนื่องจากมอสเฟทกำลังมีความเร็วในการสวิตช์สูงมากเป็นนาโน (Nanosecond) จึงเหมาะกับการแปลงผันที่มีความถี่สูงและมีกำลังไฟฟ้าต่ำ

แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟทจะมีปัญหาในเรื่องการคายประจุไฟฟ้าสถิตย์ภายในตัวเอง จึงต้องบำรุงเป็นพิเศษ นอกจากนี้การป้องกันมอสเฟทขณะเกิดฟลัดด์ แบบลัดวงจรทำได้ค่อนข้างยาก

6. พื้นที่ทำงานปลอดภัย

เนื่องจากมอสเฟทเป็นอุปกรณ์พาหะข้างมาก จึงมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของความต้านทานเป็นบวก และปรากฏการณ์เบรกควานที่สอง มีโอกาสเกิดได้น้อยกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เพราะถ้าเกิดความร้อนขึ้นภายในตัวความต้านทานที่จุดนั้นจะสูงขึ้น จึงเท่ากับเป็นการบังคับให้เกิดการกระจายของกระแสไปยังจุดอื่นๆ ที่มีความต้านทานต่ำกว่านั่นเอง พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย (Safe operating, SOA) ของมอสเฟท ถ้ามีค่ากระแสพิกัดต่อเนื่อง 5A จนอาจสูงถึง 10A ได้ ถ้าเป็นพัลส์และมีค่าพิกัด $V_{DS} = 400$ V พื้นที่ปลอดภัยถูกกำหนดด้านความร้อนเพียงอย่างเดียว และขีดจำกัดกำลังสามารถคำนวณหาจากข้อมูลเกี่ยวกับอิมพีแดนซ์ทางอุณหภูมิ เช่น



รูปที่ 2.17 วงจรขับเกิดของมอสเฟต และวงจรสับเบอร์



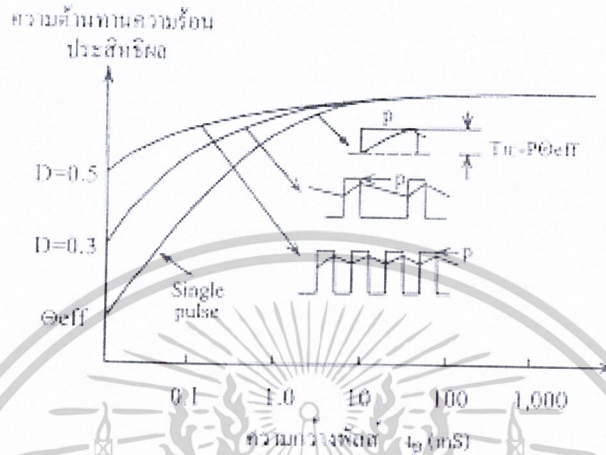
รูปที่ 2.18 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

จากรูปที่ 2.18 กระแสตรงถูกจำกัดการสูญเสียมีค่าไม่เกิน 125 W ซึ่งเท่ากับอิมพีแดนซ์ทางอุณหภูมิมิระหว่างรอยต่อตัวถัง $\Theta_{jc} = 1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ สำหรับค่า $T_{\text{max}} = 150^{\circ}\text{C}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ โดยที่แผ่นระบายความร้อนมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำมาก ๆ สำหรับการงานแบบสวิตช์ที่กระแสเป็นพัลส์ ลักษณะของเส้น SOA จะเปลี่ยนแปลงไป เช่น ที่ $V_{DS} = 150\text{V}$. กระแสมีค่า 0.83A (125 W) จะเพิ่มขึ้นเป็น 7A (1,050 W) โดยที่พัลส์มีความกว้างเท่ากับ 1 ms และเส้นโค้ง SOA ต่างๆ ที่กำหนดให้สามารถนำมาดัดแปลงเป็นเส้นโค้ง SOA สำหรับการการทำงานที่เป็นรอบทำงานหรือวัฏจักร (Duty Cycle : D) ดังรูปที่ 2.19 แสดงอิมพีแดนซ์อุณหภูมิตั้งแต่ในภาวะชั่วครู่ ขณะทำงานแบบพัลส์เดี่ยวและทำงานเป็นวัฏจักร โดยสามารถคำนวณการหาค่ากำลังสูญเสียที่รอยต่อได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P = \frac{T_{jmax} - 25}{\theta_{eff}(t_p, D)} \tag{2.3}$$

โดยที่ $T_{jmax} = 150^{\circ}C, T_C = T_A = 25^{\circ}C, \theta_{eff}$ คืออิมพีแดนซ์ความร้อนในภาวะชั่วคราว t_p เป็นความกว้างของพัลส์ ค่ารอบทำงาน $D = T_p/T$



รูปที่ 2.19 อิมพีแดนซ์ความร้อนชั่วคราวของมอสเฟต

7. ข้อดีของการใช้มอสเฟต

1. ความเร็ว

มอสเฟตมีความสามารถในการสวิตซ์ซึ่งด้วยความเร็วโดยปราศจากการสะสมประจุ ดังนั้นจึงไม่คิดเวลาในช่วงการสะสมจึงทำให้มอสเฟตมีความเร็วกว่าทรานซิสเตอร์ในการสวิตซ์ซึ่งความเร็วของมอสเฟตจะขึ้นอยู่กับกรอดและคายประจุของตัวเก็บประจุภายใน

2. อินพุต

ขาเกตของมอสเฟตนั้นถูกแยก Isolate จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นออกไซด์ที่ทำให้เกิดความต้านทานที่มีค่าสูงมาก มอสเฟตสามารถถูกไปอัสด้วยแรงดันประมาณ 10 Volt

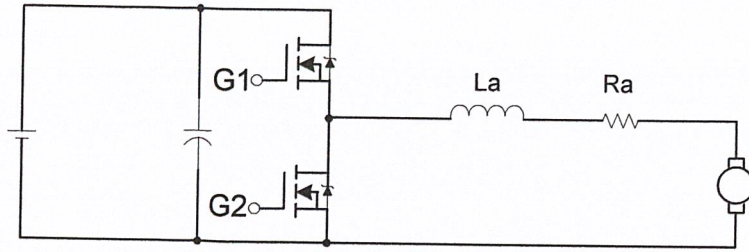
3. ย่านความปลอดภัย

ขอบเขตย่านความปลอดภัยของมอสเฟตได้ถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด แรงดันเบรกคาวน

2.2 ทฤษฎีการส่งถ่ายพลังงานแบบสองทิศทาง (Bidirectional Power Flow)

ในการประยุกต์ เช่น การเบรกมอเตอร์แบบ Regenerative กำลังไฟฟ้าจะไหลผ่าน Converter ที่ต่อกับระบบไฟฟ้าซึ่งทำให้พลังงานจลน์จากแรงเฉื่อยของมอเตอร์ เปลี่ยนรูปจากพลังงานจลน์เป็นพลังงานไฟฟ้าและไหลย้อนกลับสู่แหล่งจ่าย

ทฤษฎี การส่งถ่ายพลังงานสองทิศทาง (Bidirectional Power Flow)

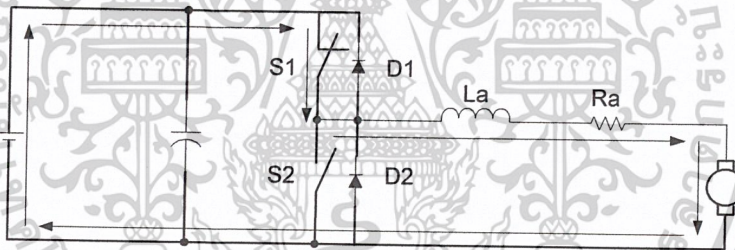


รูปที่ 2.20 Bidirectional DC-DC Converter

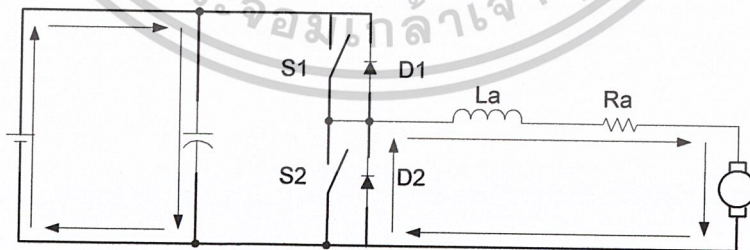
สามารถแบ่งได้เป็น 2 Mode การทำงาน คือ

1. Mode ส่งถ่ายพลังงานไปยังโหลด โดยที่กำหนดให้เป็น Mode 1
2. Mode คืบพลังงานมาที่แหล่งจ่าย โดยที่กำหนดให้เป็น Mode 2

1. Mode ส่งถ่ายพลังงานไปยังโหลด โดยที่กำหนดให้เป็น Mode 1



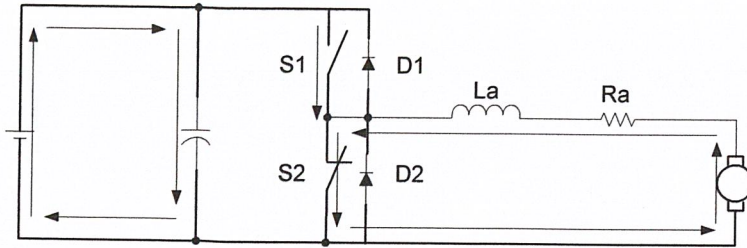
รูปที่ 2.21 สภาวะ ON (S1 ON)



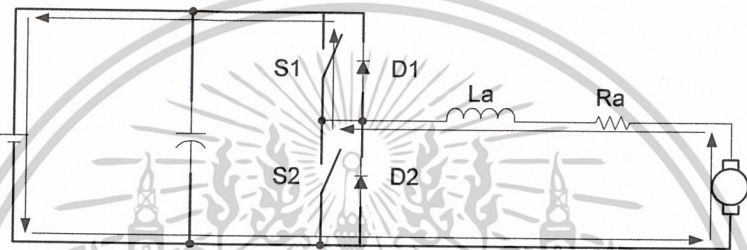
รูปที่ 2.22 สภาวะ OFF (S1 OFF)

การทำงานในโหมดที่ 1 ทำการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่ายไปยังด้านโหลดที่เป็นมอเตอร์ จะทำได้โดยการปรับค่าคาบเวลาตั้งแต่ 0-100% จะทำให้ S1 ทำงานส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าไปยังด้านโหลด และเมื่อ S1 หยุดทำงานกระแสก็จะไหลผ่าน D₂ ซึ่งทำหน้าที่เป็นไดโอดฟรีวิลลิ่ง โดยหลักการแรงดันจะไหลจากด้านสวิตช์ไฟฟ้าที่สูงกว่าไปยังด้านสวิตช์ไฟฟ้าที่ต่ำกว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Mode คืบพลังงานมาที่แหล่งจ่าย โดยที่กำหนดให้เป็น Mode B



รูปที่ 2.23 สภาวะ ON (S2 ON)

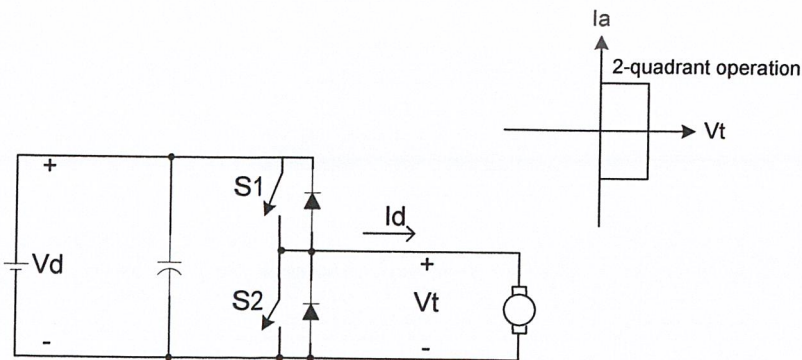


รูปที่ 2.24 สภาวะ OFF (S2 OFF, D1 ON)

การทำงานในโหมดที่ 2 ทำการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าจากด้านโหลดที่เป็นมอเตอร์ไปยังด้านแหล่งจ่าย จะทำได้โดยการปรับค่าคาบเวลาน้อยกว่า 100% ในสภาวะที่ได้จ่ายแรงดันไปแล้ว จะทำให้ S2 ทำงาน ทำให้แรงดันที่ S2 น้อยกว่าแรงดันที่โหลด กระแสจะไหลผ่าน S2 เมื่อ S2 หยุดทำงาน กระแสจะไหลผ่าน D1 กลับไปยังแหล่งจ่าย

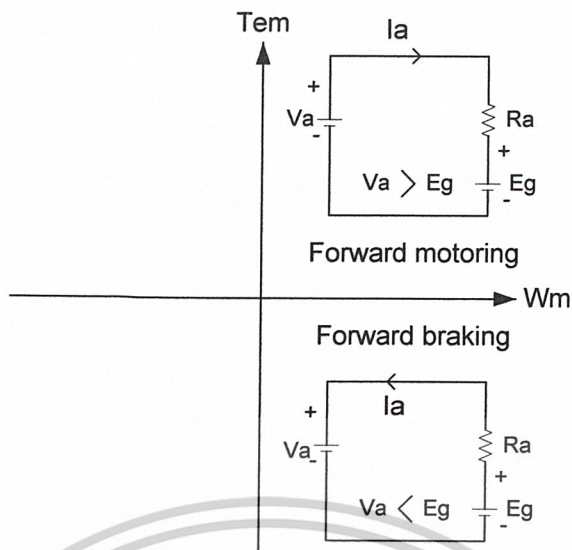
การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 2 ควอดแดรนต์

ในโครงการนี้เป็นการศึกษาการควบคุมมอเตอร์แบบ 2 ควอดแดรนต์ (Two-Quadrants) ในรูปที่ 2.25 จะเป็น step down dc-dc chopper สำหรับ 2 ควอดแดรนต์ที่ไม่ต้องการกลับทิศทางแต่มีการเบรก ส่วนในรูปที่ 2.26 จะเป็นการควบคุมการหมุนได้เป็น 2 ควอดแดรนต์



รูปที่ 2.25 วงจร Step down dc-dc chopper 2 quadrants

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 การควบคุมการหมุน 2 ควอดแดรนต์

หลักการทำงานของการส่งถ่ายพลังงานสองทิศทาง (Bidirectional Power Flow)

1. ควอดแดรนต์ที่ 1 (Forward Motoring) V_a , E_g และ I_a มีค่าเป็นบวกหมด แรงบิดและความเร็วที่เกิดขึ้นมีค่าเป็นบวกในควอดแดรนต์นี้
2. ควอดแดรนต์ที่ 2 (Forward Braking) มอเตอร์หมุนในทิศทางฟอร์เวิร์ดและแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ (Induced emf; E_g) มีค่าเป็นบวกขึ้นเรื่อยๆ เมื่อแรงบิดมีค่าเป็นลบ และทิศทางของพลังงานมีทิศทางตรงกันข้าม กระแสอาร์เมเจอร์จะมีค่าเป็นลบ และแหล่งจ่ายแรงดัน V_a มีค่าต่ำกว่า E_g

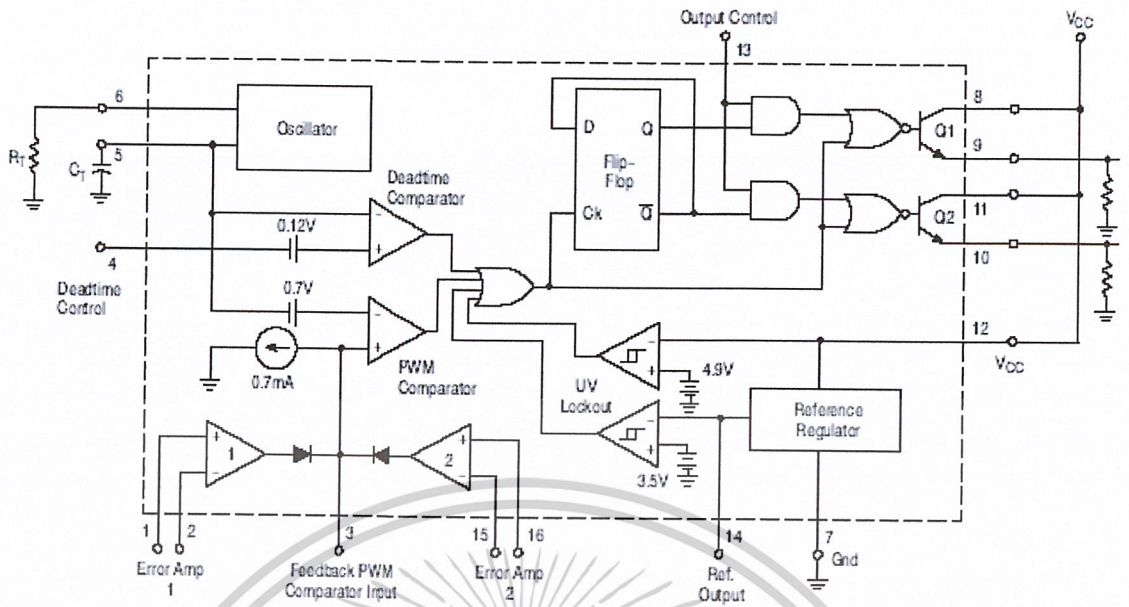
2.3 ทฤษฎีเทคนิคที่ดับเบิลยูเอ็มแบบไบโพลาร์ (PWM Bipolar Voltage Switching)

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกประเภท จะคงค่าของเอาต์พุตไว้ได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลาของการนำกระแส (t_{ON}) ของมอสเฟทกำลัง ดังนั้นการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วีดมอดูเลชัน (Pules Wide Modulation) หรือ PWM

เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีค่าของคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงไปตามผลของ มอดูเลชัน โดยที่ค่าความกว้างของพัลส์นี้จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลากะแสของมอสเฟทกำลังในวงจรคอนเวอร์เตอร์

1. ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับการควบคุม

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งทำงานได้โดยการควบคุมแรงดัน โดยมีโครงสร้างภายในและการจัดเรียงขาของ TL494



รูปที่ 2.27 โครงสร้างภายในและการจัดเรียงขาของ TL494

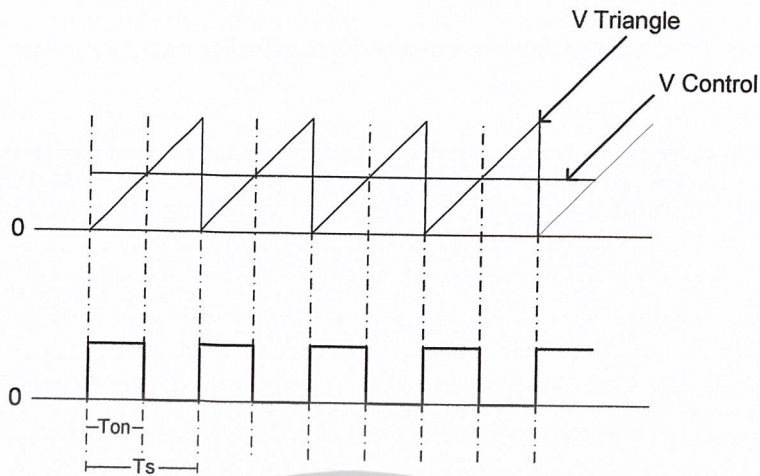
2. การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์สามารถกำหนดได้โดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 5 และขา 6 ของไอซีค่าของคาบเวลาจะกำหนดได้โดย

$$T = \frac{R_T \cdot C_T}{1.1} \tag{2.4}$$

ในการสับสวิตช์แบบนี้ พิจารณารูปที่ 2.28 สวิตช์ S1 และสวิตช์ S2 จะทำงานไม่พร้อมกัน เนื่องจากถ้าสวิตช์สองตัวนี้ทำงานพร้อมกันจะทำให้เกิดการลัดวงจรได้

สัญญาณสวิตช์โดยทั่วไปจะสร้างโดยการนำสัญญาณความถี่สามเหลี่ยม (Switching Frequency triangular) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณควบคุม ($V_{control}$) เมื่อ $V_{control} > V_{tri}$ สวิตช์ S1 จะทำงาน และถ้า $V_{control} < V_{tri}$ สวิตช์ S2 จะทำงาน ค่าคาบเวลา (Duty Ratio) ของสวิตช์สามารถคำนวณหาได้จากรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลวเอ็มแบบไบโพลาร์

การคำนวณหาค่าคาบเวลา(Duty Ratio)

1. คาบเวลา(Duty Ratio) ของ D_1 กรณี S1 ทำงานจะได้

$$D_1 = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2.5)$$

2. คาบเวลา (Duty Ratio) ของ D_2 กรณี S2 ทำงานจะได้

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (2.6)$$

2.4 ทฤษฎีพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์(Push - Pull Converter)

ในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่ง ได้ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในวงการอุตสาหกรรม เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งมีข้อได้เปรียบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์ตรงที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าในขณะที่มีการจ่ายกำลังเท่ากัน

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบลิเนียร์จะประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งทำหน้าที่แปลงไฟกระแสสลับที่มีแรงดันสูงให้มีความถี่ต่ำ จากนั้นจะถูกส่งมายังวงจรเรกติฟาย และฟิลเตอร์ และจะผ่านวงจรเรกติฟเคเตอร์เพื่อรักษาความเสถียรของแรงดัน ส่วนแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งนั้นไม่ต้องใช้

ข้อดีและข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่ง

1. ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่ง

ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่ง คือ ประสิทธิภาพสูง และมีขนาดเล็ก การทำงานจะอยู่ในโหมดแอกทีฟโหมด คือ มีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลาทำให้มีประสิทธิภาพประมาณ 40-50 %

1.1 อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งจะทำงานเป็นสวิตช์ คือ ทำหน้าที่ on และ off ตลอดเวลาซึ่งทั้งสองสถานะนี้ ในช่วง on จะมีแรงดันตกคร่อมมากและในช่วง off จะมีกระแสผ่านตัวมันต่ำทำให้กำลังที่สูญเสียภายในตัวมันมีค่าน้อย

1.2 มีค่า Regulation ดี และข้อดีของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งจะทำการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีขนาดเล็กทำให้การสูญเสียภายในอุปกรณ์มีค่าน้อย

2. ข้อเสียของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่ง

2.1 แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่ง ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างช่วงการสวิตช์ซึ่ง

2.2 แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งนั้น มีความซับซ้อนทำให้การทำความเข้าใจค่อนข้างยาก

คอนเวอร์เตอร์เป็นส่วนสำคัญในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่ง มีหน้าที่ในการลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และสามารถคงแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายในโดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน การเลือกคอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่ง ควรพิจารณาพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ดังต่อไปนี้

ลักษณะการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันด้านอินพุตและเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

1. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
3. ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
5. การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของคอนเวอร์เตอร์

จากหัวข้อที่พิจารณาดังกล่าวทราบขีดจำกัดของการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมา สามารถแบบชนิดต่างๆ ของคอนเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

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

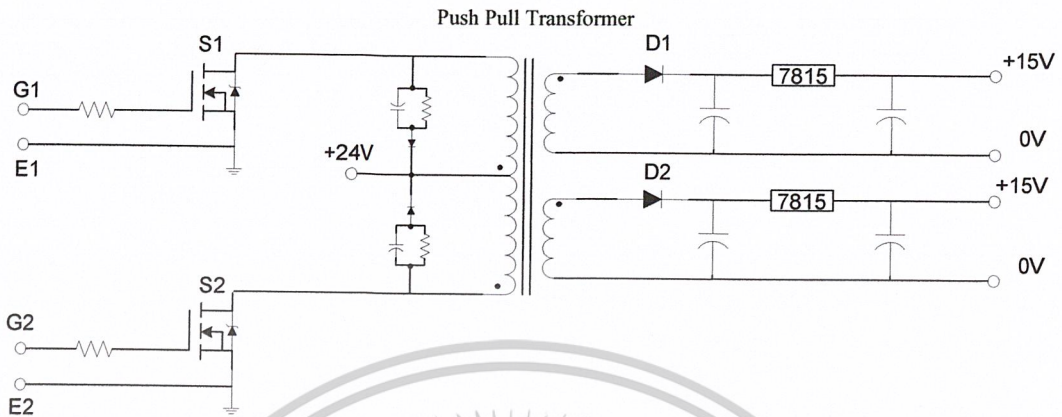
คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันมากนัก แต่ในการทดลองนี้จะใช้คอนเวอร์เตอร์แบบพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter) เปรียบเสมือนการนำฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มาต่อร่วมกัน โดยทั้งสองชุดจะผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟสทำ

ให้ออกกำลังไฟฟ้าได้ในช่วง 200 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ อย่างไรก็ตามมอสเฟตกำลังในวงจรยังคงมีแรงดันเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตกรวมขณะหยุดนำกระแส รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้มอเตอร์พังเสียหายง่าย



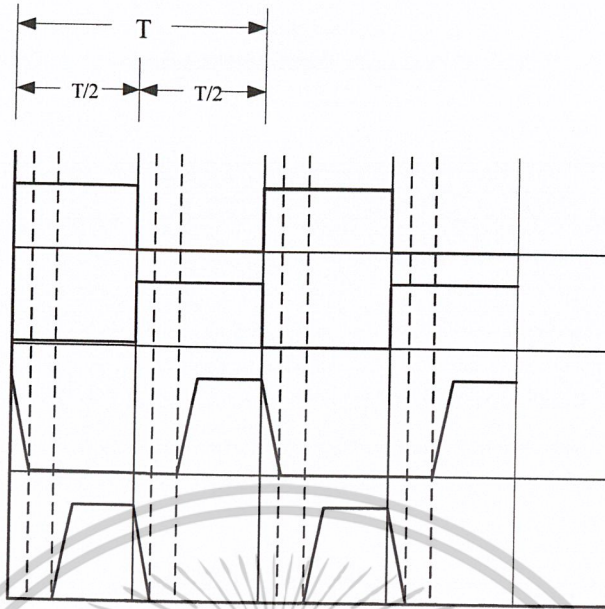
รูปที่ 2.29 วงจรพุด-พูลคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของพุด-พูลคอนเวอร์เตอร์แสดงดังรูปที่ 2.29 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ มอเตอร์กำลัง S_1 และ S_2 จะสลับกันทำงานโดยจะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา โดยในขณะที่ S_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ N_{p1} และในขณะที่ S_2 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ N_{p2} และไดโอด D_1, D_2 จะอยู่ในลักษณะของการถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลขดลวดทุติยภูมิ N_{s1}, N_{s2} และผ่านไปยังตัวเก็บประจุ

เมื่ วงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{OUT} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)(V_{in} - V_{sd(sat)}) \frac{t_{ON}}{T/2} - VD \tag{2.7}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรการทำงานของพวช-พวลคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพวช-พวลจะทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงพัลส์แรงดันต่ำให้เป็นแรงดันสูง วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพวช-พวลจะอาศัยการทำงานของมอสเฟตกำลัง โดยอาศัยการทำงานคนละครึ่งคาบเวลาส่งพลังงานไปยังโหลด

1. การเลือกใช้อมอสเฟต

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพวช-พวล ขณะมอสเฟตกำลังไม่ทำงาน (สถานะหยุดนำกระแส) จะมีแรงดันดังนี้

$$V_{DS(max)} = V_{in(max)} + \frac{N_s}{N_p} V_{in} \tag{2.8}$$

ดังนั้น

$$V_{DS(max)} = 2 V_{in(max)} \tag{2.9}$$

เมื่อเพิ่มค่าแรงดัน Spike 30%

$$V_{DS(max)} = V_{in(max)} + (0.3 V_{DS(max)}) \tag{2.10}$$

ในช่วงที่มอสเฟตกำลังทำงาน (นำกระแส) จะมีกระแสสูงสุดคือ

$$\begin{aligned} I_{P(pk)} &= \frac{P_{out}}{\eta_{\delta(max)} V_{in(min)} \sqrt{2}} \\ &= \frac{1.4 P_{OUT}}{V_{in(min)}} \end{aligned} \tag{2.11}$$

2.5 หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง (Switching Transformer)

หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่อินพุทของ คอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟฟ้าที่ต่ำที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยกกราวด์ออกจากกันทางไฟฟ้าระหว่าง แรงดันด้านอินพุทกับเอาท์พุท

แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

แกนเฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศ แกนเฟอร์ไรต์มีค่าจูลิมิตฟลักซ์แม่เหล็กที่ค่อนข้างสูงประมาณ ในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกอร์ และจะเกิดการสูญเสียที่ต่ำในการใช้งานที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนสูง และไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และเป็นการป้องกันการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้

ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดบนหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งที่ก้ำกั๊งไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้น โดยลวดทองแดงที่จะใช้ในการพันจะขึ้นอยู่กับกระแสที่ต้องการนำไปใช้งาน

อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง

การออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง จะถือได้ว่าจะประสบความสำเร็จได้ถ้าในขณะที่ใช้งานที่ก้ำกั๊ง โหลดสูงแล้วหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งไม่เกิดความร้อน (อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งในขณะที่ใช้งานไม่ควรสูงเกิน 80 องศา) หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งเกิดความร้อนเนื่องจากมีก้ำกั๊งงานสูญเสียในหม้อแปลง อุณหภูมิจะสูงขึ้นขณะทำงาน โดยสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\Delta T = 23.5(P_w + P_c) / (A_e \times A_w) \quad (2.12)$$

เมื่อ ΔT คือ อุณหภูมิหม้อแปลงที่เพิ่มสูงขึ้นจากอุณหภูมิห้อง

P_w คือ ก้ำกั๊งสูญเสียในขดลวดทองแดง

P_c คือ ก้ำกั๊งสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์

A_w คือ ขนาดช่องว่างของการพันขดลวดบนบอบบิ้น

2.6 ทฤษฎี มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรงเป็นเครื่องที่ทำหน้าที่แปลงรูปพลังงานระหว่างพลังงานไฟฟ้า กระแสตรงกับพลังงานกล โดยที่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะทำงานโดยการแปลงรูปจากพลังงานไฟฟ้า กระแสตรงเป็นพลังงานกล และเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจะทำการแปลงรูปจากพลังงานกลเป็น พลังงานไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีแรงบิดขณะเริ่มหมุนสูง เพราะตำแหน่งที่มุมระหว่างสนามแม่เหล็ก จากขั้วแม่เหล็กกับสนามแม่เหล็กจากอาร์เมเจอร์ทำมุมเท่ากับ 90 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งมอเตอร์ไฟฟ้า กระแสสลับโดยทั่วไปไม่สามารถทำงานที่ตำแหน่งนี้ได้

เครื่องจักรไฟฟ้ากระแสตรงมีซีคอมมิวเตเตอร์(Commutator) กับแปรงถ่าน(Carbon Brush) จะทำหน้าที่ในการจัดเรียงกระแสจากไฟฟ้ากระแสสลับในขดลวดอาร์เมเจอร์(Armature Coil) ให้เป็น ไฟฟ้ากระแสตรงจากตัวเครื่องจักรจึงสามารถเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง แต่เมื่อศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วมีค่า สูงกว่าศักย์ไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในจะทำให้กระแสไหลจากภายนอกเข้าสู่เครื่องจักร ซึ่งซีคอมมิวเตเตอร์จะ ทำหน้าที่จัดเรียงกระแสที่อยู่ภายใต้ขั้วแม่เหล็กที่แตกต่างกันก็จะทำให้กระแสไหลในทิศทางที่ตรงกันข้าม กัน ก็จะทำให้เกิดแรงบิดที่เสริมกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าเครื่องจักรไฟฟ้าหนึ่งตัวสามารถเป็นได้ทั้งมอเตอร์ และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

ข้อดีของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

1. มีแรงบิดขณะสตาร์ทสูงจึงเหมาะกับงานประเภทขับเคลื่อนหรืองานยกของ
2. ควบคุมง่ายกว่าและนุ่มนวลกว่ามอเตอร์กระแสสลับ
3. ช่วงความเร็วที่ควบคุมได้กว้าง สามารถควบคุมความเร็วให้สูงหรือต่ำกว่าปกติได้

ข้อเสียของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

1. ต้องมีการจัดหาแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงไว้ใช้งาน
2. วิธีการสตาร์ทที่ยุ่งยากกว่ามอเตอร์กระแสสลับเมื่อมอเตอร์มีขนาดใหญ่
3. ค่าการบำรุงรักษาที่สูงกว่ามอเตอร์กระแสสลับเนื่องจากการสึกกร่อนของ คอมมิวเตเตอร์ ที่เกิดจากการอาร์ค และการเสียดสีกับแปรงถ่าน
4. มีราคาแพงกว่ามอเตอร์กระแสสลับที่ขนาดพิกัดไฟฟ้าเท่ากัน

2.6.1 ประเภทของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงสามารถแบ่งออกได้เป็นหลายประเภทขึ้นอยู่กับลักษณะวิธีการสร้าง สนามแม่เหล็กของมอเตอร์ และขึ้นอยู่กับวิธีการออกแบบพื้นฐานของอาร์เมเจอร์ การแบ่งประเภทตามการ จ่ายสนามแม่เหล็กสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท

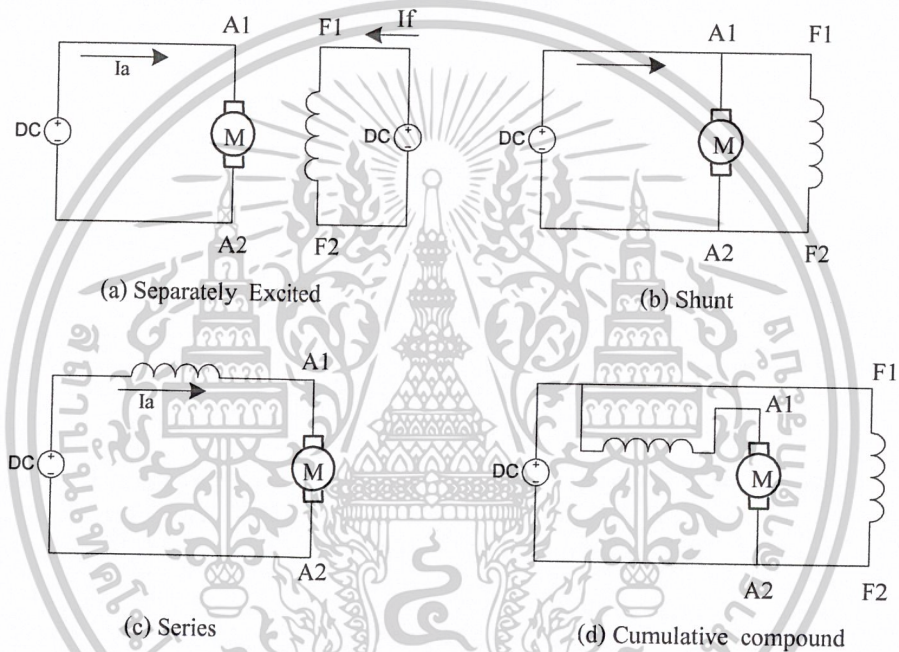
1. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้
2. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงสามารถแบ่งออกได้เป็นหลายประเภทขึ้นอยู่กับการใช้งานแม่เหล็กที่อาร์เมเจอร์ และพื้นฐานโครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบอาร์เมเจอร์ แต่เมื่อแบ่งออกตามการต่อขดลวดฟิลด์จะแบ่งออกได้เป็น 4 ประเภท

1. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดแยกกระตุ้น (Separately Excited DC Motor)
2. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน (Shunt DC Motor)
3. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม (Series DC Motor)
4. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม (Commutative Compound DC Motor)



รูปที่ 2.31 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

(a) มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดแยกกระตุ้น การควบคุมศักย์ไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่อาร์เมเจอร์และขดลวดฟิลด์สามารถทำงานได้อย่างอิสระ เหมาะกับงานที่ต้องการการควบคุมความเร็ว หรือต้องการความเร็วที่คงที่

(b) มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในขดลวดฟิลด์ จะแปรผันตามศักย์ไฟฟ้าที่ขั้ว การควบคุมความเร็วทำได้โดยการต่อต้านทานอนุกรมกับขดลวดฟิลด์ แต่จะไม่ค่อยดีนักเมื่อเปรียบเทียบกับแบบแยกกระตุ้น

(c) มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม กระแสที่ไหลผ่านขดลวดอาร์เมเจอร์ และขดลวดฟิลด์คือกระแสตัวเดียวกัน เมื่อมอเตอร์มีโหลดเพิ่มขึ้นจะทำให้ความเร็วรอบตกลง แต่จะมีข้อดีที่จะทำให้มีแรงบิด

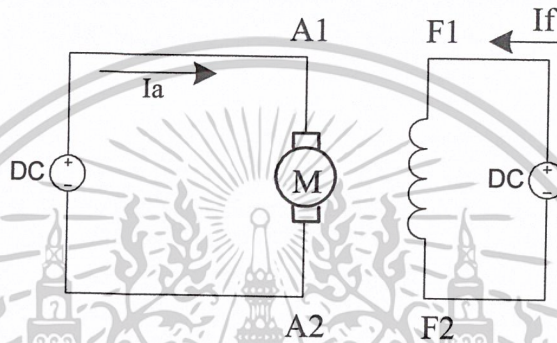
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เกิดจากสนามแม่เหล็กเพิ่มขึ้น มอเตอร์แบบนี้เหมาะกับงานที่ต้องการแรงบิดที่สูงๆ โดยไม่สนใจความเร็วรอบมากนัก

(d) มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม เป็นการนำข้อดีของมอเตอร์แบบอนุกรม และแบบขนานมารวมกัน

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขดลวดแยกกระตุ้น (Separately Excited DC Motor)

วงจรเสมือนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้นดังแสดงในรูปที่ 2.32 ในการใช้งานมอเตอร์ชนิดนี้สามารถควบคุมจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กที่ขั้ว Φ_p ได้อย่างอิสระจากศักย์ไฟฟ้าที่ขั้ว V_t และกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้า I_a



รูปที่ 2.32 วงจรเสมือนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น

ขณะทำงานเป็นมอเตอร์ศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วมีค่าสูงกว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ E_a ดังนั้นพลังงานไฟฟ้าจะจ่ายออกจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเข้าสู่ขดลวดอาร์เมเจอร์ โดยที่สามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_t = E_a + I_a R_a \quad (2.13)$$

ซึ่งในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์อยู่ระหว่างศูนย์ถึงความเร็วที่พิกัด จะกำหนดการป้อนกระแสเข้าสนามแม่เหล็กที่คงที่ ซึ่งมีผลทำให้สนามแม่เหล็กต่อขั้วมีค่าคงที่ ซึ่งสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์สำหรับการควบคุมความเร็วได้ดังนี้

$$E_a = K_T \Phi_p \omega \quad (2.14)$$

นำสมการที่ 2.13 ไปแทนในสมการที่ 2.14 จะได้

$$\omega = \frac{1}{K_T \Phi_p} (V_t - I_a R_a) \quad (2.15)$$

จะพบว่าความเร็วเชิงมุม ω จะทำการเปลี่ยนแปลงตามโหลด โดยเมื่อกระแสที่อาร์เมเจอร์ I_a มีค่าที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์ตกลง

แรงบิดที่เกิดขึ้นจากสนามแม่เหล็ก T_e สามารถคำนวณได้จาก

$$T_e = K_T \Phi_p \omega \quad (2.16)$$

$$T_e = \frac{E_a I_a}{\omega} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_e = \frac{1}{\omega} (V_t I_a - I_a^2 R_a) \quad (2.18)$$

จะพบว่าแรงบิดที่เกิดขึ้นจากสนามแม่เหล็กที่แปรผันโดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์ โดยที่โหลดทางกลเพิ่มขึ้น จะทำให้กระแสอาร์เมเจอร์เพิ่มขึ้นตามไปด้วย

สมการที่ขับโหลดจะได้

$$T_L = T_e - T_{\text{mechloss}} \quad (2.19)$$

และเมื่อคูณด้วยความเร็วเชิงมุมของตัวหมุน ω_r จะทำให้สามารถหาค่ากำลังทางกลทางด้านเอาต์พุต $P_{O/P}$ จะได้ว่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} P_{O/P} &= T_L \omega_r \\ &= T_e \omega_r - T_{\text{mechloss}} \end{aligned} \quad (2.20)$$

ซึ่งเทอมของ $T_e \omega_r$ เป็นเทอมที่ใช้ในการแปลงรูปพลังงานไฟฟ้ามาเป็นพลังงานทางกลโดยที่

$$T_e \omega_r = E_a I_a \quad (2.21)$$

ในส่วนของ การแปลงรูปพลังงานจากพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานทางกลสามารถใช้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้ทุกแบบไม่ขึ้นอยู่กับการต่อวงจรไฟฟ้า

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ (Permanent Magnet)

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบนี้จะมีแม่เหล็กถาวรเป็นตัวสร้างเส้นแรงแม่เหล็กที่คงที่ โดยที่อัตราส่วนระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์และแรงบิดจะมีค่าที่คงที่ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ของสมการได้ดังนี้

$$T = K_t I \quad (2.22)$$

และ $E_a = K_e \omega$ (2.23)

ระบบนี้จะให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอาร์เมเจอร์กับแรงบิด และความเร็วอยู่ในลักษณะลิเนียร์ (Linear) สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$V_t = K_e \omega + L_e \frac{di_a}{dt} + R_a I_a \quad (2.24)$$

สมการไดนามิกของมอเตอร์คือ

$$T = T_L + J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_f \quad (2.25)$$

เมื่อ	V_t	คือ ศักย์ไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์
	K_e	คือ ค่าคงที่ของศักย์ไฟฟ้าย้อนกลับ (Back emf)
	L	คือ อินดักแตนซ์ของอาร์เมเจอร์
	R	คือ ความต้านทานของอาร์เมเจอร์
	T	คือ แรงบิดที่กำเนิดโดยมอเตอร์
	J	คือ ผลรวมของโมเมนต์ของแรงเฉื่อยของมอเตอร์และโหลด
	B	คือ สัมประสิทธิ์ของวิสกอสแดมพ์ปีง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T_f คือ แรงบิดเสียดทานภายใน

T_l คือ แรงบิดโหลด

ข้อดีของมอเตอร์แบบนี้ที่เหนือกว่าแบบพันขดลวด คือ ไม่มีการสูญเสียในขดลวดฟิลด์ มีประสิทธิภาพที่สูงกว่า และจะมีขนาดเล็กกว่าเมื่อเทียบกับขนาดแรงม้าที่เท่ากัน การนำไปประยุกต์ใช้งาน จะมีความเหมาะสมกับระบบที่ต้องการแรงบิดของโหลดสูง

ในโครงการนี้เราจะใช้ มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

ส่วนประกอบที่สำคัญของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงและเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง ที่ใช้การทดลองมีส่วนประกอบต่าง ๆ ดังนี้



รูปที่ 2.33 แสดงส่วนประกอบต่าง ๆ ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่

2.6.2 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor Speed Control)

เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง สามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ 3 วิธีดังนี้

1. ควบคุมศักย์ไฟฟ้าของอาร์เมเจอร์ (Armature Voltage Control)
2. ควบคุมความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ (Armature Resistance Control)
3. ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดสนามแม่เหล็ก (Field Flux Control)

เมื่อพิจารณาแล้วในการควบคุมความเร็ว เราไม่สามารถควบคุมสนามแม่เหล็กหรือเปลี่ยนแปลงความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ได้ เนื่องจากเป็นคุณลักษณะของมอเตอร์ในโครงการนี้จึงได้ใช้วิธีการควบคุมศักย์ไฟฟ้าที่อาร์เมเจอร์ (Armature Voltage Control) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

ถ้าศักย์ไฟฟ้าตกคร่อมอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว ณ สถานะคงที่เพียงเล็กน้อย ทำให้กระแสที่ไหลเข้าอาร์เมเจอร์และแรงบิดของมอเตอร์ลดลง นั่นคือ แรงบิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญต์เห็นใบเซปรีะเอ็ช่นที่นการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของมอเตอร์มีค่าน้อยกว่าแรงบิดของโหลดทำให้เกิดการหน่วงมอเตอร์ เป็นเหตุให้ความเร็วและแรงดันป้อนกลับลดลง สุดท้ายเข้าสู่สภาวะที่ความเร็วต่ำกว่าเดิม แต่แรงบิดของมอเตอร์จะเท่ากับแรงบิดของโหลด

ในทางตรงกันข้าม ถ้าศักย์ไฟฟ้าคกร่อมอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เมื่อกระแสที่ไหลเข้าอาร์เมเจอร์และแรงบิดของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นและเร่งมอเตอร์ เป็นเหตุให้ความเร็วของมอเตอร์และแรงดันป้อนกลับเพิ่มขึ้นและเข้าสู่สภาวะสุดท้ายที่มีความเร็วสูงกว่าเดิมแต่แรงบิดของมอเตอร์จะเท่ากับแรงบิดของโหลด

2.6.3 การนำมอเตอร์ไปขับโหลด

การนำมอเตอร์ไปขับโหลดเพื่อใช้ในการขับเคลื่อน สามารถคำนวณหาพิกัดได้ดังนี้

$$P_m = \{(\mu wv)/102\} \times (100/\eta) \tag{2.26}$$

- W คือ น้ำหนักสุทธิของรถ (kg)
- V คือ อัตราความเปลี่ยนแปลงของความเร็ว (m/s)
- μ คือ สัมประสิทธิ์ความเสียดทานของล้อยางกับพื้น (ton/kg)
- η คือ ประสิทธิภาพของระบบส่งกำลัง
- P_m คือ ค่าขนาดของกำลังมอเตอร์ (kw)
- η_m คือ ประสิทธิภาพของมอเตอร์

$$P = P_m / \eta_m \tag{2.27}$$

โดยที่เราจะต้องกำหนดให้ค่าของ V คืออัตราความเร็วสูงสุดของรถที่เราต้องการให้สามารถวิ่งได้ (max speed)

2.6.4 การเบรกมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

ในการที่จะทำให้อัตราความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงหยุดหมุนได้นั้น สามารถทำได้หลายวิธีขึ้นอยู่กับเป้าหมายของการหยุดว่าต้องการให้มีการหยุดแบบใด ในกรณีที่ระบบมีการหยุดบ่อยๆก็มีเทคนิคในการหยุดมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อลดการสูญเสียที่เกิดขึ้น ในการเบรกมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีเทคนิคดังต่อไปนี้

1. การเบรกโดยใช้ความฝืดทางกล (Mechanical Breaking)

เป็นการเบรกโดยใช้ความฝืดทางกลที่เหมือนกับผ้าเบรกของรถยนต์เป็นตัวช่วยให้อัตราความเร็วของมอเตอร์ช้าลง ซึ่งก่อนที่จะทำการเบรกจะต้องทำการตัดแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้กับมอเตอร์ออกก่อน แล้วจึงทำการจ่ายไฟให้กับชุดเบรก ซึ่งในทางด้านอุตสาหกรรมจะใช้ไฟฟ้าป้อนเข้าสู่ชุดคลวด โซลินอยด์เพื่อดึงผ้าเบรกให้กดเข้ากับจานเบรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเบรกแบบนี้มีข้อดีคือ สามารถออกเบรกให้เวลาที่ไม่ง่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับมอเตอร์จะเลือกให้เพลาหมุนได้อย่างอิสระ หรือว่าจะให้เพลาถูกล็อกไม่สามารถที่จะหมุนได้ แต่จะมีข้อเสียคือ จะมีความร้อนเกิดขึ้นที่ผ้าเบรกที่แปลงรูปจากพลังงานจลน์(Kinetic Energy) ของการหมุนมาเป็นการสูญเสียทางกล ถ้าระบบมีค่าพลังงานจลน์สูงหรือมีค่าความเฉื่อย (Moment of Inertia) สูงมากก็จะทำให้ผ้าเบรกสึกกร่อนเร็ว

2. การเบรกแบบไดนามิกส์ (Dynamic Breaking)

เป็นการหยุดการทำงานของมอเตอร์โดยการทำให้อัตราการไหลของไฟฟ้ากระแสตรงเปลี่ยนการทำงานจากมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงจ่ายพลังงานให้กับ ความต้านทานภายนอกที่ต่อคร่อมขดลวดอาร์เมเจอร์ซึ่งความต้านทานนี้จะเป็นตัวที่ทำหน้าที่รับพลังงานไฟฟ้าจาก เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงแล้วแปลงเป็นรูปพลังงานความร้อนออกไป การที่ทำให้อัตราการไหลของไฟฟ้ากระแสตรงกลายเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงได้นั้นทำได้โดย การทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่มอเตอร์มีค่าสูงกว่าแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดอาร์เมเจอร์

การเบรกแบบนี้เป็นวิธีที่นิยมโดยทั่วไปคือ ยอมสูญเสียพลังงานจลน์ที่เปลี่ยนรูปมาเป็นความร้อนที่ความต้านทาน ซึ่งสามารถระบายความร้อนได้ง่าย และรวดเร็วแต่มีข้อดีคือ เมื่อความเร็วรอบต่ำลงแรงบิดที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก(T_e) ก็จะต่ำลงด้วย

3. การเบรกแบบรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative Breaking)

เป็นการเบรกที่อาศัยหลักการทำให้อัตราการไหลของไฟฟ้ากระแสตรงเปลี่ยนการทำงานจาก มอเตอร์ไปเป็นเครื่องกำเนิดเช่นเดียวกับในกรณีการเบรกแบบไดนามิกส์ แต่ในหลักการนี้พลังงานจลน์จากการหมุนจะถูกแปลงกลับไปเป็นพลังงานไฟฟ้าแล้วคืนกลับสู่แหล่งจ่าย ดังนั้นระบบนี้จำเป็นต้องมีการจ่ายพลังงานทั้งด้านรับและด้านจ่ายได้ และในด้านหลักการนั้นศักย์ไฟฟ้าทางด้านมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะต้องมีค่าสูงกว่าทางด้านแหล่งจ่ายเพื่อให้พลังงานส่งกลับไปได้นั่นเอง

การเบรกมอเตอร์ในโครงการนี้จะใช้เป็นการเบรกแบบรีเจนเนอเรทีฟ (Regenerative Breaking) เนื่องจากลักษณะการเบรกดังกล่าวเป็นการเบรกที่โครงการได้ทำการศึกษาอยู่ และได้นำมาประยุกต์ใช้ในโครงการ

บทที่ 3

หลักการของระบบและรายละเอียดของวงจร

3.1 หลักการของระบบ

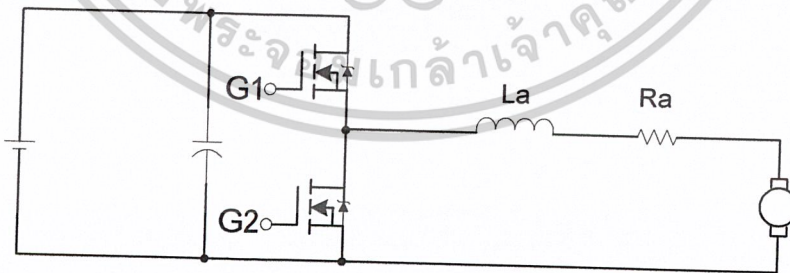
การส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้าสองทิศทาง สามารถส่งถ่ายจากด้านของแหล่งจ่ายไปยังโหลด และสามารถส่งจากด้านโหลดกลับไปยังแหล่งจ่าย โดยการ ใช้การควบคุมสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM)

หลักการทำงาน

ในชุดกำเนิดสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม (PWM Generator) จะเป็นชุดที่สร้างแรงดันควบคุมพัลส์ขึ้นมาที่ค่าความถี่ค่าหนึ่ง สามารถปรับขนาดความกว้างของสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มได้โดยการปรับค่า Duty cycle ซึ่งเอาที่พู่ทงของชุดกำเนิดสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม โดยจะถูกส่งผ่านวงจรเดทไทม์เพื่อป้องกันไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน ซึ่งมีผลทำให้เกิดการลัดวงจรจนทำให้เกิดความเสียหายแก่สวิตช์ทั้งคู่ และจะถูกส่งไปยังชุดขับกท เพื่อทำการแยกกราวด์ของวงจรทางด้านควบคุม(Control) กับชุดกำลัง(Power) ออกจากกันโดยผ่านออปโตคัปเปิลเลอร์(Optocoupler) แล้วจึงทำการขยายสัญญาณเพื่อให้เพียงพอต่อความต้องการของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง เพื่อให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งสามารถทำการนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ตามสัญญาณควบคุมที่ถูกส่งมา เพื่อนำไปขับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

3.2 วงจรกำลัง

ในส่วนของวงจรกำลังจะเริ่มจาก การรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 24 V ผ่านไปยังฮาร์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) เพื่อทำหน้าที่ในการควบคุมแรงดันที่จะจ่ายแรงดันให้กับมอเตอร์



รูปที่ 3.1 วงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรควบคุม

3.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มโดยใช้ไอซีทีแอล494 (TL494)

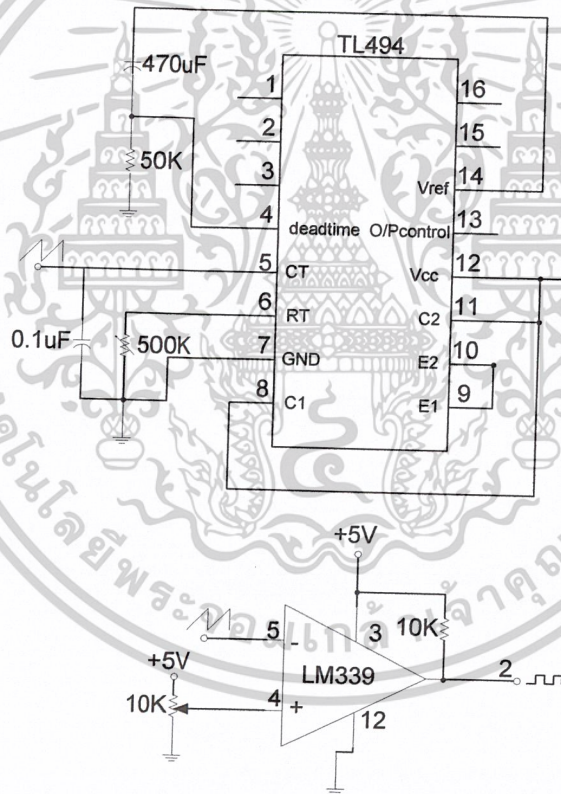
จะใช้หลักการของสัญญาณสามเหลี่ยมนำมามอดูเลท กับสัญญาณควบคุมที่เป็นแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงทำให้เกิดสัญญาณเอาท์พุท

1. วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangle wave circuit)

ในส่วนของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจะเป็น ตัวควบคุมความถี่ของการสวิตซ์ซึ่งของวงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม โดยสำหรับโครงการนี้จะเลือกใช้ความถี่สวิตซ์ซึ่งคงที่ที่ความถี่ 20 KHz โดยส่วนของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมจะใช้ไอซี TL494

2. วงจรเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณสามเหลี่ยม

ในส่วนนี้จะเป็นการนำเอาสัญญาณสามเหลี่ยมมาใช้ไอซี TL494 มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการปรับแรงดัน DC ซึ่งวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะใช้ไอซี LM339



รูปที่ 3.2 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม

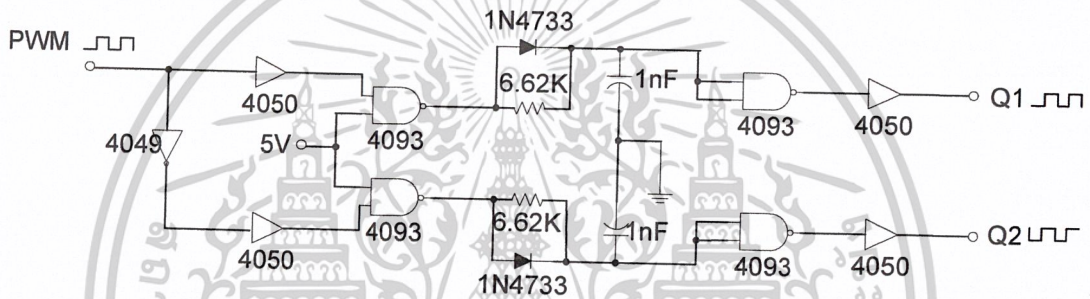
ในวงจรนี้สามารถปรับความถี่ได้โดยการปรับที่ความต้านทาน 500KΩ แบบปรับค่าได้ความถี่ที่ใช้ในโครงการนี้คือ 20kHz การกำหนดความถี่ที่ต้องการกำหนดได้โดยค่าความต้านทาน และคาปาซิเตอร์ที่ต่อกับขา 6 และขา 5 ตามลำดับ และในการปรับคาบเวลา (Duty Ratio) ทำได้โดยการปรับระดับแรงดันที่ป้อนเข้าที่ขา 4 ของ LM339 เนื่องจากในตัวไอซีทีแอล 494 ไม่สามารถปรับคาบเวลาได้ 100% เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจึงต่อ LM339 ซึ่งเป็นออปแอมป์ที่ใช้ในการเปรียบเทียบ เอามาใช้ในการเปรียบเทียบแรงดันสามเหลี่ยม กับแรงดันควบคุม จึงทำให้ปรับคาบเวลาได้ 100% และสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบก็จะส่งไปยังวงจรเดาท์

3.3.2 วงจรเดาท์ (Dead Time Circuit)

เป็นวงจรที่รับสัญญาณจากวงจรพีดับเบิลยูเอ็ม เพื่อทำการแยกสัญญาณเป็นสองชุด คือ Q1 และ Q2 สัญญาณที่ออกมาจะมีลักษณะที่ตรงข้ามและหน่วงเวลา เพื่อป้องกันไม่ให้สวิตช์ในกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน ซึ่งมีผลทำให้เกิดการลัดวงจรจนทำให้เกิดความเสียหายแก่สวิตช์ทั้งคู่

วงจรเดาท์มีไว้เพื่อป้องกันสวิตช์ทำงานพร้อมกัน ซึ่งจะเกิดการลัดวงจรทำให้สวิตช์เสียหายได้ วงจรที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรเดาท์

การกำหนดเดาท์สามารถกำหนดได้จากค่าความต้านทานและคาปาซิเตอร์ ในทางปฏิบัตินั้นควรใส่ค่าความต้านทานแบบปรับค่าได้จะดีกว่า เพราะสามารถปรับเปลี่ยนค่าเดาท์ได้ตามต้องการสะดวกในการนำวงจรไปใช้ในการทดลอง เพราะเราอาจต้องทดลองกับสวิตช์หลายเบอร์สัญญาณเอาท์พุทก็จะส่งไปยังวงจรขับสวิตช์ต่อไป

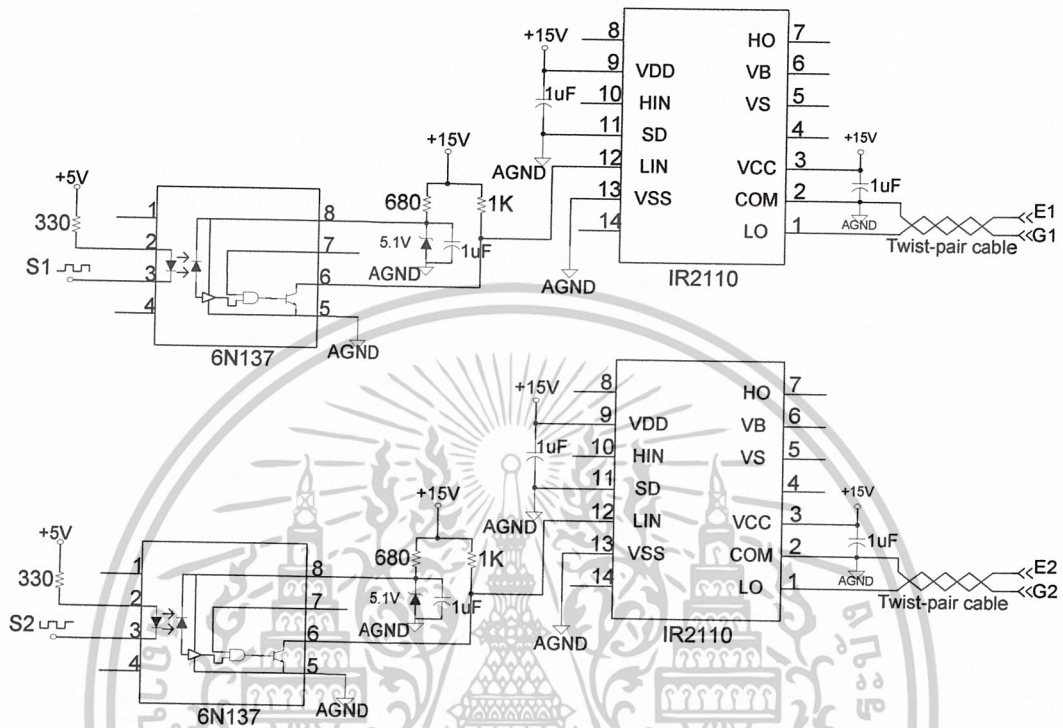
3.3.3 วงจรขับมอสเฟต

วงจรขับมอสเฟตประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือ ออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) ซึ่งใช้ในการแยกวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลังเพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับวงจรควบคุม และส่วนของวงจรขยาย

เริ่มต้นจากการสัญญาณที่ส่งผ่านมาจากวงจรเดาท์ถูกส่งมายังออปโตคัปเปิลเลอร์ เบอร์ 6N137 ซึ่งทำให้ LED เปล่งแสงเป็นสัญญาณไปทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายในให้ทำงานเป็นสวิตช์ตามสัญญาณที่เข้ามา

วงจรขยายสัญญาณจะเริ่มทำงาน โดยการใช้อีซี เบอร์ IR2110 เป็นตัวขยายสัญญาณ โดยการรับแรงดันขนาด 15 V จากแหล่งจ่ายเพื่อนำไปขยายสัญญาณที่ได้รับจากออปโตคัปเปิลเลอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขับมอสเฟตที่ใช้ในโครงการนี้หัวใจหลักอยู่ที่ไอซี 6N137 ซึ่งเป็นออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) และ ไอซี IR2110 ซึ่งเป็นไอซีที่ขับสัญญาณก่อนเข้ามอสเฟต แสดงวงจรดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรขับมอสเฟต

3.4 วงจรพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

หลักการทำงานของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

Push-Pull Converter เป็นวงจร Buck Converter อีกแบบหนึ่งที่ใช้มอสเฟต 2 ตัว ทำหน้าที่เปิด-ปิด สลับกันเพื่อให้มีกระแสไหลสร้างสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นในแกนเหล็ก 2 ทิศทางเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าเกิดขึ้นที่ขดลวด Secondary ผ่านวงจร Rectifier ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งการทำงานของมอสเฟต แต่ละตัวจะมี Duty Ratio ไม่เกิน 50% เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจร (Short circuit)

ข้อดีพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

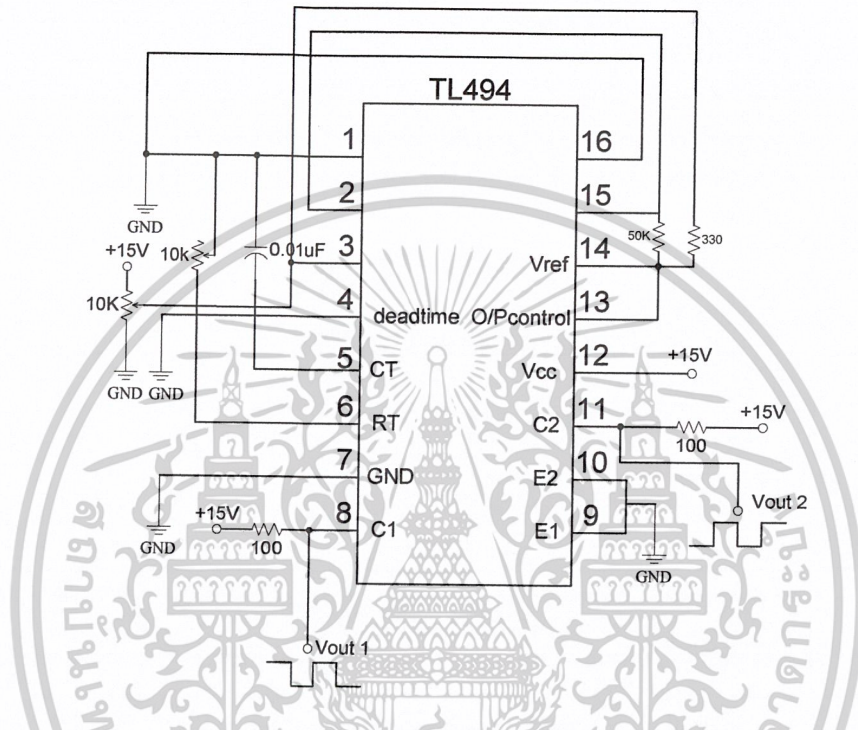
1. ประสิทธิภาพการทำงานดี
2. ขนาดกะทัดรัด
3. Input และ Output แยกกันทางไฟฟ้า
4. หม้อแปลงมีการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้ดี
5. ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าเดียวกันสำหรับ Bias ขา Bias หรือป้อนขา Gate วงจรขับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสียของ-พูลคอนเวอร์เตอร์(Push-Pull Converter)

1. มอสเฟตต้องทำหน้าที่ในการ Switching ในแต่ละ Period ได้อย่างสมบูรณ์
2. พิกัดแรงดันไฟฟ้าของมอสเฟต (V_{CEO}) สามารถทนแรงดันไฟฟ้าได้เท่ากับ $2V_d$

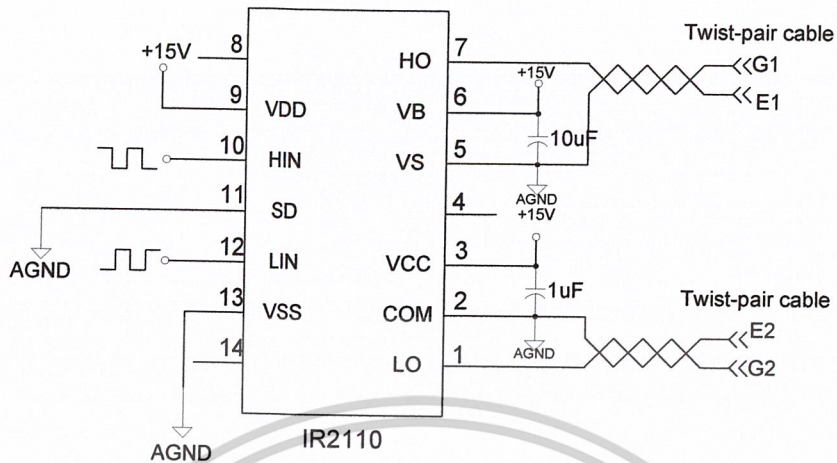
3.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ดับเบิ้ลยูเอ็มของวงจรพุด-พูลคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.5 สัญญาณที่ดับเบิ้ลยูเอ็มของพุด-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

ในวงจรนี้สามารถปรับความถี่ได้โดยการปรับที่ความต้านทาน $10K\Omega$ แบบปรับค่าได้ ความถี่ที่ใช้ในวงจรนี้คือ $50kHz$ การกำหนดความถี่ที่ต้องการกำหนดได้โดยค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับขา 1 และขา 6 และคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่กับขา 1 และขา 5 และในการปรับคาบเวลา (Duty Ratio) ทำได้โดยการปรับระดับแรงดันที่ป้อนเข้าที่ขา 3 เนื่องจากในการปรับค่าคาบเวลาไม่ควรจะปรับเกิน 50% เพราะจะทำให้สวิทซ์ทั้ง 2 ตัวเกิดการลัดวงจรกัน ทำให้เกิดความเสียหายได้ ซึ่งสัญญาณที่ดับเบิ้ลยูเอ็ม(PWM) ที่ได้จากขา 8 และขา 11 จะเป็นสัญญาณที่มีค่าคาบเวลาที่เท่ากันแต่จะกลับเฟสกันและจะส่งต่อไปยัง IR2110 โดยที่ไม่ผ่านออปโตคัปเปิลเลอร์(Optocoupler) เพราะแรงดันที่จ่ายให้กับ TL494 เป็นแรงดันเดียวกับ IR2110 จึงทำให้ไม่จำเป็นต้องผ่านออปโตคัปเปิลเลอร์(Optocoupler)

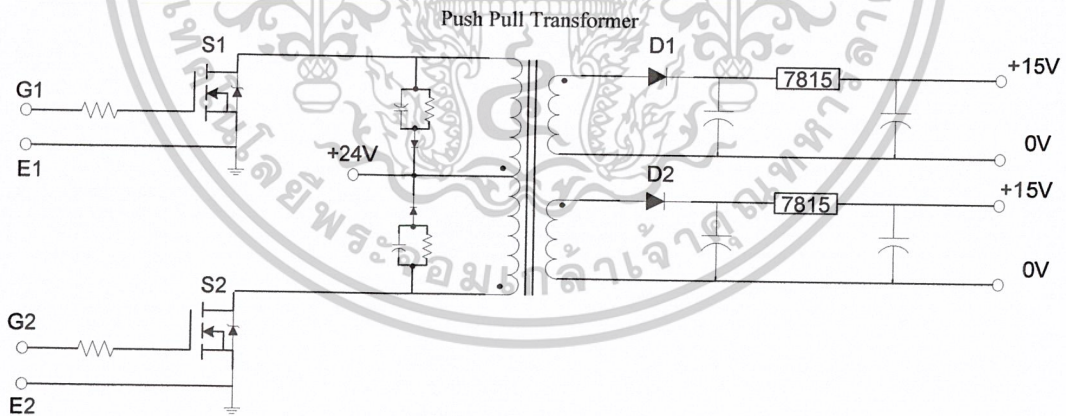
3.4.2 วงจรขับมอสเฟตของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)



รูปที่ 3.6 วงจรขับมอสเฟตของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

ในวงจรนี้จะรับสัญญาณพีดีบีเอ็ม (PWM) ที่มีกรกลับเฟสกันจาก TL494 ซึ่งในตัว IR2110 นี้จะทำหน้าที่เพิ่มกระแสเพื่อจะนำไปขับมอสเฟตต่อไป

3.4.3 วงจรกำลังของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)



รูปที่ 3.7 วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

ในวงจรนี้มีมอสเฟตทั้ง 2 ตัว จะทำหน้าที่เปิด-ปิดสลับกันเพื่อให้มีกระแสไหลสร้างสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นในแกนเหล็ก 2 ทิศทางเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าเกิดขึ้นที่ขดลวด Secondary ผ่านวงจร Rectifier ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และในส่วนของวงจร RCD ที่ต่ออยู่กับขดลวด จะทำหน้าที่เป็นตัวคายพลังงานในขณะที่ทำการปิดวงจร

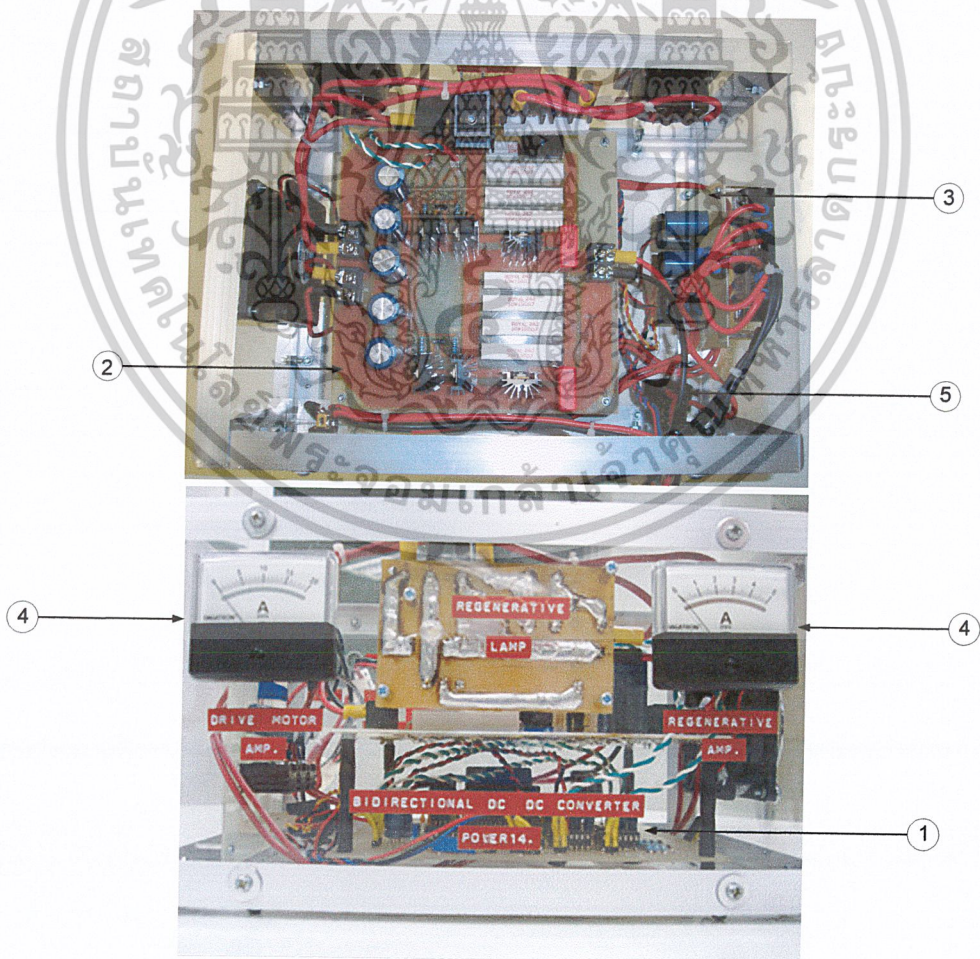
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 โครงสร้างและส่วนประกอบของรถตรวจการณ์



รูปที่ 3.8 โครงสร้างของรถตรวจการณ์

3.5.1 วงจรและระบบต่างๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 3.9 วงจรและระบบ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายเลขดังรูปแสดงส่วนประกอบต่างของวงจรดังนี้

1. ชุดวงจรควบคุม สำหรับทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณต่างๆ เพื่อทำการควบคุมส่วนต่างๆ ของโครงการนี้ ประกอบด้วยวงจรสร้างสัญญาณขับมอเตอร์ของวงจรกำลัง และวงจรพิกัด-พูล คอนเวอร์เตอร์
2. ชุดวงจรกำลัง สำหรับทำหน้าที่ในการจ่ายแรงดันและกระแสให้กับอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ โดยจะรับสัญญาณควบคุมจากชุดวงจรควบคุม
3. ชุดวงจรเร็กกูเลท (Regulate) สำหรับทำหน้าที่ควบคุมระดับแรงดันในระดับแรงดันที่ 5V, 12V และ 15V เพื่อจ่ายให้กับระบบและวงจรในส่วนต่างๆ
4. ชุดแสดงผล สำหรับทำหน้าที่ในการแสดงผลโดยจะแสดงกระแสของมอเตอร์ขณะทำการขับเคลื่อน และแสดงกระแสของมอเตอร์ขณะเบรก
5. รีเลย์สำหรับการเบรกฉุกเฉิน สำหรับทำหน้าที่ในการเบรกถ้ามีเหตุฉุกเฉินเนื่องจากการเบรกแบบรีเจนเนอเรทีฟจะมีแรงเฉื่อยของระบบอยู่เมื่อทำการเบรกจะไม่หยุดโดยทันทีทันใด

3.5.2 ชุดขับเคลื่อน

1. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการทดลองของโครงการนี้ โดยจะมีฟลักซ์ของมอเตอร์ดังนี้



รูปที่ 3.10 มอเตอร์

ขนาดฟลักซ์ของมอเตอร์ (DC Motor)

ฟลักซ์แรงดันอาร์เมเจอร์: 24 V

ฟลักซ์กระแสอาร์เมเจอร์: 14.6 A

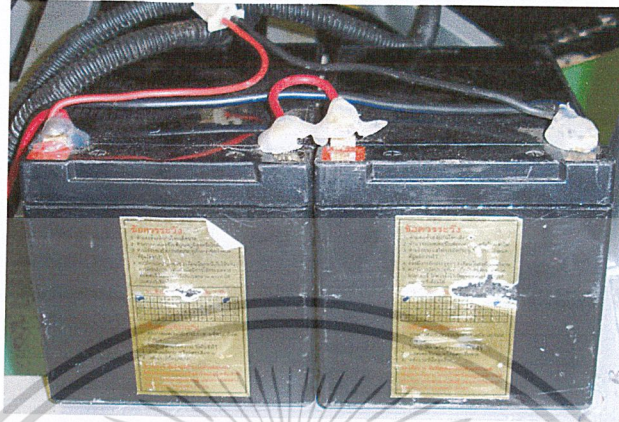
ฟลักซ์กำลังไฟฟ้า: 350 W

ฟลักซ์ความเร็ว: 2500 rpm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. แบตเตอรี่

ส่วนนี้ คือ แบตเตอรี่ที่ใช้ในการทดลองของโครงการนี้ เนื่องจากโครงการนี้ต้องใช้แรงดันขนาด 24 V ดังนั้นจึงต้องนำแบตเตอรี่ 12V, 12A มาต่ออนุกรม



รูปที่ 3.11 แบตเตอรี่

ขนาดพิกัดของแบตเตอรี่

พิกัดแรงดัน: 24 V

พิกัดกระแส: 12 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลอง และแสดงผล

ในบทนี้จะทำการอธิบายการทำงาน และผลการทดลองที่ได้มาทั้งหมดดังต่อไปนี้

4.1 การทดลองที่ 1 ทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อกำหนดค่าตัวแปร

ขนาดพิกัดของมอเตอร์ (DC Motor)

พิกัดแรงดันอาร์มเจอร์: 24 V

พิกัดกระแสอาร์มเจอร์: 14.6 A

พิกัดกำลังไฟฟ้า: 350 W

พิกัดความเร็ว: 2500 rpm.

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. Digital Oscilloscope
2. Probe
3. Multimeter

การหาค่าความต้านทาน (R_a)

หาค่าความต้านทานได้จากสมการพื้นฐาน

$$e_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_a \phi_n \quad (4.1)$$

เมื่อทำการล๊อคโรเตอร์ของมอเตอร์ไม่หมุน ($n = 0$) จะได้ว่า

$$e_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (4.2)$$

เมื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์มีค่าคงที่ นั่นคือ $\frac{di_a}{dt} = 0$ ดังนั้น

$$e_a = i_a R_a \quad (4.3)$$

จากสมการที่ 4.2 ทำการแปลงลาปลาซจะได้

$$E_a(s) = I_a(s)R_a + L_a s I_a(s) \quad (4.4)$$

$$I_a(s) = \frac{E_a(s)/R_a}{1 + \frac{L_a}{R_a} s} \quad (4.5)$$

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

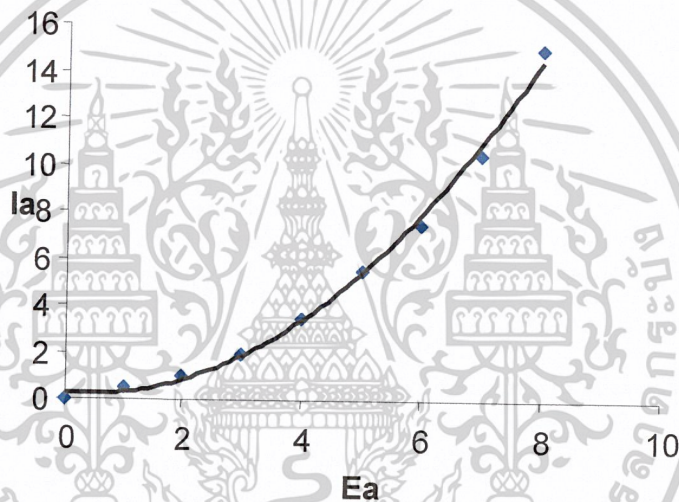
การทดลอง และคำนวณหาค่าความต้านทาน R_a

ขั้นตอนการทดลองหาค่า R_a

ทำการลือมอเตอร์ หลังจากนั้นทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าให้แก่มอเตอร์ ทำการบันทึกค่าการเปลี่ยนแปลงระหว่าง และกระแสไฟฟ้าจะได้ผลการทดลองตามตารางดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 การทดสอบมอเตอร์เพื่อหาค่า R_a

E_a (V)	2	3	4	5	6	7	8
I_a (A)	1	2	3.5	5.5	7.5	10.5	15
R_a (Ω)	2	1.5	1.14	0.91	0.8	0.7	0.5



รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอาร์เมเจอร์ และกระแสอาร์เมเจอร์

คำนวณหาค่าความต้านทาน R_a

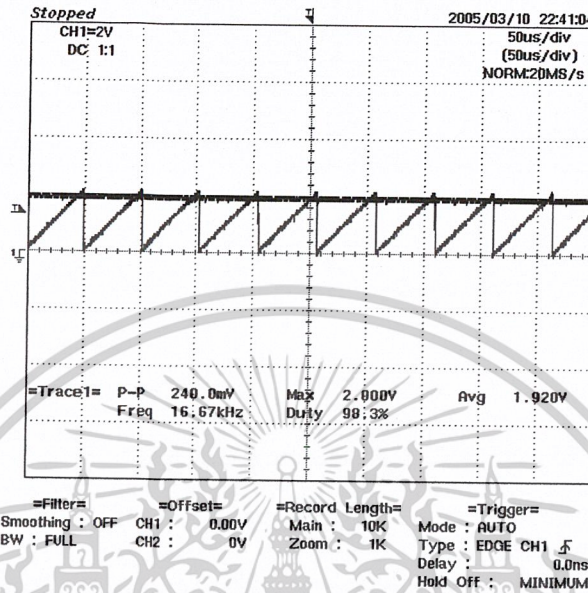
$$R_a = \frac{E_a}{I_a} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \therefore R_a &= \frac{E_{a2} - E_{a1}}{I_{a2} - I_{a1}} \quad (4.8) \\ &= (6 - 2) / (7.5 - 1) \\ &= 0.62 \Omega \end{aligned}$$

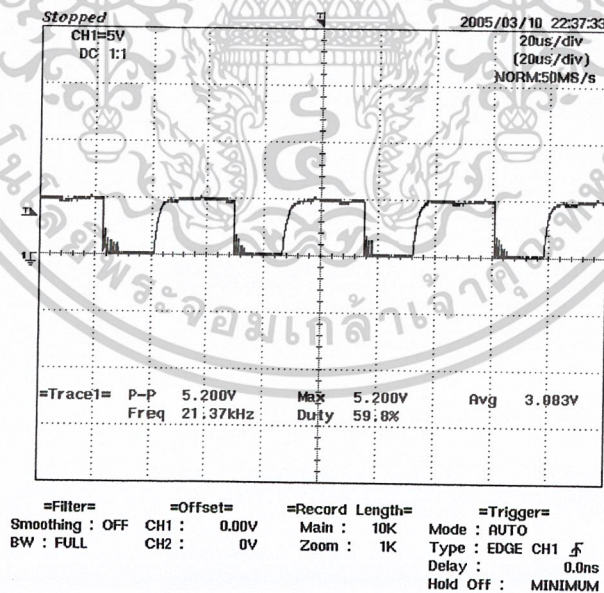
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดลองที่ 2 ทดสอบการทำงาน และวัดสัญญาณเอาต์พุตทั้งระบบ

4.2.1 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มโดยใช้ไอซีที่แอล494 จากวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ 20 kHz สัญญาณจะเป็นดังรูปที่ 4.2 ดังนี้



รูปที่ 4.2 สัญญาณอ้างอิงเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม

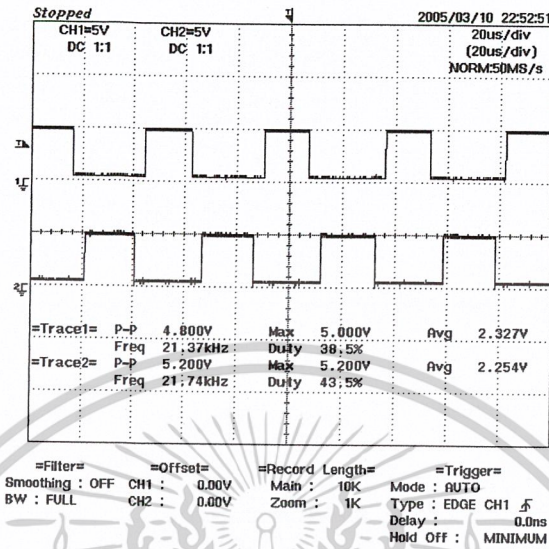


รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุตจากที่แอล494 ที่ความถี่ 20 kHz

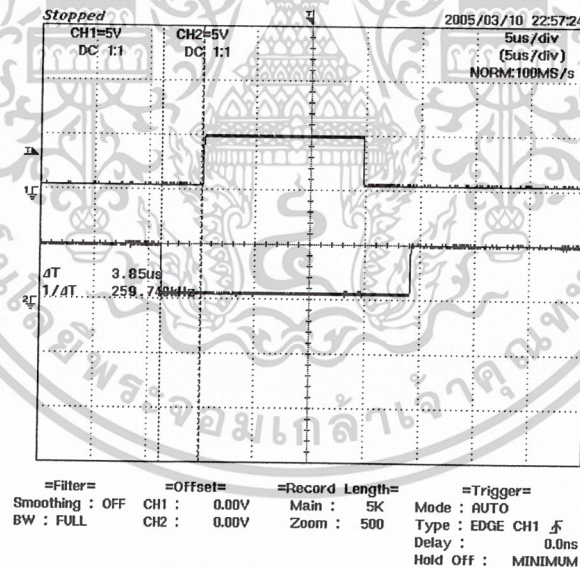
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเคปไทน์

จากวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ 20 kHz สัญญาณจะเป็นดังรูปที่ 4.4 ดังนี้



รูปที่ 4.4 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเคปไทน์ที่มีความถี่ 20 kHz

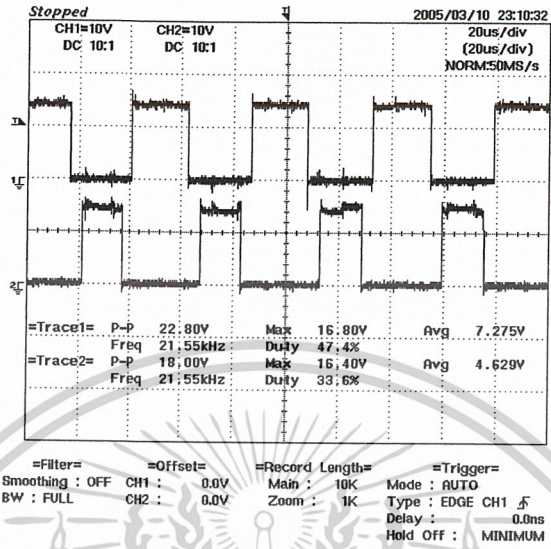


รูปที่ 4.5 ค่าเคปไทน์ที่ได้จากการวัดจากสัญญาณเอาต์พุตที่มีค่าเท่ากับ 3.85 μ S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

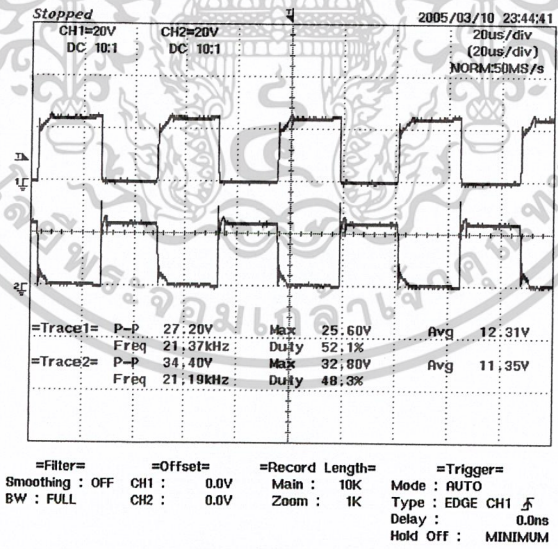
4.2.3 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขั้วมอสเฟต

จากวงจรกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ 20 kHz สัญญาณจะเป็นดังรูปที่ 4.6 ดังนี้



รูปที่ 4.6 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขั้วมอสเฟตที่ความถี่ 20 kHz

4.2.4 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

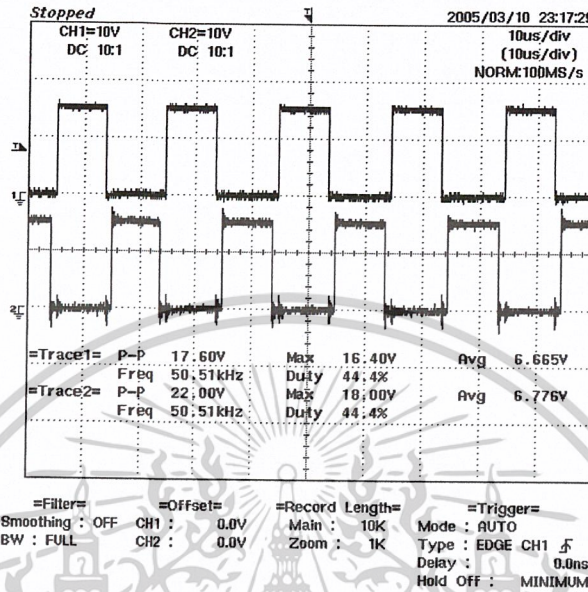


รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

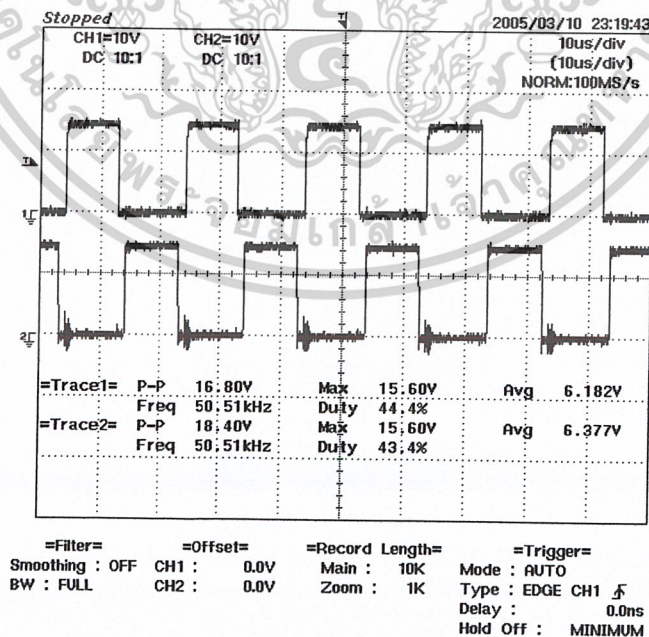
4.2.5 สัญญาณพีคดับเบิ้ลยูเอ็มของพวซ-พูลคอนเวอร์เตอร์

สัญญาณพีคดับเบิ้ลยูเอ็มของพวซ-พูลคอนเวอร์เตอร์ ที่ความถี่ของสัญญาณมีค่า 50 kHz ขณะทำงานที่ค่าคาบเวลา (Duty ratio) ไม่เกิน 50%



รูปที่ 4.8 สัญญาณพีคดับเบิ้ลยูเอ็มของพวซ-พูลคอนเวอร์เตอร์

4.2.6 สัญญาณข้ามมอสเฟตของวงจรพวซ-พูลคอนเวอร์เตอร์



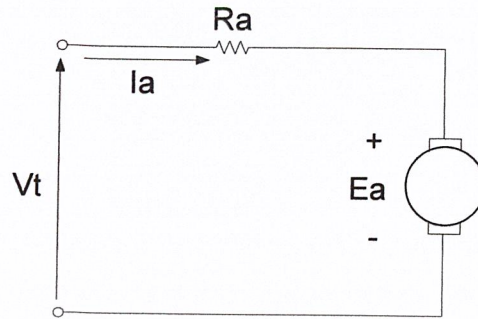
รูปที่ 4.9 สัญญาณข้ามมอสเฟตของวงจรพวซ-พูลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ประสิทธิภาพ

4.3.1 ประสิทธิภาพของมอเตอร์ (η) ขณะ Full Load

จาก
$$P_{\text{rot}} = E_a I_a (\text{no_load}) \quad (4.9)$$



รูปที่ 4.10 วงจรเสมือนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

จากการทดลองเราได้กระแสของมอเตอร์ขณะ no-load เท่ากับ 1.5 A

$$E_a = V_t - I_a R_a \quad (4.10)$$

$$P_{\text{rot}} = (V_t - I_a R_a) I_a \quad (4.11)$$

$$= V_t I_a - I_a^2 R_a \quad (4.12)$$

$$= (24 \times 1.5) - (1.5^2 \times 0.62)$$

$$= 34.635 \text{ W}$$

ค่ากระแสของมอเตอร์ขณะ Full Load เท่ากับ 14.6 A

$$P_{\text{cu}} = I_a^2 R_a \quad (4.13)$$

$$= 14.6^2 \times 0.62$$

$$= 132.159 \text{ W}$$

$$P_{\text{IN}} = P_{\text{OUT}} + P_{\text{cu}} + P_{\text{rot}} \quad (4.14)$$

$$= 350 + 132.159 + 34.625$$

$$= 516.784 \text{ W}$$

ค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์ขณะ Full Load

$$\% \eta = \frac{P_{\text{OUT}}}{P_{\text{IN}}} \times 100 \quad (4.15)$$

$$= \frac{350}{516.784} \times 100$$

$$= 67.73\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 ประสิทธิภาพของมอเตอร์ (ขณะมีโหลด)

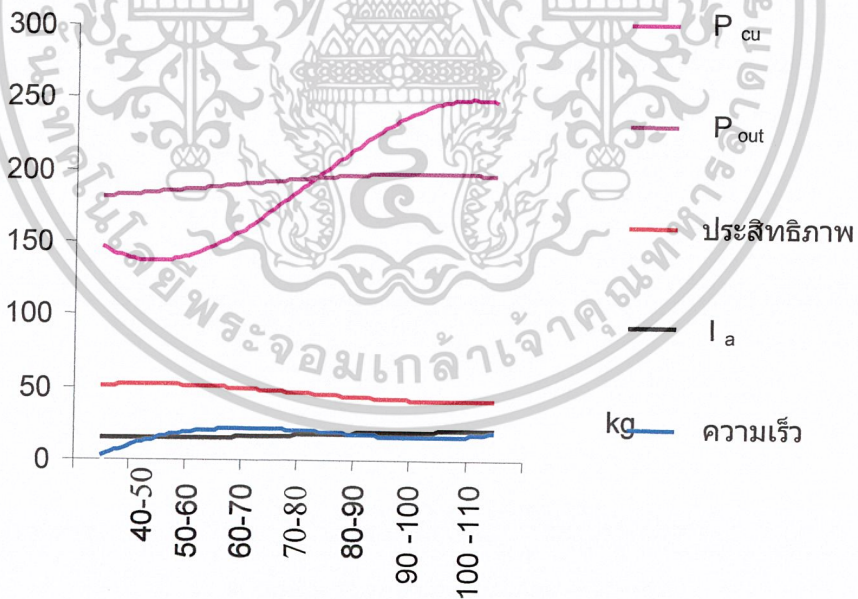
$$P_{IN} = VtI_a \tag{4.16}$$

$$P_{OUT} = VtI_a - I_a^2R_a - P_{rot} \tag{4.17}$$

$$\% \eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100 \tag{4.18}$$

ตารางที่ 4.2 ประสิทธิภาพของมอเตอร์

น้ำหนัก (kg)	ความเร็ว (m/s)	ความเร็ว (km/h)	I _a (A)	P _{cu} (W)	P _{in} (W)	P _{out} (W)	η (%)
40-50	5.7	20.5	15	139.5	360	185.87	51.63
50-60	5.5	19.8	15	139.5	360	185.87	51.63
60-70	5.4	19.4	17	179.18	408	194.18	47.59
70-80	5.1	18.4	18	200.88	432	196.48	45.48
80-90	5.1	18.4	19	223.82	456	197.54	43.32
90-100	5	18	20	248	480	197.36	41.12
100-110	5	18	20	248	480	197.36	41.12



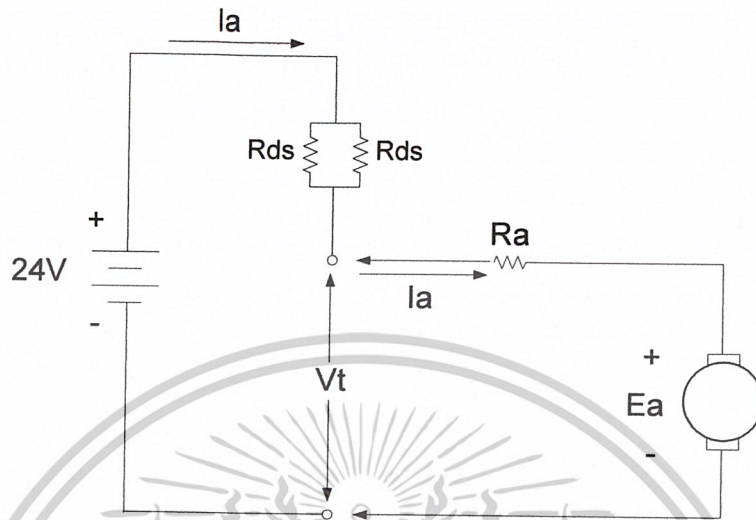
รูปที่ 4.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.3 ประสิทธิภาพของของคอนเวอร์เตอร์

โดยที่ แรงดันที่ขั้ว = 24 V

ค่าความต้านทานภายในมอสเฟต (R_{DS}) = 0.012 Ω



รูปที่ 4.12 วงจรคอนเวอร์เตอร์

ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (η)

$$P_{IN} = V_t I_a + I_a^2 \left(\frac{R_{DS}}{2} \right) \tag{4.19}$$

$$P_{OUT} = V_t I_a \tag{4.20}$$

$$\% \eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100 \tag{4.21}$$

ตารางที่ 4.3 ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

น้ำหนัก (kg)	I_a (A)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
40-50	15	373.5	360	96.39
50-60	15	373.5	360	96.39
60-70	17	425.34	408	95.92
70-80	18	451.44	432	95.69
80-90	19	477.66	456	95.47
90-100	20	504	480	95.24
100-110	20	504	480	95.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

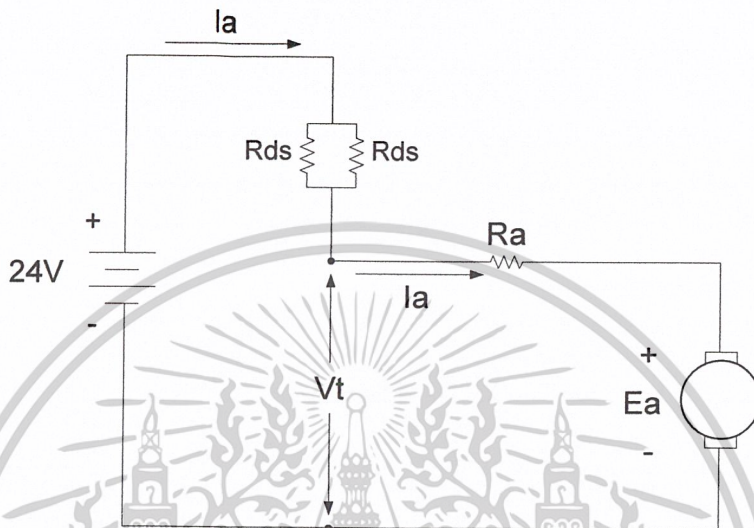
4.3.4 ประสิทธิภาพของระบบ

โดยที่ แรงดันที่ขั้ว = 24 V

การสูญเสียทางกล (P_{rot}) = 34.635 W

ค่าความต้านทานอาร์มีเจอร์ (R_a) = 0.62 Ω

ค่าความต้านทานภายในมอสเฟต (R_{DS}) = 0.012 Ω



รูปที่ 4.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อร่วมกับมอเตอร์

ประสิทธิภาพของระบบ (η)

$$P_{IN} = VtIa + Ia^2 \left(\frac{R_{DS}}{2} \right) \tag{4.22}$$

$$P_{OUT} = VtIa - Ia^2 Ra - P_{rot} \tag{4.23}$$

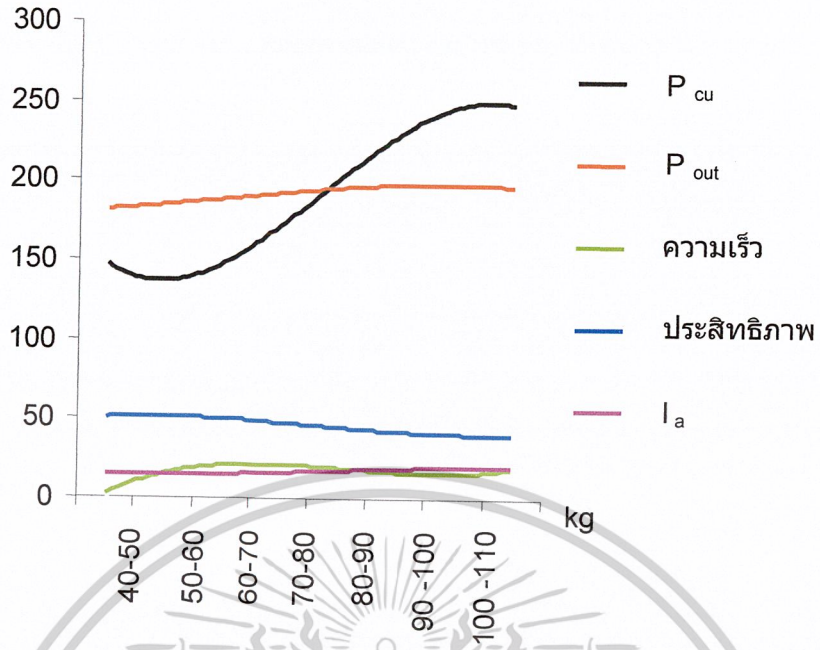
$$\% \eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \times 100 \tag{4.24}$$

ตารางที่ 4.4 ประสิทธิภาพของระบบ

น้ำหนัก (kg)	ความเร็ว (m/s)	ความเร็ว (km/h)	I_a (A)	P_{cu} (W)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
40-50	5.7	20.5	15	139.5	361.35	185.87	51.44
50-60	5.5	19.8	15	139.5	361.35	185.87	51.44
60-70	5.4	19.4	17	179.18	409.73	194.18	47.39
70-80	5.1	18.4	18	200.88	433.94	196.48	45.28
80-90	5.1	18.4	19	223.82	458.17	197.54	43.28
90-100	5	18	20	248	482.4	197.36	40.91
100-110	5	18	20	248	482.4	197.36	40.91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่สู่สาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพของระบบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุป และ วิจารณ์

5.1 สรุป

การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง สามารถทำงานในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาหรือตามเข็มนาฬิกาก่อนก็ได้ขึ้นอยู่กับการต่อสาย นอกจากการควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแล้ว ถ้าลดความเร็วของมอเตอร์ลงจะทำให้มอเตอร์เกิดสถานะเสมือนเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงในช่วงหนึ่ง โดยที่แรงดันไฟฟ้าที่แบตเตอรี่มีค่าต่ำกว่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับ(E_a) ผลทำให้กระแสอาร์เมเจอร์ (I_a) จะไหลกลับทิศทาง และแรงบิดของสนามแม่เหล็กมีทิศทางต้านการหมุนของโรเตอร์ซึ่งเป็นพฤติกรรมการเบรกของมอเตอร์ และมีพลังงานจลน์เกิดขึ้นจากแรงเฉื่อยของมอเตอร์แปลงเป็นพลังงานไฟฟ้า โดยพลังงานที่เกิดขึ้นสามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ โดยใช้อุปกรณ์ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง

ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่ควบคุมการปรับแรงดันไฟฟ้าเข้ามอเตอร์ เพื่อปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยการปรับเปอร์เซ็นต์ความกว้างของช่วงคาบของการนำกระแสจะมีผลต่อการปรับศักย์ไฟฟ้า และส่วนสำคัญคือค่าความถี่ของสวิตซ์ซึ่งจะมีผลต่อการควบคุมมอเตอร์ที่เหมาะสม โดยโครงการนี้จะใช้วงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบสองทิศทาง (Bidirectional DC-DC Converter) ในการควบคุมมอเตอร์จะมีการทำงานอยู่ 2 โหมดการทำงาน

- โหมดที่ 1 เป็นการถ่ายเทพลังงานไปยังโหลด โดยการปรับค่าคาบเวลา (Duty Ratio) เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ทำให้มอเตอร์ตัวที่ 1 ทำงานมากกว่ามอเตอร์ตัวที่ 2 ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ จะมีศักย์ไฟฟ้าสูงกว่าศักย์ไฟฟ้าของมอเตอร์ มอเตอร์ก็จะเริ่มหมุนจนถึงความเร็ววิกฤต ในช่วงระหว่างที่มอเตอร์ตัวที่ 1 กำลังจะหยุดทำงานและมอเตอร์ตัวที่ 2 กำลังจะทำงาน จะทำให้เกิดแรงดันไหลย้อนกลับเข้าสู่มอเตอร์ในช่วงเวลาสั้น ๆ

- โหมดที่ 2 เป็นการคืนพลังงานจากมอเตอร์ไปยังแบตเตอรี่ โดยการปรับค่าคาบเวลา (Duty Ratio) ลดลงเรื่อย ๆ ทำให้มอเตอร์ตัวที่ 2 ทำงานมากกว่ามอเตอร์ตัวที่ 1 ดังนั้นศักย์ไฟฟ้าของมอเตอร์สูงกว่าศักย์ไฟฟ้าของแบตเตอรี่ มอเตอร์ก็จะเริ่มลดความเร็วลงจนหยุดหมุน ในช่วงระหว่างที่มอเตอร์ตัวที่ 2 กำลังหยุดทำงานและมอเตอร์ตัวที่ 1 กำลังจะทำงาน จะทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านไดโอดไปสู่แบตเตอรี่ในช่วงเวลาสั้น ๆ

จากวงจรควบคุมสวิตซ์ซึ่งเน้นการสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม(PWM) เพื่อนำไปควบคุมการทำงานของมอเตอร์ ทั้งสองตัว จะต้องมียังจรเคดไทม์ เพื่อเป็นการป้องกันไม่ให้มอเตอร์ทำงานพร้อมกัน ถ้ามอเตอร์ เกิดทำงานพร้อมกันจะทำให้มอเตอร์เสียหายได้ วงจรขับมอเตอร์เป็นวงจรเพิ่มกระแส ถ้าไม่มีวงจรขับมอเตอร์จะทำให้มอเตอร์ไม่สามารถทำงานได้เพราะกระแส I_g ไม่สามารถไปกระตุ้นให้มอเตอร์ทำงานได้ ต้องมีการใส่ Snubber RCD เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาของแรงดันเกินในตอน Turn

Off ของมอเตอร์ และยังสามารถลดการสูญเสียในการทำงานของมอเตอร์ได้ด้วย โดยที่ต้นทุนการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นผิดให้แจ้งผู้ประ โดยที่ต้นทุนการ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณขับมอเตอร์ที่มีการแยกกราวด์ เพราะต้องการให้มอเตอร์สามารถที่จะทำงานได้ 100 % ของการปรับค่าคาบเวลา (Duty Ratio) โดยที่โครงงานนี้เลือกใช้พุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter) เพื่อแยกกราวด์ทางไฟฟ้าของแหล่งจ่ายที่นำมาจ่ายให้กับ IR2110 เพื่อจะได้ปรับค่าคาบเวลา (Duty Ratio) ให้ได้ 100%

5.2 วิเคราะห์ปัญหาที่เกิดจากการทดลอง

จากการทดลองสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม(PWM) ที่ใช้ IC เบอร์ TL494 นั้นไม่สามารถนำมาใช้กับโครงงานนี้ได้เพราะว่า TL 494 ไม่สามารถปรับค่าคาบเวลา (Duty Ratio) ได้ถึง 100% จึงต้องมีการนำเอาสัญญาณสามเหลี่ยมจาก TL 494 มาเปรียบเทียบกับไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อให้ได้สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม(PWM) ที่สามารถปรับค่าคาบเวลา (Duty Ratio) ได้ตั้งแต่ 0 - 100 % ส่วนตัวที่ปรับค่าคาบเวลา (Duty Ratio) นั้นยังมีค่าไม่ละเอียดมากพอที่จะทำให้ได้ค่าของคาบเวลา (Duty Ratio) ที่ละเอียด

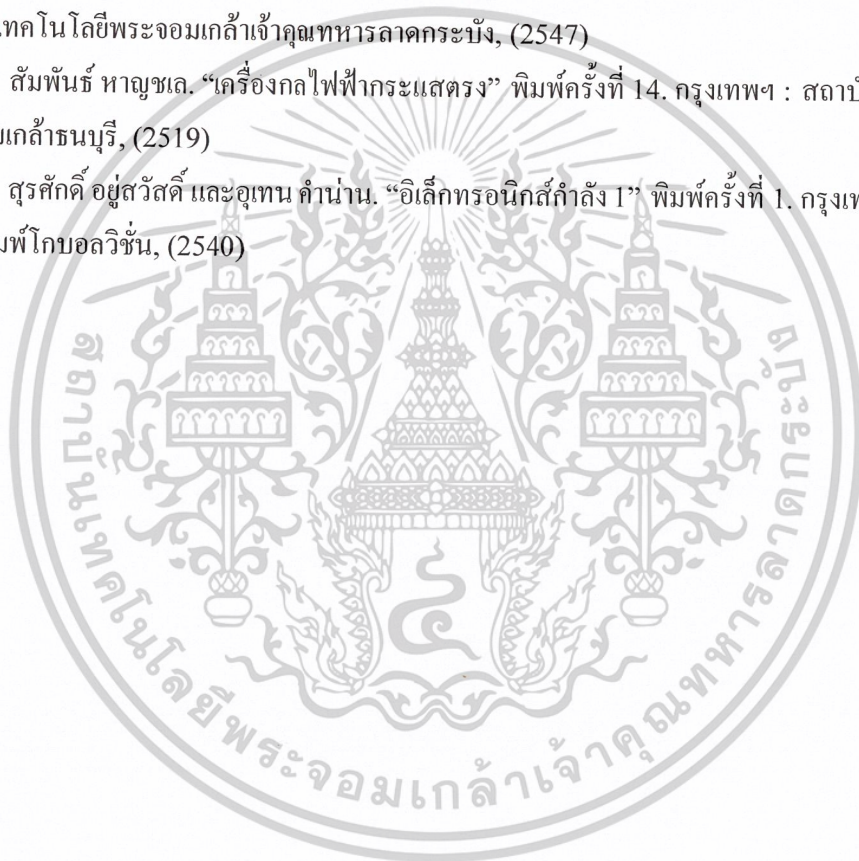
ถ้าไม่แยกกราวด์ทางไฟฟ้าของชุดขับสัญญาณมอเตอร์ จะทำให้มอเตอร์ทำงานได้ไม่ถึง 100 % ของค่าคาบเวลา (Duty Ratio) ส่วนในการใช้พุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์นั้น จะมีการเกิดปัญหาของสัญญาณความถี่รบกวนขึ้นในวงจรควบคุม (แต่ในโครงงานนี้สัญญาณความถี่รบกวนที่เกิดจากพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ นั้นมีผลกระทบไม่มากนัก จึงไม่ใช้ตัวกรองความถี่สัญญาณรบกวน) การคำนวณหาค่า Snubber RCD นั้นในทางทฤษฎีไม่สามารถนำมาใช้ในการทดลองนี้ได้ เนื่องจากมีค่าผิดพลาดบางส่วนของวงจรที่ใช้ในการทดลองหรืออาจมาจากอุณหภูมิจากสิ่งแวดล้อมที่มีผลกระทบด้วย

จากการทดลองต้องมีการเลือกใช้มอเตอร์ที่มีค่าทนต่อกระแสได้สูง ๆ เพราะว่ากระแสตอนเริ่มสตาร์ทของมอเตอร์มีค่าประมาณ 5-6 เท่าของกระแสปกติ ในโครงงานนี้จึงต้องนำมอเตอร์มาขนานกันเพื่อให้ทนต่อกระแสสูง ๆ ได้

โครงรถตรวจการณไฟฟ้าสามล้อที่ได้ทำขึ้นมีน้ำหนักมาก มีเสียงดัง และมีความฝืดระหว่างโซ่กับเฟืองของล้อรถและเพลามอเตอร์ จนส่งผลทำให้เกิดเป็นค่าการสูญเสียทางกลขึ้น จึงต้องมีการปรับปรุงต่อไปจนกว่าค่าการสูญเสียทางกลจะลดน้อยลง ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์เพิ่มขึ้น ในส่วนของการติดตั้งเบรกมือ เพื่อเป็นการป้องกันในการเบรกอย่างกะทันเพราะว่าในการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วรอบที่มาก จะมีความเฉื่อยเกิดขึ้น (เนื่องจากน้ำหนักของตัวรถและน้ำหนักของผู้ขับที่ขับมาด้วยความเร็ว) จึงไม่สามารถที่จะใช้การเบรกของมอเตอร์อย่างเดียวได้ การใช้เบรกมือนี้จะทำการตัดวงจรจ่ายไฟให้มอเตอร์ออกและยังทำการเบรกด้วยการบังคับล้อให้หยุดหมุน

บรรณานุกรม

- [1] โกศล เพ็ชรสุวรรณ และมาชามอริ อีตะ. “เทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำ” พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : สมาคมส่งเสริมความรู้ด้านเทคนิคระหว่างประเทศ, (2522)
- [2] ไชยชาต หินเกิด. “เครื่องกลไฟฟ้า” พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : โรงพิมพ์ส.เอเชียเพรส, (2519)
- [3] มงคล ทองสงคราม. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : โรงพิมพ์พระศิวกการพิมพ์, (2536)
- [4] วีระเชษฐ ชันเงิน และวุฒิพล ธาราธิระเศรษฐ์. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, (2547)
- [5] สัมพันธ์ หาญชล. “เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง” พิมพ์ครั้งที่ 14. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, (2519)
- [6] สุรศักดิ์ อยู่สวัสดิ์ และอุเทน คำน่าน. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง I” พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์โกบอลวิชั่น, (2540)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

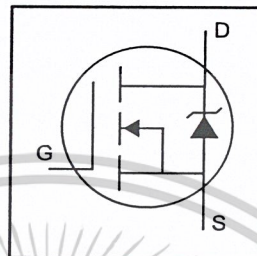


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF1010E

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

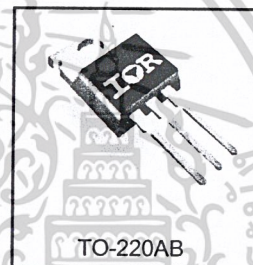


$V_{DSS} = 60V$
$R_{DS(on)} = 12m\Omega$
$I_D = 84A\text{⑦}$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs 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-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	84⑦	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	59	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	330	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.4	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ①	50	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	17	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	4.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	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	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

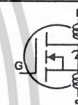
1

3/16/01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	60	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.064	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	12	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 50A$ 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	69	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 50A$ ⑤
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 60V, V_{GS} = 0V$
				250	μA	$V_{DS} = 48V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
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	—	—	130	nC	$I_D = 50A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	28	nC	$V_{DS} = 48V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	44	nC	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	12	—	ns	$V_{DD} = 30V$
t_r	Rise Time	—	78	—	ns	$I_D = 50A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	48	—	ns	$R_G = 3.6\Omega$
t_f	Fall Time	—	53	—	ns	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ⑥
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	—	3210	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	690	—	pF	$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	140	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ⑦	—	1180	320	mJ	$I_{AS} = 50A, L = 260\mu H$



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	84	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ⑧	—	—	330	A	
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 50A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	73	110	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 50A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	220	330	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ 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 $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 260\mu H$
 $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 50A$, $V_{GS} = 10V$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 50A$, $di/dt \leq 230A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$, $T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.
- ⑥ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.
- ⑦ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.

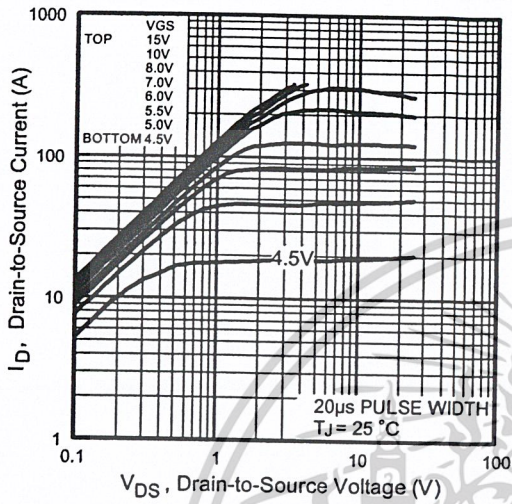


Fig 1. Typical Output Characteristics

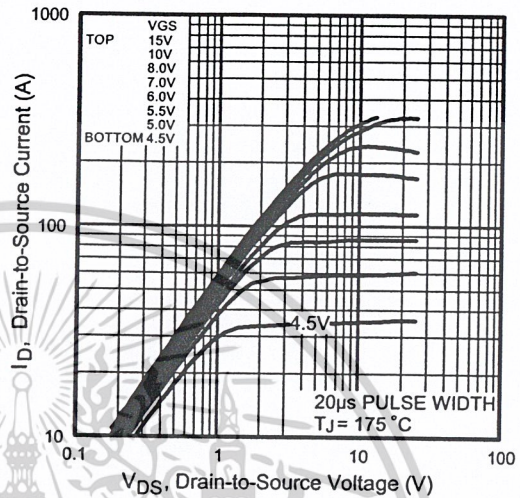


Fig 2. Typical Output Characteristics

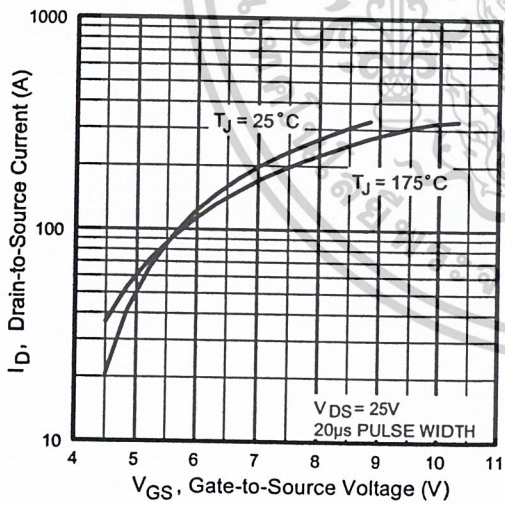


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

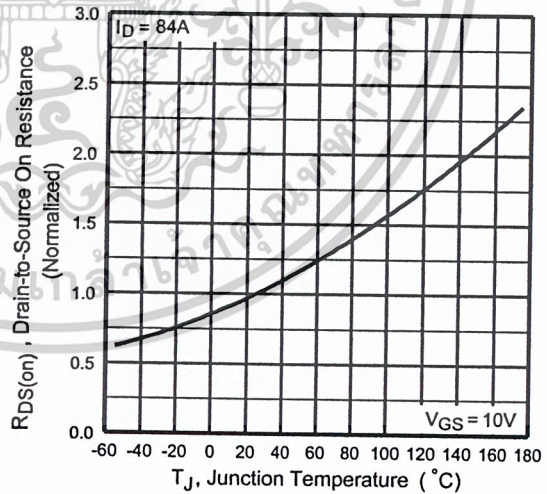


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

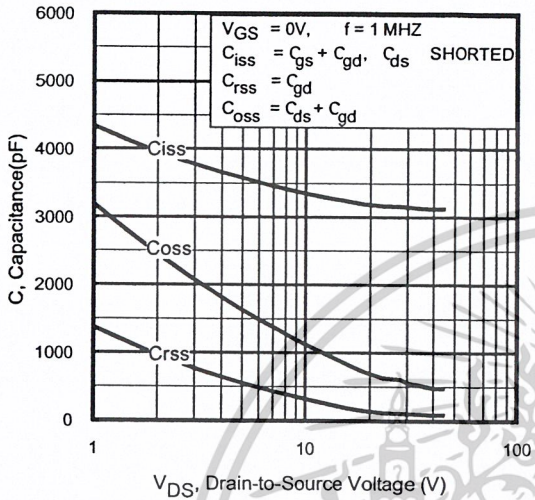


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

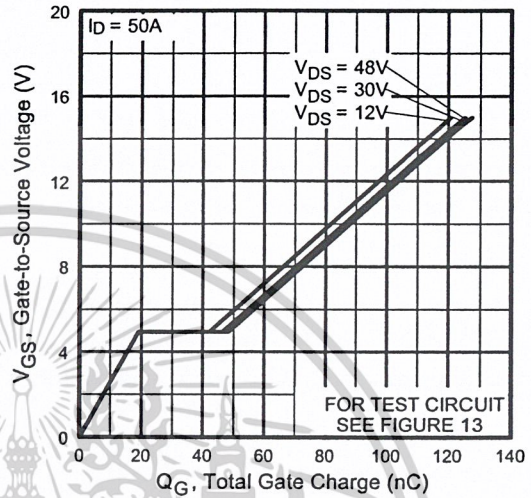


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

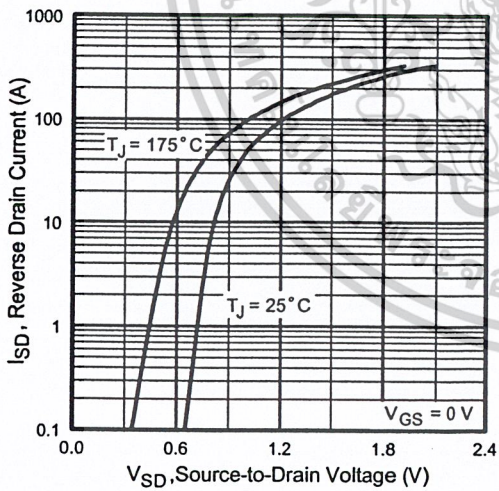


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

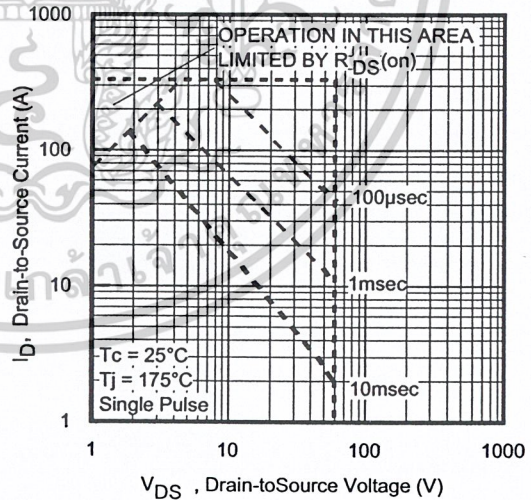


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

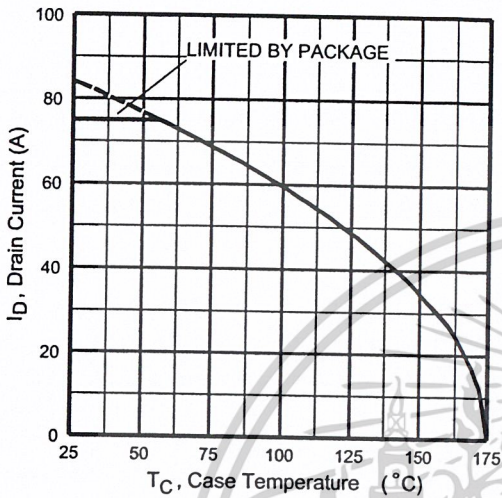


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

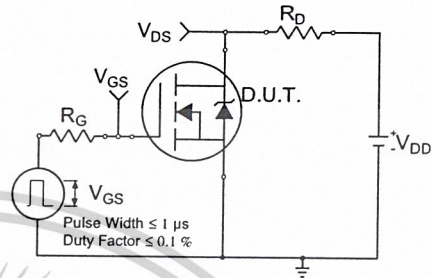


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

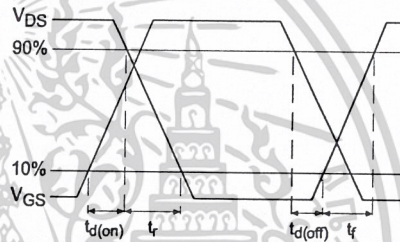


Fig 10b. Switching Time Waveforms

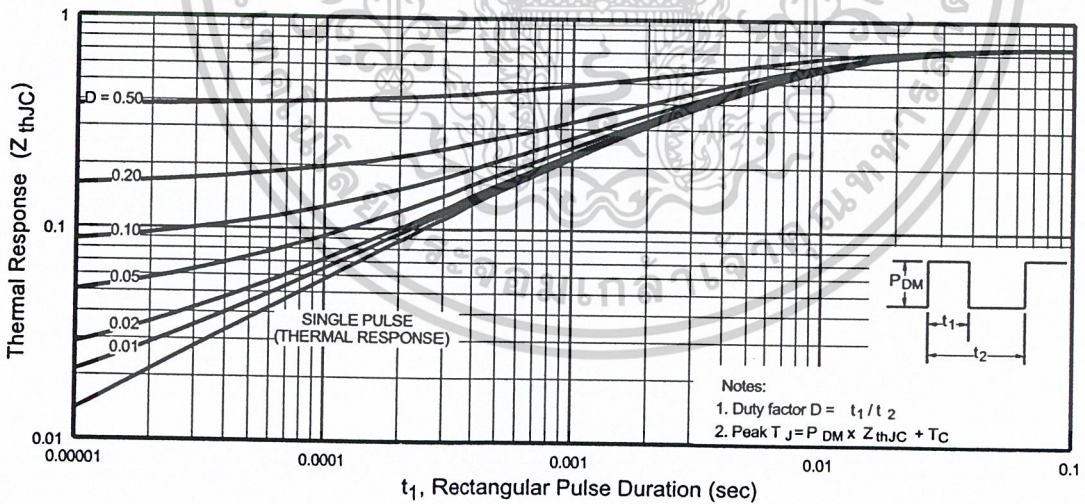


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

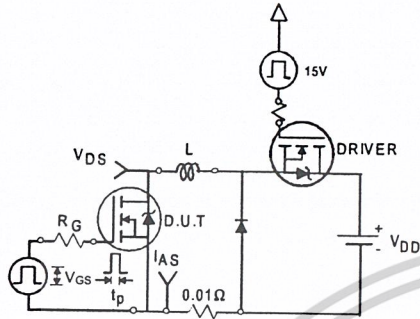


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

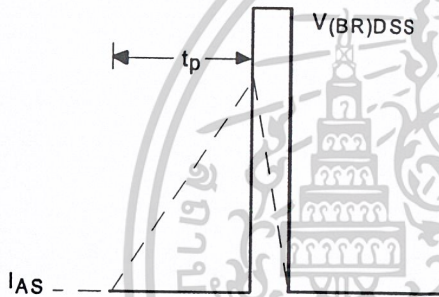


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

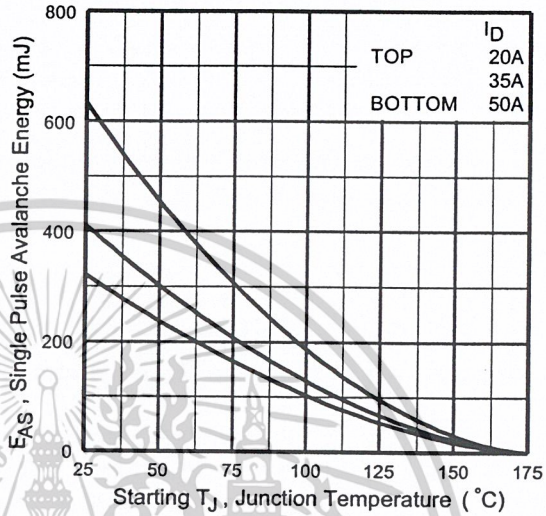


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

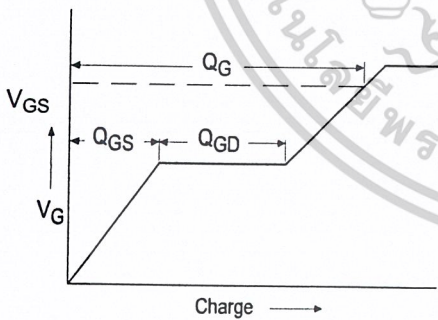


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

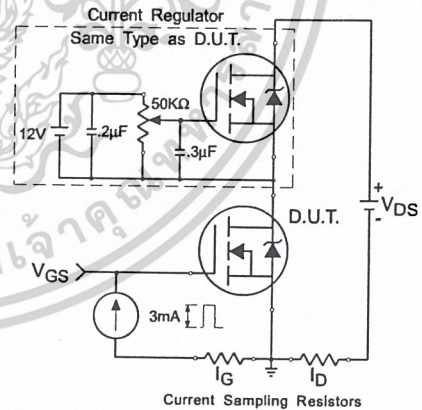
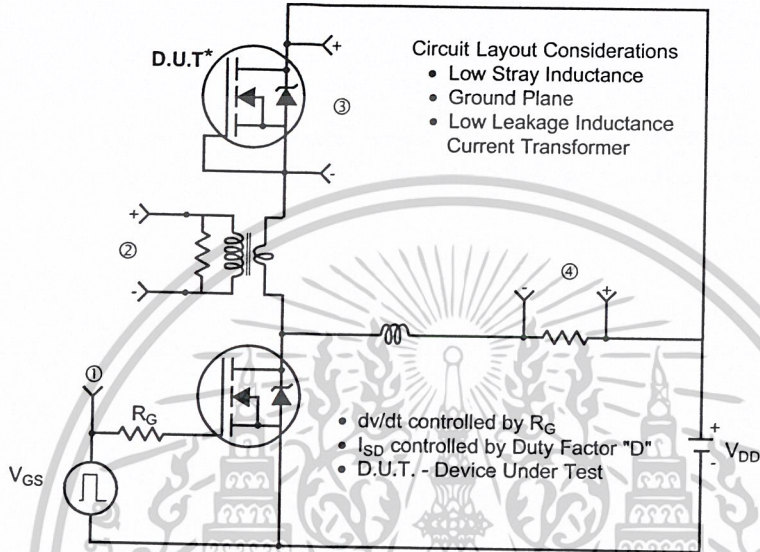
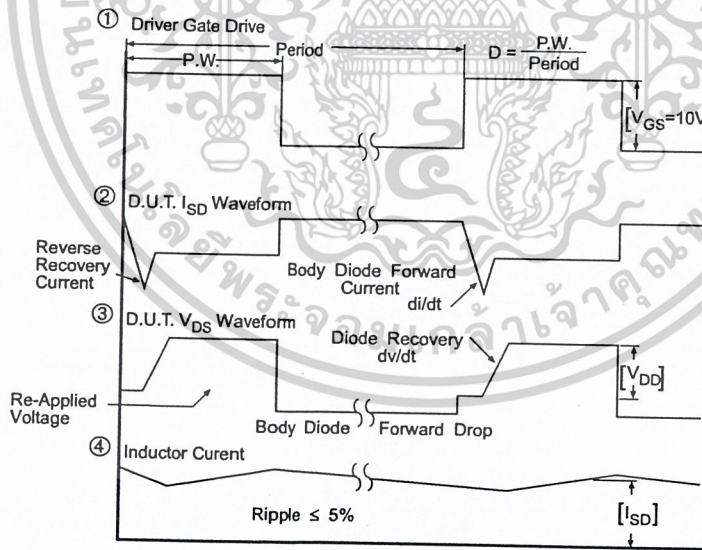


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



* Reverse Polarity of D.U.T for P-Channel



*** $V_{GS} = 5.0V$ for Logic Level and $3V$ Drive Devices

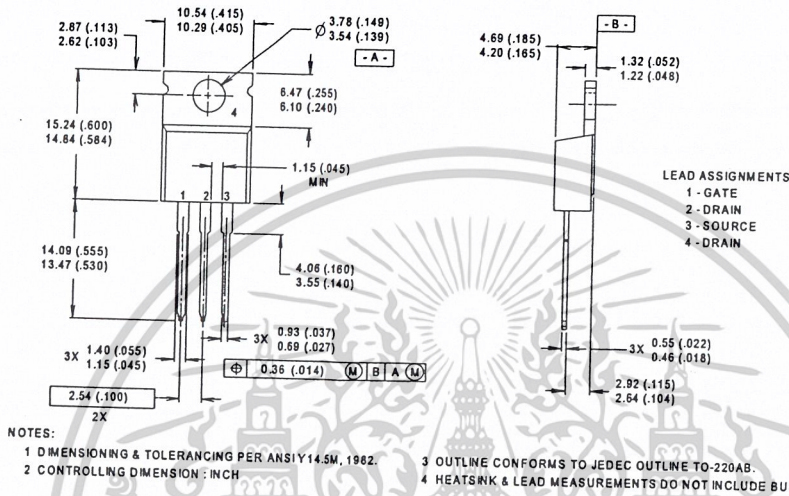
Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

IRF1010E

International
IR Rectifier

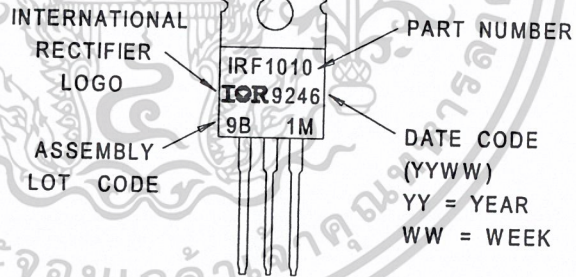
Package Outline TO-220AB

Dimensions are shown in millimeters (inches)



Part Marking Information TO-220AB

EXAMPLE: THIS IS AN IRF1010
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 9B1M



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

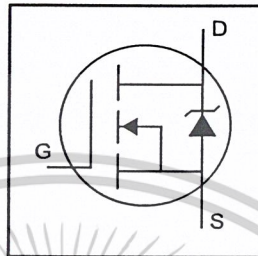
Visit us at www.irf.com for sales contact information. 3/01

www.irf.com

IRFZ44N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

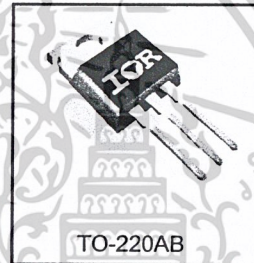


$V_{DSS} = 55V$
$R_{DS(on)} = 17.5m\Omega$
$I_D = 49A$

Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs 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-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	49	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	160	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	94	W
	Linear Derating Factor	0.63	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ②	25	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ③	9.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ④	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
T_{STG}	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	—	1.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

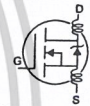
1
01/03/01

IRFZ44N

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	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$	
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.058	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$	
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	17.5	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 25A$ 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	19	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 25A$ ④	
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$	
		—	—	250		$V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$	
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$	
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$	
Q_g	Total Gate Charge	—	—	63	nC	$I_D = 25A$	
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14		$V_{DS} = 44V$	
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	23		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13	
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	12	—	ns	$V_{DD} = 28V$	
t_r	Rise Time	—	60	—		$I_D = 25A$	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	44	—		$R_G = 12\Omega$	
t_f	Fall Time	—	45	—		$V_{GS} = 10V$, 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	—		pF	$V_{GS} = 0V$
C_{iss}	Input Capacitance	—	1470	—			$V_{DS} = 25V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	360	—	mJ	$f = 1.0MHz$, See Fig. 5	
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	88	—		$I_{AS} = 25A, L = 0.47mH$	
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	530 ⑤	150 ⑥			



Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	49	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	160		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 25A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	63	95	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 25A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	170	260	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ 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 $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 0.48mH$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 25A$. (See Figure 12)

③ $I_{SD} \leq 25A, di/dt \leq 230A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.

⑥ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

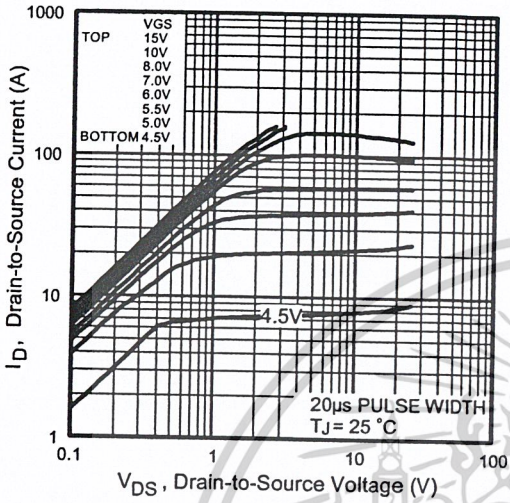


Fig 1. Typical Output Characteristics

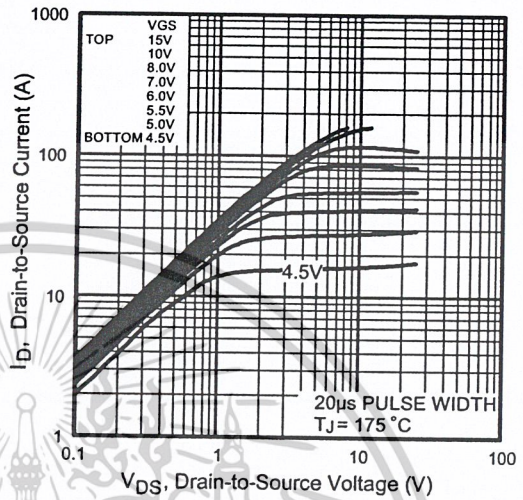


Fig 2. Typical Output Characteristics

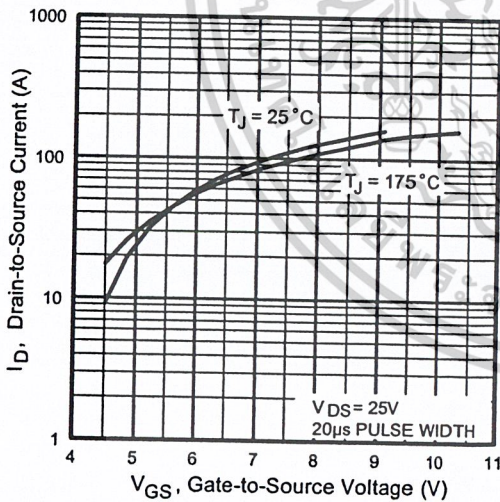


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

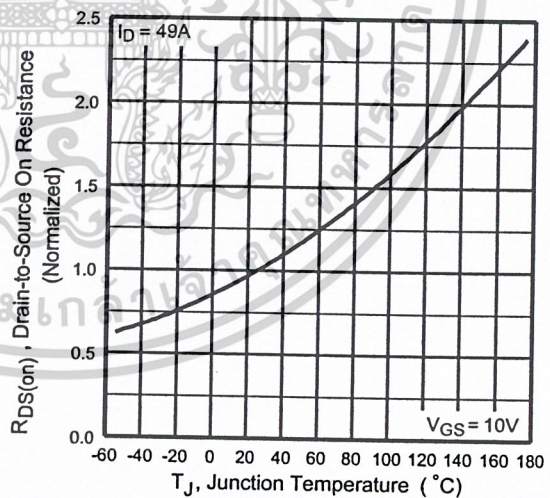


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRFZ44N

International
IR Rectifier

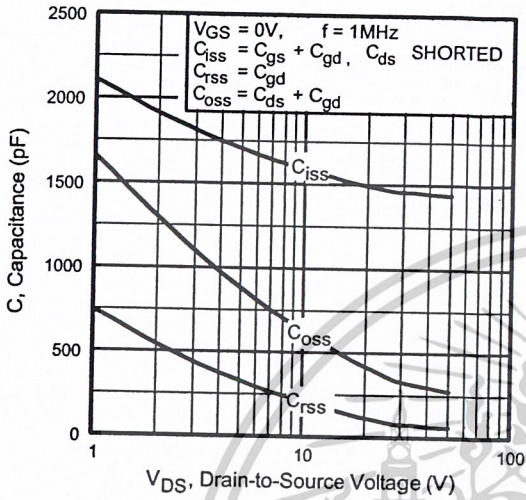


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

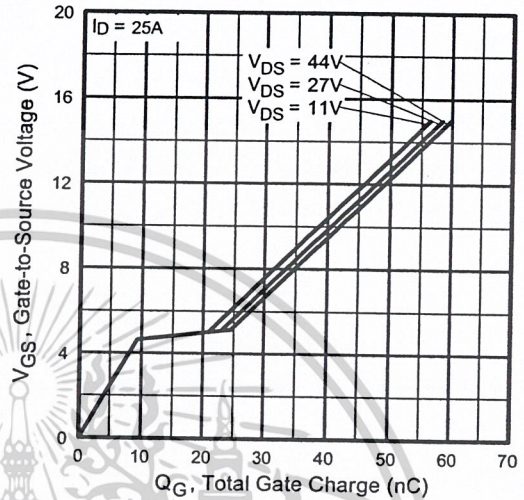


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

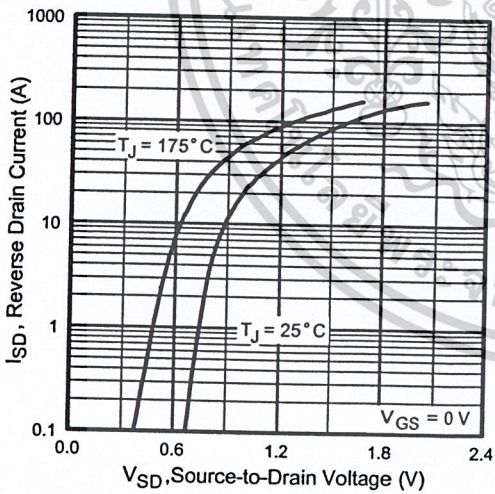


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

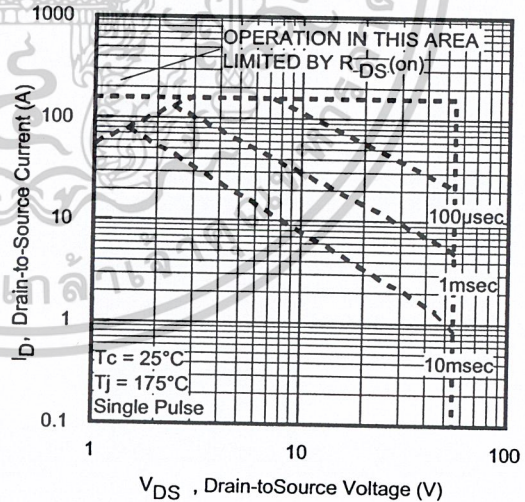


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

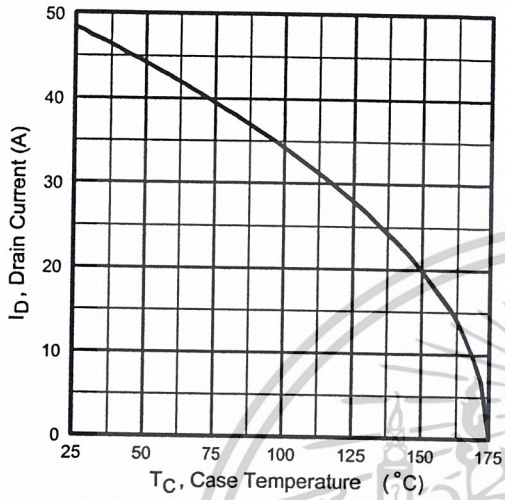


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

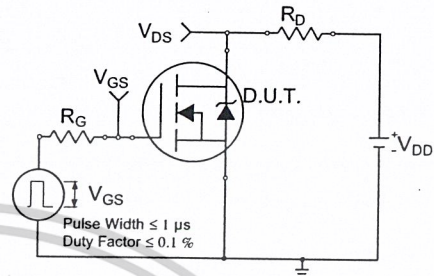


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

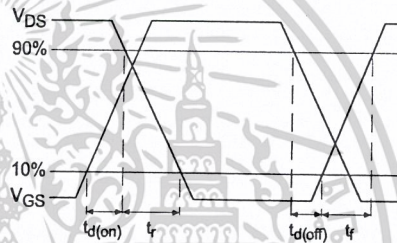


Fig 10b. Switching Time Waveforms

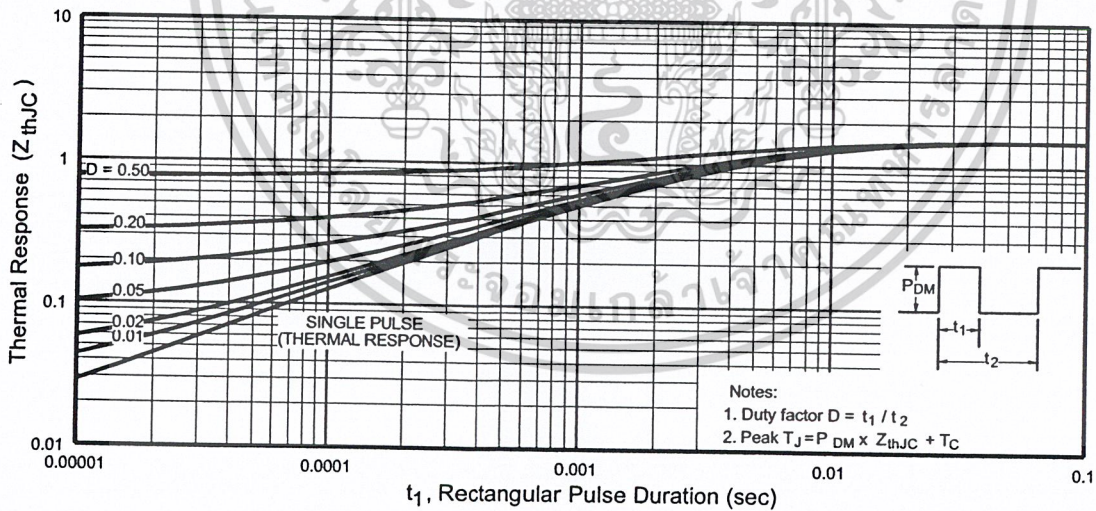


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRFZ44N

International
IR Rectifier

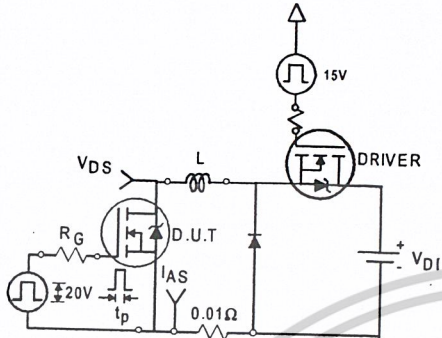


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

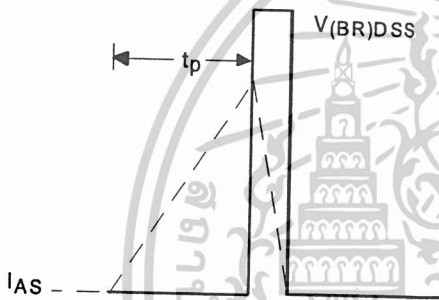


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

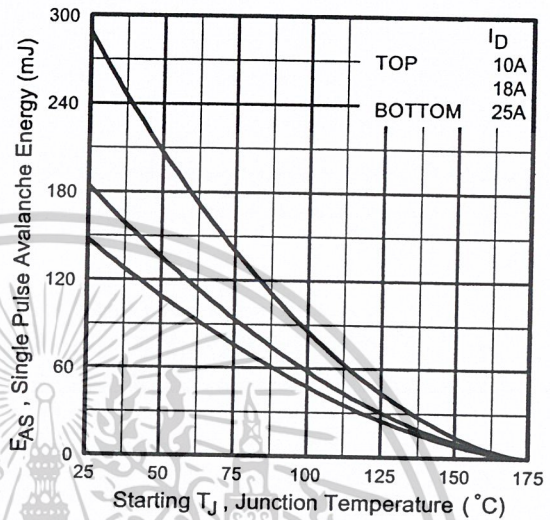


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

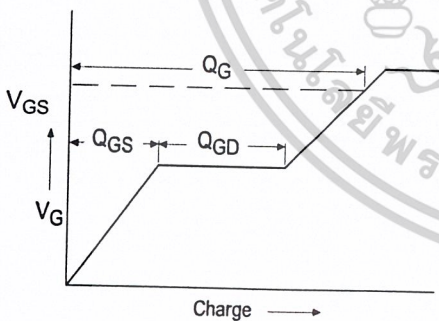


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

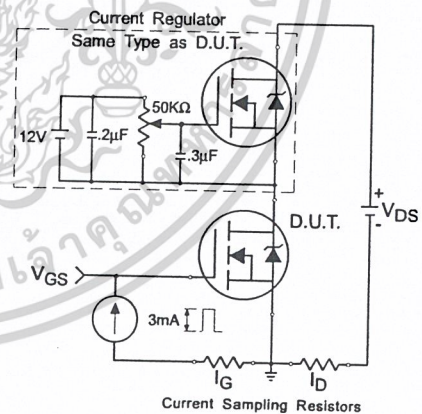
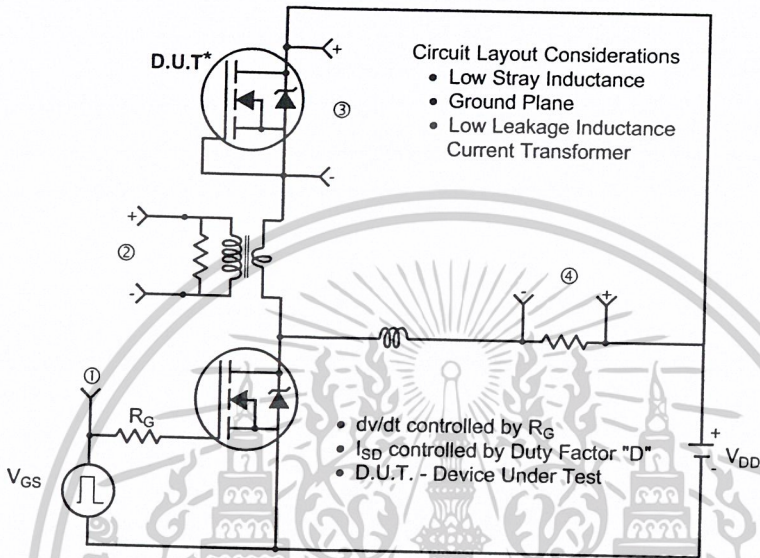


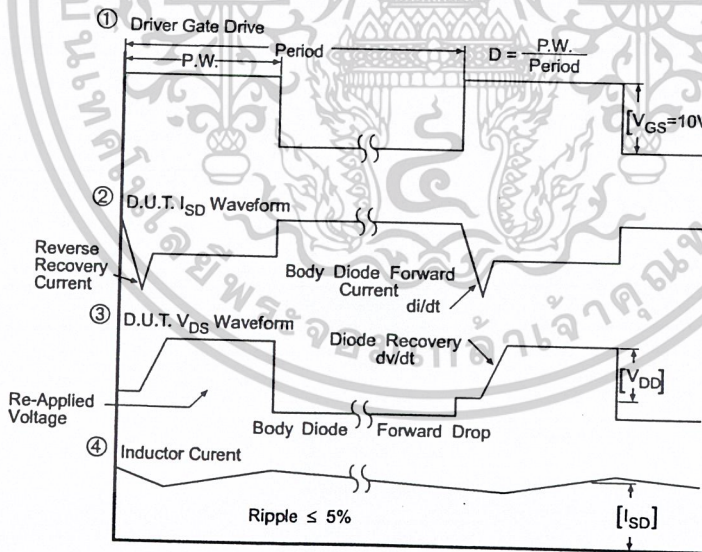
Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



* Reverse Polarity of D.U.T for P-Channel



*** $V_{GS} = 5.0V$ for Logic Level and 3V Drive Devices

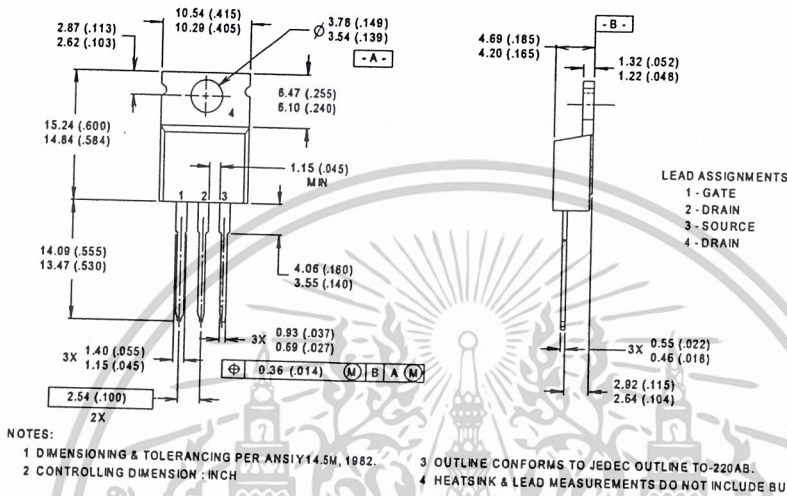
Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

IRFZ44N

International
IR Rectifier

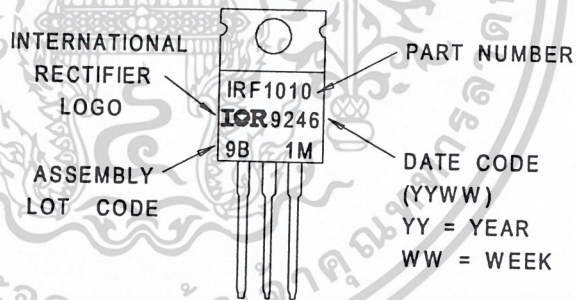
Package Outline TO-220AB

Dimensions are shown in millimeters (inches)



Part Marking Information TO-220AB

EXAMPLE: THIS IS AN IRF1010
WITH ASSEMBLY
LOT CODE 9B1M



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.01/01

www.irf.com

SINGLE-CHANNEL

6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL

HCPL-2630
HCPL-2631

DESCRIPTION

The 6N137, HCPL-2601/2611 single-channel and HCPL-2630/2631 dual-channel optocouplers consist of a 850 nm AlGaAs LED, optically coupled to a very high speed integrated photodetector logic gate with a strobable output. This output features an open collector, thereby permitting wired OR outputs. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of -40°C to +85°C. A maximum input signal of 5 mA will provide a minimum output sink current of 13 mA (fan out of 8).

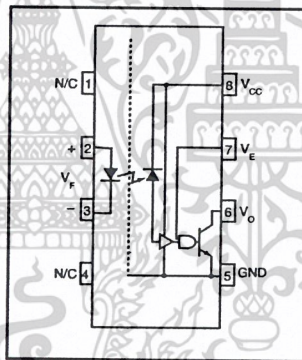
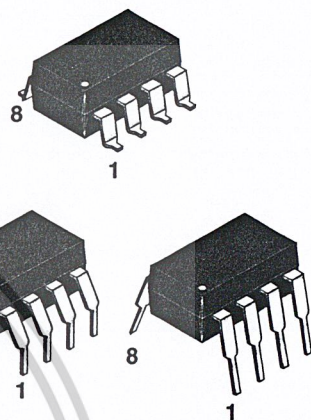
An internal noise shield provides superior common mode rejection of typically 10 kV/μs. The HCPL-2601 and HCPL-2631 has a minimum CMR of 5 kV/μs. The HCPL-2611 has a minimum CMR of 10 kV/μs.

FEATURES

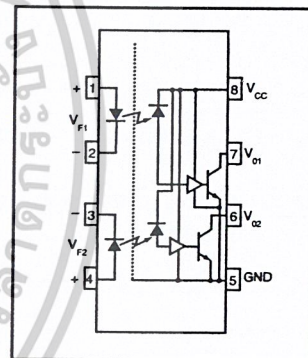
- Very high speed-10 MBit/s
- Superior CMR-10 kV/μs
- Double working voltage-480V
- Fan-out of 8 over -40°C to +85°C
- Logic gate output
- Storable output
- Wired OR-open collector
- U.L. recognized (File # E90700)

APPLICATIONS

- Ground loop elimination
- LSTTL to TTL, LSTTL or 5-volt CMOS
- Line receiver, data transmission
- Data multiplexing
- Switching power supplies
- Pulse transformer replacement
- Computer-peripheral interface



6N137
HCPL-2601
HCPL-2611



HCPL-2630
HCPL-2631

TRUTH TABLE
(Positive Logic)

Input	Enable	Output
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H
H	NC	L
L	NC	H

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 8 and 5.
(See note 1)

SINGLE-CHANNEL
SN137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (No derating required up to 85°C)

Parameter	Symbol	Value	Units
Storage Temperature	T _{STG}	-55 to +125	°C
Operating Temperature	T _{OPR}	-40 to +85	°C
Lead Solder Temperature	T _{SOL}	260 for 10 sec	°C
EMITTER			
DC/Average Forward Input Current	I _F	50	mA
Single channel			
Dual channel (Each channel)		30	
Enable Input Voltage	V _E	5.5	V
Not to exceed V _{CC} by more than 500 mV			
Reverse Input Voltage	V _R	5.0	V
Power Dissipation	P _I	100	mW
Single channel			
Dual channel (Each channel)		45	
DETECTOR			
Supply Voltage	V _{CC} (1 minute max)	7.0	V
Output Current	I _O	50	mA
Single channel			
Dual channel (Each channel)		50	
Output Voltage	V _O	7.0	V
Collector Output		85	mW
Power Dissipation	P _O	60	

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Parameter	Symbol	Min	Max	Units
Input Current, Low Level	I _{FL}	0	250	µA
Input Current, High Level	I _{FH}	*6.3	15	mA
Supply Voltage, Output	V _{CC}	4.5	5.5	V
Enable Voltage, Low Level	V _{EL}	0	0.8	V
Enable Voltage, High Level	V _{EH}	2.0	V _{CC}	V
Low Level Supply Current	T _A	-40	+85	°C
Fan Out (TTL load)	N		8	

* 6.3 mA is a guard banded value which allows for at least 20 % CTR degradation. Initial input current threshold value is 5.0 mA or less

SINGLE-CHANNEL

**6N137
HCPL-2601
HCPL-2611**

DUAL-CHANNEL

**HCPL-2630
HCPL-2631**

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)

INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ**	Max	Unit
EMITTER						
Input Forward Voltage	($I_F = 10\text{ mA}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$	V_F		1.4	1.8	V
Input Reverse Breakdown Voltage	($I_R = 10\ \mu\text{A}$)	B_{VR}	5.0			V
Input Capacitance	($V_F = 0, f = 1\text{ MHz}$)	C_{IN}		60		pF
Input Diode Temperature Coefficient	($I_F = 10\text{ mA}$)	$\Delta V_F/\Delta T_A$		-1.4		mV/°C
DETECTOR						
High Level Supply Current	Single Channel ($V_{CC} = 5.5\text{ V}, I_F = 0\text{ mA}$)	I_{CCH}		7	10	mA
	Dual Channel ($V_E = 0.5\text{ V}$)			10	15	
Low Level Supply Current	Single Channel ($V_{CC} = 5.5\text{ V}, I_F = 10\text{ mA}$)	I_{CCL}		9	13	mA
	Dual Channel ($V_E = 0.5\text{ V}$)			14	21	
Low Level Enable Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}, V_E = 0.5\text{ V}$)	I_{EL}		-0.8	-1.6	mA
High Level Enable Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}, V_E = 2.0\text{ V}$)	I_{EH}		-0.6	-1.6	mA
High Level Enable Voltage	($V_{CC} = 5.5\text{ V}, I_F = 10\text{ mA}$)	V_{EH}	2.0			V
Low Level Enable Voltage	($V_{CC} = 5.5\text{ V}, I_F = 10\text{ mA}$) (Note 3)	V_{EL}			0.8	V

SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 7.5\text{ mA}$ Unless otherwise specified.)

AC Characteristics	Test Conditions	Symbol	Min	Typ**	Max	Unit
Propagation Delay Time to Output High Level	(Note 4) ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	T_{PLH}	20	45	75	ns
	($R_L = 350\ \Omega, C_L = 15\text{ pF}$) (Fig. 12)				100	
Propagation Delay Time to Output Low Level	(Note 5) ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	T_{PHL}	25	45	75	ns
	($R_L = 350\ \Omega, C_L = 15\text{ pF}$) (Fig. 12)				100	
Pulse Width Distortion	($R_L = 350\ \Omega, C_L = 15\text{ pF}$) (Fig. 12)	$ T_{PHL} - T_{PLH} $		3	35	ns
Output Rise Time (10-90%)	($R_L = 350\ \Omega, C_L = 15\text{ pF}$) (Note 6) (Fig. 12)	t_r		50		ns
Output Fall Time (90-10%)	($R_L = 350\ \Omega, C_L = 15\text{ pF}$) (Note 7) (Fig. 12)	t_f		12		ns
Enable Propagation Delay Time to Output High Level	($I_F = 7.5\text{ mA}, V_{EH} = 3.5\text{ V}$) ($R_L = 350\ \Omega, C_L = 15\text{ pF}$) (Note 8) (Fig. 13)	t_{ELH}		20		ns
Enable Propagation Delay Time to Output Low Level	($I_F = 7.5\text{ mA}, V_{EH} = 3.5\text{ V}$) ($R_L = 350\ \Omega, C_L = 15\text{ pF}$) (Note 9) (Fig. 13)	t_{EHL}		20		ns
Common Mode Transient Immunity (at Output High Level)	($T_A = 25^\circ\text{C}$) $ V_{CM} = 50\text{ V}$, (Peak) ($I_F = 0\text{ mA}, V_{OH}(\text{Min.}) = 2.0\text{ V}$)	$ CM_H $		10,000		V/ μs
	6N137, HCPL-2630 ($R_L = 350\ \Omega$) (Note 10)		5000	10,000		
	HCPL-2601, HCPL-2631 (Fig. 14)		10,000	15,000		
Common Mode Transient Immunity (at Output Low Level)	($R_L = 350\ \Omega$) ($I_F = 7.5\text{ mA}, V_{OL}(\text{Max.}) = 0.8\text{ V}$)	$ CM_L $		10,000		V/ μs
	6N137, HCPL-2630 ($ V_{CM} = 50\text{ V}$ (Peak))		5000	10,000		
	HCPL-2601, HCPL-2631 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) (Note 11) (Fig. 14)		10,000	15,000		
	HCPL-2611 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) $ V_{CM} = 400\text{ V}$		10,000	15,000		

SINGLE-CHANNEL

**HCPL-2601
HCPL-2611**

DUAL-CHANNEL

**HCPL-2630
HCPL-2631**

TRANSFER CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)

DC Characteristics	Test Conditions	Symbol	Min	Typ**	Max	Unit
High Level Output Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_O = 5.5\text{ V}$) ($I_F = 250\ \mu\text{A}$, $V_E = 2.0\text{ V}$) (Note 2)	I_{OH}			100	μA
Low Level Output Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 5\text{ mA}$) ($V_E = 2.0\text{ V}$, $I_{OL} = 13\text{ mA}$) (Note 2)	V_{OL}		.35	0.6	V
Input Threshold Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_O = 0.6\text{ V}$, $V_E = 2.0\text{ V}$, $I_{OL} = 13\text{ mA}$)	I_{FT}		3	5	mA

ISOLATION CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)

Characteristics	Test Conditions	Symbol	Min	Typ**	Max	Unit
Input-Output Insulation Leakage Current	(Relative humidity = 45%) ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $t = 5\text{ s}$) ($V_{I-O} = 3000\text{ VDC}$) (Note 12)	I_{I-O}			1.0*	μA
Withstand Insulation Test Voltage	(RH < 50%, $T_A = 25^\circ\text{C}$) (Note 12) ($t = 1\text{ min.}$)	V_{ISO}	2500			V_{RMS}
Resistance (Input to Output)	($V_{I-O} = 500\text{ V}$) (Note 12)	R_{I-O}		10^{12}		Ω
Capacitance (Input to Output)	($f = 1\text{ MHz}$) (Note 12)	C_{I-O}		0.6		pF

* All typical values are at $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$

NOTES

- The V_{CC} supply to each optoisolator must be bypassed by a $0.1\ \mu\text{F}$ capacitor or larger. This can be either a ceramic or solid tantalum capacitor with good high frequency characteristic and should be connected as close as possible to the package V_{CC} and GND pins of each device.
- Each channel.
- Enable Input - No pull up resistor required as the device has an internal pull up resistor.
- t_{PLH} - Propagation delay is measured from the 3.75 mA level on the HIGH to LOW transition of the input current pulse to the 1.5 V level on the LOW to HIGH transition of the output voltage pulse.
- t_{PHL} - Propagation delay is measured from the 3.75 mA level on the LOW to HIGH transition of the input current pulse to the 1.5 V level on the HIGH to LOW transition of the output voltage pulse.
- t_r - Rise time is measured from the 90% to the 10% levels on the LOW to HIGH transition of the output pulse.
- t_f - Fall time is measured from the 10% to the 90% levels on the HIGH to LOW transition of the output pulse.
- t_{ELH} - Enable input propagation delay is measured from the 1.5 V level on the HIGH to LOW transition of the input voltage pulse to the 1.5 V level on the LOW to HIGH transition of the output voltage pulse.
- t_{EHL} - Enable input propagation delay is measured from the 1.5 V level on the LOW to HIGH transition of the input voltage pulse to the 1.5 V level on the HIGH to LOW transition of the output voltage pulse.
- 0. CM_H - The maximum tolerable rate of rise of the common mode voltage to ensure the output will remain in the high state (i.e., $V_{OUT} > 2.0\text{ V}$). Measured in volts per microsecond (V/ μs).
- 1. CM_L - The maximum tolerable rate of rise of the common mode voltage to ensure the output will remain in the low output state (i.e., $V_{OUT} < 0.8\text{ V}$). Measured in volts per microsecond (V/ μs).
- 2. Device considered a two-terminal device: Pins 1,2,3 and 4 shorted together, and Pins 5,6,7 and 8 shorted together.

**SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611**

**DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631**

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Fig.1 Low Level Output Voltage vs. Ambient Temperature

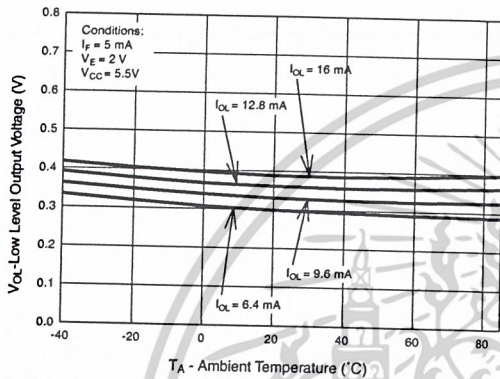


Fig. 2 Input Diode Forward Voltage vs. Forward Current

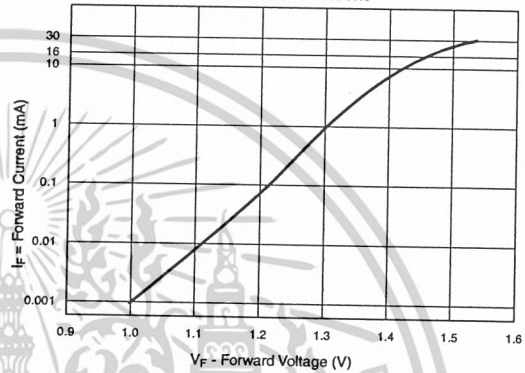


Fig.3 Switching Time vs. Forward Current

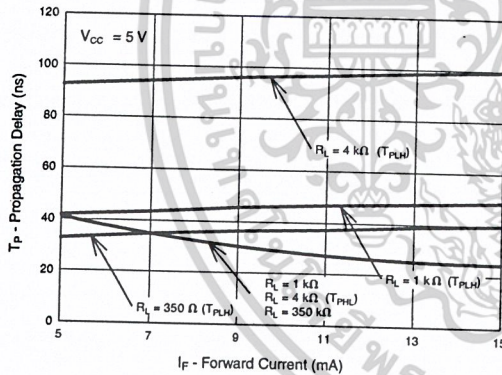


Fig. 4 Low Level Output Current vs. Ambient Temperature

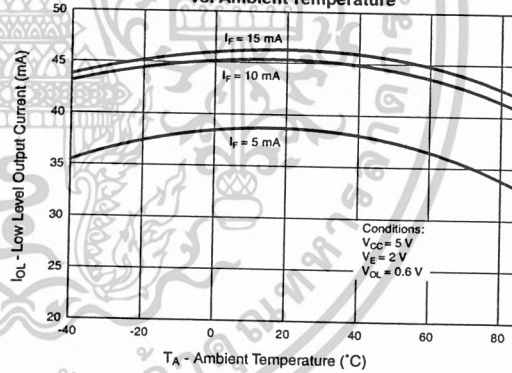


Fig. 5 Input Threshold Current vs. Ambient Temperature

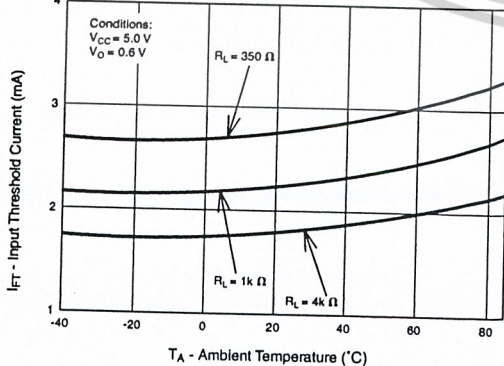
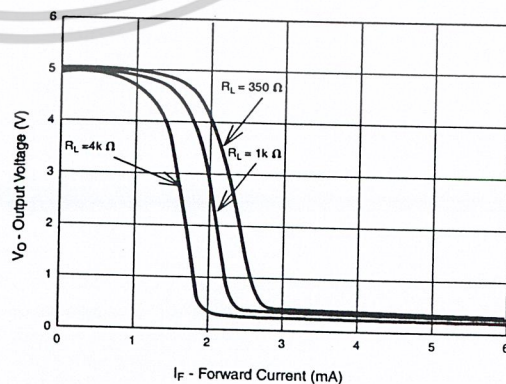


Fig. 6 Output Voltage vs. Input Forward Current



**SINGLE-CHANNEL
SN137
HCPL-2601
HCPL-2611**

**DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631**

Fig. 7 Pulse Width Distortion vs. Temperature

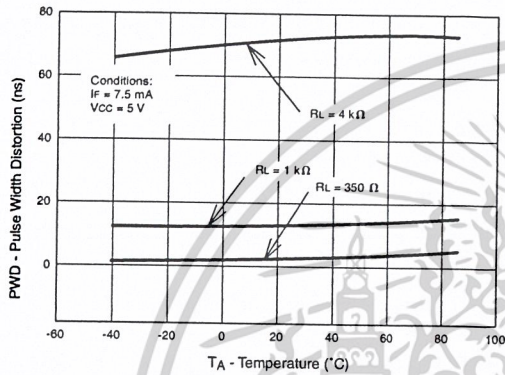


Fig. 8 Rise and Fall Time vs. Temperature

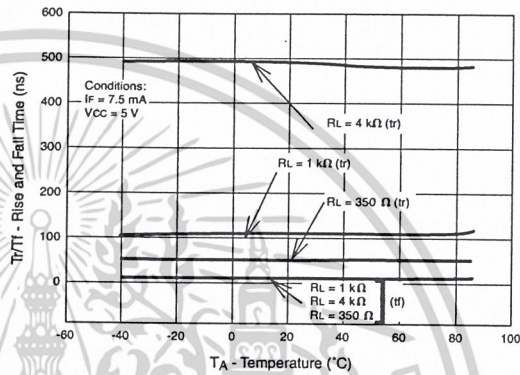


Fig. 9 Enable Propagation Delay vs. Temperature

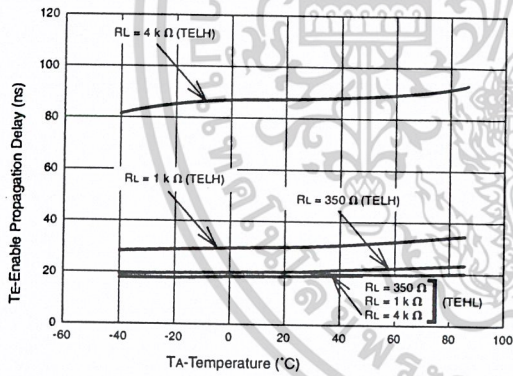


Fig. 10 Switching Time vs. Temperature

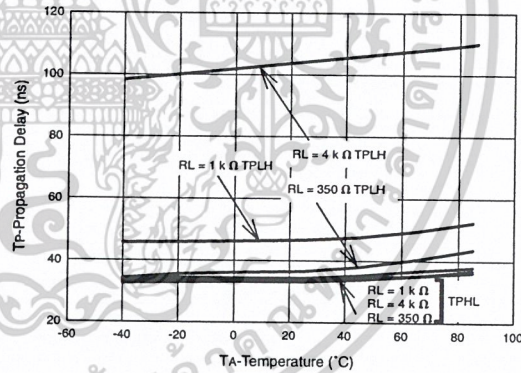
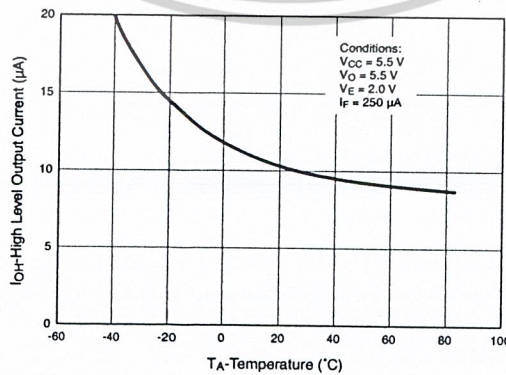


Fig. 11 High Level Output Current vs. Temperature



SINGLE-CHANNEL

6N137

HCPL-2601

HCPL-2611

DUAL-CHANNEL

HCPL-2630

HCPL-2631

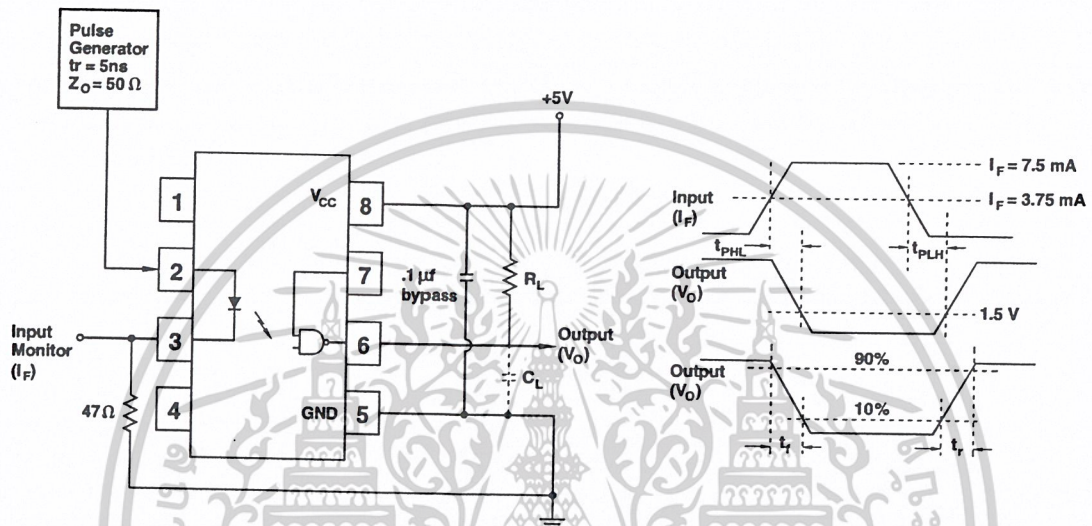


Fig. 12 Test Circuit and Waveforms for t_{PLH} , t_{PHL} , t_r and t_f .

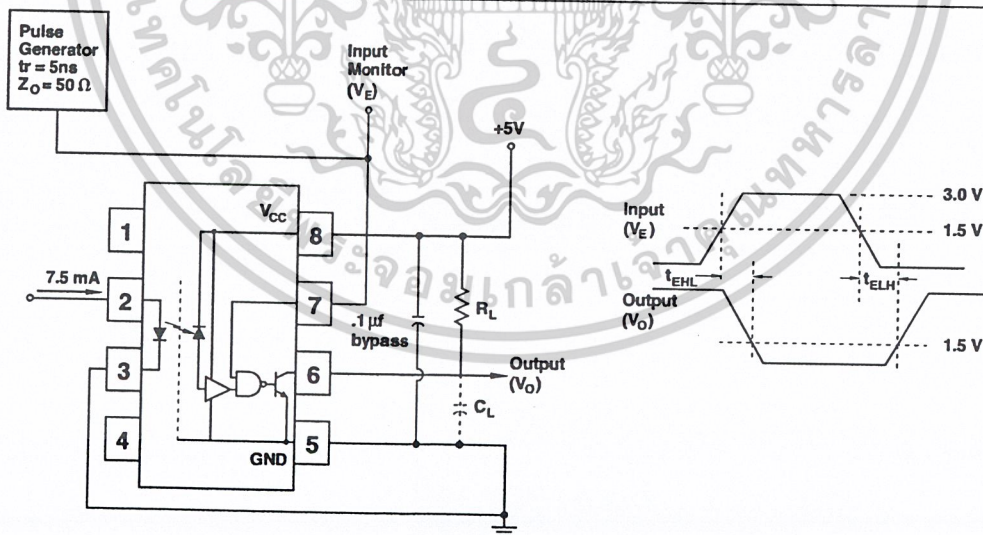


Fig. 13 Test Circuit t_{EHL} and t_{ELH} .

SINGLE-CHANNEL

6N137

HCPL-2601

HCPL-2611

DUAL-CHANNEL

HCPL-2630

HCPL-2631

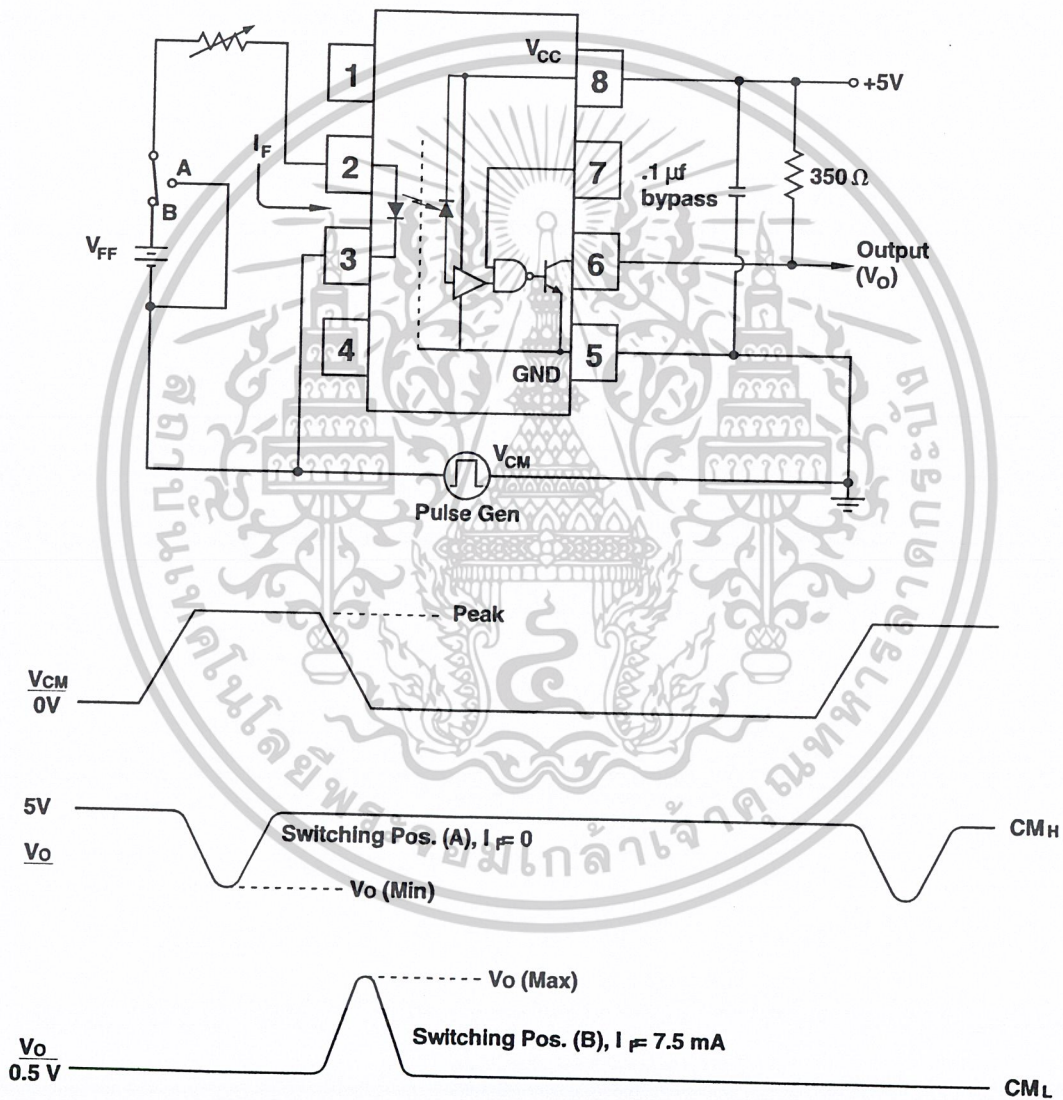
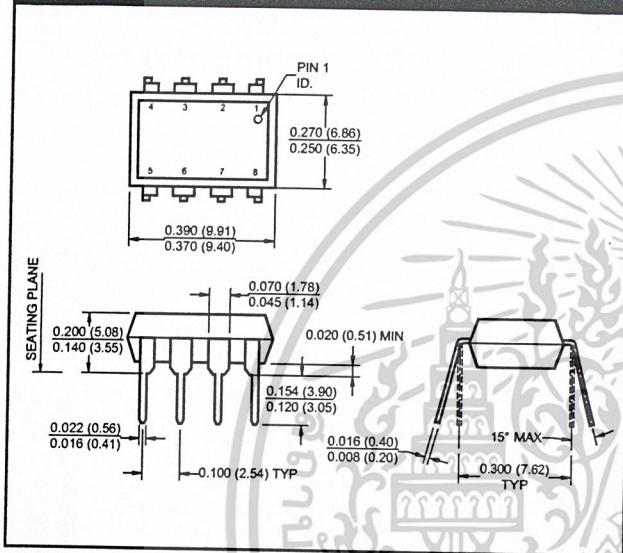


Fig. 14 Test Circuit Common Mode Transient Immunity

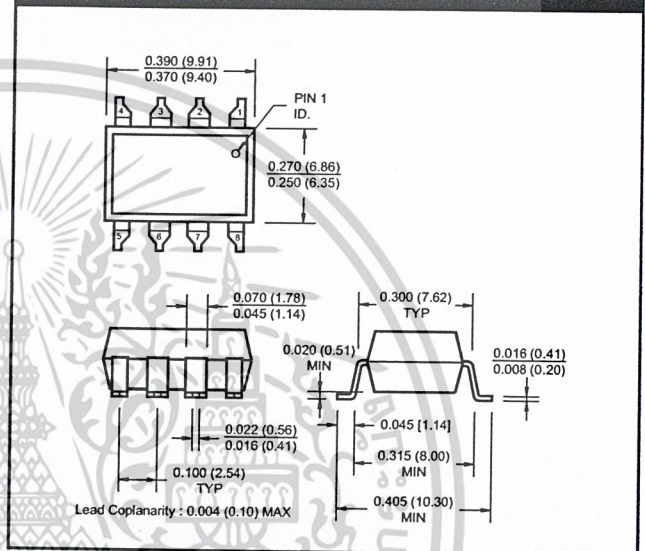
**SINGLE-CHANNEL
SN137
HCPL-2601
HCPL-2611**

**DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631**

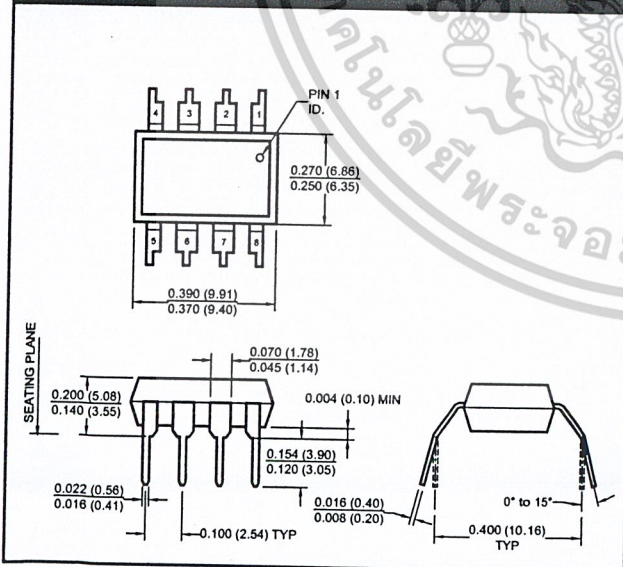
Package Dimensions (Through Hole)



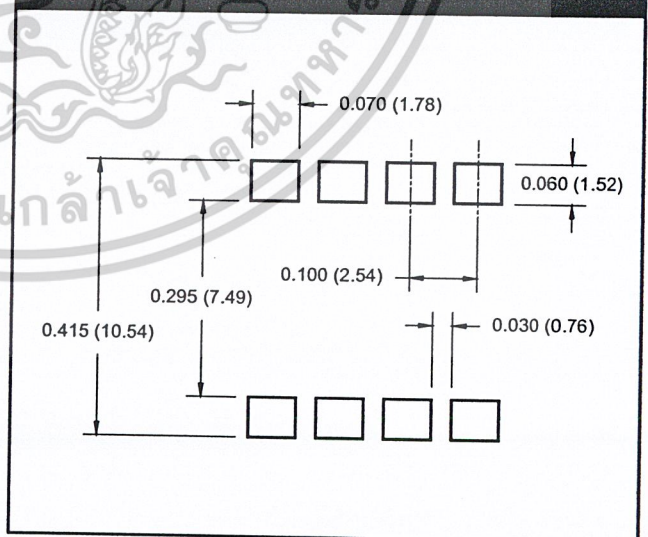
Package Dimensions (Surface Mount)



Package Dimensions (0.4" Lead Spacing)



**Recommended Pad Layout for
Surface Mount Leadform**



NOTE
All dimensions are in inches (millimeters)

SINGLE-CHANNEL

SN137

HCPL-2601

HCPL-2611

DUAL-CHANNEL

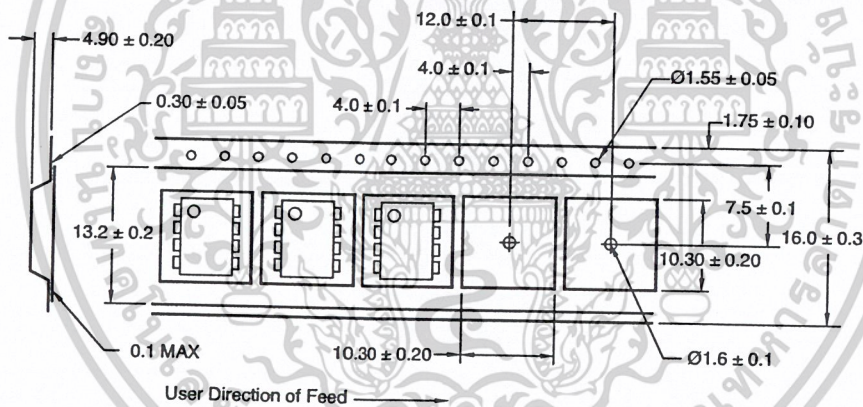
HCPL-2630

HCPL-2631

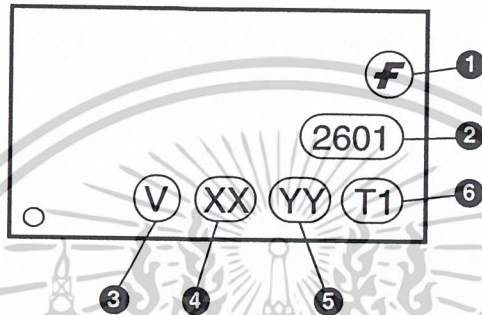
ORDERING INFORMATION

Option	Order Entry Identifier	Description
S	.S	Surface Mount Lead Bend
SD	.SD	Surface Mount; Tape and reel
W	.W	0.4" Lead Spacing

QT Carrier Tape Specifications ("D" Taping Orientation)

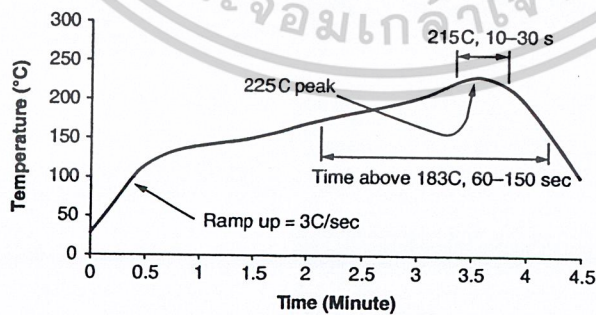


MARKING INFORMATION



Definitions	
1	Fairchild logo
2	Device number
3	VDE mark (Note: Only appears on parts ordered with VDE option – See order entry table)
4	Two digit year code, e.g., '03'
5	Two digit work week ranging from '01' to '53'
6	Assembly package code

Reflow Profile



- Peak reflow temperature: 225C (package surface temperature)
- Time of temperature higher than 183C for 60–150 seconds
- One time soldering reflow is recommended

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

ACE [™]	FAST [®]	ISOPLANAR [™]	Power247 [™]	Stealth [™]
ActiveArray [™]	FAST _r [™]	LittleFET [™]	PowerEdge [™]	SuperFET [™]
Bottomless [™]	FPST [™]	MICROCOUPLER [™]	PowerSaver [™]	SuperSOT [™] -3
CoolFET [™]	FRFET [™]	MicroFET [™]	PowerTrench [®]	SuperSOT [™] -6
CROSSVOLT [™]	GlobalOptoisolator [™]	MicroPak [™]	QFET [®]	SuperSOT [™] -8
DOME [™]	GTO [™]	MICROWIRE [™]	QS [™]	SyncFET [™]
EcoSPARK [™]	HiSeC [™]	MSX [™]	QT Optoelectronics [™]	TinyLogic [®]
E ² C ^{MOS} [™]	IC [™]	MSXPro [™]	Quiet Series [™]	TINYOPTO [™]
EnSigna [™]	i-Lo [™]	OCX [™]	RapidConfigure [™]	TruTranslation [™]
FACT [™]	ImpliedDisconnect [™]	OCXPro [™]	RapidConnect [™]	UHC [™]
FACT Quiet Series [™]		OPTOLOGIC [®]	μSerDes [™]	UltraFET [®]
Across the board. Around the world. [™]		OPTOPLANAR [™]	SILENT SWITCHER [®]	VCX [™]
The Power Franchise [®]		PACMAN [™]	SMART START [™]	
Programmable Active Droop [™]		POP [™]	SPM [™]	

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

Rev. 113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

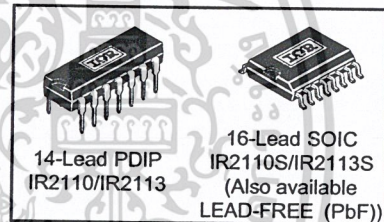
Features

- 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

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.

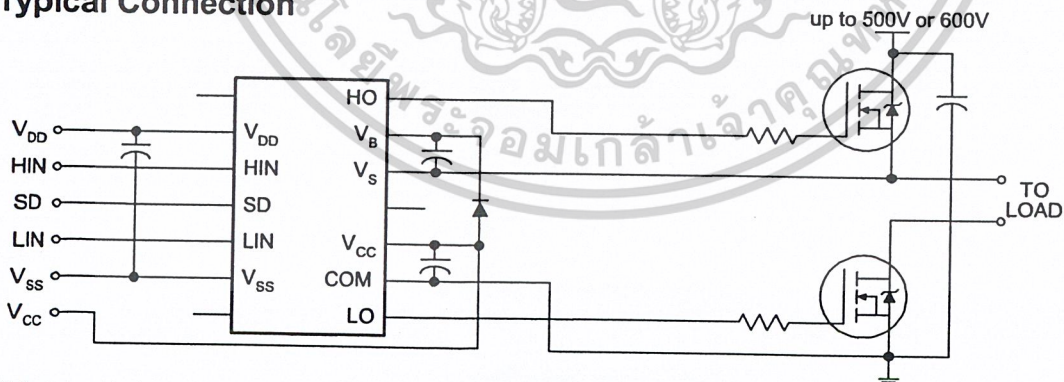
Packages



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.

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 Design Tips 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		°C

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

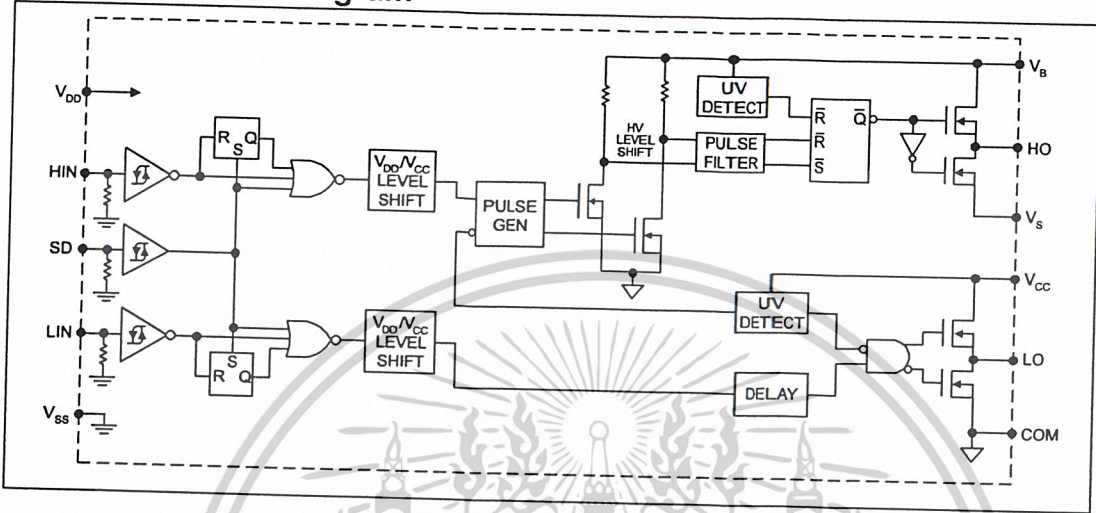
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable 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		$V_{IN} = V_{DD}$
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
VDD	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS	Logic ground
VB	High side floating supply
HO	High side gate drive output
VS	High side floating supply return
VCC	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

<p>14 Lead PDIP</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body) (Also available LEAD-FREE (PbF))</p>
IR2110/IR2113	IR2110S/IR2113S
Part Number	

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

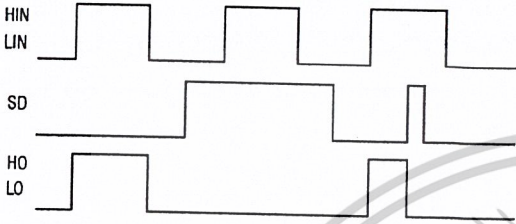


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

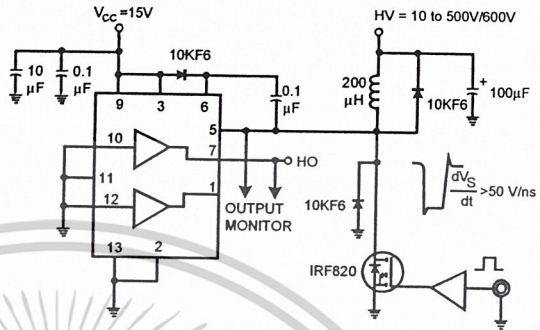


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

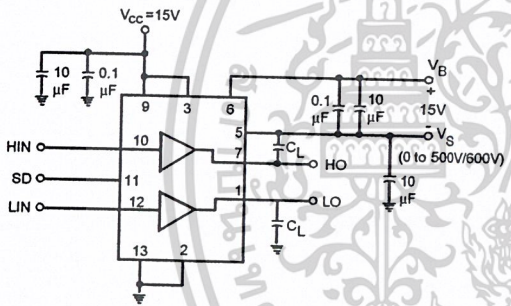


Figure 3. Switching Time Test Circuit

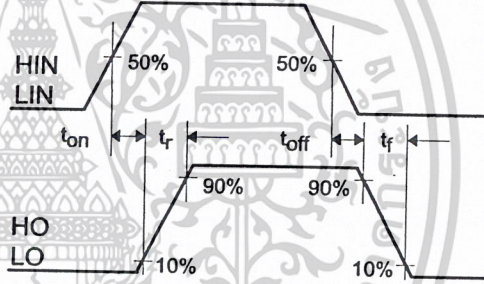


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

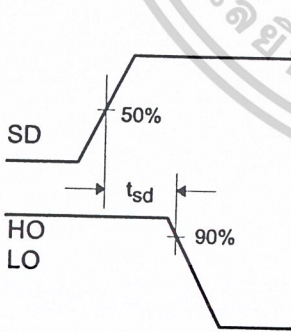


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

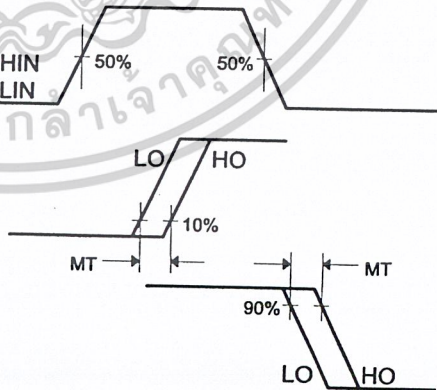


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

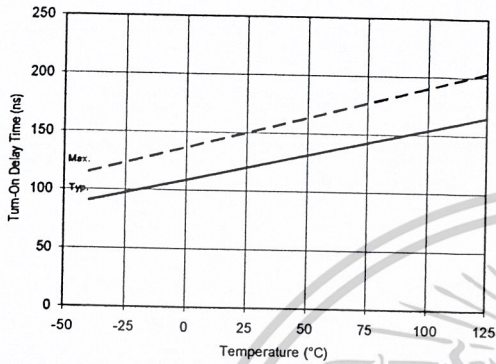


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

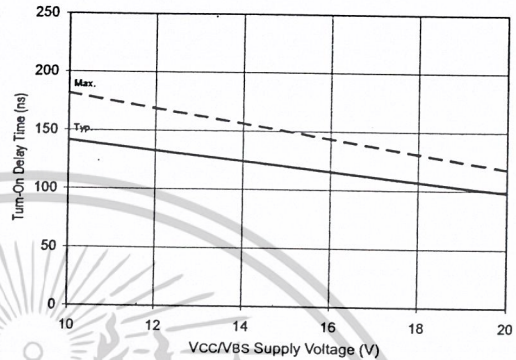


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

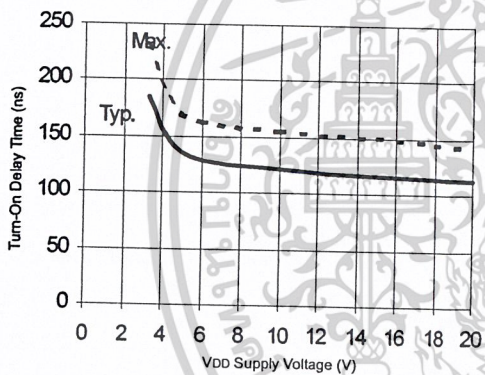


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

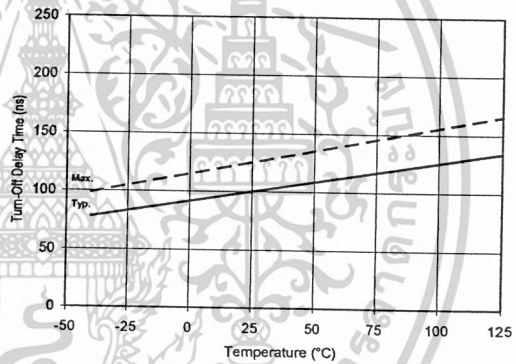


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

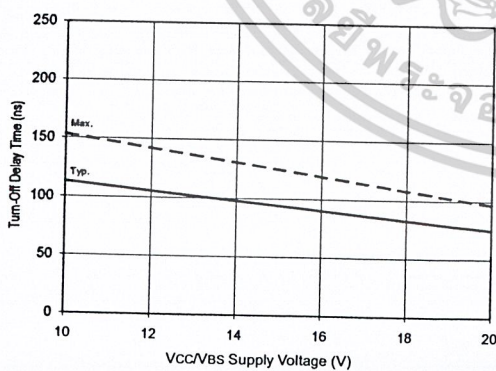


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

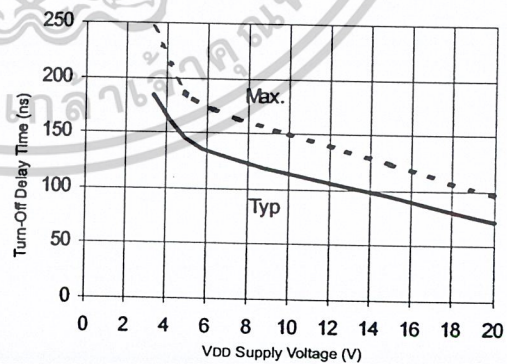


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

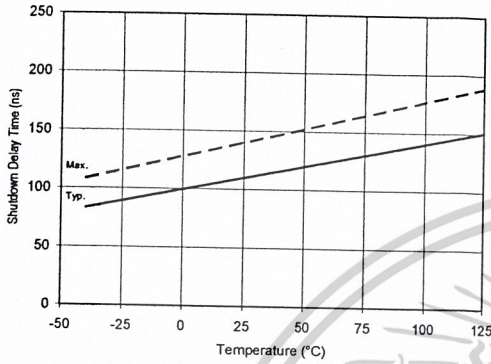


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

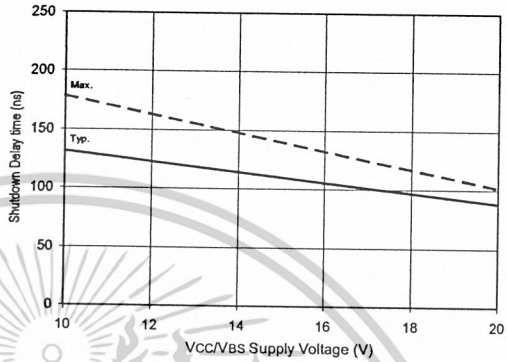


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

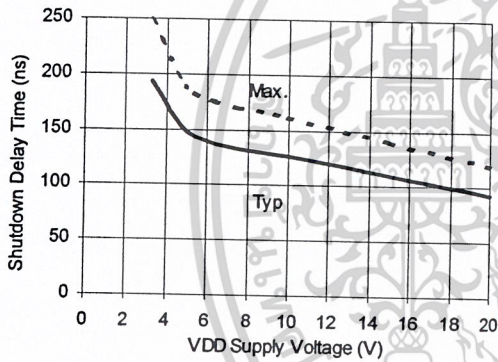


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

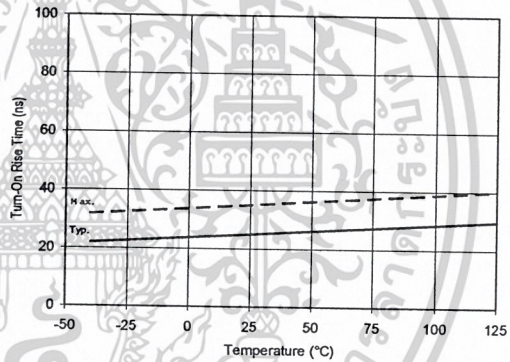


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

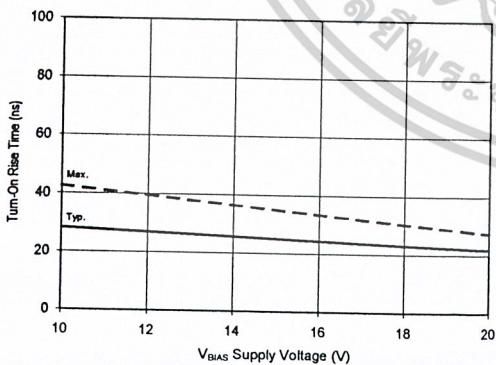


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

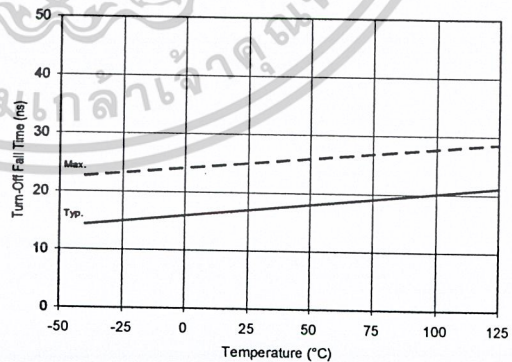


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

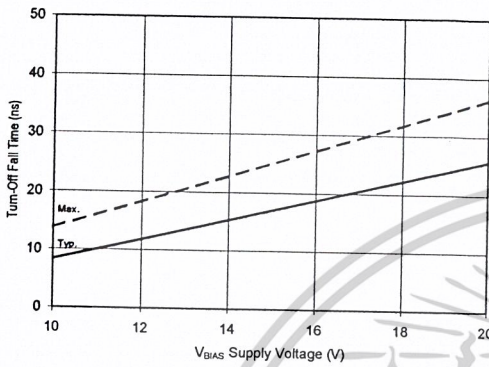


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

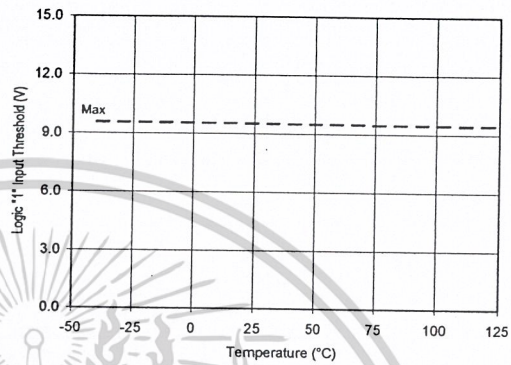


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

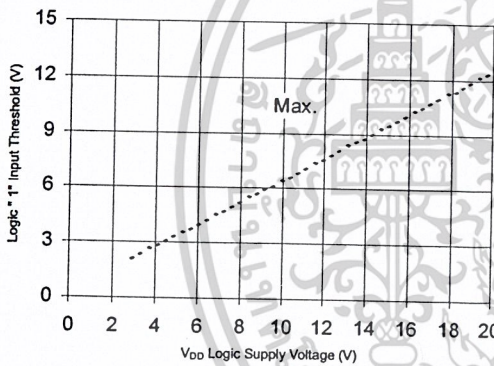


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

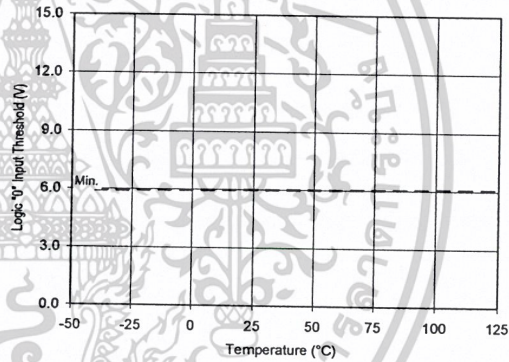


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

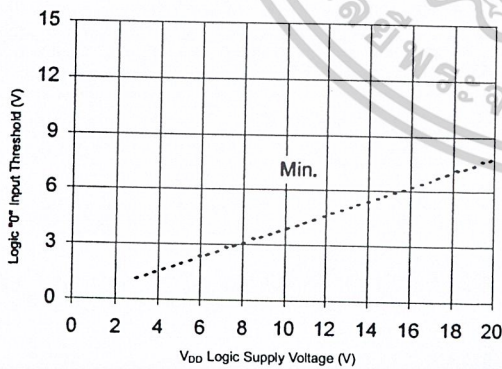


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

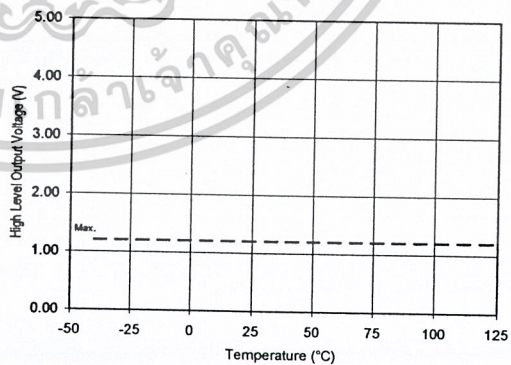


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

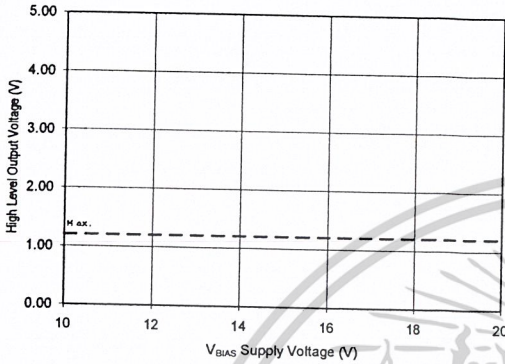


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

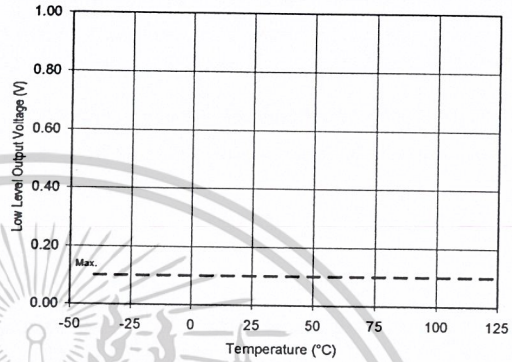


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

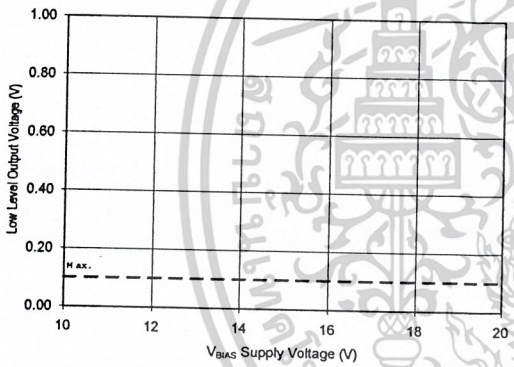


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

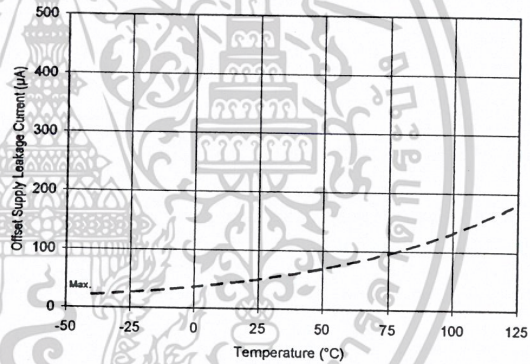


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

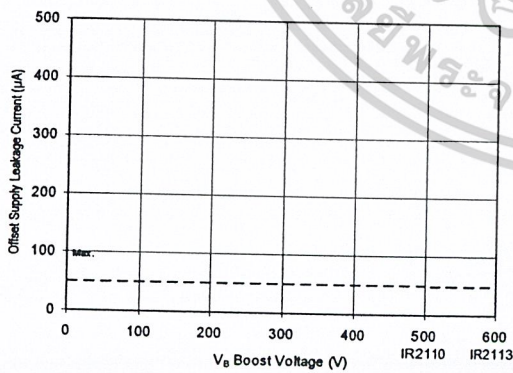


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

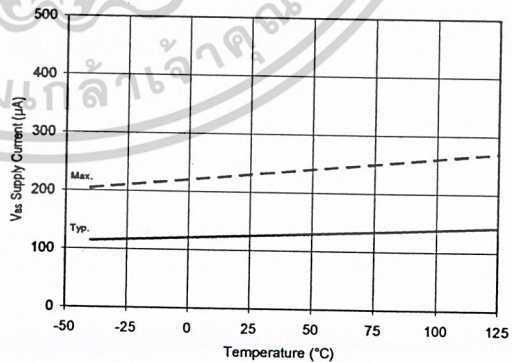


Figure 17A. VBS Supply Current vs. Temperature

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

International
IOR Rectifier

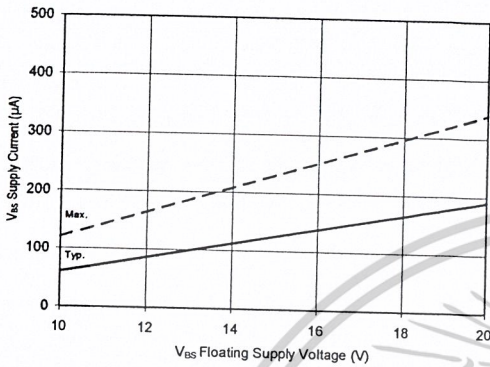


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

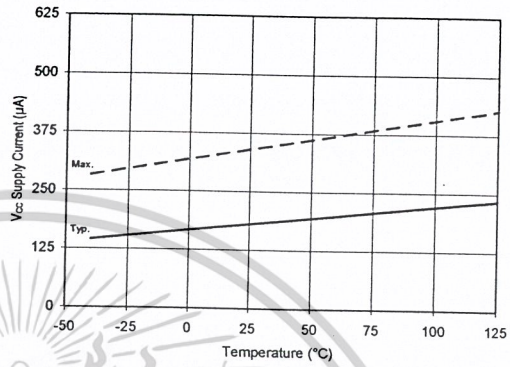


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

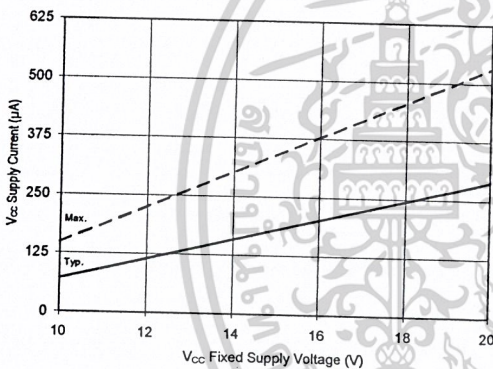


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

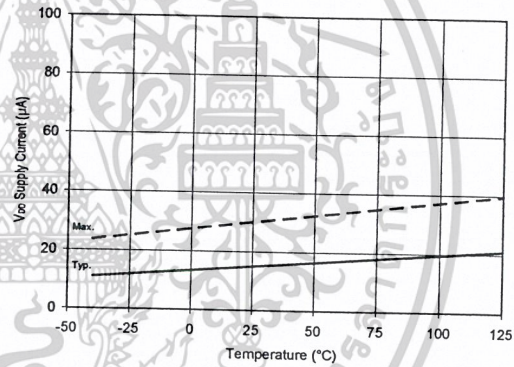


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

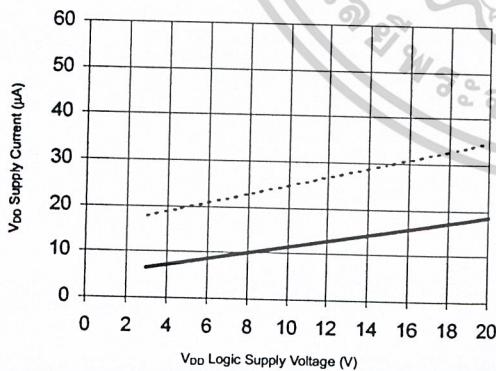


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

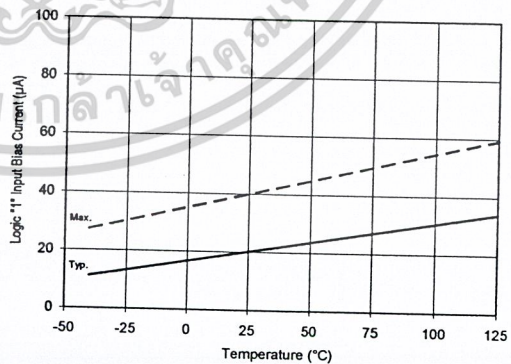


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

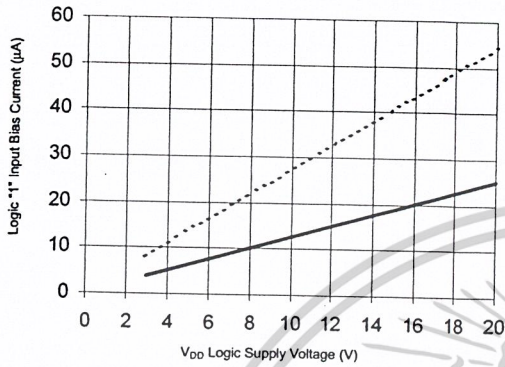


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

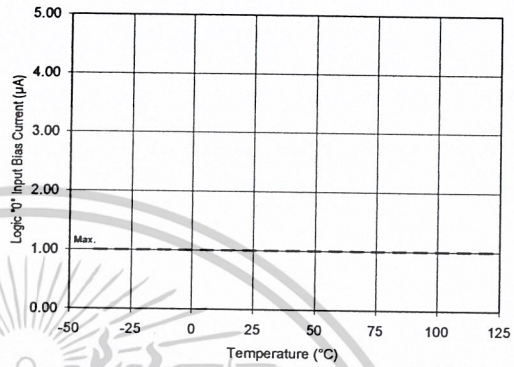


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

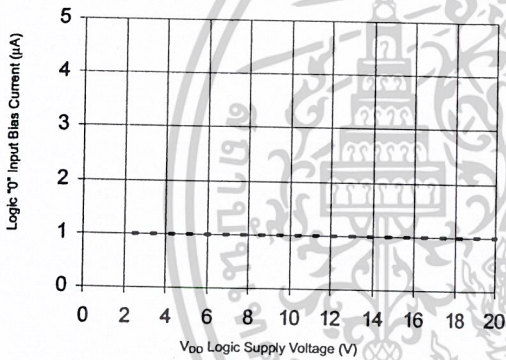


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

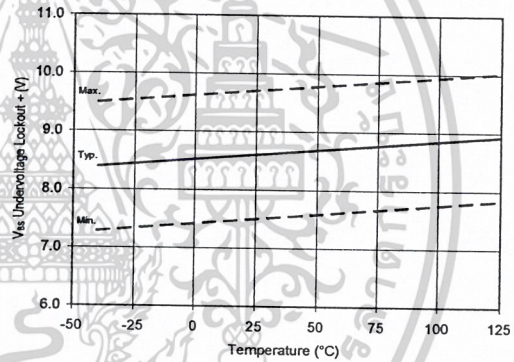


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

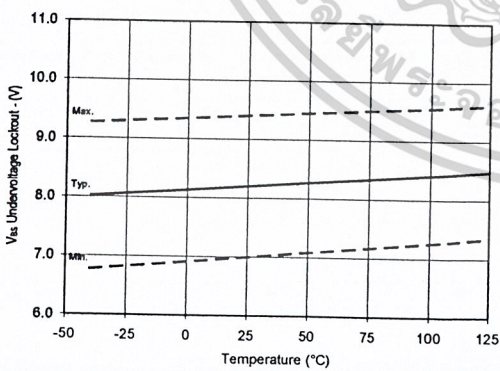


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

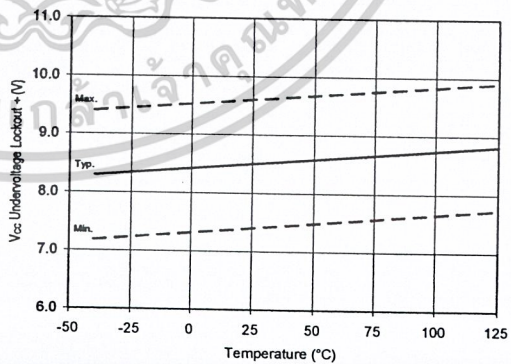


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

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

International
IR Rectifier

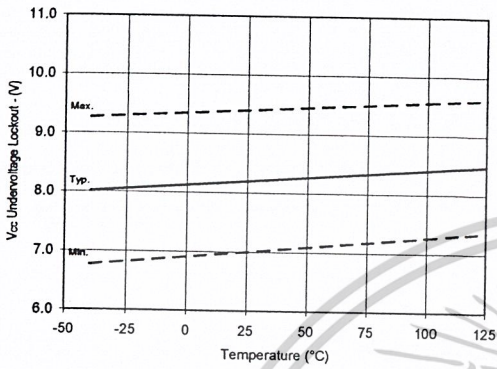


Figure 25. V_{CC} Undervoltage (-) vs. Temperature

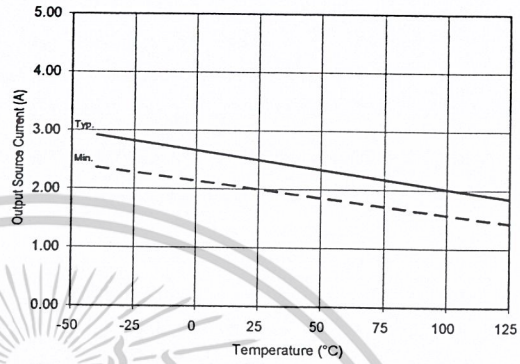


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

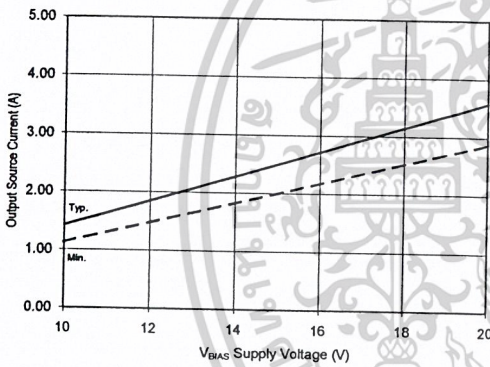


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

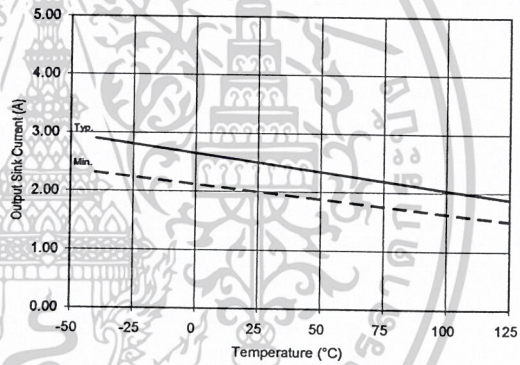


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

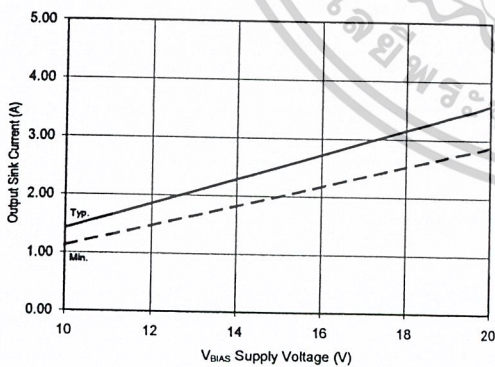


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

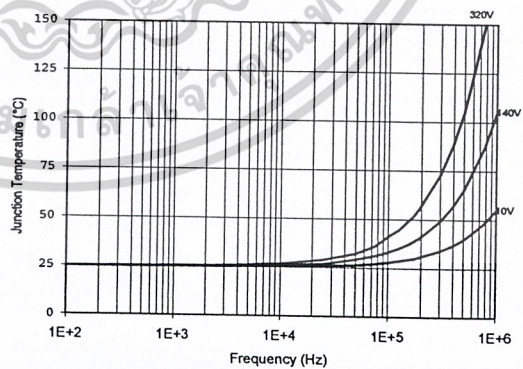


Figure 28. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency
(IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

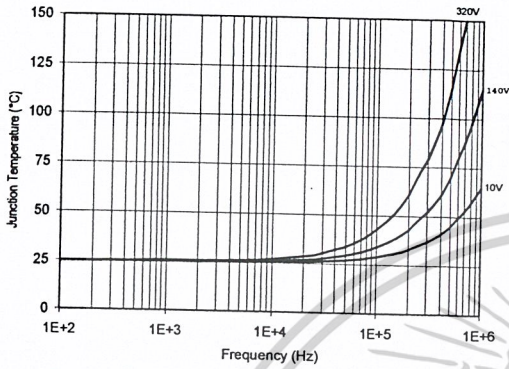


Figure 29. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

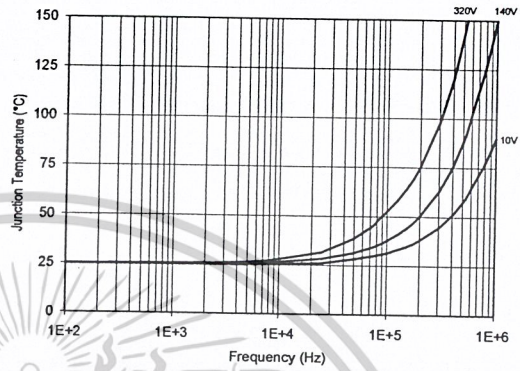


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

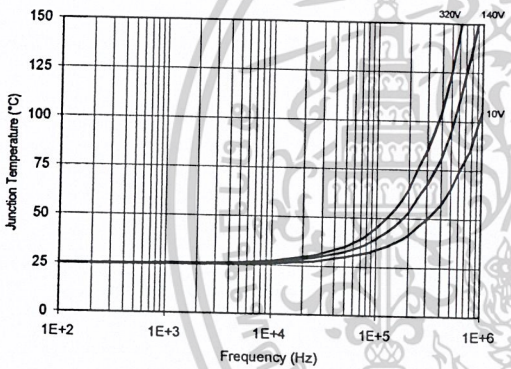


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

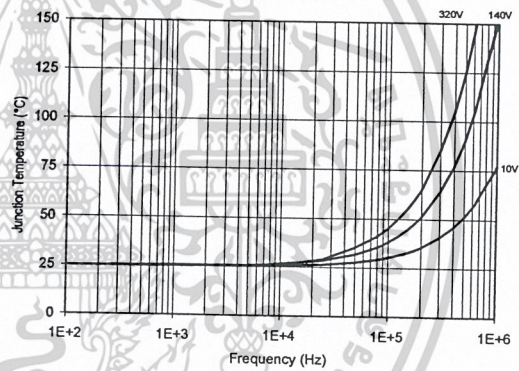


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

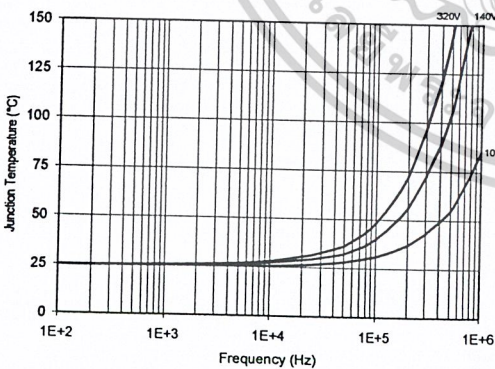


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

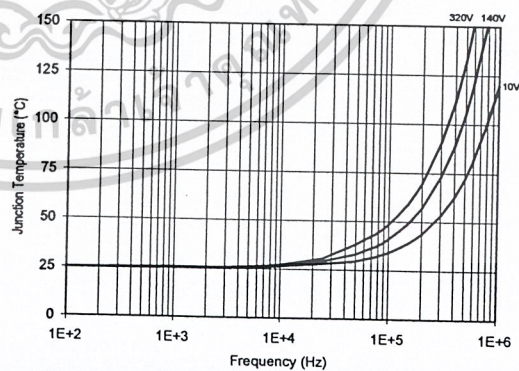


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

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

International
IR Rectifier

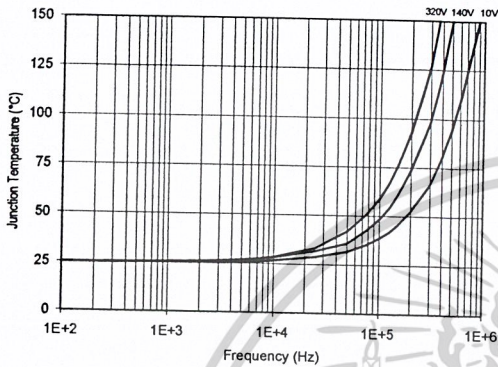


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_j vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega, V_{CC} = 15V$

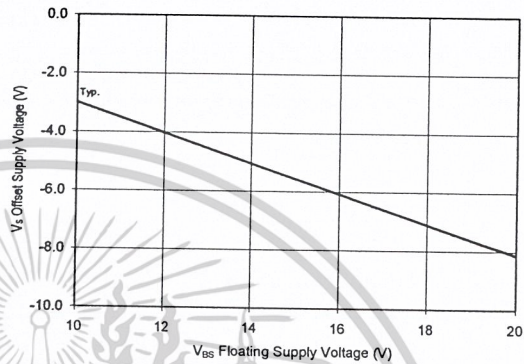


Figure 36. Maximum V_s Negative Offset vs. V_{ss} Supply Voltage

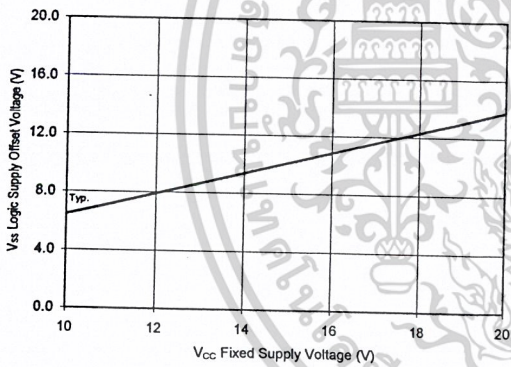
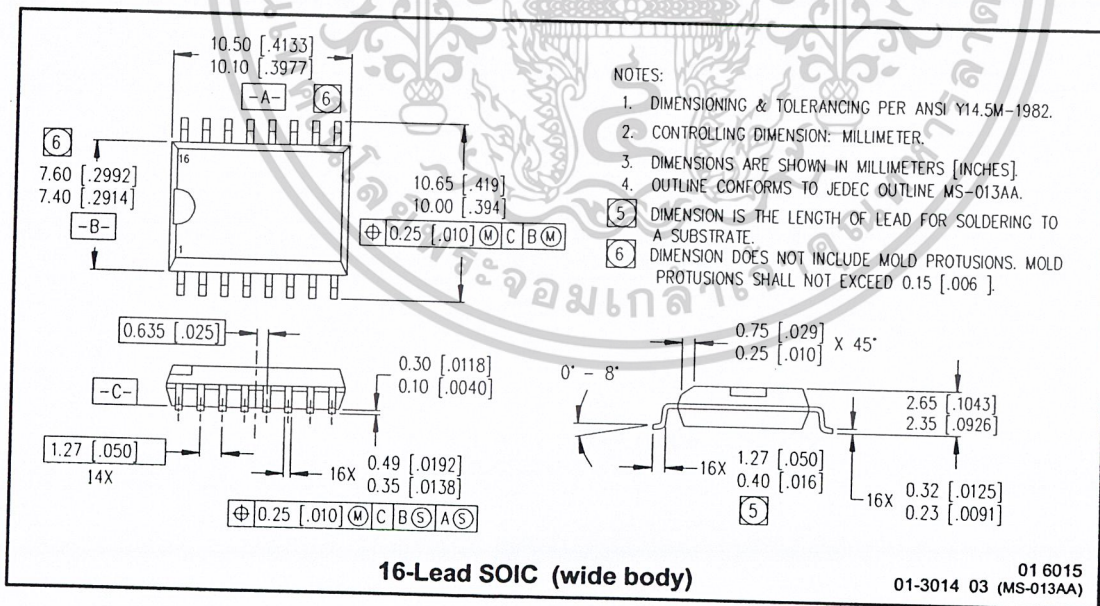
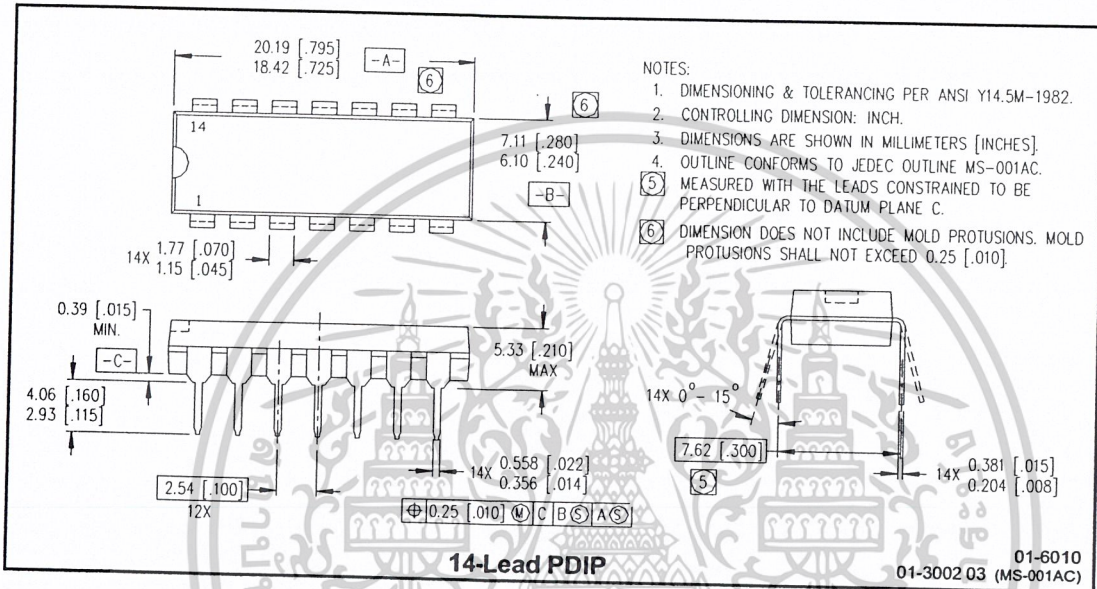


Figure 37. Maximum V_{ss} Positive Offset vs. V_{cc} Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

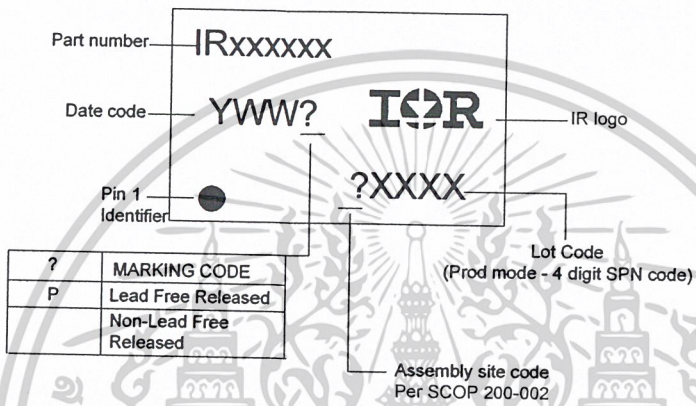
Case Outlines



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

International
IR Rectifier

LEADFREE PART MARKING INFORMATION



ORDER INFORMATION

Basic Part (Non-Lead Free)

- 14-Lead PDIP IR2110 order IR2110
- 14-Lead PDIP IR2113 order IR2113
- 16-Lead SOIC IR2110S order IR2110S
- 16-Lead SOIC IR2113S order IR2113S

Leadfree Part

- 14-Lead PDIP IR2110 order IR2110PbF
- 14-Lead PDIP IR2113 order IR2113PbF
- 16-Lead SOIC IR2110S order IR2110SPbF
- 16-Lead SOIC IR2113S order IR2113SPbF

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105
This product has been qualified per industrial level
Data and specifications subject to change without notice. 4/2/2004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ZERO RECOVERY™ RECTIFIER

Features

Benefits

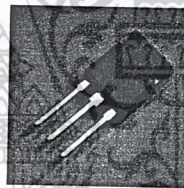
- 300 Volt Schottky Rectifier
- Zero Reverse Recovery
- Zero Forward Recovery
- High Frequency Operation
- Temperature Independent Switching Behavior
- Extremely Fast Switching
- Positive Temperature Coefficient on V_F

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction Of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices without Thermal Runaway

Applications

Package

- Switch Mode Power Supplies
- Power Factor Correction
- Motor Drives
- Output Rectification



CSD20030D

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Repetitive Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	300	V
Surge Peak Reverse Voltage	V_{RSM}	300	V
DC Blocking Voltage	V_{DC}	300	V
Average Forward Current (Per Device) $T_C=150^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	20	A
(Per Leg)		10	
Repetitive Peak Forward Surge Current (Per Leg) $T_C=25^\circ\text{C}$, $t_p=8.3\text{ms}$, Half Sine Wave	I_{FRM}	40	A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current (Per Leg) $T_C=25^\circ\text{C}$, $t_p=10\mu\text{s}$, Pulse	I_{FSM}	200	A
Power Dissipation (Per Leg) $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	79	W
Operating Junction and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-55 to +175	$^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (PER LEG)

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Forward Voltage $I_F = 10A$ $T_J = 25^\circ C$ $I_F = 10A$ $T_J = 175^\circ C$	V_F		1.2 1.4	1.4 1.8	V
Reverse Current $V_R = 300V$ $T_J = 25^\circ C$ $V_R = 300V$ $T_J = 175^\circ C$	I_R		50 1000	200 2000	μA
Total Capacitive Charge $V_R = 300V, I_F = 10A, di/dt = 500 A/\mu s, T_J = 25^\circ C$	Q_C		11.5		nC
Total Capacitance $V_R = 0V, T_J = 25^\circ C, f = 1MHz$ $V_R = 150V, T_J = 25^\circ C, f = 1MHz$ $V_R = 300V, T_J = 25^\circ C, f = 1MHz$	C		660 62 58		pF

NOTE:

1. This is a majority carrier diode, so there is no reverse recovery charge.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic		Symbol	Min	Typ	Max	Units
Thermal Resistance from Junction to Case	Per Leg	$R_{\theta JC}$		1.9		$^\circ C/W$
	Per Device	$R_{\theta JC}$		0.95		$^\circ C/W$

Typical Performance (Per Leg)

Figure 1. Forward Characteristics

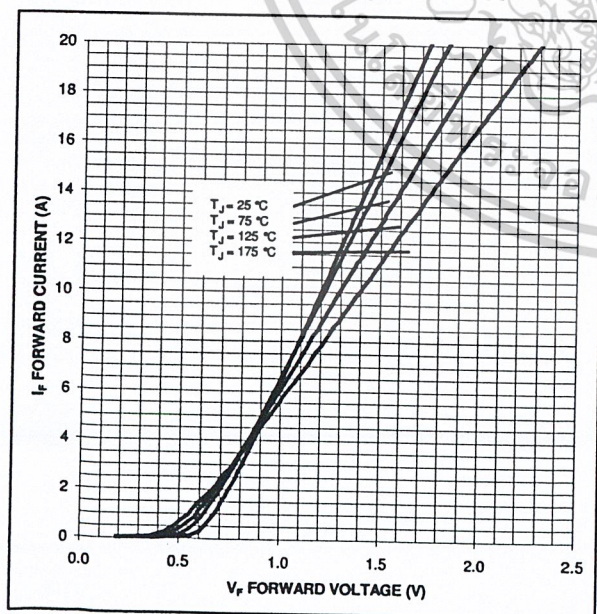


Figure 2. Reverse Characteristics

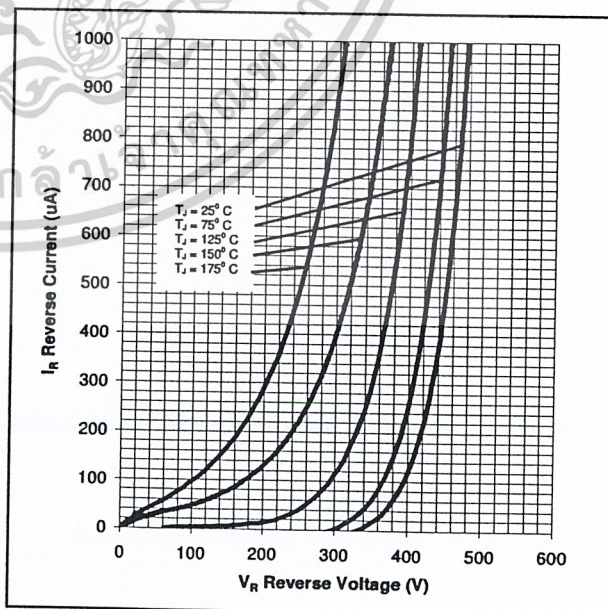


Figure 3. Current Derating

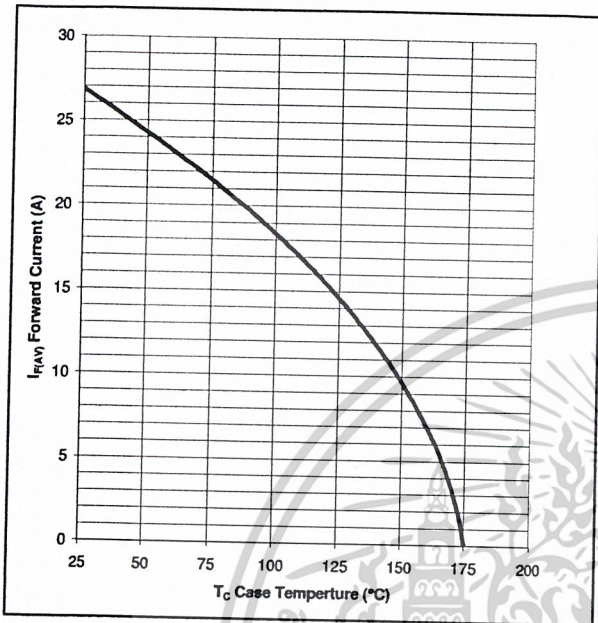


Figure 4. Capacitance vs. Reverse Voltage

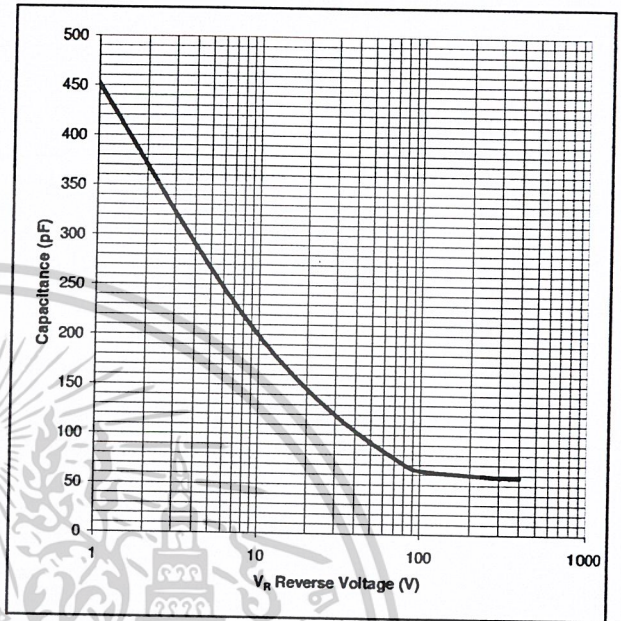
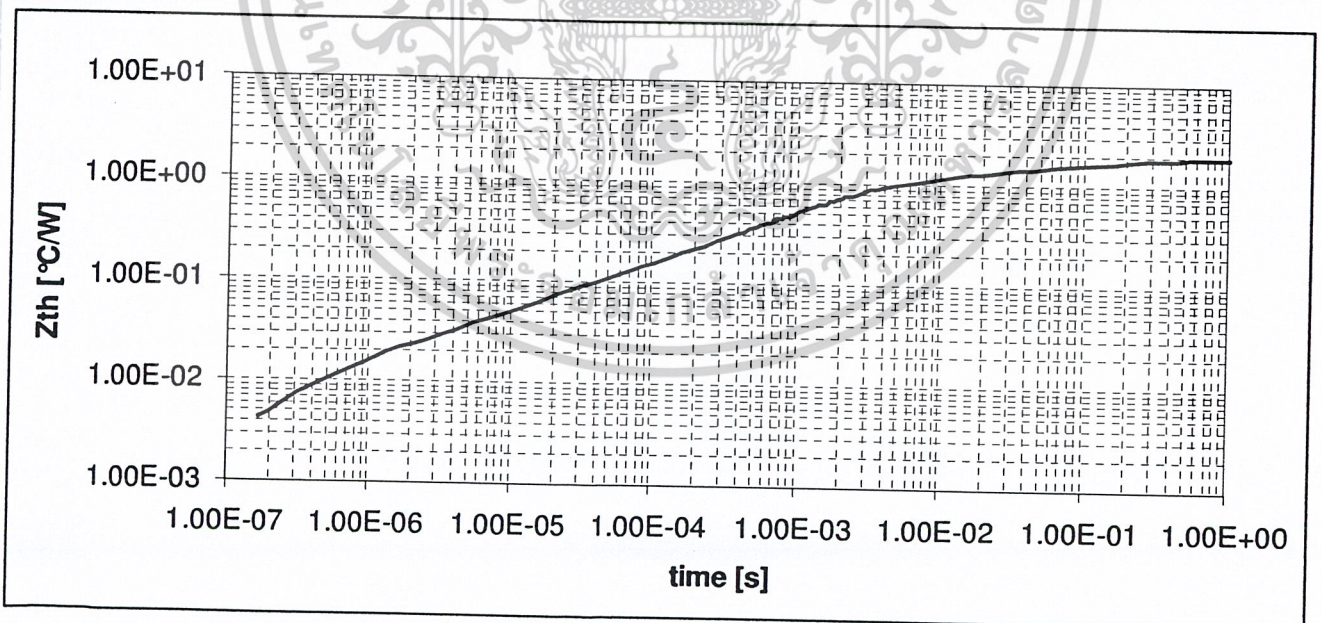


Figure 5. Transient Thermal Impedance



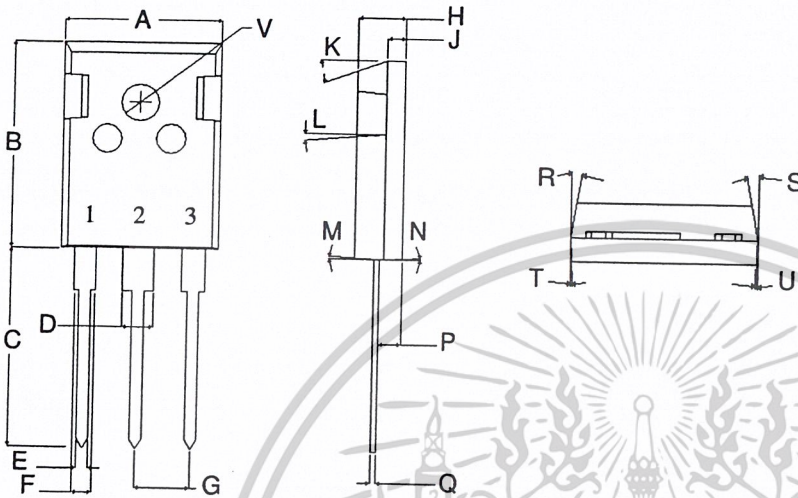


PRELIMINARY

CSD20030

Package Dimensions

Package TO-247-3



POS	Inches		Millimeters	
	Min	Max	Min	Max
A	.621	.631	15.773	16.027
B	.820	.830	20.823	21.077
C	.789	.799	20.053	20.307
D	.120	.126	3.044	3.196
E	.047	.052	1.200	1.327
F	.075	.084	1.903	2.132
G	.215 TYP		5.450 TYP	
H	.193	.203	4.903	5.157
J	.075	.081	1.904	2.056
K	19°	21°	19°	21°
L	4°	6°	4°	6°
M	2°	4°	2°	4°
N	2°	4°	2°	4°
P	.093	.097	2.349	2.451
Q	.024	.030	.600	.752
R	9°	11°	9°	11°
S	9°	11°	9°	11°
T	2°	4°	2°	4°
U	2°	4°	2°	4°
V	.140	.144	3.560	3.660



Part Number	Package	Marking
CSD20030D	TO-247-3	CSD20030

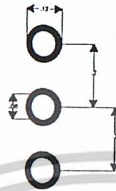
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



PRELIMINARY

CSD20030

Recommended solder pad layout.



TO-247-3



This product has not been designed or tested for use in, and is not intended for use in, applications implanted into the human body nor in applications in which failure of the product could lead to death, personal injury or property damage, including but not limited to equipment used in the operation of nuclear facilities, life-support machines, cardiac defibrillators or similar emergency medical equipment, aircraft navigation or communication or control systems, air traffic control systems, or weapons systems.

Copyright © 2001-2004 Cree, Inc. All rights reserved. Permission is given to reproduce this document provided the entire document (including this copyright notice) is duplicated.

The information in this document is subject to change without notice.

Cree and the Cree logo are trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
Power Products
4600 Silicon Drive • Durham, NC 27703 • USA
Tel: 919-313-5300 • Fax: 919-313-5451
www.cree.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International IR Rectifier

60EPU04
60APU04

Ultrafast Soft Recovery Diode

Features

- Ultrafast Recovery
- 175°C Operating Junction Temperature

Benefits

- Reduced RFI and EMI
- Higher Frequency Operation
- Reduced Snubbing
- Reduced Parts Count

$t_{rr} = 50\text{ns (typ)}$
 $I_{F(AV)} = 60\text{Amp}$
 $V_R = 400\text{V}$

Description/ Applications

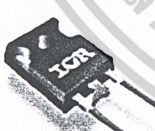
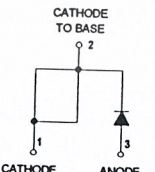

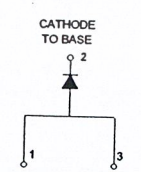
These diodes are optimized to reduce losses and EMI/ RFI in high frequency power conditioning systems. The softness of the recovery eliminates the need for a snubber in most applications. These devices are ideally suited for HF welding, power converters and other applications where switching losses are not significant portion of the total losses.

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Max	Units
V_R Cathode to Anode Voltage	400	V
$I_{F(AV)}$ Continuous Forward Current, $T_C = 127^\circ\text{C}$	60	A
I_{FSM} Single Pulse Forward Current, $T_C = 25^\circ\text{C}$	600	A
$I_{FRM} \text{ (1)}$ Maximum Repetitive Forward Current	120	A
T_J, T_{STG} Operating Junction and Storage Temperatures	-55 to 175	$^\circ\text{C}$

(1) Square Wave, 20kHz

Case Styles

<p>60EPU04</p>  <p>CATHODE TO BASE</p>  <p>CATHODE ANODE</p> <p>TO-247AC (Modified)</p>	<p>60APU04</p>  <p>CATHODE TO BASE</p>  <p>ANODE ANODE</p> <p>TO-247AC</p>
---	--

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

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
V _{BR} , V _r Breakdown Voltage, Blocking Voltage	400	-	-	V	I _R = 100μA
V _F Forward Voltage	-	1.05	1.25	V	I _F = 60A
	-	0.87	1.03	V	I _F = 60A, T _J = 175°C
	-	0.93	1.10	V	I _F = 60A, T _J = 125°C
I _R Reverse Leakage Current	-	-	50	μA	V _R = V _R Rated
	-	-	2	mA	T _J = 150°C, V _R = V _R Rated
C _T Junction Capacitance	-	50	-	pF	V _R = 400V
L _s Series Inductance	-	3.5	-	nH	Measured lead to lead 5mm from package body

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

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
t _{rr} Reverse Recovery Time	-	50	60	ns	I _F = 1A, di _F /dt = 200A/μs, V _R = 30V
	-	85	-	-	T _J = 25°C
	-	145	-	-	T _J = 125°C
I _{RRM} Peak Recovery Current	-	8.8	-	A	T _J = 25°C
	-	15.4	-	-	T _J = 125°C
Q _{rr} Reverse Recovery Charge	-	375	-	nC	T _J = 25°C
	-	1120	-	-	T _J = 125°C

Thermal - Mechanical Characteristics

Parameters	Min	Typ	Max	Units
R _{thJC} Thermal Resistance, Junction to Case			0.70	K/W
R _{thCS} ∅ Thermal Resistance, Case to Heatsink		0.2		
W _t Weight		5.5		g
		0.2		(oz)
T Mounting Torque	1.2		2.4	N * m
	10		20	lbf.in

∅ Mounting Surface, Flat, Smooth and Greased

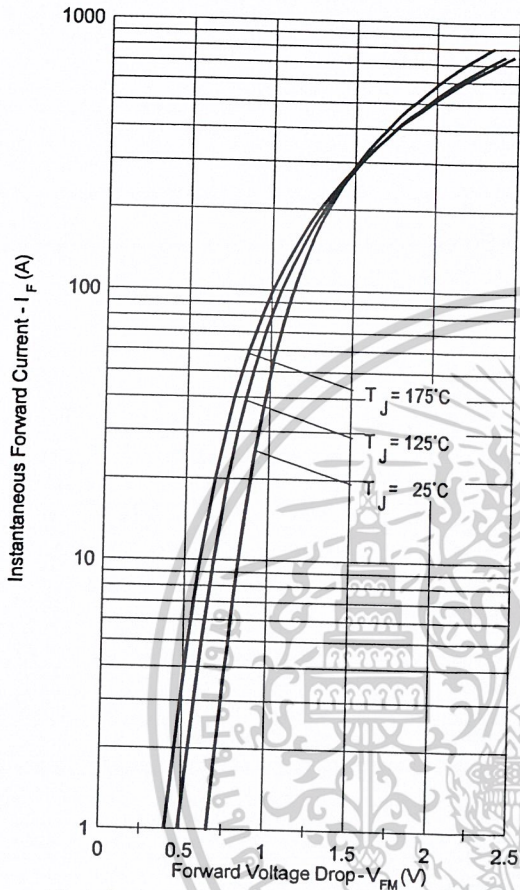


Fig. 1 - Typical Forward Voltage Drop Characteristics

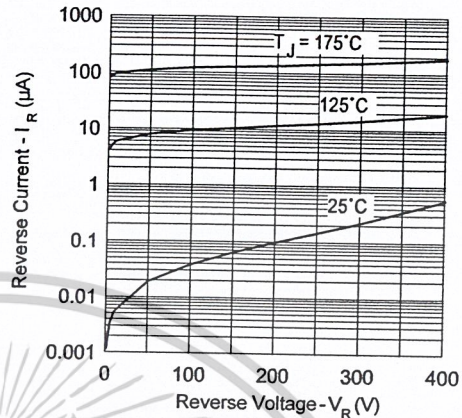


Fig. 2 - Typical Values Of Reverse Current Vs. Reverse Voltage

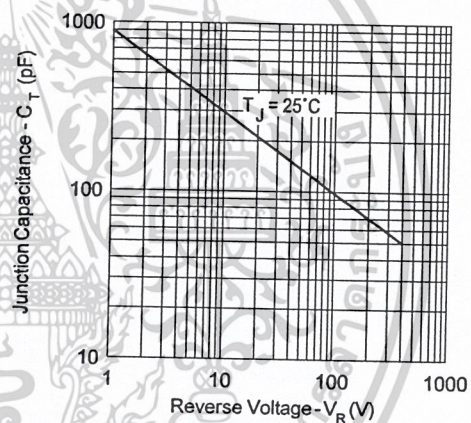


Fig. 3 - Typical Junction Capacitance Vs. Reverse Voltage

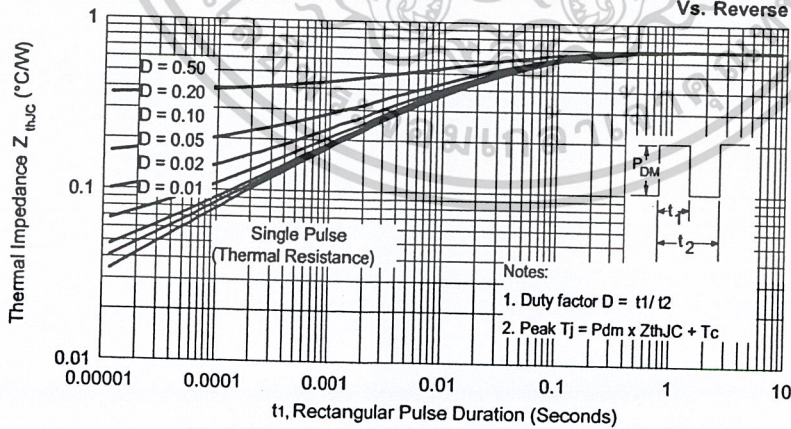


Fig. 4 - Max. Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

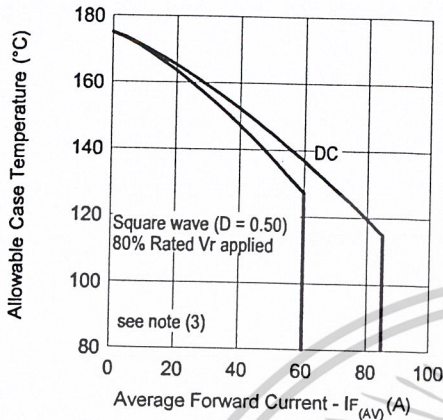


Fig. 5 - Max. Allowable Case Temperature Vs. Average Forward Current

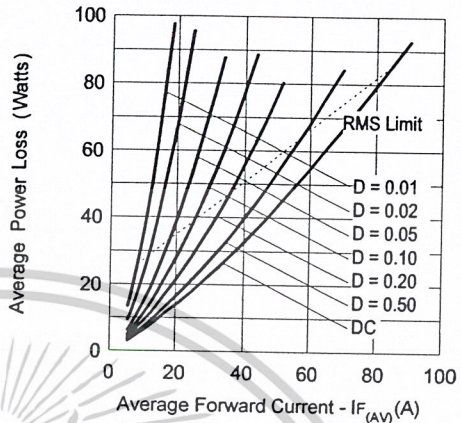


Fig. 6 - Forward Power Loss Characteristics

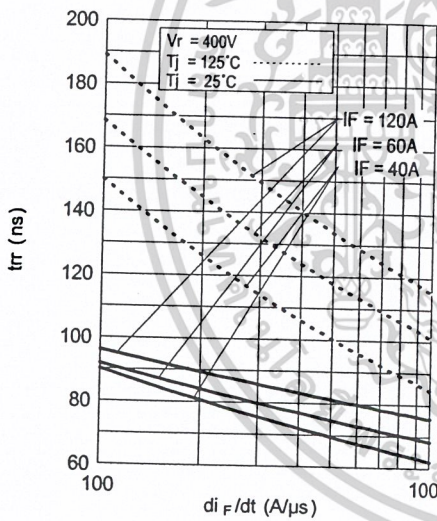


Fig. 7 - Typical Reverse Recovery time vs. di_F/dt

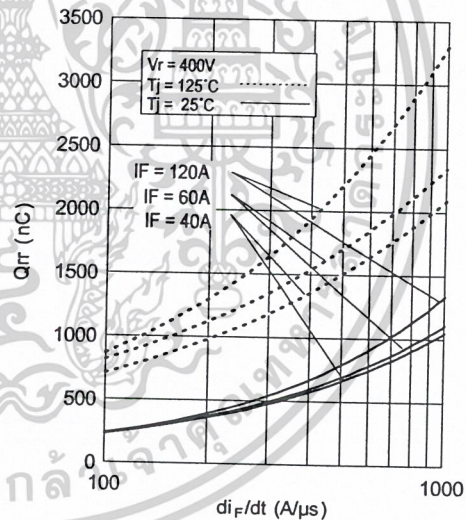


Fig. 8 - Typical Stored Charge vs. di_F/dt

(3) Formula used: $T_C = T_J - (P_d + P_{d_{REV}}) \times R_{thJC}$;

P_d = Forward Power Loss = $I_{F(AV)} \times V_{FM} @ (I_{F(AV)}/D)$ (see Fig. 6);

$P_{d_{REV}}$ = Inverse Power Loss = $V_{R1} \times I_R (1-D)$; $I_R @ V_{R1} = 80\%$ rated V_R

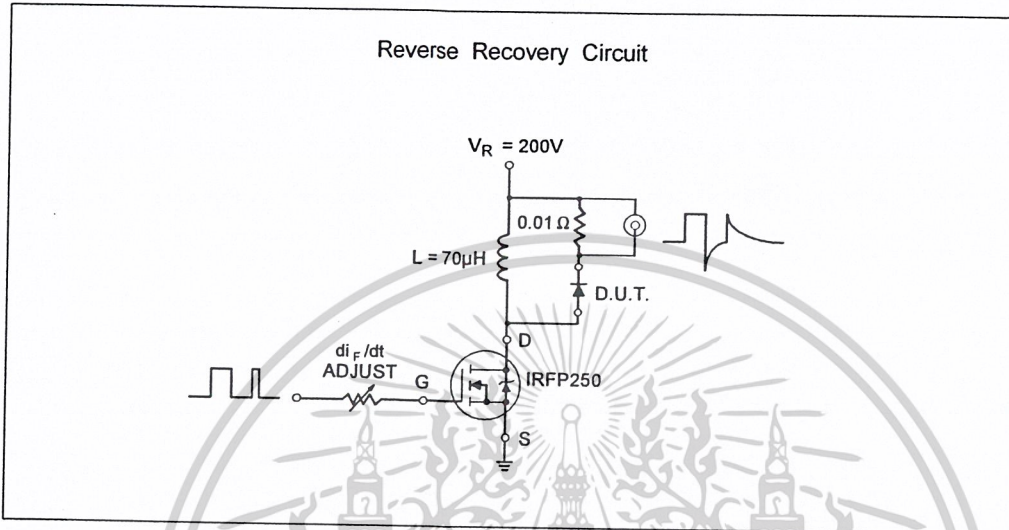


Fig. 9- Reverse Recovery Parameter Test Circuit

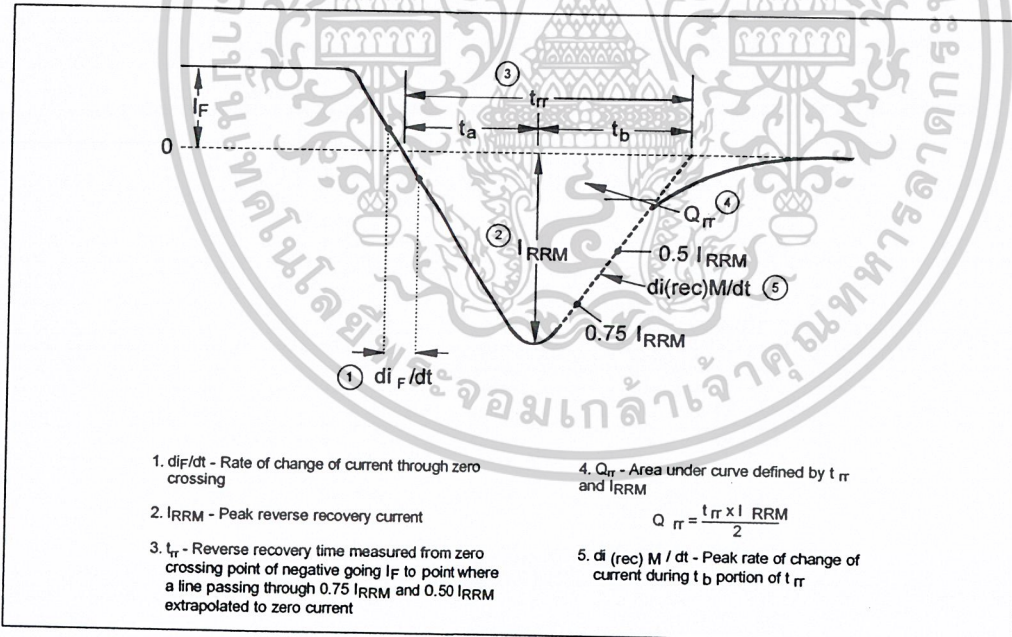
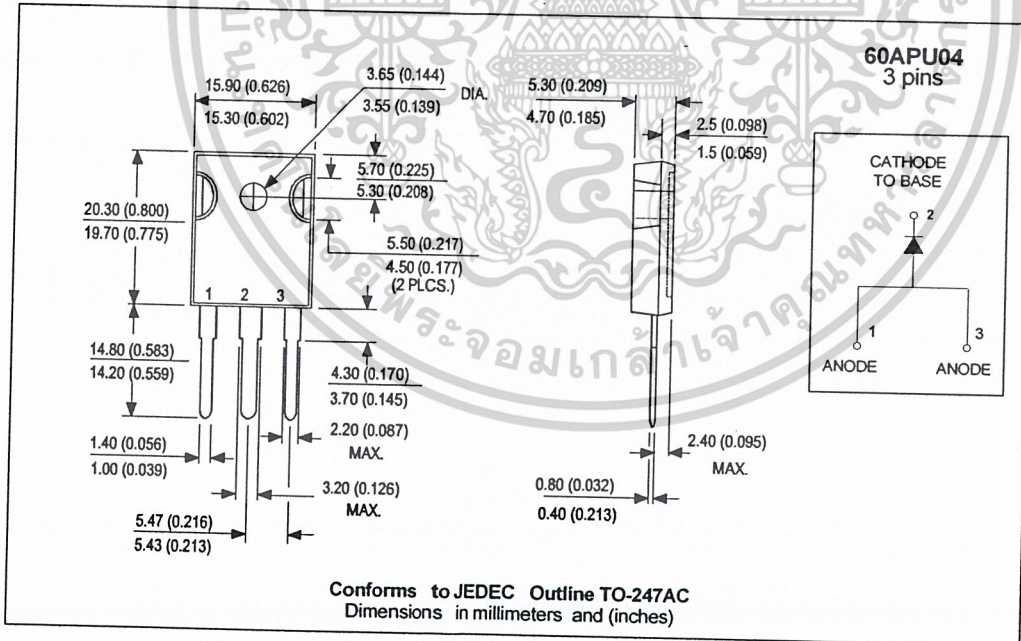
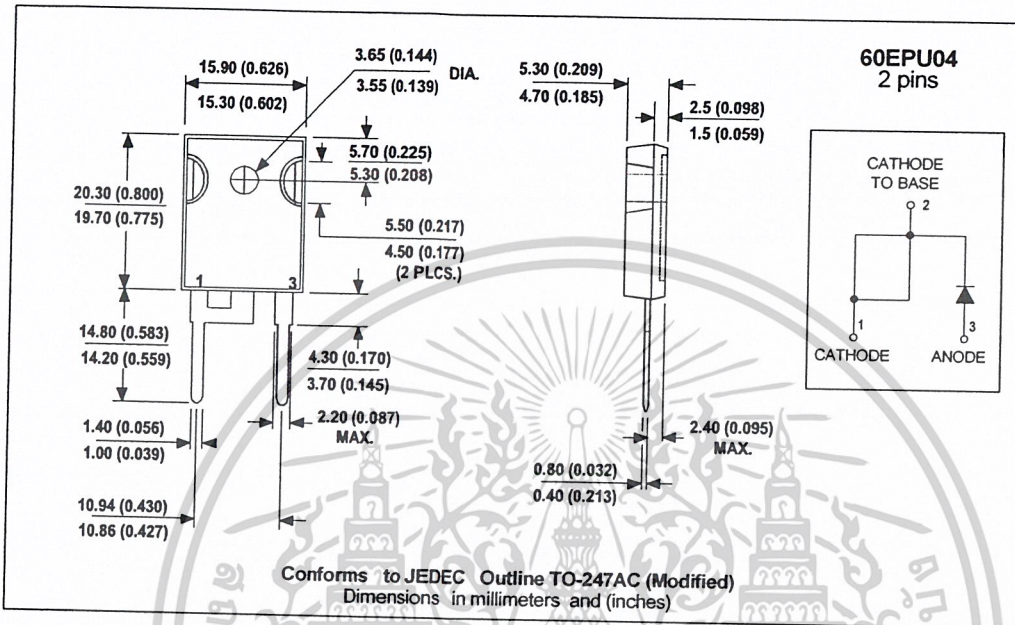


Fig. 10 - Reverse Recovery Waveform and Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Outline Table



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ordering Information Table

Device Code

60	E	P	U	04
①	②	③	④	⑤

1	-	Current Rating	(60 = 60A)	E = 2 pins A = 3 pins
2	-	Single Diode		
3	-	TO-247AC (Modified)		
4	-	Ultrafast Recovery		
5	-	Voltage Rating	(04 = 400V)	



Data and specifications subject to change without notice.
This product has been designed and qualified for Industrial Level.
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้