

อินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์อินดักชันสองเฟสโดยมุมต่างเฟส

Phase Different Angle Control of PWM Inverter-fed  
Two-phase Induction Motor



นายศุภกักร เจจรแจ  
นายสมเด็จ จันทร์เจียว  
นายอานนท์ คำมุก  
นายอุเทน โททอง

ศกพ  
ค.จ.ว.ค  
2547

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... **62124**  
วัน,เดือน,ปี **31 ก.ค. 2549**

b. 1156589x  
i. ....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2547

อินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์อินดักชันสองเฟสโดยมุมต่างเฟส  
Phase Different Angle Control of PWM Inverter-fed  
Two-phase Induction Motor



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์อินดักชั่นสองเฟสโดยมุมต่างเฟส

## Phase Different Angle Control of PWM Inverter-fed Two-phase Induction Motor

ผู้จัดทำ

1. นายศุภกัษร เขจรนæs รหัสประจำตัว 44010493
2. นายสมเด็จ จันทรเชียว รหัสประจำตัว 44010502
3. นายอานนท์ คำมุก รหัสประจำตัว 44010611
4. นายอุเทน โอทอง รหัสประจำตัว 44010621



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเรียว)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. สมภพ ผลไม้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## อินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์อินดักชันสองเฟสโดยมุมต่างเฟส

นายศุภกัษร เจริญ	44010493
นายสมเด็จ จันทร์เขียว	44010502
นายอานนท์ คำมุก	44010611
นายอุเทน โอทอง	44010621
รศ.ดร.วิริยะ พิเศษฐจำเริญ	อาจารย์ที่ปรึกษา
ดร. สมภพ ผลไม้	อาจารย์ที่ปรึกษา

### บทคัดย่อ

ปัจจุบันการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำใช้วิธีการปรับแรงดันไฟฟ้าและความถี่ เพื่อควบคุมความเร็วรอบและแรงบิด เนื่องจากความนิยมของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีสูงขึ้น ราคาถูกและการบำรุงรักษา ง่าย ปรินูญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสโดยใช้วิธีการปรับมุมต่างเฟส (PDA) ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ และ ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างสัญญาณ PWM เพื่อลดฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น และเพิ่มประสิทธิภาพของมอเตอร์

# Phase Different Angle Control of PWM Inverter-fed Two-phase Induction Motor

Supaksorn Khajornkhae  
Somdet Junkeaw  
Arnon Kammoog  
Utain Othong  
Dr. Sompob polmai      Advisor  
Assoc. Prof. Dr. Viriya  
Pichetchumrun          Advisor

## Abstract

A phase-difference angle (PDA) controlled pulse width modulated (PWM) inverter is proposed for adjustable torque for two-phase induction motors. The motor torque is controlled not by the modulation of phase voltage, but by the PDA. Based on the selected harmonic elimination (SHE) PWM technique.

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณบิดา มารดาของทุกคนที่เป็นผู้สนับสนุนงบประมาณ และกำลังใจแก่พวกเรา  
ขอขอบคุณอาจารย์ รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจจำเริญ และ ดร. สมภพ ผลไม้ที่คอยให้คำปรึกษา และ  
ประสิทธิประสาทวิชาความรู้ให้แก่ลูกศิษย์  
ขอบคุณพี่เทพ พี่กร พี่เอก พี่ปริญาโททุกคนที่ให้คำปรึกษา  
ขอบคุณพี่วุฒิ 3W และเพื่อนห้อง โปรเจคประตู่เขียวที่คอยแนะนำทุกอย่าง  
ขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคน ทุกๆคน ที่คอยให้คำปรึกษาและกำลังใจ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	IX
สารบัญภาพ	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและที่มา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	1
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	1
1.4 วิธีการดำเนินงาน	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 ความรู้ทั่วไปเกี่ยวกับมอเตอร์	3
2.1.1 อินดักชันมอเตอร์สองเฟส	3
2.1.2 สนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ 2 เฟส	3
2.1.3 การสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส	5
2.1.4 การควบคุมแรงบิดของอินดักชันมอเตอร์สองเฟส	6
2.1.5 การควบคุมมอเตอร์อินดักชันสองเฟสแบบไม่สมดุล	9
2.2 อินเวอร์เตอร์	11
2.2.1 ส่วนของวงจรกำลัง	12
2.2.1.1 ชุดเรียงกระแส	12
2.2.1.2 ชุดวงจรกรองสัญญาณ	12
2.2.1.3 ชุดแบ่งแรงดันของวงจรกรองสัญญาณ	13
2.2.2 เพาเวอร์มอสเฟต	13
2.2.2.1 นิยามและความหมาย	13
2.2.2.2 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต	14
2.2.2.3 การทำงานของมอสเฟต	14
2.2.2.4 พารามิเตอร์เพาเวอร์มอสเฟต	15
2.2.2.5 แรงดันเทอร์ชโฮล	15
2.2.2.6 ความต้านทานขณะนำกระแส	16
2.2.2.7 ตัวเก็บประจุในมอสเฟต	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.8	ไดโอดระหว่างเดรนกับซอส	17
2.2.2.9	การขับเคลื่อนของมอสเฟต	18
2.2.2.10	ลักษณะของการสวิตช์มอสเฟต	18
2.2.2.11	ข้อได้เปรียบจากการใช้ มอสเฟต	20
2.3	ส่วนควบคุม	21
2.3.1	Microcontroller	21
2.3.2	วงจรถัดไทม์	21
2.3.3	Optoisolator	21
2.3.4	วงจรถูกควบคุมเกต Mos-gate Driver	22
บทที่ 3	การออกแบบ	23
3.1	ส่วนประกอบโดยรวม	23
3.2	อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส	23
3.2.1	วงจรรีจิงกระแสต่อแบบทวีแรงดัน และวงจรถูกกึ่งกลางแรงดัน	23
3.2.2	อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส	24
3.3	มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส	25
3.4	วงจรถักเกต	26
3.4.1	การแยกกันทางไฟฟ้า	26
3.4.2	วงจรถักเกตของมอสเฟตกำลัง	26
3.4.3	มอสเฟตกำลัง	27
3.5	วงจรถ่วงเวลา	28
3.6	ไมโครคอนโทรลเลอร์	29
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	33
4.1	ขั้นตอนการทดลอง	33
4.2	ผลการทดลอง	33
4.2.1	สัญญาณที่ออกจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อปรับมุมที่ PDA ที่ค่าต่างๆ	34
4.2.2	เปรียบเทียบสัญญาณที่เข้าและออกจากวงจรถักเกต	34
4.2.3	สัญญาณที่ได้จากการปรับ dead time	34
4.2.4	สัญญาณขณะขับโหลดมอเตอร์	35
4.2.5	ทดสอบมอเตอร์โดยการขับโหลด	36
4.3	สรุป	38
4.4	วิจารณ์ผลการทดลอง	38
บทที่ 5	บทสรุปและแนวทางในการพัฒนา	39
5.1	บทวิจารณ์และแนวทางแก้ไข	39
5.2	แนวทางในการพัฒนาต่อไป	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

หน้า

บทที่ 3	การออกแบบ	
	ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณ	28
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	
	ตารางที่ 4.1 แสดงการวัด โดยให้มอเตอร์ใช้แรงบิด 0.294 p.u.	36
	ตารางที่ 4.2 แสดงการวัด โดยให้มอเตอร์ใช้แรงบิด 0.647 p.u.	36
	ตารางที่ 4.3 แสดงการวัด โดยให้มอเตอร์ใช้แรงบิด 0.765 p.u.	36
	ตารางที่ 4.4 แสดงการวัด โดยให้มอเตอร์ใช้แรงบิด 0.942 p.u.	36
	ตารางที่ 4.5 แสดงความเร็วเชิง โครนัสของมอเตอร์ที่มุม PDA ต่างๆ	37



บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

รูปที่ 2.1 แสดงกระแสไฟฟ้าป้อนเข้าขดลวด	4
รูปที่ 2.2 แสดงวิธีการพันขดลวดในร่องสลอต	5
รูปที่ 2.3 แสดงวิธีการพันขดลวดแบบต่างๆ	6
รูปที่ 2.4 แสดง forward field และ backward field	6
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลในแต่ละเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส	9
รูปที่ 2.6 แสดงระบบสองเฟสไม่สมดุลจากการรวมกันของระบบสมดุลของ	10
รูปที่ 2.7 แสดงความไม่สมดุลของความต่างศักย์สองเฟสในรูปขององค์ประกอบสมมาตร	11
รูปที่ 2.8 แสดงส่วนประกอบวงจรกำลัง	12
รูปที่ 2.9 แสดง Equivalent circuit ของ VCCS	13
รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะโครงสร้างของ Enhancement MOSFET	14
รูปที่ 2.11 แสดงคุณลักษณะการโอนย้ายของมอสเฟต	15
รูปที่ 2.12 แสดง Threshold voltage แปรไปตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง	16
รูปที่ 2.13 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่า $r_{DS(on)}$ ไปตาม ( ก ) $V_{GS}$ และ $I_{D(on)}$ ( ข ) กระแสเดรนและอุณหภูมิ	16
รูปที่ 2.14 แสดงตัวเก็บประจุในมอสเฟต	17
รูปที่ 2.15 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ N-channel	18
รูปที่ 2.16 แสดงรูปคลื่นของกระแสเกต $I_G$ แรงดันเกต $V_{GS}$ กระแสเดรน $I_D$ แรงดันเดรน $V_{DS}$	19
รูปที่ 2.17 แสดงส่วนประกอบทางด้านฮาร์ดแวร์	21
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรขับเคลื่อน	22

บทที่ 3 การออกแบบ

รูปที่ 3.1 แสดงวงจรทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส	23
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเรียงกระแสต่อแบบทวิแรงดัน และวงจรจุดกึ่งกลางแรงดัน	24
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 เฟสจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส	25
รูปที่ 3.4 แสดงการทำงานของ ออปโตคัปเปิล	26
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรขับเคลื่อนมอสเฟตกำลัง	27
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรควบคุมขาเกิดของมอสเฟตกำลัง	27
รูปที่ 3.7 แสดงสัญญาณจากการสร้าง Dead time	28
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับควบคุมอินเวอร์เตอร์	29
รูปที่ 3.9 แสดงภาพวงจรทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส	30
รูปที่ 3.10 แสดงภาพวงจรขับเคลื่อนมอสเฟตกำลัง	30

รูปที่ 3.11 วงจรมอสเฟตกำลัง	31
รูปที่ 3.12 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์	31
<b>บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง</b>	
รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ออกจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์เมื่อปรับมุม PDA=0 องศา	33
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ออกจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อปรับมุม PDA=30 องศา	33
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ออกจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อปรับมุม PDA=60 องศา	33
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ออกจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อปรับมุม PDA=90 องศา	33
รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ออกจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อปรับมุม PDA=-30 องศา	33
รูปที่ 4.6 สัญญาณที่ออกจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์เมื่อปรับมุม PDA=-60 องศา	33
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ออกจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์เมื่อปรับมุม PDA=-90 องศา	34
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์เทียบกับสัญญาณออกจากวงจรขับเคลื่อน IR2110 เพื่อขับมอสเฟตด้านบวก และด้านลบ	34
รูปที่ 4.9 แสดงการปรับ Dead time เพื่อป้องกันมอสเฟตกิ่งเดียวกันทำงานพร้อมกัน	34
รูปที่ 4.10 สัญญาณ PWM ขณะขับโหลด 150 โวลต์	35
รูปที่ 4.11 สัญญาณ PWM และกระแสขณะไม่มีโหลด	35
รูปที่ 4.12 สัญญาณ PWM และกระแสขณะขับโหลด	35
รูปที่ 4.13 แสดงกราฟความเร็วเชิงโรตารีของมอเตอร์ที่มุม PDA ต่างๆ	37
รูปที่ 4.14 แสดงแผนภูมิเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	38
รูปที่ 4.15 แสดงแผนภูมิเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบมอเตอร์	38

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความสำคัญและที่มา

อุตสาหกรรมในปัจจุบันนั้น มอเตอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญ ซึ่งมอเตอร์ที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไปจะเป็นมอเตอร์กระแสตรง แต่จะมีข้อเสียเนื่องจากมีขนาดใหญ่และข้อจำกัดในการติดตั้ง ต้องการการบำรุงรักษาเป็นประจำและราคาของตัวมอเตอร์กระแสตรงค่อนข้างสูงเมื่อเทียบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีกำลังเท่ากัน ซึ่งจะมีขนาดเล็กและราคาถูกกว่าและที่สำคัญไม่ต้องการการบำรุงรักษามากนัก

แต่สาเหตุที่มอเตอร์เหนี่ยวนำยังไม่มีคามนิยมมากนัก เนื่องจากเครื่องจักรที่ใช้ในอุตสาหกรรมทั่วไปเป็นเครื่องจักรรุ่นเก่า ซึ่งใช้มอเตอร์ประเภทอื่นก่อนอยู่แล้ว ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงทางกลค่อนข้างยุ่งยาก และเนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำมีความจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายพลังงานที่สามารถเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันหรือความถี่ได้ ทำให้ราคาของอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการควบคุมความเร็วค่อนข้างสูง

ในปัจจุบันได้มีการนำไมโครโปรเซสเซอร์มาใช้ควบคุมในระบบอุตสาหกรรมมากขึ้นเนื่องจากไมโครโปรเซสเซอร์ได้ถูกนำมาพัฒนาให้มีองค์ประกอบในการทำงานมากขึ้น มีความเร็วในการประมวลผลสูงขึ้น และมีขนาดเล็กลง สำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์นั้นจะทำงานควบคู่ไปกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

โครงการนี้เป็นการศึกษาเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสโดยใช้วิธีการปรับมุมต่างเฟส (PDA) ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ และใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างสัญญาณ PWM เพื่อควบคุมแรงบิดของมอเตอร์

#### 1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1.2.1 สร้างวงจรควบคุมมอเตอร์โดยใช้ MOSFET เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง
- 1.2.2 ศึกษาการปรับมุมของ PDA ควบคุม Torque ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส
- 1.2.3 ศึกษาการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณขับมอเตอร์

#### 1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

งานวิจัยนี้จะศึกษาการปรับมุมของ PDA ควบคุม Torque ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุม MOSFET โดยเป็นตัวสร้างสัญญาณขับมอเตอร์และมีความสามารถในการปรับมุมของ PDA ควบคุม Torque ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส ได้

แต่งานวิจัยนี้จะไม่สนใจในแง่ของประสิทธิภาพของมอเตอร์และผลของฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้น นอกจากนั้นในโครงการนี้ยังถือว่าเป็นโครงการที่ทดลองสร้างเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการใช้งาน ดังนั้นจึงมีข้อจำกัดของข้อมูลบางอย่าง เช่น พิกัดแรงดันของมอเตอร์ พิกัดการทนกระแสของหม้อแปลง และแรงดันสไปค์

#### 1.4 วิธีการดำเนินงาน

งานวิจัยในโครงการนี้จะเริ่มด้วยการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ซึ่งก็มีเรื่องหลัก ๆ คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส อินเวอร์เตอร์ วงจรขับเกท วงจรเดคไทม์ การใช้ภาษาซีเพื่อสร้าง PWM ในการควบคุม ซึ่งมีรายละเอียดดังในบทที่ 2 จากนั้นก็จะนำเอาความรู้ที่ได้ศึกษาทั้งหมดมาออกแบบและสร้างวงจรทั้งหมดคือ วงจร PWM วงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรขับเกท วงจรสร้างเดคไทม์ และใช้ภาษาซีเขียนโปรแกรมเพื่อสร้างสัญญาณ PWM ในการควบคุมการทำงานของวงจรกำลัง โดยเริ่มจากการเขียนโปรแกรมเพื่อสร้าง PWM จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาทดสอบกับวงจรขับเกทซึ่งวงจรขับเกทนั้นประกอบไปด้วย วงจรสร้างเดคไทม์ optoisolator และ ไอซีไดร์ฟ IR2110 เมื่อสัญญาณที่ได้มีสัญญาณและค่าเดคไทม์ตามพิกัดที่ต้องการ จึงได้นำมาทดสอบกับวงจรกำลังโดยเริ่มจากใช้โหลดหลอดไฟ เพื่อทดลองขับแล้วทำการวัดสัญญาณที่ออกจากมอสเฟตว่ามีลักษณะอย่างไรบ้าง โดยในการทดลองใช้ Variac ในการปรับแรงดันจากแรงดันต่ำๆ แล้วจึงเพิ่มแรงดันขึ้นจนถึงพิกัดที่ต้องการ

ส่วนในการปรับค่าเดคไทม์ต้องปรับให้เหมาะสมกับมอสเฟต เมื่อทดลองขับหลอดหลอดไฟได้แล้วจึงนำไปทดลองขับโหลดที่เป็นมอเตอร์แบบ No-load เพื่อเก็บข้อมูลต่างๆ ขณะ No-load แล้วนำข้อมูลที่ได้อามาวิเคราะห์ผล

## บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 ความรู้ทั่วไปเกี่ยวกับมอเตอร์

#### 2.1.1 อินดักชันมอเตอร์สองเฟส

มอเตอร์อินดักชันหนึ่งเฟสทั่วไปมีโครงสร้างตามแบบมอเตอร์อินดักชันสองเฟส ซึ่งมีการพันขดลวดที่ stator สองขด ประกอบด้วย main winding และ auxiliary winding ทั้งสองขดนี้มีจำนวนรอบและขนาดของเส้นลวดต่างกันมาก และต่อกับตัวเก็บประจุ ด้วยเหตุนี้ทำให้การสร้าง mmf ของขดลวดทั้งสองมีลักษณะไม่สมดุล หรืออย่างดีที่สุดก็สมดุลเมื่อทำงานถึงจุดหนึ่ง ดังนั้นจึงมีการวิเคราะห์มอเตอร์สองเฟสหลายวิธีเพื่อเข้าใจการทำงาน และสามารถพัฒนาประสิทธิภาพของมอเตอร์หนึ่งเฟส และสองเฟส

หากเป็นการทำงานแบบสมดุล วงจรเสมือนของมอเตอร์สองเฟสสามารถวิเคราะห์เช่นเดียวกับอินดักชันมอเตอร์สามเฟส เปลี่ยนแปลงเฉพาะจำนวนเฟสของมอเตอร์ ถ้าเป็นการควบคุมแบบไม่สมดุล ต้องใช้การวิเคราะห์เสมือนว่า มอเตอร์อินดักชันสองเฟส เป็นแบบมีการพันขดลวดต่างกันของสองเฟส

#### 2.1.2 สนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ 2 เฟส

รูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่ป้อนเข้ามอเตอร์ 2 เฟสแต่ละเฟสจะห่างกัน 90 องศา ดังสมการ

$$i_a = I_a \cos \omega_c t \quad \dots\dots\dots [2.1]$$

$$i_b = I_b \cos(\omega_c t - 90^\circ) \quad \dots\dots\dots [2.2]$$

MMF ที่เกิดขึ้นในเฟส A

$$\mathfrak{F}_a = F_{\max} \cos\left(\frac{P}{2}\theta_m\right) \cos \omega_c t \quad \dots\dots\dots [2.3]$$

$$\mathfrak{F}_a = F_{\max} \cos \theta_c \cos \omega_c t \quad \dots\dots\dots [2.4]$$

MMF ที่เกิดขึ้นในเฟส B

$$\mathfrak{F}_b = F_{\max} (\cos(\theta_c - 90^\circ) \cos(\omega_c t - 90^\circ))$$

$$\mathfrak{F}_b = F_{\max} \left(\frac{1}{2} \cos(\theta_c - 90^\circ - (\omega_c t - 90^\circ)) + \frac{1}{2} \cos(\theta_c - 90^\circ + (\omega_c t - 90^\circ))\right)$$

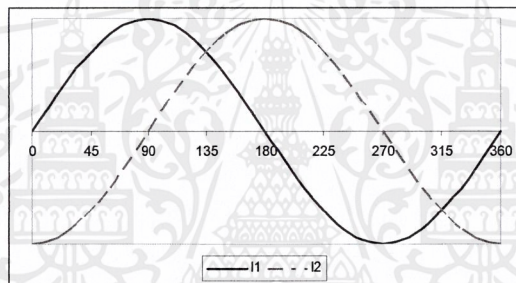
$$\mathfrak{F}_b = \frac{1}{2} F_{\max} (\cos(\theta_c - \omega_c t) \cos(\theta_c + \omega_c t - 180^\circ)) \quad \dots\dots\dots [2.5]$$

MMF รวม

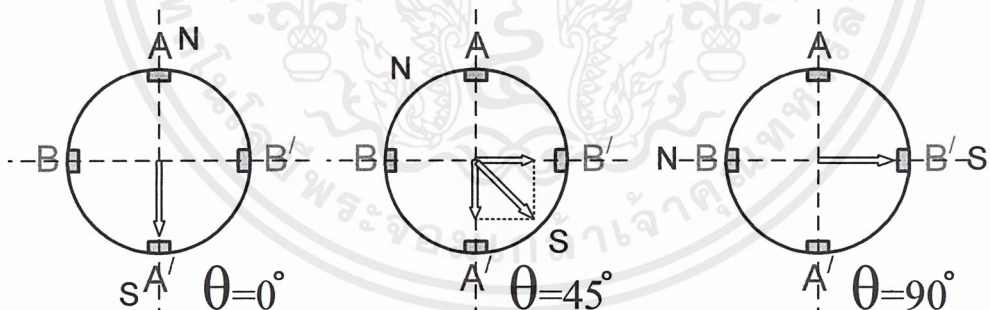
$$\mathfrak{F}_{\text{total}} = \mathfrak{F}_a + \mathfrak{F}_b$$

$$\begin{aligned} \mathcal{I}_{\text{total}} &= \frac{1}{2} F_{\text{max}} [\cos(\theta_e - \omega_e t) + \cos(\theta_e + \omega_e t) + \cos(\theta_e - \omega_e t) + \cos(\theta_e + \omega_e t - 180^\circ)] \\ \mathcal{I}_{\text{total}} &= \frac{1}{2} F_{\text{max}} [\cos(\theta_e - \omega_e t) + \cos(\theta_e + \omega_e t) + \cos(\theta_e - \omega_e t) - \cos(\theta_e + \omega_e t)] \\ \mathcal{I}_{\text{total}} &= F_{\text{max}} \cos(\theta_e - \omega_e t) \quad \dots\dots\dots [2.6] \end{aligned}$$

มอเตอร์สองเฟสชนิด 2 โพล มีขั้ว N หนึ่งขั้ว และมีขั้ว S หนึ่งขั้ว ขั้ว N ก็จะมีขดลวดสนามแม่เหล็ก 2 ชุด และขั้ว S จะมีขดลวดสนาม 2 ชุดเช่นกัน โดยที่ขดลวดแต่ละชุดจะพันห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เพื่อให้พิจารณาได้ง่าย จะกล่าวถึงขดลวดที่พันแบบขดเดี่ยว ดังนั้น ขดลวดชุด A และ B ภายใต้ขั้วแม่เหล็ก N หรือขั้วแม่เหล็ก S พันลงในร่องสลอตห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า และระบบไฟฟ้าสองเฟสที่ป้อนเข้าขดลวดทำมุมห่างกัน 90 องศาด้วย หรือที่เรียกว่า แรงดันไฟฟ้าเฟสที่หนึ่ง นำหน้าแรงดันไฟฟ้าเฟสที่สอง 90 องศาไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 แสดงกระแสไฟฟ้าป้อนเข้าขดลวด



จากรูป ขดลวดเฟส A มีต้นกับปลายคือ A และ A' ขดลวดเฟส B มีต้นกับปลายคือ B และ B' สมมติให้กระแสบวกไหลจาก A ไป A' หรือ B ไป B' ให้กระแสลบไหลจาก A' ไป A หรือ B' ไป B จากรูป เป็น  $I_A$  นำหน้า  $I_B$  อยู่ 90 องศาไฟฟ้า

เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้า  $I_A$  นำหน้า  $I_B$  เข้าเฟส A และ B จะเกิดผลดังนี้

ที่มุม 0 องศา  $I_A$  มีค่าเป็น 0  $I_B$  มีค่าลบสูงสุด  $I_B$  จะไหลเข้า จาก B' ไป B เมื่อทราบทิศกระแสแล้วใช้กฎมือขวา กำขดลวดแต่ละด้านให้หัวแม่มือแทนทิศทางการไหลของกระแส นิ้วทั้งสี่แทนทิศทางการเคลื่อนที่ของเส้นแรงแม่เหล็ก ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กที่ขึ้นจากขดลวดเฟส B จะมีทิศจากด้าน A ไป A'

ที่มุม 45 องศา  $I_A$  มีค่าเป็น บวก ไหลเข้า จาก A ไป  $A'$   $I_B$  มีค่าลบ  $I_B$  จะไหลเข้า จาก  $B'$  ไป B เมื่อทราบทิศกระแสแล้วใช้กฎมือขวา กำขดลวดแต่ละด้านให้หัวแม่มือแทนทิศทางการไหลของกระแส นิ้วทั้งสี่แทนทิศทางการเคลื่อนที่ของเส้นแรงแม่เหล็ก ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กที่ขึ้นจากขดลวดเฟส A และ B จะมีทิศเสริมกัน

ที่มุม 90 องศา  $I_B$  มีค่าเป็น 0  $I_A$  มีค่าบวกสูงสุด  $I_A$  จะไหลเข้า จาก  $A'$  ไป A เมื่อทราบทิศกระแสแล้วใช้กฎมือขวา กำขดลวดแต่ละด้านให้หัวแม่มือแทนทิศทางการไหลของกระแส นิ้วทั้งสี่แทนทิศทางการเคลื่อนที่ของเส้นแรงแม่เหล็ก ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กที่ขึ้นจากขดลวดเฟส A จะมีทิศจากด้าน B ไป  $B'$

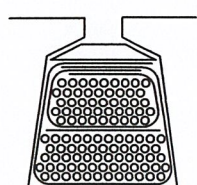
ดังที่กล่าวมาสังเกตได้ว่า สนามแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวด A และ B จะเคลื่อนที่ไปในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา หากพิจารณาต่อไป สนามแม่เหล็กจะเคลื่อนที่ไปรอบๆ ตามกระแสที่ไหลเข้าขดลวดลักษณะต่างๆ หรือเรียกว่า สนามแม่เหล็กหมุน

### 2.1.3 การสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส

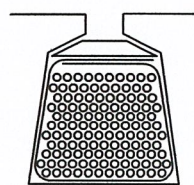
มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส มีโครงสร้างคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำทั่วไป กล่าวคือ การพันขดลวดเหมือนกับมอเตอร์หนึ่งเฟส แต่ขดลวดของมอเตอร์หนึ่งเฟส ขด Main winding มีขนาดใหญ่กว่า auxiliary winding และขด auxiliary winding มีหน้าที่เพียงคอนมอเตอร์เริ่มหมุนเท่านั้น และสำหรับมอเตอร์ 2 เฟส ขดลวดทั้งสองขนาดของเส้นลวดและจำนวนรอบเท่ากัน การวางขดลวดห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า และทำงานตลอดเวลา

มอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส สามารถดัดแปลงเป็นมอเตอร์สองเฟสได้ โดยการเปลี่ยนขดลวด แต่การพันมอเตอร์หนึ่งเฟส จะมีปัญหาเกี่ยวกับขนาดร่องสลอตที่ขนาดไม่เท่ากัน มอเตอร์สามเฟสจึงเป็นตัวเลือกที่เหมาะสมในการนำมาประยุกต์ เพราะขนาดร่องสลอตเท่ากันทุกร่อง

การพันขดลวด stator ของมอเตอร์มี 2 วิธีคือ วิธีพันแบบชั้นขดคู่ (double-layer winding) ซึ่งวางขดลวดสองขดลงในสลอตเดียวกัน และพันแบบชั้นขดเดี่ยว (single-layer winding) ซึ่งวางขดลวดเดี่ยวลงในสลอต และถ้าแยกออกตามลักษณะการพันสามารถแยกออกเป็น พันแบบแลป (Lap) และการพันแบบเซน (chain, concentric or diamond) โดยมอเตอร์ปกติจะนิยมพันแบบชั้นขดคู่ชนิดแลป หรือพันแบบชั้นขดเดี่ยวชนิดเซน



การพันแบบชั้นขดคู่



การพันแบบชั้นขดเดี่ยว

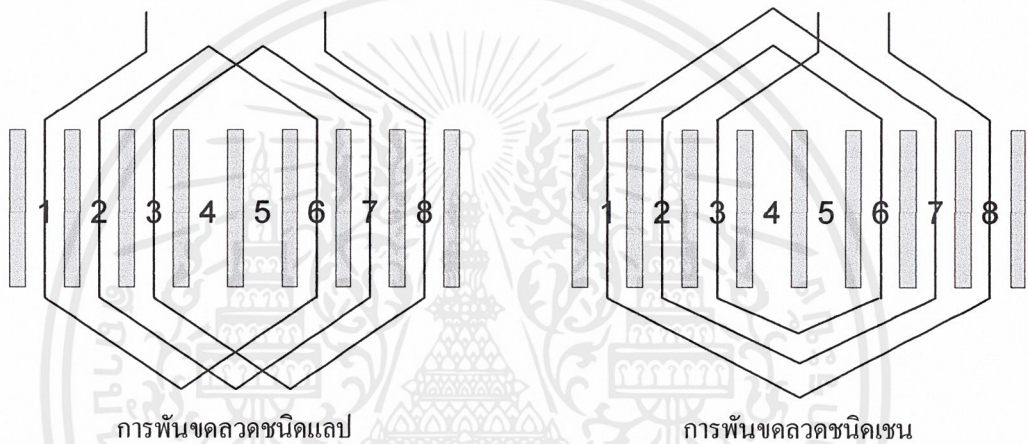
รูปที่ 2.2 แสดงวิธีการพันขดลวดในร่องสลอต

### การพันขดลวดแบบชั้นขดเดี่ยวชนิดเซน

การพันขดลวดชนิดเซน ขดลวดแต่ละขดพันเป็นรูปก้นหอยวางลงในสล็อตถัดเข้าสู่ขดกลางของขดลวด การพันแบบนี้จำนวนรอบเท่ากับครึ่งหนึ่งของของจำนวนร่องสล็อต การพันแบบนี้การพันลงร่องสล็อตจะง่ายกว่าและสามารถซ่อมแซมบางส่วนได้โดยรีดขดลวดบางส่วน

### การพันขดลวดชั้นขดคู่ชนิดแลป

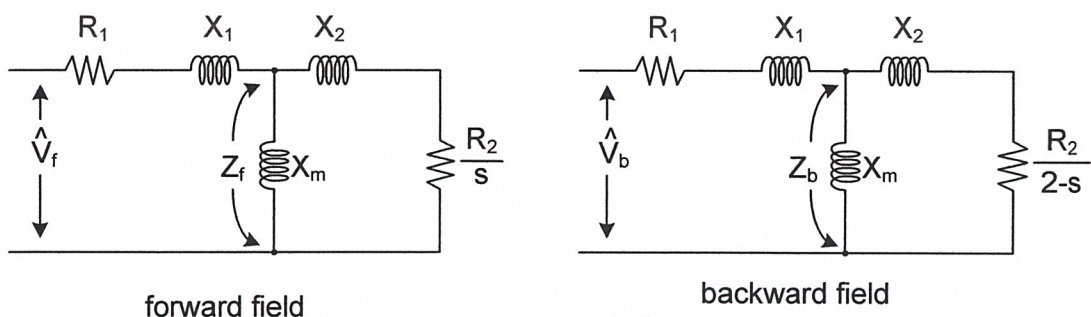
การพันขดลวดชนิดแลป ขดลวดด้านหนึ่งจะวางอยู่ในสล็อตส่วนล่าง (Lower coil) และอีกด้านหนึ่งของขดลวดวางอยู่อีกสล็อตหนึ่งด้านบน (Upper coil) ขดลวดต่างๆวางซ้อนไปเรื่อยๆ การพันขดลวดชนิดนี้จำนวนขดลวดและจำนวนร่องสล็อตที่ต้องการจะเท่ากัน และใช้ฉนวนเป็นตัวคั่นระหว่างขดลวดส่วนบนและส่วนล่างของร่องสล็อต การพันชนิดนี้จะมีผลดีกว่าการพันแบบชั้นขดเดี่ยวชนิดเซน ในด้านประสิทธิภาพ และสมบัติด้านแรงบิดของมอเตอร์ แต่การพันจะยากกว่า



รูปที่ 2.3 แสดงวิธีการพันขดลวดแบบต่างๆ

### 2.1.4 การควบคุมแรงบิดของอินดักชันมอเตอร์สองเฟส

การควบคุมแรงบิด (Torque) ของมอเตอร์อินดักชันปัจจุบันนิยมทำโดยการปรับ  $V$  และความถี่ ( $f$ ) ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ ในโครงการนี้ศึกษาการปรับแรงบิดของมอเตอร์ โดยการควบคุมโดยมุมระหว่างเฟส (PDA; Phase Different Angle) ซึ่งมอเตอร์จะทำงานแบบไม่สมดุลระหว่างศักดาที่ป้อนเข้าขดลวดที่ stator ของมอเตอร์อินดักชันสองเฟสแบบ uniform air gap



รูปที่ 2.4 แสดง forward field และ backward field

หากกล่าวถึงพฤติกรรมของมอเตอร์อินดักชันสองเฟสที่ควบคุมแบบสมดุล เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วสลลิป โดยทิศทางเคลื่อนจากขด  $\alpha$  ไปยังขด  $\beta$  ค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสเขียนเป็น equivalent circuit ดังรูป เมื่อตัดคาไฟฟ้าป้อนเข้า  $\hat{V}_\beta$  ล้าหลัง  $\hat{V}_\alpha$  อยู่ 90 องศา phase sequence นี้เป็น positive sequence โดยกระแสของ positive sequence มีผลต่อ forward field ขณะที่โรเตอร์หมุนด้วยความเร็วในทิศทางเดียวกัน เมื่อตัดคาไฟฟ้าป้อนเข้า  $\hat{V}_\beta$  นำหน้า  $\hat{V}_\alpha$  อยู่ 90 องศา phase sequence นี้เป็น negative sequence โดยกระแสของ negative sequence มีผลต่อ backward field

การควบคุมโดยมุมระหว่างเฟส (PDA; Phase Different Angle) มีจุดมุ่งหมายเพื่อควบคุม  $\hat{V}_\beta$  และ  $\hat{V}_\alpha$  ให้มีองศาทางไฟฟ้าที่ป้อนเข้าต่างกัน มีผลทำให้ phase sequence ของ positive sequence และ negative sequence เปลี่ยนไปจากเดิม จากสมการ

$$\hat{V}_f = \frac{1}{2}(\hat{V}_\alpha - j\hat{V}_\beta) \quad \dots\dots\dots [2.7]$$

$$\hat{V}_b = \frac{1}{2}(\hat{V}_\alpha + j\hat{V}_\beta) \quad \dots\dots\dots [2.8]$$

$$\hat{I}_f = \frac{1}{2}(\hat{I}_\alpha - j\hat{I}_\beta) \quad \dots\dots\dots [2.9]$$

$$\hat{I}_b = \frac{1}{2}(\hat{I}_\alpha + j\hat{I}_\beta) \quad \dots\dots\dots [2.10]$$

มอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยส่วน สเตเตอร์และโรเตอร์ โดยส่วนโรเตอร์จะทำหน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟผ่านส่วนสเตเตอร์โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนอยู่ในช่องว่างอากาศ(air gab) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ตามสมการ

$$N_s = \frac{120f}{p} \quad \dots\dots\dots [2.11]$$

โดยที่  $N_s$  = ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก(rpm)

$f$  = ความถี่ไฟที่จ่ายให้กับขดสเตเตอร์(Hz)

$p$  = จำนวนขั้วของขั้วแม่เหล็ก

ในขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่จะมีการเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ซึ่งมีความถี่เดียวกับแหล่งจ่ายไฟ แรงบิดเริ่มต้นที่เกิดขึ้นจะเป็นผลจากการกระทำระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศและแรงเคลื่อนแม่เหล็กในโรเตอร์(rotor magnetomotive force (mmf)) แต่ในขณะที่โรเตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กจะไม่มีการเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ดังนั้นจะไม่มีแรงบิดเกิดขึ้น และขณะที่ความเร็วโรเตอร์ใดๆ ที่ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลลิป หรือ การไถล (slip, S )

$$\omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} \dots\dots\dots [2.12]$$

$$\omega_r = \frac{2\pi N_r}{60} \dots\dots\dots [2.13]$$

เมื่อ  $\omega_s$  เป็นความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุน หน่วยเป็น rad/s

$\omega_r$  เป็นความเร็วของโรเตอร์ หน่วยเป็น rad/s

$$\omega_r = (1-s)\omega_s \dots\dots\dots [2.14]$$

แรงบิดที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก (Electromagnetic torque:  $T_e$ )

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} = \frac{P_g}{\omega_s} \dots\dots\dots [2.15]$$

กำลังขาออกของมอเตอร์

$$P_{o/p} = P_g - P_{cu,2} = (1-s)P_g \dots\dots\dots [2.16]$$

พิจารณากำลังส่งผ่านช่องอากาศ (power transfer across air gap) ในมอเตอร์  
เห็นขั้วนำสองเฟสจาก สเตเตอร์สู่โรเตอร์ forward sequence จะเป็นตัวสร้าง forward  
field แปลงเป็นพลังงานกลให้โรเตอร์หมุน และ backward sequence จะส่งผ่านกำลังสร้าง  
backward field เกิดเป็นแรงต้าน โดยทั้งสองส่วนจะมีพลังงานสูญเสียในขดลวด

$$P_{gap,f} = 2(\text{Re}[\hat{V}_f \hat{I}_f^*] - I_f^2 R_1) \dots\dots\dots [2.17]$$

$$P_{gap,b} = 2(\text{Re}[\hat{V}_b \hat{I}_b^*] - I_b^2 R_1) \dots\dots\dots [2.18]$$

กำลังส่งผ่านช่องอากาศ (power transfer across air gap) เกิดจากสองพจน์

รวมกัน

$$P_{gap} = (P_{gap,f} - P_{gap,b}) \dots\dots\dots [2.19]$$

แรงบิดที่แปลงรูปจากพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานกล (Electromagnetic power)

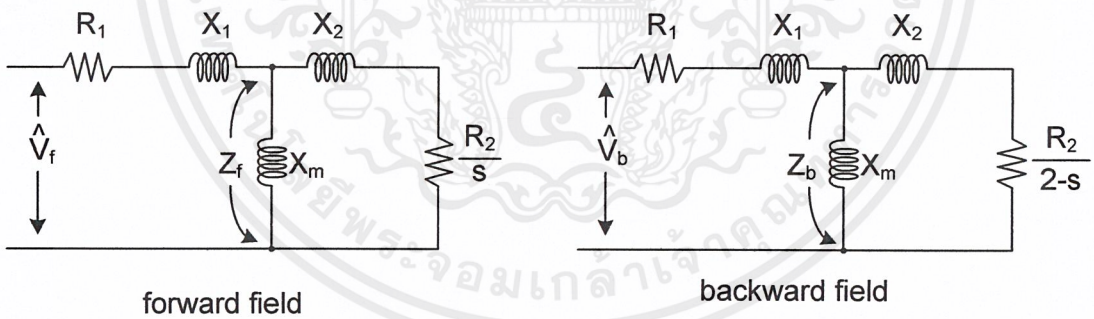
$$P_{mech} = (1-s)(P_{gap,f} - P_{gap,b}) \dots\dots\dots [2.20]$$

จากสมการ forward field และ backward field เกิดจากตัวแปร  $\hat{V}_f, \hat{V}_b, \hat{I}_f$  และ  
 $\hat{I}_b$  ซึ่งสามารถควบคุมตัวแปรเหล่านี้ผ่านมุมระหว่างเฟส (PDA) ได้ เมื่อกำลังส่งผ่านช่องอากาศ  
สร้าง forward field และ backward field ที่มุมระหว่างเฟสเป็นบวก forward field จะ  
มากกว่า backward field แต่ถ้ามุมระหว่างเฟสเป็นลบค่าหนึ่ง backward field จะมากกว่า  
forward field และด้านทิศทางเดิมทำให้มอเตอร์หมุนกลับทิศ

2.1.5 การควบคุมมอเตอร์อินดักชันสองเฟสแบบไม่สมดุล

เมื่อพิจารณาสิ่งที่เกิดขึ้นจากการทำงานแบบไม่สมดุลระหว่างศักดาที่ป้อนเข้าขดลวดที่ stator ของมอเตอร์อินดักชันสองเฟสแบบ uniform air gap และขดลวดเหมือนกันทั้งสองขด คือ ขด  $\alpha$  และขด  $\beta$  ทำมุมกัน 90 องศา กระแสใน stator มีขนาดเท่ากัน เมื่อกระแสในขด  $\alpha$  มีค่าสูงสุด ในขณะที่กระแสในขด  $\beta$  เป็น 0 และรูปคลื่นของ stator mmf อยู่ตรงกลางขด  $\alpha$  และเช่นเดียวกัน รูปคลื่นของ stator mmf จะอยู่ตรงกลางของขดลวด  $\beta$  เมื่อ กระแสของ  $\beta$  มีค่าสูงสุด stator mmf ที่เกิดขึ้นจากทั้งสองขด ห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เช่นเดียวกับศักดาที่ป้อนเข้ามอเตอร์ซึ่งห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้าเช่นเดียวกัน ลักษณะการเกิด stator mmf เช่นเดียวกับหลักสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ ซึ่งมีขนาดและความเร็วเชิงมุมคงที่ ซึ่งเป็นทฤษฎีพื้นฐานของการทำงานแบบสมดุลในมอเตอร์อินดักชัน

พฤติกรรมของมอเตอร์อินดักชันสองเฟสที่ควบคุมแบบสมดุลได้ข้อสรุป ดังนี้เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วสลิป โดยทิศทางเคลื่อนจากขด  $\alpha$  ไปยังขด  $\beta$  ค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสเขียนเป็น equivalent circuit ดังรูป เมื่อศักดาไฟฟ้าป้อนเข้า  $\hat{V}_\beta$  ล้าหลัง  $\hat{V}_\alpha$  อยู่ 90 องศา phase sequence นี้เรียกว่า positive sequence แสดงตัวห้อยโดย 'f' โดยกระแสของ positive sequence มีผลต่อ forward field ขณะที่โรเตอร์หมุนด้วยความเร็วในทิศทางเดียวกัน เมื่อศักดาไฟฟ้าป้อนเข้า  $\hat{V}_\beta$  นำหน้า  $\hat{V}_\alpha$  อยู่ 90 องศา phase sequence นี้เรียกว่า negative sequence แสดงตัวห้อยโดย 'b' โดยกระแสของ negative sequence มีผลต่อ backward field



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลในแต่ละเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

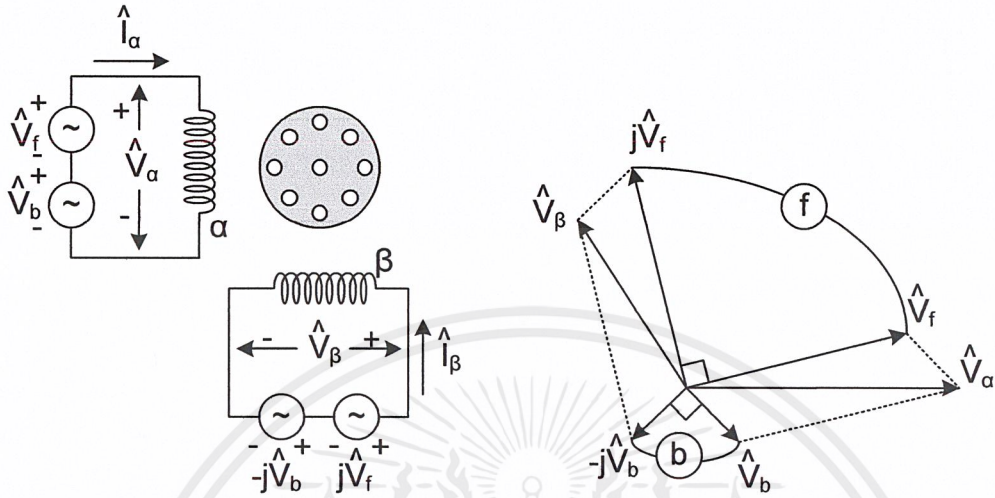
ขณะนี้เรามีแหล่งจ่ายศักดาสองแหล่งจ่ายให้กับมอเตอร์พร้อมๆกัน โดย phase sequence ตรงข้ามต่ออนุกรมกันดังแสดงในรูปแสดง phasor voltages  $\hat{V}_f$  และ  $j\hat{V}_f$  ป้อนเข้าขดลวด  $\alpha$  และ  $\beta$  ตามลำดับ จากระบบสมดุลของ positive sequence และ phasor voltages  $\hat{V}_b$  และ  $-j\hat{V}_b$  จากระบบสมดุลของ negative sequence

ผลรวมของ  $\hat{V}_\alpha$  ที่ป้อนขด  $\alpha$  เขียนเป็นเฟสเซอร์

$$\hat{V}_\alpha = \hat{V}_f + \hat{V}_b \dots\dots\dots [2.21]$$

$\hat{V}_\beta$  ที่ป้อนขด  $\beta$

$$\hat{V}_\beta = j\hat{V}_f - j\hat{V}_b \quad \dots\dots\dots [2.22]$$



รูปที่ 2.6 แสดงระบบสองเฟสไม่สมดุลจากการรวมกันของระบบสมดุลของ positive sequence กับระบบสมดุลของ negative sequence

จากรูปแสดงลักษณะของ phasor diagram แสดงให้เห็น positive sequence ที่เกิดจาก  $\hat{V}_f$  และ  $j\hat{V}_f$  และ negative sequence ที่เกิดจาก  $j\hat{V}_b$  และ  $-j\hat{V}_b$  สองสมดุลนี้จะรวมกันเป็นสัปดาห์ที่ป้อนเข้า  $\hat{V}_\alpha$  และ  $\hat{V}_\beta$

อย่างไรก็ตามการคำนวณกระแสไฟฟ้าโดยคิดจากองค์ประกอบที่สมมาตรจะพิจารณาว่าการคิดแบบไม่สมดุล เพราะมอเตอร์เหนี่ยวนำทำงานโดยขดลวดที่เหมือนกันทั้งสองเฟส คิดโดยทฤษฎีชูปเปอร์โพสิชัน กระแสในขดลวด  $\alpha$  เกิดขึ้นจากการรวมกันของ  $\hat{I}_f$  และ  $\hat{I}_b$  ของ positive sequence และ negative sequence กระแสในขดลวด  $\beta$  เกิดขึ้นจากการรวมกันของ  $j\hat{I}_f$  และ  $-j\hat{I}_b$  ของ positive sequence และ negative sequence และกระแส  $\hat{I}_\alpha$  และ  $\hat{I}_\beta$  ในขดลวดคือ

$$\hat{I}_\alpha = \hat{I}_f + \hat{I}_b \quad \dots\dots\dots [2.23]$$

$$\hat{I}_\beta = j\hat{I}_f - j\hat{I}_b \quad \dots\dots\dots [2.24]$$

จัดพจน์ใหม่เพื่อหาองค์ประกอบของความต่างศักย์หรือกระแส โดยจัดให้อยู่ในเทอมของ  $\hat{V}_f$  และ  $\hat{V}_b$  โดยที่ทราบค่าของเฟสเซอร์  $\hat{V}_\alpha$  และ  $\hat{V}_\beta$  ได้สมการ

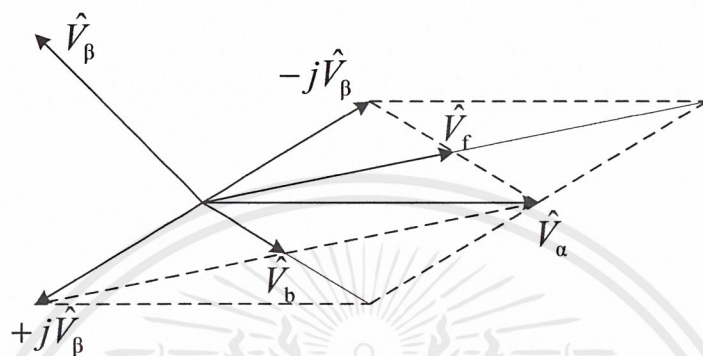
$$\hat{V}_f = \frac{1}{2}(\hat{V}_\alpha - j\hat{V}_\beta) \quad \dots\dots\dots [2.25]$$

$$\hat{V}_b = \frac{1}{2}(\hat{V}_\alpha + j\hat{V}_\beta) \quad \dots\dots\dots [2.26]$$

การทำงานถูกแสดงในรูปเฟสเซอร์ เห็นได้ชัดว่าความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกันของ  $\hat{I}_f$  และ  $\hat{I}_b$  ในขด  $\alpha$  ทำให้เฟสเซอร์สมมาตร และสามารถเขียนเป็นสมการ

$$\hat{I}_f = \frac{1}{2}(\hat{I}_\alpha - j\hat{I}_\beta) \quad \dots\dots\dots [2.27]$$

$$\hat{I}_b = \frac{1}{2}(\hat{I}_\alpha + j\hat{I}_\beta) \quad \dots\dots\dots [2.28]$$



รูปที่ 2.7 แสดงความไม่สมดุลของความต่างศักย์สองเฟสในรูปขององค์ประกอบสมมาตร

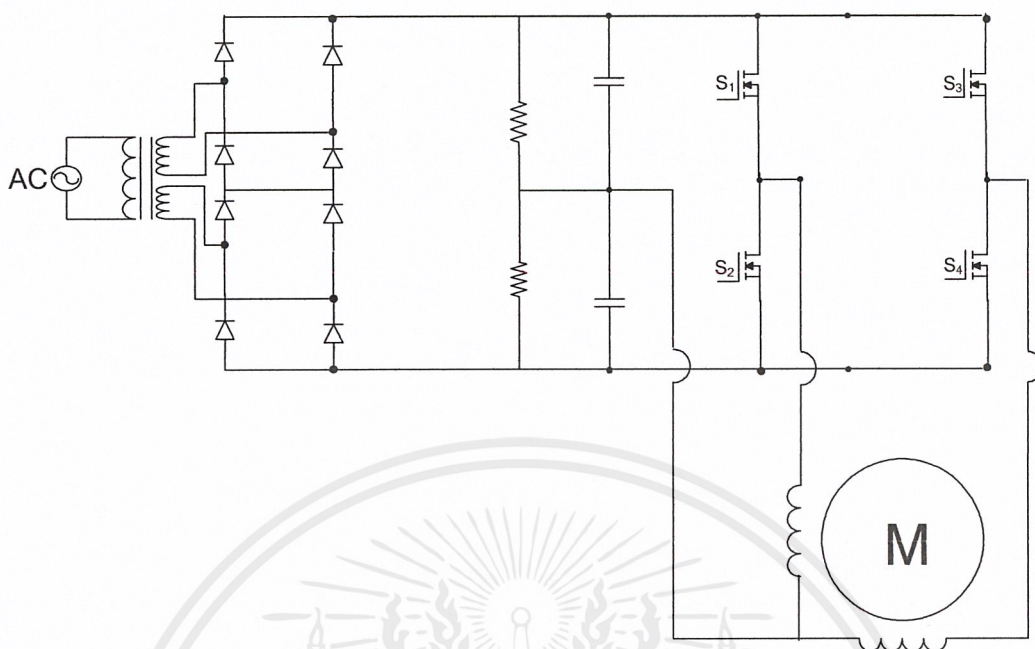
## 2.2 อินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งอาจอยู่ในรูปของแรงดันหรือกระแส ไปเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับแรงดันหรือกระแสความถี่ได้ ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ ด้วยกันคือ

1. อินเวอร์เตอร์แหล่งแบบจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter)
2. อินเวอร์เตอร์แหล่งแบบจ่ายกระแส (Current Source Inverter)

อินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบมีลักษณะที่แตกต่างกันพอสังเกตเห็นได้ง่ายๆ กล่าวคืออินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันส่วนใหญ่จะมีวงจรเรียงกระแสเป็นตัวจ่ายแรงดันไฟตรงให้กับอินเตอร์  $\Omega$  ค่าแรงดันใดๆที่แหล่งจ่ายถูกสั่งให้คงค่านั้นไว้ เมื่อโหลดเปลี่ยนแรงดันจะคงที่แต่กระแสจะเปลี่ยนแปลงตามโหลด ส่วนอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส นั้น โดยส่วนใหญ่ใช้วงจรเรียงกระแสเป็นตัวจ่ายแรงดันไฟตรงให้กับอินเตอร์  $\Omega$  ค่ากระแสค่าใดค่าหนึ่งทีแหล่งจ่ายถูกสั่งให้คงค่านั้นไว้ เมื่อโหลดเปลี่ยนกระแสจะคงที่แต่แรงดันจะเปลี่ยนแปลงตามโหลด

## 2.2.1 ส่วนของวงจรกำลัง



รูปที่ 2.8 แสดงส่วนประกอบวงจรกำลัง

- 1.) ภาคกำลังด้านเข้า ประกอบด้วย
  - 1.1 ชุดเรียงกระแส
  - 1.2 ชุดวงจรกรองสัญญาณ
  - 1.3 ชุดแบ่งแรงดันของวงจรกรองสัญญาณ
- 2.) ภาคกำลังด้านออก ประกอบด้วย
  - 2.1 มอสเฟต

### 2.2.1.1 ชุดเรียงกระแส

ชุดเรียงกระแส ทำหน้าที่ แปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนของวงจรเรียงกระแส

### 2.2.1.2 ชุดวงจรกรองสัญญาณ

ทำหน้าที่กรองแรงดันให้เรียบ ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองกระแส

## วงจรรองสัญญาณ

วงจรรองสัญญาณด้วยตัวเก็บประจุ เมื่อไดโอดนำกระแสตัวเก็บประจุจะถูกประจุ เมื่อไดโอดหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุจะคายประจุให้แก่โหลด จะได้แรงดันเอาต์พุตที่เรียบเกือบเป็นเส้นตรง และมีค่าใกล้เคียงค่ายอดของแรงดันอินพุต

### 2.2.1.3 ชุดแบ่งแรงดันของวงจรรองสัญญาณ

ทำหน้าที่แบ่งแรงดันจากวงจรรองสัญญาณให้เป็นครึ่งหนึ่งและใช้เป็นจุดรวมกราวด์คั่นของขดลวด A และขดลวด B

ชุดแบ่งแรงดันของวงจรรองสัญญาณมีตัวเก็บประจุที่มีค่าเท่ากันทุกประการมาต่ออนุกรมกัน ทำให้ตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีแรงดันตกคร่อมที่เท่ากันซึ่งเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันจากวงจรรองสัญญาณ

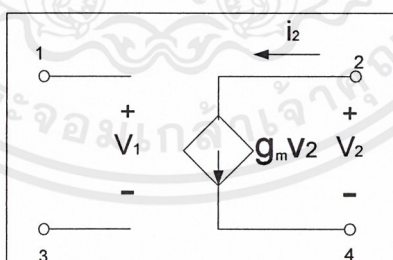
## 2.2.2 เพาเวอร์มอสเฟต

### 2.2.2.1 นิยามและความหมาย

มอสเฟต (MOSFET) ย่อมาจาก Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor การทำงานของมอสเฟต โดยการใช้สนามไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ประเภทการควบคุมแหล่งจ่ายด้วยแรงดัน (Voltage controlled source) ซึ่งสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงได้ดังรูปที่ 2.9 และมีความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างดังนี้

$$i_2 = g_m \times V_1 \quad \dots\dots\dots [2.29]$$

โดยที่  $g_m$  คือ Transconductor หรือ Mutual conductance



รูปที่ 2.9 แสดง Equivalent circuit ของ VCCS

มอสเฟตแบ่งออกเป็น 2 ชนิดใหญ่ ๆ คือ

Depletion MOSFET และ Enhancement MOSFET แต่ละชนิดแบ่งได้เป็น PMOS และ NMOS ซึ่งจะกล่าวถึงส่วนประกอบของมอสเฟต ดังในรูปที่ 2.10 พิจารณารูปที่ 2.10 จะมีสารเอ็นอยู่ 2 บริเวณที่มาต่อเป็นขา Gate วางอยู่ในแท่ง p – substrate ที่ต่อออกเป็นขา Drain และ Source ส่วนช่องว่างระหว่างสารเอ็นเราเรียกว่า Channal และ Channal จะถูก

## วงจรรองสัญญาณ

วงจรรองสัญญาณด้วยตัวเก็บประจุ เมื่อไดโอดนำกระแสตัวเก็บประจุจะถูกประจุ เมื่อไดโอดหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุจะคายประจุให้แก่โหลด จะได้แรงดันเอาต์พุตที่เรียบเกือบเป็นเส้นตรง และมีค่าใกล้เคียงค่ายอดของแรงดันอินพุต

### 2.2.1.3 ชุดแบ่งแรงดันของวงจรรองสัญญาณ

ทำหน้าที่แบ่งแรงดันจากวงจรรองสัญญาณให้เป็นครึ่งหนึ่งและใช้เป็นจุดร่วมกราวด์กันของขดลวดทั้งสองของมอเตอร์

ชุดแบ่งแรงดันของวงจรรองสัญญาณมีตัวเก็บประจุที่มีค่าเท่ากันทุกประการมาต่ออนุกรมกัน ทำให้ตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีแรงดันตกคร่อมที่เท่ากันซึ่งเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันจากวงจรรองสัญญาณ

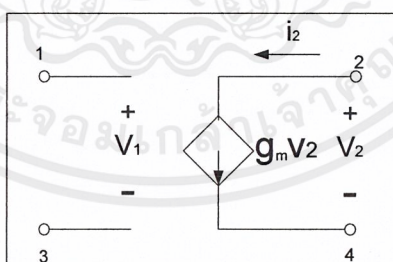
## 2.2.2 เพาเวอร์มอสเฟต

### 2.2.2.1 นิยามและความหมาย

มอสเฟต (MOSFET) ย่อมาจาก Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor การทำงานของมอสเฟต โดยการใช้สนามไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ประเภทการควบคุมแหล่งจ่ายด้วยแรงดัน (Voltage controlled source) ซึ่งสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงได้ดังรูปที่ 2.9 และมีความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างดังนี้

$$i_2 = g_m \times V_1 \quad \dots\dots\dots [2.29]$$

โดยที่  $g_m$  คือ Transconductor หรือ Mutual conductance

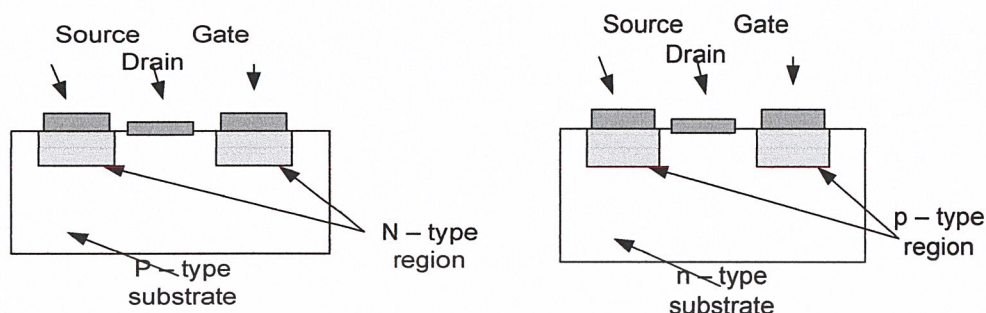


รูปที่ 2.9 แสดง Equivalent circuit ของ VCCS

มอสเฟตแบ่งออกเป็น 2 ชนิดใหญ่ ๆ คือ

Depletion MOSFET และ Enhancement MOSFET แต่ละชนิดแบ่งได้เป็น PMOS และ NMOS ซึ่งจะกล่าวถึงส่วนประกอบของมอสเฟต ดังในรูปที่ 2.10 พิจารณารูปที่ 2.10 จะมีสารเอ็นอยู่ 2 บริเวณที่มาต่อเป็นขา Gate วางอยู่ในแท่ง p – substrate ที่ต่อออกเป็นขา Drain และ Source ส่วนช่องว่างระหว่างสารเอ็นเราเรียกว่า Channel และ Channel จะถูก

เคลือบด้วยแผ่นบาง ๆ ของ silicon dioxide layer และ Gate จะสร้างโดยขึ้นโลหะวางบนชั้นของ Oxide ดังนั้นลักษณะภายนอกของมอสเฟต จึงมี 3 ขาคือ Gate , Drain และ Source และเขียนสัญลักษณ์ได้ ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะโครงสร้างของ Enhancement MOSFET

### 2.2.2.2 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต ( Power MOSFET ) โดยทั่วไปจะเป็นแบบ N – channel ที่ทำงานใน Enhancement mode เพาเวอร์มอสเฟต ( Power MOSFET ) แต่ละตัวจะประกอบไปด้วยมอสเฟตขนาดเล็กนับพันตัว ซึ่งอยู่บนชิปเดียวกันต่อของ เพาเวอร์มอสเฟต ( Power MOSFET ) จะมี  $N^-$  บางคั่นอยู่ข้างบนในการทำมอสเฟตแต่ละตัวจะมีการ Diffuse P และ  $N^+$  region ลงบน  $N^-$  type epitaxial layer จากนั้นจะเป็นการทำ Gate กับ epitaxial layer ภายใต Gate สำหรับเดรนของมอสเฟตนั้นทำได้โดยการฉาบอลูมิเนียม ที่  $N^+$  และ  $N^-$  Substrate ส่วนซอสจะทำได้โดยการฉาบอลูมิเนียมลงบนชั้นของ P และ  $N^+$  ได้จากการ Diffuse จากลักษณะการทำซอสดังกล่าวทำให้เกิดเป็นไดโอดต่อกับซอสและคาโอดคือชั้น  $N^+$  และ  $N^-$  ต่ออยู่กับเดรนดังแสดงในรูปสัญลักษณ์ของมอสเฟต ในรูปที่ 2.10 ในสภาวะปกติถ้าเราให้แรงดันของเดรนเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอสแล้ว มอสเฟตจะไม่สามารถนำกระแสได้ เนื่องจากชั้น  $N^-$  และ P จะถูกไบแอสกลับ แต่ถ้าเราใส่แรงดันบวกระหว่างเกตกับซอสแล้ว แรงดันบวกจะทำให้อิเล็กตรอนมาออกันที่ชั้นภายใต้เกิดเป็น N-Channel เชื่อมระหว่าง  $N^+$  และ  $N^-$  เกิดเป็นกระแสที่ไหลจากเดรนไปยังซอส เนื่องจากการนำกระแสของมอสเฟตชนิดนี้ เกิดจากการไหลของอิเล็กตรอนผ่าน N-Channel ที่ทำงานใน Enhancement mode MOSFET ตัวเล็ก ๆ แต่ละตัวสามารถทำงานได้อย่างอิสระแต่มอสเฟตเหล่านี้ จะถูกต่อขนานกันโดยการฉาบอลูมิเนียมที่ซอส

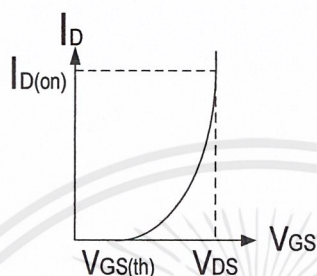
### 2.2.2.3 การทำงานของมอสเฟต

เมื่อป้อนแรงดันให้มีขนาดและศักดาที่เหมาะสม Poll silicon gate จะเหนี่ยวนำชั้น (Layer) ตรงกันข้ามของ Diffuse Channel Region ทำให้กระแสไหลจากเดรนไปยังซอส สำหรับแรงดันค่าน้อย ๆ ที่ป้อนให้เดรนและซอส กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้นอย่างลิเนียร์ เมื่อแรงดันเดรนเพิ่มขึ้น กระแสเดรนจะอิ่มตัวเป็นสัดส่วนกำลังสองของแรงดันเกตกับซอส ( $V_{GS}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.2.2.4 พารามิเตอร์เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFET parameter)

ค่าความจุไอออนย้าย (Transconductance) ค่าความจุไอออนย้ายเป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของ มอสเฟต เมื่อทำงานในสภาวะแอคทีฟ (Active) โดยนิยามว่าเป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเดรนเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันของกระแสเกต ( $g_{fx} = dI_D + dV_{GS}$ ) ค่าความนำไอออนย้ายจะเปลี่ยนแปลงตามสภาวะการทำงานดังแสดงในรูปที่ 2.11

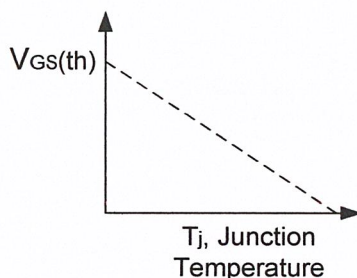


รูปที่ 2.11 แสดงคุณลักษณะการ ไอออนย้ายของมอสเฟต

สำหรับการทำงานเป็นสวิทซ์ซึ่งจะทำงานระหว่างสภาวะเปิด (on) และปิด (off) ค่าความนำไอออนจะไม่ถูกนำมาใช้ เนื่องจากมอสเฟตนำกระแสเต็มที่จะทำงานอยู่ในช่วงโอห์มิก (Ohmic region) เมื่อแรงดันเกตมีค่าสูงในช่วงการทำงานนี้ การเพิ่มแรงดันเกตจะมีผลน้อยมากต่อกระแสเดรน ดังนั้น  $g_{fx}$  จึงมีค่าใกล้เคียงศูนย์

#### 2.2.2.5 แรงดันเทรชโฮล (Threshold Voltage, $V_{GS(th)}$ )

แรงดันเทรชโฮล คือแรงดันเกตต่ำสุดที่ทำให้กระแสเริ่มไหล โดยทั่วไปจะกำหนดค่าของ  $V_{GS(th)}$  ที่ 1A ในทางปฏิบัติผู้ออกแบบสามารถควบคุมค่าของ  $V_{GS(th)}$  มีค่าต่ำจะทำให้ความเร็วในการสวิทซ์สูง เพราะว่าการประจุ (Charge) ให้ตัวเก็บประจุแผ่นด้านอินพุต Parasitic input capacitor แต่ถ้าว  $V_{GS(th)}$  มีค่าต่ำเกินไปทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise) สามารถจุดมอสเฟตได้เช่นเดียวกับแรงดันทรานเซียนท์ (Transient Voltage) สามารถส่งผ่าน (Couple) ไปยังเกตได้ ซึ่งสามารถทำให้มอสเฟตนำกระแสได้เอง **Threshold Voltage** จะมีค่าไม่คงที่ ซึ่งจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิของรอยต่อ (Junction temperature) จากรูปที่ 2.12 จะพบว่ามอสเฟตมีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิต่ำ (Negative temperature coefficient)

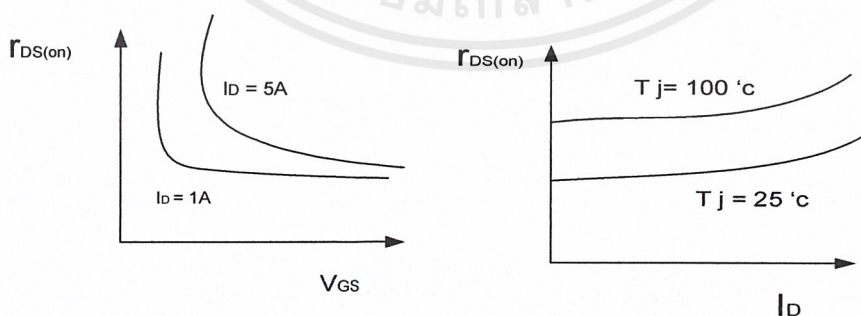


รูปที่ 2.12 แสดง Threshold voltage แปรไปตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลง

### 2.2.2.6 ความต้านทานขณะนำกระแส (On-resistance, $r_{DS(ON)}$ )

ค่าความต้านทานขณะนำกระแสของเพาเวอร์ MOSFET มีความสำคัญ เนื่องจากเป็นตัวกำหนดจำนวนกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ MOSFET โดยไม่ทำให้เกิดการแพร่กระจายกำลัง (Power) ที่มากเกินไป เมื่อมีการสวิตช์จากสภาวะไม่นำกระแส (off) ไปสู่สภาวะการนำกระแส ค่าของ (on) จะลดลงจากค่าที่สูงมากไปสู่ค่าที่ต่ำมาก ในการลดค่าของ  $R_{DS(ON)}$  ให้มีค่าต่ำสุดนั้นจะต้องให้ค่าของแรงดันเกตมีค่าต่ำพอ เพื่อให้กระแสเดรนมากพอที่จะทำ MOSFET ในช่วงโอห์มมิก (Ohmic region)

จากรูปที่ 2.13 (ก) แสดงให้เห็นการเพิ่มแรงดัน  $V_{GS}$  ให้มีค่ามากกว่า 12 โวลต์ จะไม่มีผลทำให้  $R_{DS(ON)}$  มีค่าต่ำลงและการเพิ่ม  $V_{GS}$  ให้สูงขึ้นทำให้เกิดแรงดันสไปค์ (Spike) มีค่ามากกว่าแรงดันสูงระหว่างเกตกับซอสมีค่า 20 โวลต์ โดยการเพิ่ม  $V_{GS}$  ให้สูงเกินไปจะเพิ่มเวลาในการปิดกระแส (Turn off time) เนื่องจากมีประจุสะสมอยู่ในตัวเก็บประจุด้านอินพุตมากเกินไปและจากรูปที่ 2.13 (ข) จะพบว่าเมื่อกระแสเดรนสูงขึ้น ค่าของ  $R_{DS(ON)}$  จะสูงขึ้นอีกด้วย ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญที่ชี้ให้เห็นว่าพารามิเตอร์ตัวอื่นก็ขึ้นกับอุณหภูมิเช่นเดียวกันอันเป็นผลกระทบมาจากการเปลี่ยนแปลงค่า  $R_{DS(ON)}$



รูปที่ 2.13 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่า  $r_{DS(ON)}$  ไปตาม

(ก)  $V_{GS}$  และ  $I$

(ข) กระแสเดรนและอุณหภูมิ

2.2.2.7 ตัวเก็บประจุในมอสเฟต (MOSFET Capacitor)

จากโครงสร้างของมอสเฟตจะทำให้เกิดตัวเก็บประจุระหว่างขั้วโลหะของเดรน และซอสกับเกต ซึ่งเป็น Polision จะทำให้ตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับเดรน  $C_{gd}$  และเกตกับซอส  $C_{gs}$  และหัวต่อ P-N ระหว่างเดรนกับซอสจะทำให้เกิดตัวเก็บประจุด้านขาเข้า (Common source input capacitance,  $C_{RSS}$ ) ละตัวเก็บประจุโอนย้ายกลับโดยที่(Common source input capacitance,  $C_{RSS}$ ) โดยที่

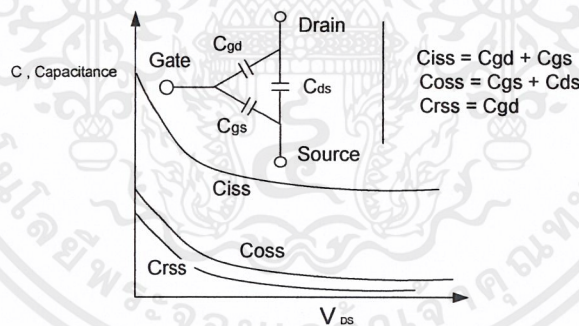
$$C_{ISS} = C_{gd} + C_{gs} \dots\dots\dots [2.30]$$

$$C_{OSS} = C_{gs} + C_{ds} \dots\dots\dots [2.31]$$

$$C_{RSS} = C_{gd} \dots\dots\dots [2.32]$$

ตัวเก็บประจุเหล่านี้จะเปลี่ยนแปลงระหว่างเดรนกับซอส ( $V_{DS}$ ) โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงที่ แรงดันระหว่างเดรนกับซอสมีค่าต่ำๆ ดังแสดงใน รูปที่ 2.14 แต่ตัวเก็บประจุเหล่านี้จะเปลี่ยนแปลง อุณหภูมิน้อยมาก

$V_{DS}$  drain to source voltage (volt)



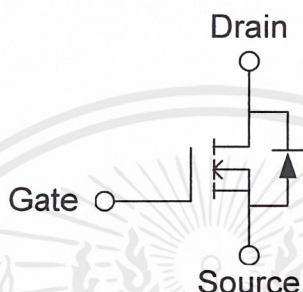
รูปที่ 2.14 แสดงตัวเก็บประจุในมอสเฟต (MOSFET capacitance)

ในการใช้งานมอสเฟตค่า  $C_{ISS}$  จะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ซึ่งตัวเก็บประจุจะถูกอัดประจุ (Charger) และคายประจุ (Discharge) โดยวงจร (Drive circuit) ซึ่งมีผลต่อการสวิทช์ค่า อิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจรขับจะมีผลต่อความเร็วอย่างมากในการสวิทช์ การเปลี่ยนแปลง จะมีผลกระทบเล็กน้อยต่อค่าเก็บประจุต่างๆ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจะมีผลเล็กน้อยต่อเวลาการ สวิทช์ของมอสเฟตด้วย

### 2.2.2.8 ไดโอดระหว่างเดรนกับซอส (drain - source Diode)

ในตัวเพาเวอร์มอสเฟตทุกตัวจะมีไดโอดแอบแฝงอยู่ระหว่างเดรนกับซอส ดังนั้นค่าอัตรากระแส (Current rating) ของไดโอดจึงมีค่าเท่ากับของมอสเฟตไม่ว่าจะเป็นแบบต่อเนื่อง (Continuous) หรือเป็นพัลส์

ในรูปที่ 2.15 จะพบว่าไดโอดถูกไบแอสตรง (Forward bias) ถ้าซอสมีศักดาเป็นบวกเมื่อเทียบกับเดรน เนื่องจากไดโอดเป็นชิ้นส่วนที่สำคัญจึงได้มีการกำหนดค่า Forward on voltage, Forward turn-on time และ recovery time ซึ่งจะมีในคู่มือของแต่ละชนิดมอสเฟต



รูปที่ 2.15 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตแบบ N-channel โดยรวมเดรนและซอสไดโอด ไว้ในด้วยกัน

### 2.2.2.9 การขับเคลื่อนของมอสเฟต

ลักษณะทางด้านขาเข้าของมอสเฟตนั้นจะมีความแตกต่างจากคุณลักษณะด้านขาเข้าของบีเจที (BJT) กล่าวคือกระแสออกของบีเจที นั้นจะควบคุมด้วยกระแสเบส ส่วนกระแสออกของมอสเฟตนั้น จะควบคุมด้วยแรงดันของเกต นอกจากนั้นแล้วความต้านทานขาเข้าของมอสเฟตจะมีค่าสูงมาก คืออยู่ในช่วงจิกะโอห์ม (Gigahms) ซึ่งทำให้กระแสมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับบีเจทีขนาดเดียวกัน ดังนั้นการควบคุมมอสเฟตจึงใช้กำลังต่ำกว่า

ในสภาวะอยู่ตัวนั้นกระแสที่ใช้ในการขับเคลื่อนของมอสเฟตจะมีค่าน้อยมาก เนื่องจากความต้านทานขาเข้ามีค่าสูง ซึ่งทำให้ดูเหมือนว่าเราขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟตได้ ซึ่งความเร็วในการนำกระแสด้านขาเข้าของมอสเฟตถ้าเราต้องการให้สวิทช์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วต้องใช้อุปกรณ์ที่มีค่าความต้านทานขาออกต่ำที่สามารถจ่าย หรือรับกระแสในตอนที่สวิทช์ได้สูง ทั้งนี้ในการสวิทช์ของมอสเฟตจะลดตามความต้านทานขาออกของวงจรขับเคลื่อน

เนื่องจากเกตของมอสเฟตจะถูกแยกออกจากช่องนำกระแสด้วยชั้นบางๆ ของซิลิกอน (Silicon dioxide) ดังนั้นผู้ผลิตจะออกแบบไม่ให้แรงดันระหว่างเกตกับซอสสูงกว่า  $V_{GS(th)}$

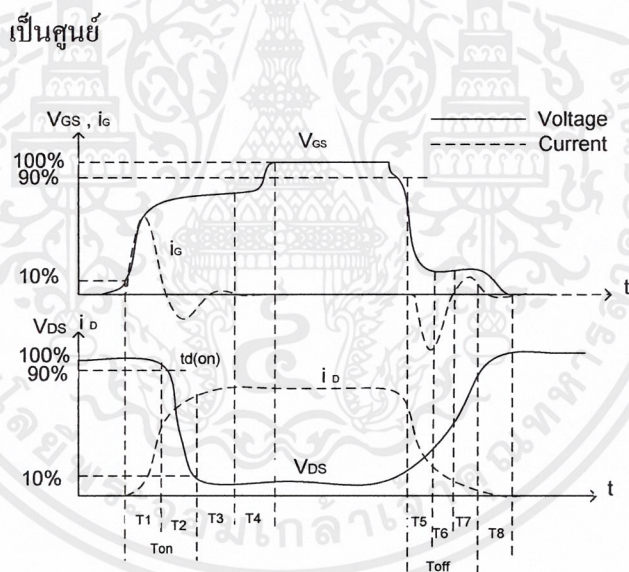
### 2.2.2.10 ลักษณะของการสวิทช์มอสเฟต

เนื่องจากพาหะนำกระแสของมอสเฟตเป็นพาหะข้างมาก (Majority carrier) จึงทำให้ไม่มี Storage time ในตอนหยุดนำกระแสดังนั้นความเร็วในการสวิทช์มอสเฟตจึงสูงกว่า ความเร็วในการสวิทช์บีเจทีมาก แต่อย่างไรก็ดีการเปลี่ยนแปลงแรงดัน  $V_{GS}$  และ  $V_{DS}$  ยังต้องใช้เวลาในการชาร์จ

หรือลักษณะการจับคู่ที่ได้อาจนำมาแล้วเวลาในการสวิทช์ขึ้นอยู่กับกระแสที่ใช้นั้นเองในรูปที่ 2.16 แสดงรูปคลื่นของกระแสเกต  $I_G$  แรงดันเกต  $V_{GS}$  กระแสเดรน  $I_D$  แรงดันเดรน  $V_{DS}$

ในระหว่างการ Turn on แบ่งเป็น 4 ส่วนดังนี้ คือ

- T1 คือ ช่วงเวลาที่  $C_{iss}$  ถูกชาร์จจนมีแรงดันเท่ากับ  $V_{GS(th)}$
- T2 คือ ช่วงเวลาที่มอสเฟตเริ่มนำกระแสและแรงดัน  $V_{DS}$  ลดลงอย่างรวดเร็ว
- T3 คือ เวลาที่  $V_{DS}$  ลดลงอย่างช้าๆ และ  $I_D$  มีค่าใกล้เคียงกับค่าสูงสุด
- T4 คือ ช่วงเวลาที่มอสเฟตนำกระแสเกือบจะเต็มที่ แต่  $C_{iss}$  ยังถูกชาร์จจนกระทั่งแรงดัน  $V_{DS}$  มีค่าเท่ากับ  $V_{DS(min)}$
- T5 คือ มอสเฟตยังนำกระแสเต็มที่ประจวบส่วนเกินใน  $C_{gd}$  ถูกชาร์จเรียบร้อยแล้ว
- T6 คือ แรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ  $I_D$  ลดลงเล็กน้อย,  $C_{iss}$  จะมีค่าสูงและถูกชาร์จให้มีแรงดันลดลงช้าๆ
- T7 คือ แรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและมอสเฟตเริ่มเปลี่ยนแปลงไปสู่สภาวะหยุดนำกระแส เมื่อ  $V_{GS}, I_D, C_{iss}$  จะมีค่าลดลง
- T8 คือ มอสเฟตหยุดนำกระแสแต่  $C_{iss}$  ยังคงถูกชาร์จต่อไปจนกระทั่งแรงดันเป็นศูนย์



รูปที่ 2.16 แสดงรูปคลื่นของกระแสเกต  $I_G$  แรงดันเกต  $V_{GS}$  กระแสเดรน  $I_D$  แรงดันเดรน  $V_{DS}$  Turn off delay time,  $T_{d(off)}$  จะมีค่าปรากฏใน  $T_5 + T_6$  และ Fall time  $T_f$  มีค่าประมาณเท่ากับ  $T_7$

### 2.2.2.11 ขีดจำกัดของมอสเฟต

ขีดจำกัดของมอสเฟตนั้นจะถูกกำหนดด้วยพื้นที่ปลอดภัยของมอสเฟต (Safe operating Area หรือ SOA) ในระนาบของกระแสเดรน ( $I_D$ ) และแรงดันระหว่างเดรนกับซอส  $V_{DS}$  เช่นเดียวกับในกรณี

บีเจทีจะสามารถหาขีดจำกัดเช่นเดียวกันซึ่งในกราฟแสดงการลดลงของมอสเฟต (Power derating curve) เช่นเดียวกับบีเจทีขอบเขตของ SOA ของมอสเฟตจะคล้ายกับในกรณีของบีเจทีแถมมอสเฟตนั้นจะมีขอบเขตเพราะ Secondary breakdown

อย่างไรก็ดีถึงแม้ว่าผู้ผลิตจะอ้างว่าไม่มีการเกิด Secondary breakdown ในมอสเฟตก็ตาม มีการพิสูจน์ให้เห็นว่า Secondary breakdown สามารถเกิดขึ้นได้ในมอสเฟตอันเนื่องมาจากบีเจทีที่แฝงอยู่ในโครงสร้างของมอสเฟต

นอกจาก Forward bias operating ผู้ผลิตมอสเฟตอาจจะกำหนดสวิตช์ SOA ซึ่งเป็นขอบเขตซึ่งถูกจำกัดด้วยกระแสตรงสูงสุด  $I_{DM}$  และ Breakdown voltage ระหว่างเดรนกับซอส  $V_{(DS)DSS}$  สวิตช์ซึ่ง SOA ใช้ได้สำหรับเดรน  $t_{(on)}$  และ  $t_{(off)}$  ซึ่งใช้เวลาในการสวิตช์ไม่เกิน 1 นาทีและกำลังเฉลี่ยตลอดทั้งวงรอบของการสวิตช์จะต้องน้อยกว่า  $(T_{c(Max)} - T_{(c)}) / R_{Jc}$

### 2.2.2.12 ข้อได้เปรียบจากการใช้ มอสเฟต

#### 1. ด้านความเร็ว

มอสเฟตกำลังมีความสามารถในการสวิตช์ ซึ่งด้วยความรวดเร็วโดยปราศจากการสะสมประจุอย่างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จึงไม่เกิดช่วงเวลาสะสม จึงทำให้ขนาดและน้ำหนักเบา จึงทำให้มอสเฟต มีความเร็วมากกว่าทรานซิสเตอร์ในการสวิตช์ซึ่งมาก

#### 2. ลักษณะของอินพุต

ขาเกตของมอสเฟตกำลังนั้นจะถูกแยก (Isolate) จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นอ็อกไซด์ ที่ทำให้เกิดความต้านทานกระแสตรงประมาณ 40 เมกกะโอห์ม มอสเฟตจะถูกไบแอสด้วยแรงดัน 10 โวลต์ ด้วยแรงดันขนาดนี้ จึงสามารถขับมอสเฟตนี้ได้ด้วย ไอซี ซิมอส หรือ ทีทีแอล ได้โดยตรง จึงไม่ต้องคำนึงถึงกระแสของโหลด ทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรขับ โดยรวมแล้วจะทำให้ประหยัดยิ่งขึ้น

#### 3. ย่านทำงานปลอดภัย

การใช้งานเกินพิกัดของมอสเฟตนั้น อาจจะทำให้มอสเฟตพังได้ แต่สำหรับมอสเฟตแล้วบางทีอาจจะไม่จำเป็นที่จะใช้วงจรสับเบอร์ก็ได้ หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุค่าน้อยๆ ได้ ขอบเขตของย่านปลอดภัย ถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด แรงดันเบรกควาน์ และความจุของอุปกรณ์ ขอบเขตของย่านปลอดภัยจะกว้าง เนื่องจากไม่เกิดเบรกควาน์ Secondary

#### 4. แรงดัน

แรงดันต่ำสุดของมอสเฟตกำลัง หาได้จากค่าความต้านทานของอุปกรณ์ ( $r_{DS}$ ) สำหรับอุปกรณ์แรงต่ำค่าของ  $r_{DS}$  จะต้องมีค่าที่ต่ำที่สุด สำหรับอุปกรณ์แรงดันสูง ค่า  $r_{DS}$  ต้องมีค่าสูงขึ้น เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ  $r_{DS}$  เป็นบวก

#### 5. สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ

สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของมอสเฟต มีค่าตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์ กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิในตัวมอสเฟตมีค่าสูงขึ้น กระแสเดรนจะมีค่าต่ำลง ดังนั้นการทำงานของมอสเฟตจึงไม่มีเหตุเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ (Thermal runaway)

## 6. เพิ่มกำลัง

สามารถเพิ่มกำลังของสวิตช์ซึ่งได้โดยการนำมอสเฟตมาต่อขนานกันได้หลายๆตัว อย่างไรก็ตามมอสเฟตกำลังก็มีข้อเสียเช่นกันคือ ค่า  $r_{DS(ON)}$  ในมอสเฟตกำลังสูงกว่าในทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ ดังนั้นการใช้งานที่ความถี่ต่ำ ซึ่งค่าความสูญเสียขณะกระแสในอุปกรณ์สวิตช์กำลังเป็นสิ่งสำคัญ จึงไม่ควรใช้มอสเฟตกำลัง

## 2.3 ส่วนควบคุม



รูปที่ 2.17 แสดงส่วนประกอบทางด้านฮาร์ดแวร์

### 2.3.1. Microcontroller

Microcontroller เป็นตัวสร้างสัญญาณ  $V_a$  และ  $V_b$  ควบคุมมอเตอร์ และเป็นตัวปรับมุม PDA ของทั้งสองเฟส โดยสัญญาณที่ส่งออกไปขับ Mosfet เป็นสัญญาณแบบ PWM ซึ่งลด harmonic แล้วและผ่านวงจร Dead time ก่อนที่จะเข้าวงจร Drive

### 2.3.2 วงจรเดดไทม์

วงจรเดดไทม์คือ วงจรที่มีไว้เพื่อที่จะใช้ในการป้องกันการลัดวงจรภายในกิ่ง (Branch) เดียวกันของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากในทางปฏิบัติคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งไม่สามารถจะเปลี่ยนสถานะอย่างทันทีทันใดได้ ทำให้ต้องมีช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะที่เรียกว่าเวลาขาขึ้น (rise time) และเวลาขาลง (fall time) โดยก็จะขึ้นอยู่กับชนิดและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่เรานำมาเป็นอุปกรณ์สวิตช์

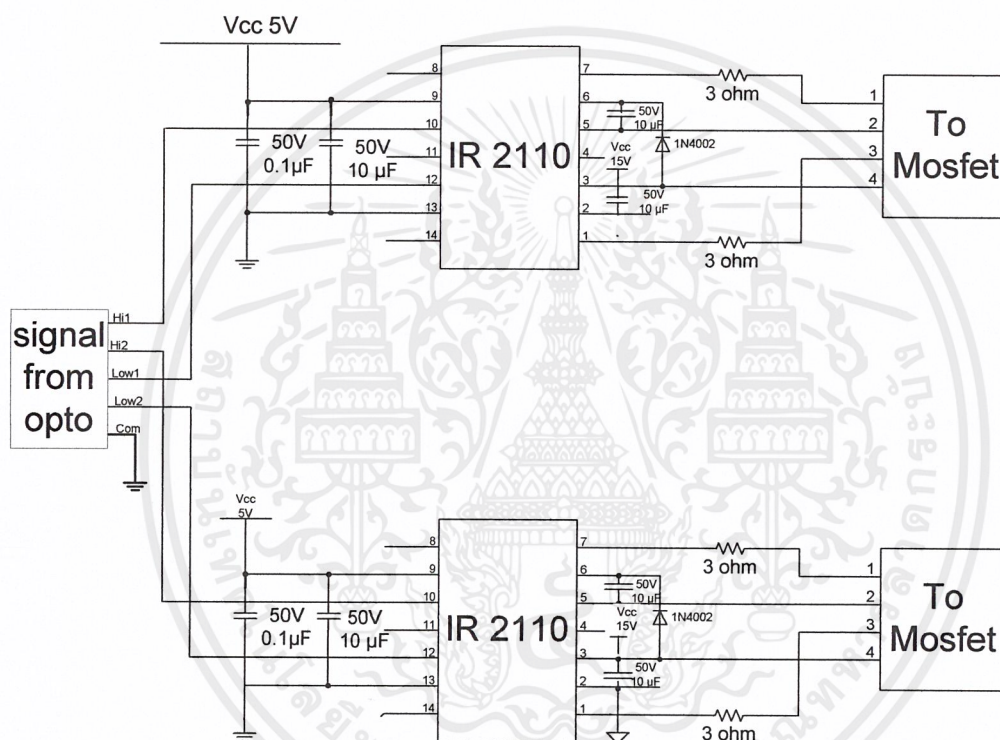
### 2.3.3 Optoisolator

มีหน้าที่แยกกราวด์ของส่วนทางด้าน Signal กับด้านของ driving circuit ออกจากกัน เนื่องจาก ก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ Optoisolator จะส่งผ่านสัญญาณ โดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อม ซึ่งเป็นการแยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิง นอกจากนี้ยังเป็นการรบกวนสัญญาณระหว่าง Signal กับ Driving circuit โดย optoisolator ที่ใช้เป็นเบอร์ TPL550 ซึ่งมีความเร็วในการทำงานสูง

### 2.3.4 วงจรควบคุมเกท Mos-gate Driver

สำหรับในการออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของเกทของมอสเฟตนั้นจะใช้ไอซีเบอร์ IR2110 โดยจะเป็นตัวรับสัญญาณจาก Optoisolator แล้วขับสัญญาณจ่ายให้แก่อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีคุณสมบัติ คือ

1. มีความสามารถในการควบคุมการทำงานของเกททั้งด้านบนและด้านล่างของอินเวอร์เตอร์ในตัวเดียวกัน
2. สามารถทนแรงดันได้สูงสุด 500 โวลต์
3. ใช้ไฟเลี้ยง 10-20 โวลต์



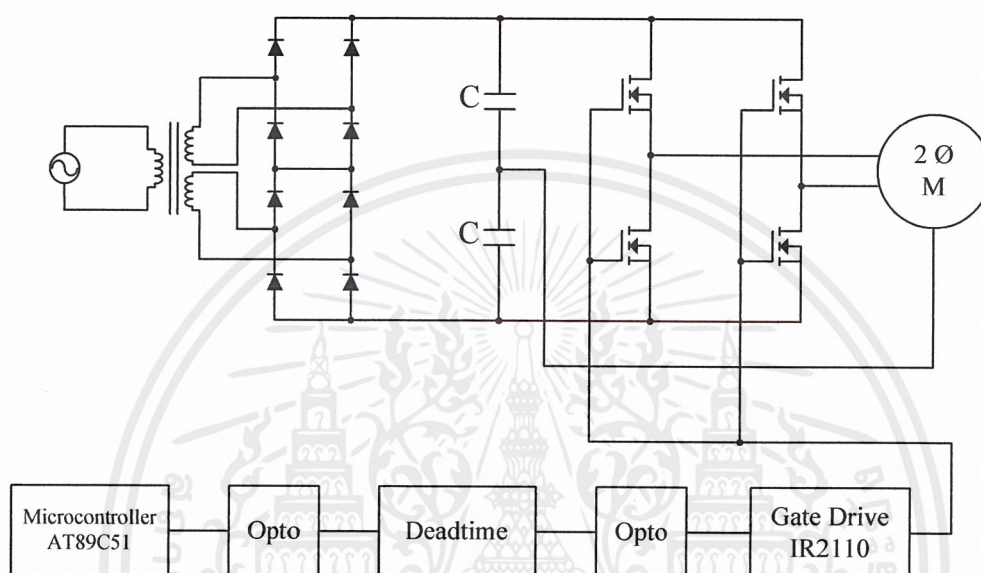
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรขับเกท

### บทที่ 3

#### การออกแบบ

#### 3.1 ส่วนประกอบโดยรวม

ในบทนี้จะบอกถึงส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังรูป



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส  
จากรูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

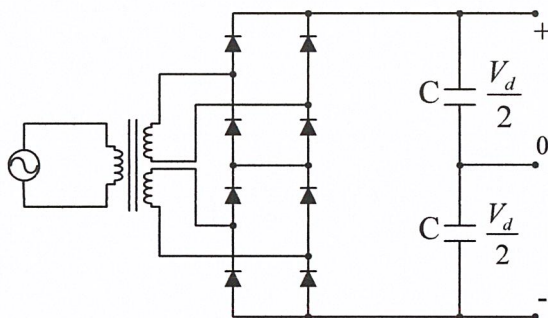
1. วงจรเรียงกระแสเพื่อทวีแรงดัน และวงจรจุดกึ่งกลางแรงดัน
2. อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส ใช้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิตซ์
3. มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส
4. วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟตกำลัง
5. อุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสง
6. วงจรเดดไทม์ (dead time)
7. ไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล MCS-51 เบอร์ AT89C51

#### 3.2 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส

##### 3.2.1 วงจรเรียงกระแสเพื่อทวีแรงดัน และวงจรจุดกึ่งกลางแรงดัน

ไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส จ่ายเข้าหม้อแปลงไฟฟ้า 1 Input 2 Output สำหรับแยกกราวด์ วงจรก่อนป้อนเข้าวงจรเรียงกระแสต่อแบบทวีแรงดัน และส่งต่อไปยังวงจรจุดกึ่งกลางแรงดัน โดยใช้ตัวเก็บประจุ 680 uF 8 ตัวต่อขนานกัน เป็น 2720 uF กรองกระแสกระเพื่อม วงจรเรียงกระแสสามารถจ่ายแรงดัน ได้ตั้งแต่ 0 – 600 V เลือกใช้แรงดันกระแสตรง 400 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเรียงกระแสเพื่อทวีแรงดัน และวงจรจุดกึ่งกลางแรงดัน  
 พิกัดกระแสที่ใช้จะกำหนดไว้ที่ 150% ของพิกัดมอเตอร์จะได้ว่า

$$\begin{aligned} I &= [P_{out} / 1.732V_{in(RMS)}] \times 150\% \quad \dots\dots\dots [3.1] \\ &= [746 / (1.732 \times 4 \times 220)] \times 1.5 \\ &= 0.7325 \text{ A} \end{aligned}$$

สามารถเลือกใช้ไดโอดที่ทนกระแสได้ ประมาณ 1 A เป็นอย่างต่ำ  
 พิกัดแรงดันที่เลือกใช้ จะกำหนดไว้ที่ 150% ของค่าแรงดันยอด (Peak)

$$\begin{aligned} V &= 1.414 \times V_{in(RMS)} \times 150\% \quad \dots\dots\dots [3.2] \\ &= 1.414 \times 220 \times 1.5 \\ &= 446 \text{ V} \end{aligned}$$

สามารถเลือกใช้ไดโอดที่ทนแรงดันได้ 500 V เป็นอย่างต่ำ แต่ค่าที่ใช้จริงคือ ไดโอด 12 A , 600 V  
 การหาขนาดตัวเก็บประจุฟิเตอร์

การกำหนดค่าแรงดันพิกัดของตัวเก็บประจุฟิเตอร์ มีการคำนวณตามสูตรดังนี้

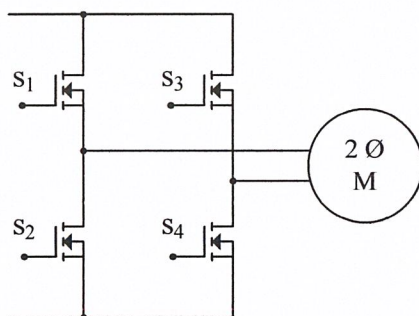
$$\begin{aligned} V &= 1.414 \times V_{in(RMS)} \quad \dots\dots\dots [3.3] \\ &= 1.414 \times 220 \\ &= 311 \text{ V} \end{aligned}$$

สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุ

ค่าแรงดัน 400 V แต่ค่าที่ใช้จริงคือ 900 V, 2720 uF

### 3.2.2 อินเวอร์เตอร์ 2 เฟส

อินเวอร์เตอร์สำหรับแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 2 เฟสจ่ายให้กับ  
 มอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส โดยสัญญาณทริกที่ขาเกิดใช้การควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็ม เพื่อให้ใกล้เคียงกับ  
 รูปคลื่นไซน์และลดฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณ



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ 2 เฟสจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟส

### 3.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส มีโครงสร้างคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำทั่วไป กล่าวคือ การพันขดลวดเหมือนกับมอเตอร์หนึ่งเฟสชนิดแยกเฟสสตาร์ท (split phase start) แต่ขดลวดของมอเตอร์ชนิดนี้ขด Main winding มีขนาดใหญ่กว่า auxiliary winding และขด auxiliary winding มีหน้าที่สร้างแรงบิดตอนมอเตอร์เริ่มหมุนเท่านั้น และสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสขดลวดทั้งสองขนาดของเส้นลวดและจำนวนรอบเท่ากัน การวางขดลวดห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า และขดลวดทั้งสองทำงานตลอดเวลา

ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสไม่มีจำหน่ายจึงต้องดัดแปลงมอเตอร์โดยการพันขดลวดใหม่ มอเตอร์ที่สามารถนำมาดัดแปลงให้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส คือมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เพราะขนาดของร่องสลอตเท่ากันทุกร่อง และจำนวนร่องสลอตเหมาะสมสำหรับการพัน

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เดิม Stator มีร่องสลอตจำนวน 36 ร่องสลอต พันแบบขดลวดชั้นขดเดี่ยวชนิดแลป 3 เฟส 4 โพล ทำการแปลงเป็นมอเตอร์ 2 เฟส เพื่อให้ลักษณะการพันของขดลวดเหมือนเดิมมากที่สุด และร่องสลอตคงตัวสำหรับการพัน จึงพันแบบขดลวดชั้นขดเดี่ยวชนิดแลปคงขนาดและจำนวนขดลวดในแต่ละร่องสลอตคงเดิม และจำนวนโพลของมอเตอร์เป็น 4 โพล

พันขดลวดใหม่มีขั้นตอนดังนี้

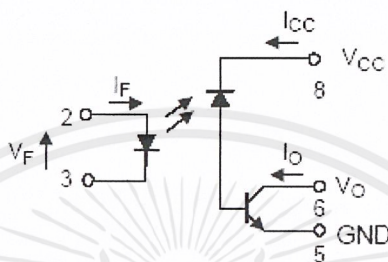
1. จดข้อมูล
2. รื้อขดลวดเดิมออก
3. หุ้มร่องสลอตด้วยฉนวน
4. พันขดลวด
5. การใส่ขดลวดลงในร่องสลอต
6. ต่อขดลวด
7. ชุบและอบวานิช

การตรวจสอบการพัน เมื่อพันมอเตอร์เสร็จแล้ว ลองทดสอบดูว่าแต่ละเฟสลัดวงจรถึงกันหรือไม่ มีค่าความต้านทาน ความเหนี่ยวนำเท่ากันหรือไม่ จากนั้นก็ทดลองจ่ายไฟเข้า โดยจ่ายไฟเข้าที่ละเฟส เพื่อให้แน่ใจว่าแต่ละเฟสใช้งานได้จริง

### 3.4 วงจรขับเคลื่อน

#### 3.4.1 การแยกกันทางไฟฟ้า

ส่วนแยกกันทางไฟฟ้า (electrical isolation) ของวงจรควบคุมและวงจรขับเคลื่อนใช้การแยกกราวด์โดยใช้การเชื่อมต่อทางแสง (opto couple) โดยไอซีเบอร์ TLP 550 ของ Toshiba ซึ่งมีความเร็วในการทำงานสูง รับสัญญาณต่อมาจากวงจร Dead time การแยกกราวด์มีความจำเป็นอย่างยิ่ง เพราะระดับแรงดันที่แตกต่างกันระหว่างวงจรควบคุม (5 V) และวงจรขับเคลื่อน (15 V) ทำให้ระบบมีความปลอดภัยต่อวงจรควบคุมต่อการเกิดข้อบกพร่องในวงจรกำลัง

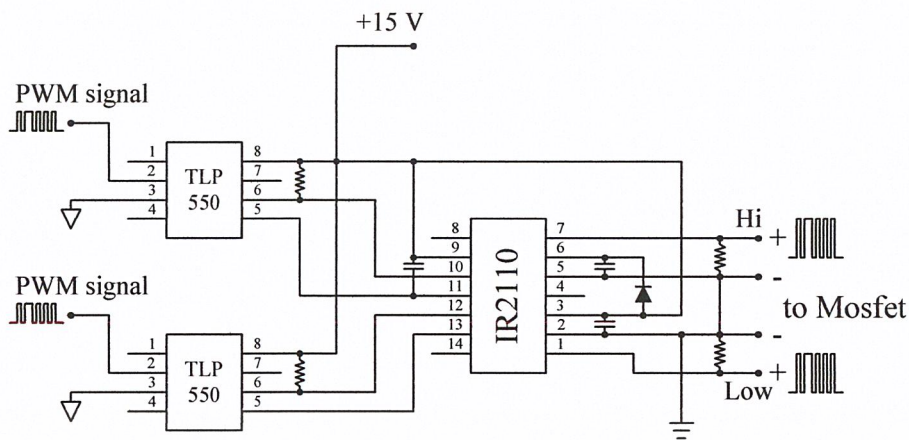


รูปที่ 3.4 แสดงการทำงานของออปโต คัปเปิล

เมื่อสัญญาณป้อนเข้ามาที่ออปโต คัปเปิล โดยมีตัวต้านทานจำกัดกระแสก่อนเข้าไอซี กระแสที่ไหลเข้าออปโต คัปเปิลจะไบอัส LED ที่อยู่ในตามสัญญาณที่ป้อนเข้าไป เมื่อ LED ดิจไฟโตรีทรานซิสเตอร์ (Photo-transistor) ที่อยู่ภายในเกิดการนำกระแสออกเป็นสัญญาณขาออก และเข้าไอซี IR2110 ต่อไป

#### 3.4.2 วงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์กำลัง

วงจรขับเคลื่อนที่ใช้ในการขับมอเตอร์กำลัง 4 ตัวในอินเวอร์เตอร์ 2 เฟส วงจรขับเคลื่อนนี้ใช้ ไอซีเบอร์ IR2110 ของบริษัท International Rectifier ซึ่งเป็นไอซีที่ใช้สำหรับการออกแบบได้ทั้งวงจรขับเคลื่อนของมอเตอร์ได้ทั้งด้านบวก (high-side switch) และด้านลบ (low-side switch) และมีการสร้างเคดใหม่ในตัวไอซีอีกด้วย เนื่องจากในอินเวอร์เตอร์มีมอเตอร์กำลัง 2 กิ่ง แต่ละกิ่งทำการสวิตซ์มอเตอร์กำลังแต่ละเฟส วงจรขับเคลื่อนจึงมี 2 ชุด ซึ่งแต่ละชุดแยกไฟเลี้ยงออกจากกัน แรงดันที่ทำให้มอเตอร์กำลังทำงาน  $V_{GS}$  อยู่ในช่วง 10 - 20 V วงจรขับเคลื่อนออกแบบให้ใช้  $V_{GS}$  ที่ 15 V

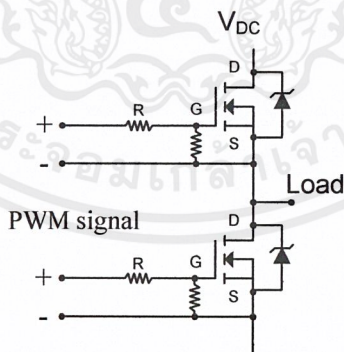


รูปที่ 3.5 แสดงวงจรขับเคลื่อนมอสเฟตกำลัง

การออกแบบสำหรับการควบคุมด้วย ไอซีเบอร์ IR2110 จำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุเพื่อรักษา ระดับแรงดันขณะมอสเฟตทำงาน ตัวเก็บประจุที่ใช้ต้องเป็นชนิดที่มีความเร็วในการเก็บและคายประจุสูง เช่นเดียวกับไดโอดที่ต้องใช้ ไดโอดชนิด MUR ซึ่งทำงานได้เร็ว ระหว่างสัญญาณของวงจรขับเคลื่อน ไปขับมอสเฟตกำลัง มีการต่อความต้านทานค่าสูงๆ เพื่อลดสัญญาณรบกวน

3.4.3 มอสเฟตกำลัง

วงจรกำลังที่จะผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรง เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 2 เฟสจ่ายให้กับมอเตอร์ เหนี่ยวนาสองเฟส ใช้มอสเฟตกำลัง เบอร์ IRFP450 เป็นอุปกรณ์สวิตชิง ซึ่งสามารถทนแรงดันได้ถึง 500 โวลต์ จ่ายกระแสได้ 14 แอมแปร์ และมีซีเนอร์ไดโอดอยู่ในตัว เพื่อป้องกันสัญญาณแรงดันเกิน และทำหน้าที่เป็น freewheeling diode ให้กับตัวอุปกรณ์



รูปที่3.6 แสดงวงจรควบคุมขาเกิดของมอสเฟตกำลัง

MOSFET

แรงดันที่ตกคร่อมที่มากที่สุดที่อาจเกิดขึ้นได้ 500V แต่ปกติคือ 220V

$$I_{MAX} = [(2V_{in(MAX)}/ V_{in(MIN)}) - 1]I_{LOW} \dots\dots\dots [3.4]$$

$$V_{in(MAX)} = 500 \text{ V}$$

$$V_{in(MIN)} = 220\text{V}$$

$$I_{LOW} = 22 \times I_{PRI} = 22 \times (1.6955)/2 \times 7 = 2.66\text{A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{PRI} = (2 P_{in}) / V_{in(MIN)}$$

$$= 2(186.5) / 220 = 1.6955 \text{ A}$$

$$I_{MAX} = [(2 \times 500 / 220) - 1] = 9.43 \text{ A}$$

ได้พิกัด MOSFET คือ แรงดันเท่ากับ 500 V

กระแสสูงสุดเท่ากับ 9.43 A แต่เพื่อกระแสสูงสุดอีก 150% เท่ากับ 14.15 A

ซึ่งมีค่าประมาณ 7 เท่าของพิกัดมอเตอร์พอดี้ จึงเลือกใช้

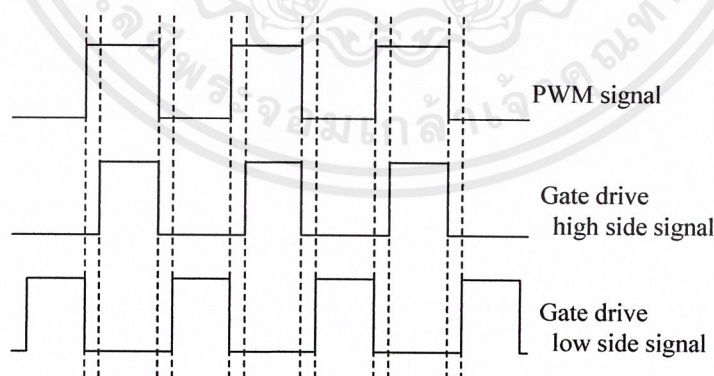
MOSFET ชนิด IRFP450 ซึ่ง มีพิกัด แรงดันเท่ากับ 500 V กระแสเท่ากับ 14 A

ตารางสรุปอุปกรณ์		
รายชื่ออุปกรณ์	ขนาดที่ได้จากการคำนวณ	ขนาดจริงที่ใช้
ไดโอดเรียงกระแส	0.7325 A, 466 V	12 A, 600 V
ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	311 V, 2200 uF	400 V, 2720 uF
มอสเฟต	500 V, 9.43 A	500 V, 14 A

ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณ

### 3.5 วงจรหน่วงเวลา (Dead time circuit)

วงจรสร้าง Dead time เพื่อที่จะใช้ป้องกันการลัดวงจรของมอสเฟตกำลังภายในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากคุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ไม่สามารถเปลี่ยนสถานะในทันทีทันใดได้ ทำให้ต้องคำนึงถึงเวลาขาขึ้น (rise time) และเวลาขาลง (fall time) โดยสร้าง dead time ให้มีความเหมาะสมกับมอสเฟตที่นำมาสวิตซ์ และป้องกันไม่ให้มอสเฟตเสียหาย



รูปที่ 3.7 แสดงสัญญาณจากการสร้าง Dead time

### 3.6 ไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่ประมวลผลของอินเวอร์เตอร์ รับค่าคำสั่งการทำงาน แสดงผล และสร้างสัญญาณ PWM ให้กับวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์กำลัง ในอินเวอร์เตอร์นี้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ของ ATMEL เบอร์ AT89C51 2 ตัว มีหน่วยความจำภายใน 4K bytes ใช้สัญญาณนาฬิกา 24 MHz เก็บข้อมูลการสวิตช์ในหน่วยความจำภายใน

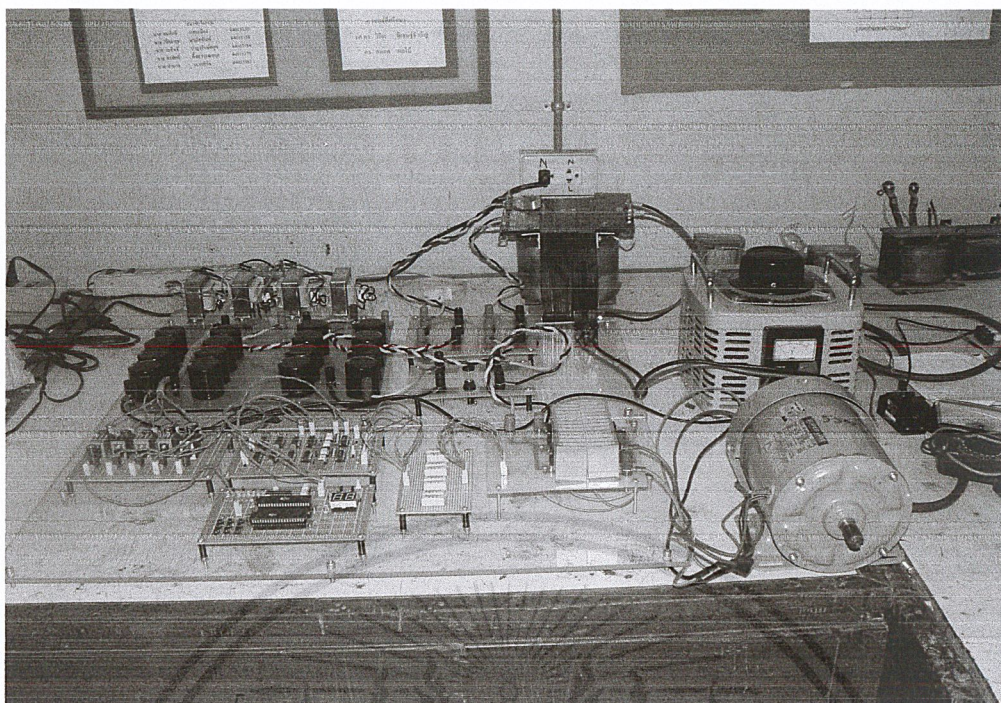
ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 ทำหน้าที่รับคำสั่งการทำงานที่ค่า PDA ต่างๆ แสดงค่ามุม PDA จากเมตริกสวิตช์ 3X3 โดยค่ามุม PDA ที่ใช้ในการสวิตช์เก็บอยู่ในของเลขฐานสิบหกและส่งสัญญาณแบบขนานให้แก่ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2

เหตุผลที่ต้องใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์สองตัวเพราะว่า ต้องการสัญญาณ PWM ที่สวิตช์ด้วยความถี่สูง ได้เป็นสัญญาณที่ต่อเนื่องกันตลอด ไม่ขาดช่วงที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้ในการรับค่า และแสดงผล

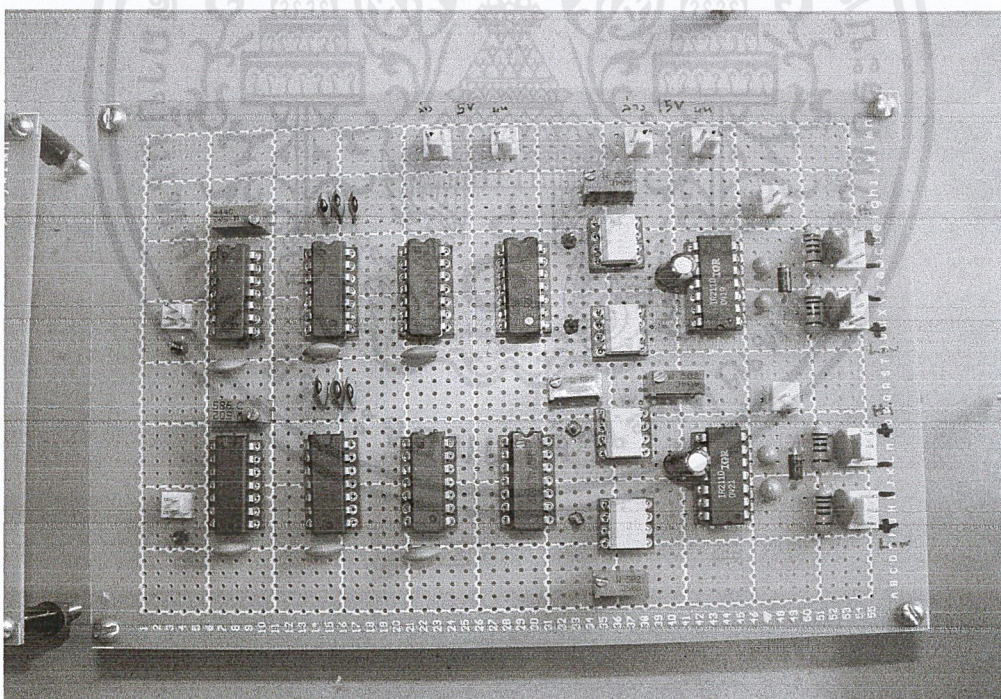
ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 เก็บข้อมูลการสวิตช์ของ PWM ในหน่วยความจำภายใน ซึ่งเขียนโปรแกรมเก็บข้อมูล เป็นฐานข้อมูล array ไว้อ้างอิง โดยฐานข้อมูลของ PWM ในโปรแกรมมีอยู่ 2 ฐานข้อมูล ฐานข้อมูลแรกเป็น PWM สำหรับเฟส A อีกฐานข้อมูลเป็นของเฟส B ในส่วนของ PWM เฟส B สามารถควบคุมการปรับ PDA ได้

ฐานข้อมูลของ PWM ที่ใช้ได้มาจากเก็บค่ามาจากการจำลองทางคณิตศาสตร์ และได้แปลงมาเก็บอยู่ในรูปของเลขฐานสิบหกในหน่วยความจำภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำให้ใช้เวลาในการอ้างอิงข้อมูลที่จะนำมาแปลงเป็นสัญญาณได้เร็วและคลาดเคลื่อนน้อย



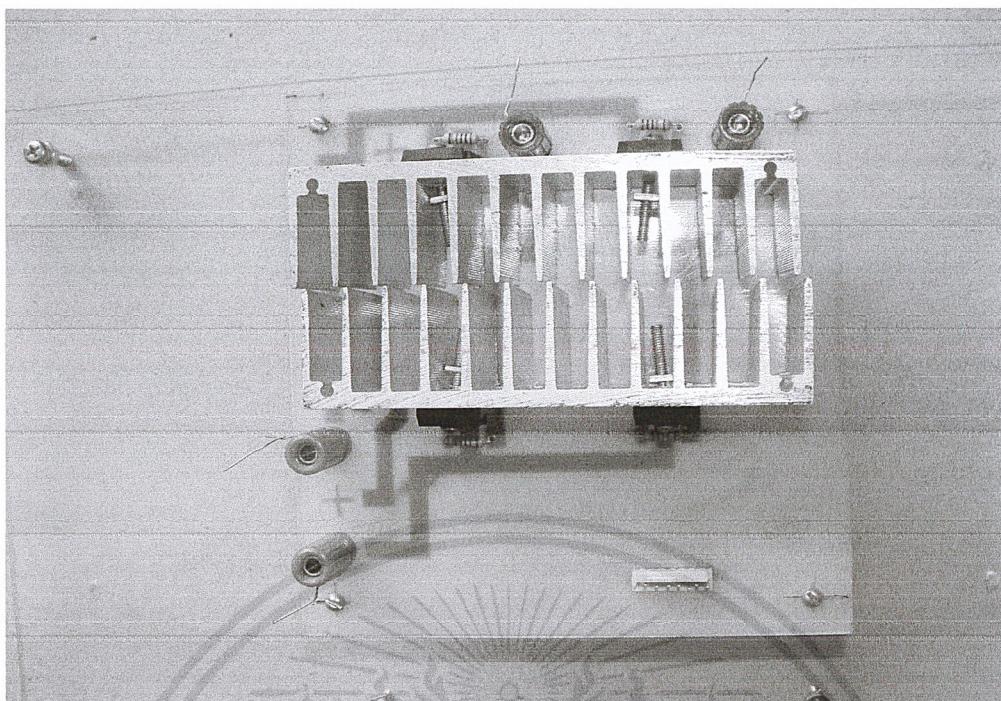


รูปที่ 3.9 แสดงภาพวงจรทั้งหมดของอินเวอร์เตอร์ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟส

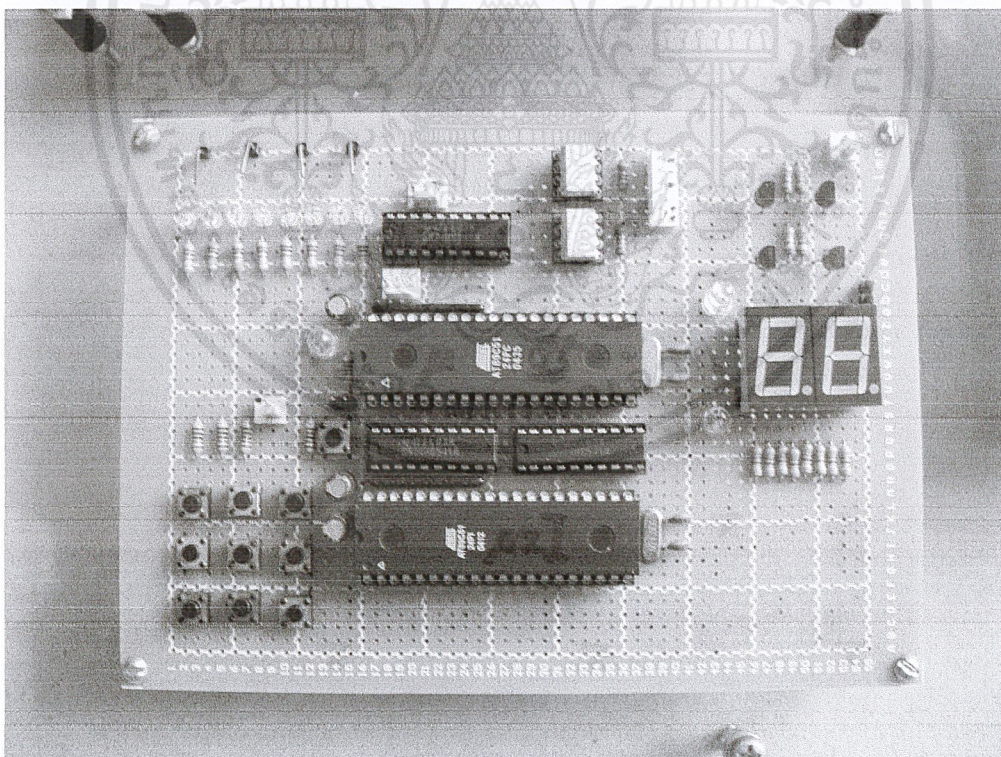


รูปที่ 3.10 แสดงภาพวงจรขั้วเกตมอสเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรมอสเฟตกำลัง



รูปที่ 3.12 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

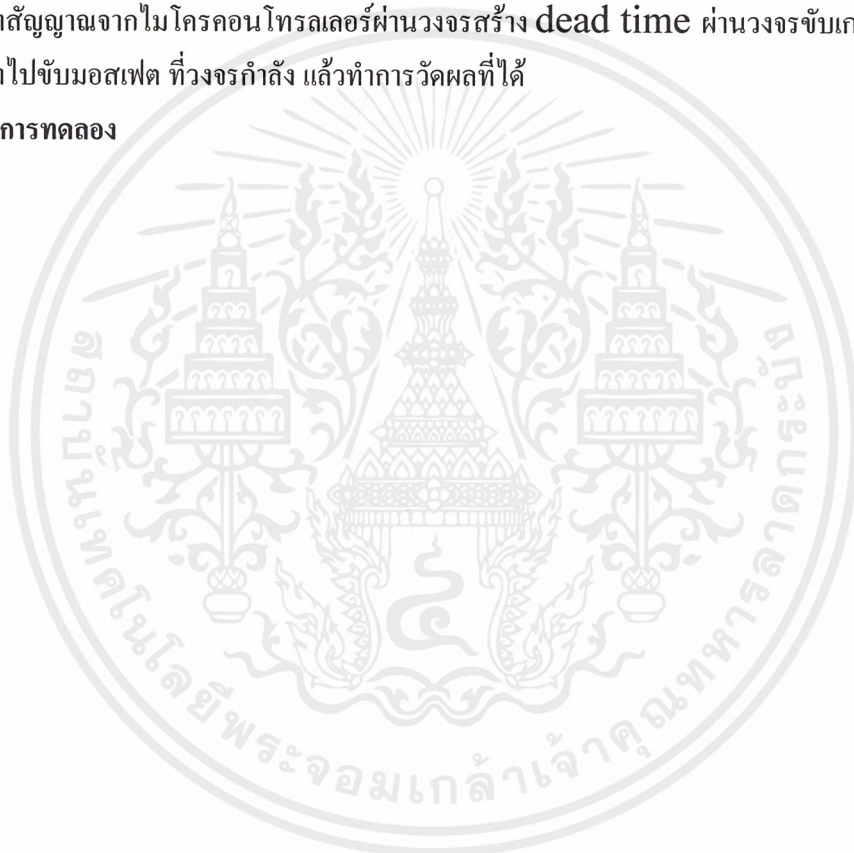
## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

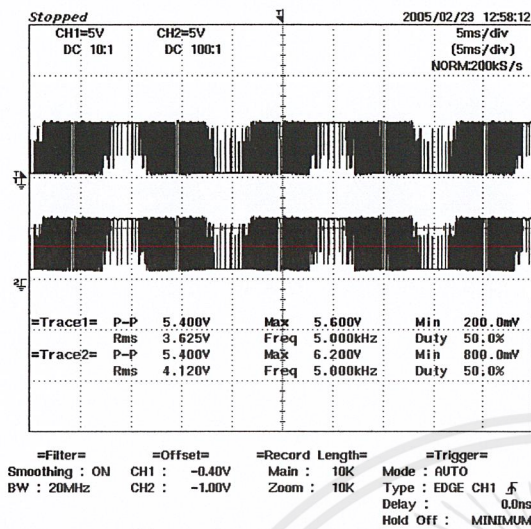
#### 4.1 ขั้นตอนการทดลอง

- ต่อไฟเลี้ยงเข้าวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วทำการเช็คสัญญาณที่ออกจากวงจร
- ทำการต่อวงจรขั้วเกทของมอสเฟตเข้ากับวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ และทำการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆของวงจร
- ทำการเช็ค **dead time** ของวงจรว่ามีค่าเท่าใด ถ้ายังมีค่าไม่เหมาะสมก็ทำการปรับให้ค่า **dead time** เหมาะสม
- นำสัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านวงจรสร้าง **dead time** ผ่านวงจรขั้วเกท เพื่อนำไปขับมอสเฟต ที่วงจรกำลัง แล้วทำการวัดผลที่ได้

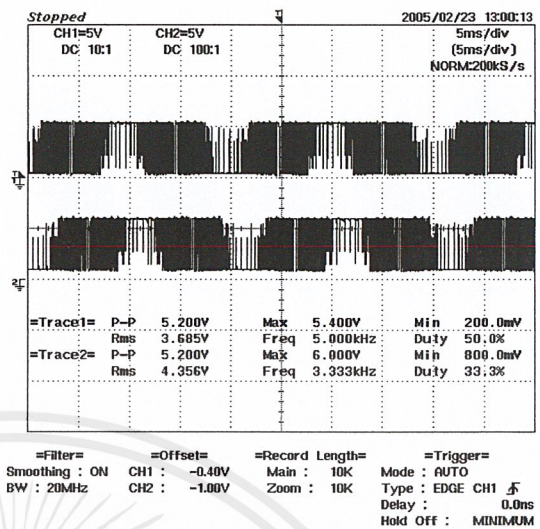
#### 4.2 ผลการทดลอง



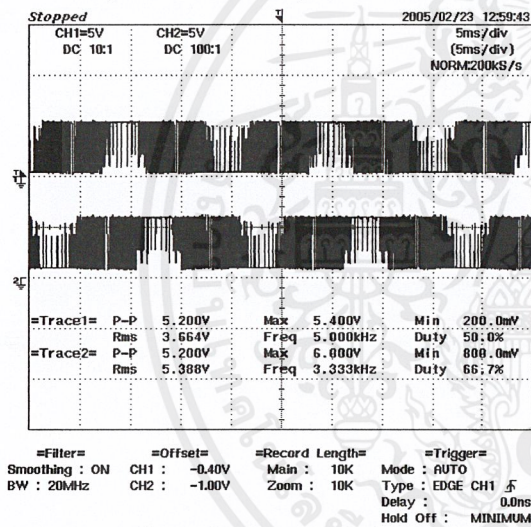
### 4.2.1 สัญญาณที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อปรับมุมที่ PDA ที่ค่าต่างๆ



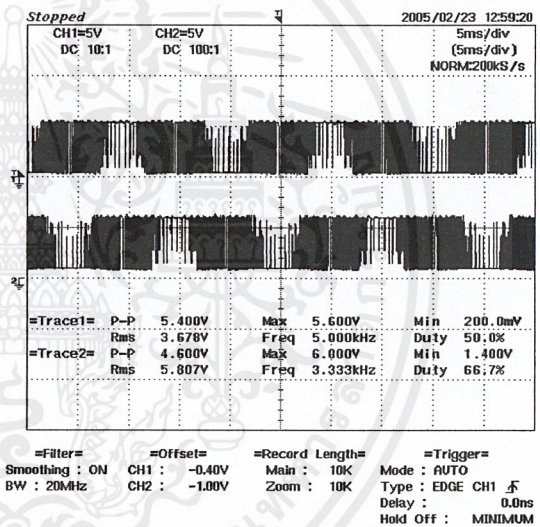
รูปที่ 4.1 เมื่อปรับมุม PDA=0 องศา



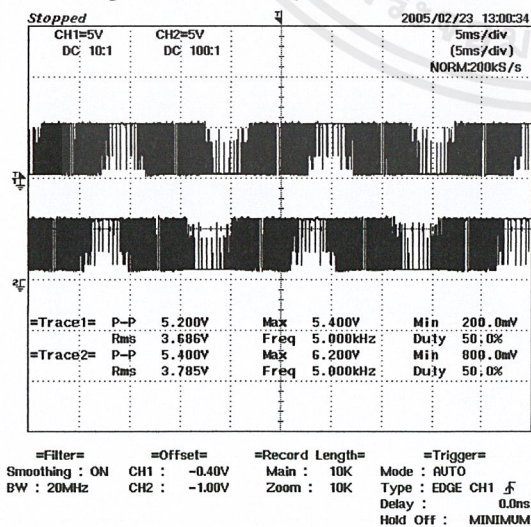
รูปที่ 4.2 เมื่อปรับมุม PDA=30 องศา



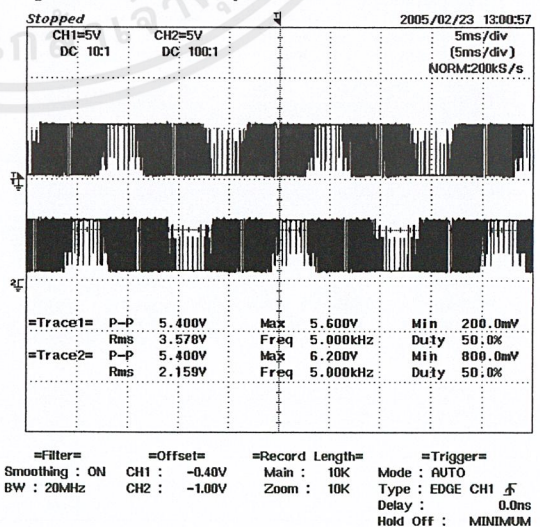
รูปที่ 4.3 เมื่อปรับมุม PDA=60 องศา



รูปที่ 4.4 เมื่อปรับมุม PDA=90 องศา

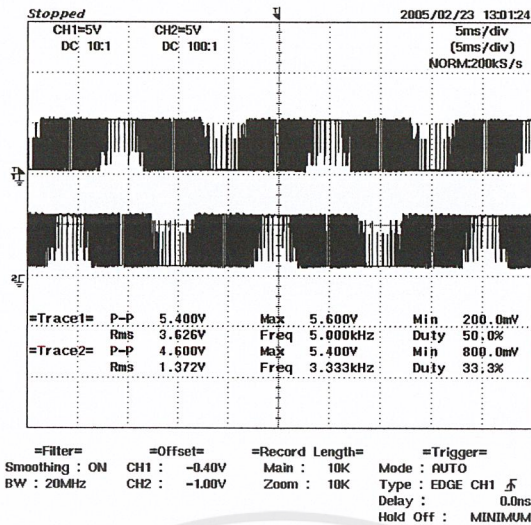


รูปที่ 4.5 เมื่อปรับมุม PDA=-30 องศา



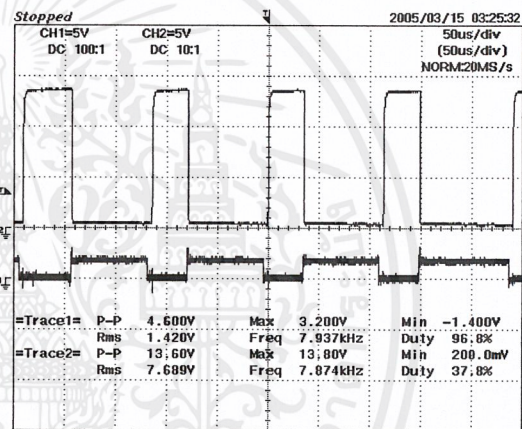
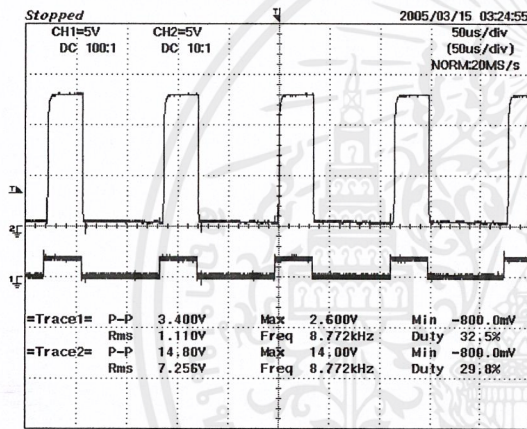
รูปที่ 4.6 เมื่อปรับมุม PDA=-60 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



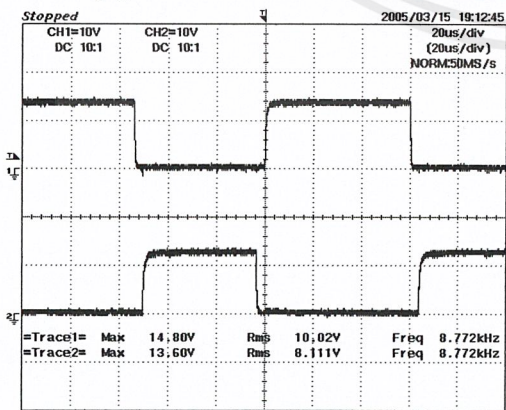
รูปที่ 4.7 เมื่อปรับมุม PDA=-90 องศา

4.2.2 เปรียบเทียบสัญญาณที่เข้าและออกจากวงจรจับเกต



รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์เทียบกับสัญญาณออกจากวงจรจับเกต IR2110 เพื่อขั้วมอเตอร์เฟสด้านบวก และด้านลบ

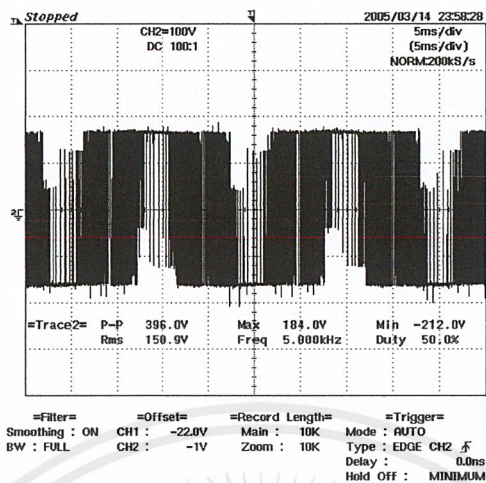
4.2.3 สัญญาณที่ได้จากการปรับ dead time



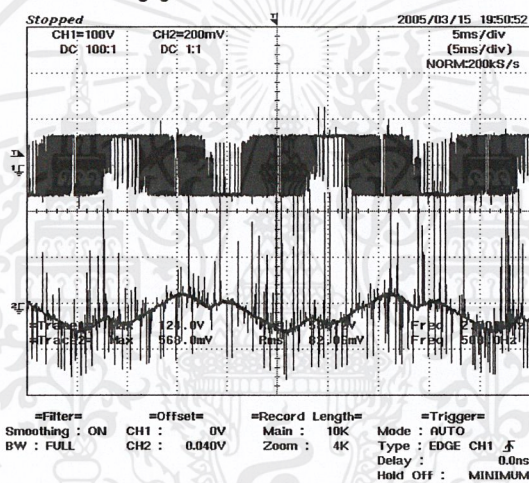
รูปที่ 4.9 แสดงการปรับ Dead time เพื่อป้องกันมอเตอร์เฟสถึงเดียวกันทำงานพร้อมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

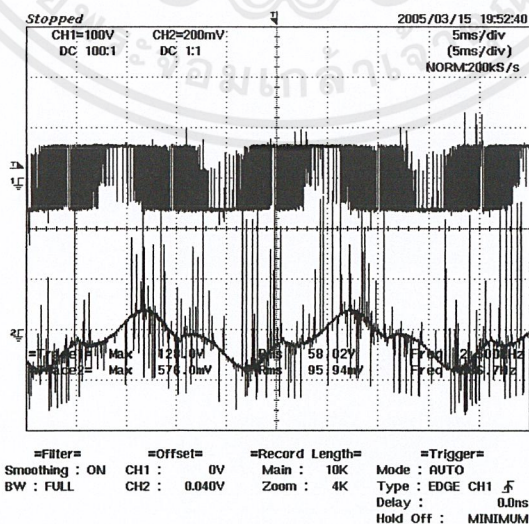
4.2.4 สัญญาณขณะขับโหลดมอเตอร์



รูปที่ 4.10 สัญญาณ PWM ขณะขับโหลด 150 โวลต์



รูปที่ 4.11 สัญญาณ PWM และกระแส ขณะไม่มีโหลด



รูปที่ 4.12 สัญญาณ PWM และกระแสขณะขับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.5 ทดสอบมอเตอร์โดยการขับโหลด

มอเตอร์ขับ โหลดทางกลเพื่อเก็บค่าของแรงบิดและความเร็วรอบ

ตารางที่ 4.1 แสดงการวัด โดยให้มอเตอร์ใช้แรงบิด 0.294 p.u.

PDA (องศา)	torque (p.u.)	Nr (rpm)	Nr (p.u.)
-90	0.294	1446	0.990
-60	0.294	1448	0.991
-30	0.294	1438	0.984
0	0.294	1405	0.962

ตารางที่ 4.2 แสดงการวัด โดยให้มอเตอร์ใช้แรงบิด 0.647 p.u.

PDA (องศา)	torque (p.u.)	Nr (rpm)	Nr (p.u.)
-90	0.647	1418	0.971
-60	0.647	1422	0.973
-30	0.647	1406	0.962
0	0.647	1419	0.971

ตารางที่ 4.3 แสดงการวัด โดยให้มอเตอร์ใช้แรงบิด 0.765 p.u.

PDA (องศา)	torque (p.u.)	Nr (rpm)	Nr (p.u.)
-90	0.765	1386	0.949
-60	0.765	1390	0.951
-30	0.765	1359	0.930
0	0.765	1407	0.963

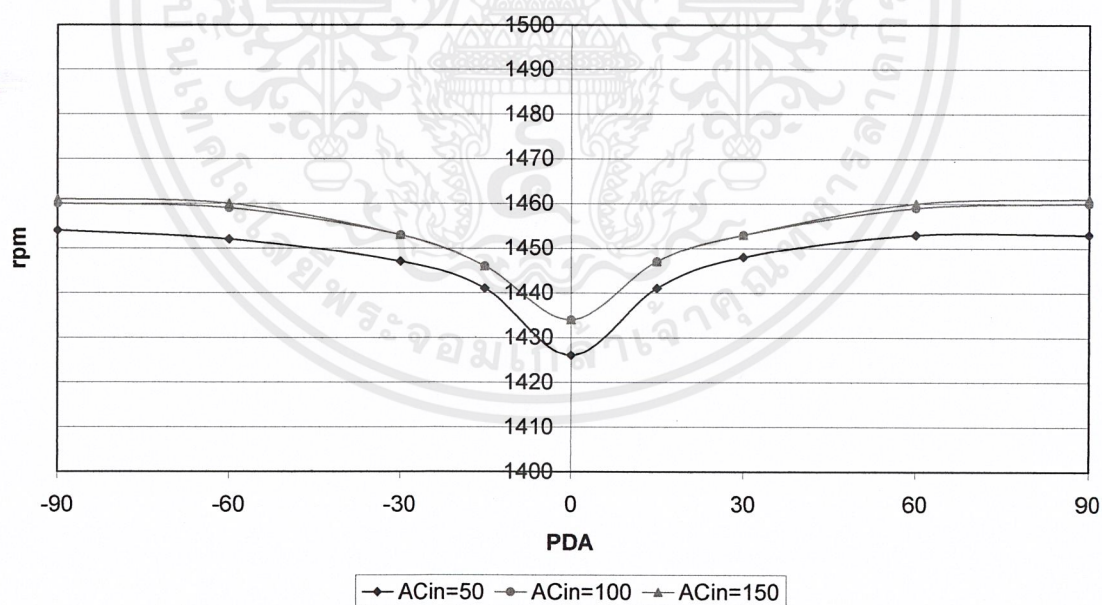
ตารางที่ 4.4 แสดงการวัด โดยให้มอเตอร์ใช้แรงบิด 0.942 p.u.

PDA (องศา)	torque (p.u.)	Nr (rpm)	Nr (p.u.)
-90	0.942	1377	0.943
-60	0.942	1378	0.943
-30	0.942	1315	0.900
0	0.942	1406	0.962

PDA	$AC_{in}=50$	$AC_{in}=100$	$AC_{in}=150$
	$DC_{p-p}=128$	$DC_{p-p}=250$	$DC_{p-p}=370$
90	1453	1460	1461
60	1453	1459	1460
30	1448	1453	1453
15	1441	1447	1447
0	1426	1434	1434
-15	1441	1446	1446
-30	1447	1453	1453
-60	1452	1459	1460
-90	1454	1460	1461

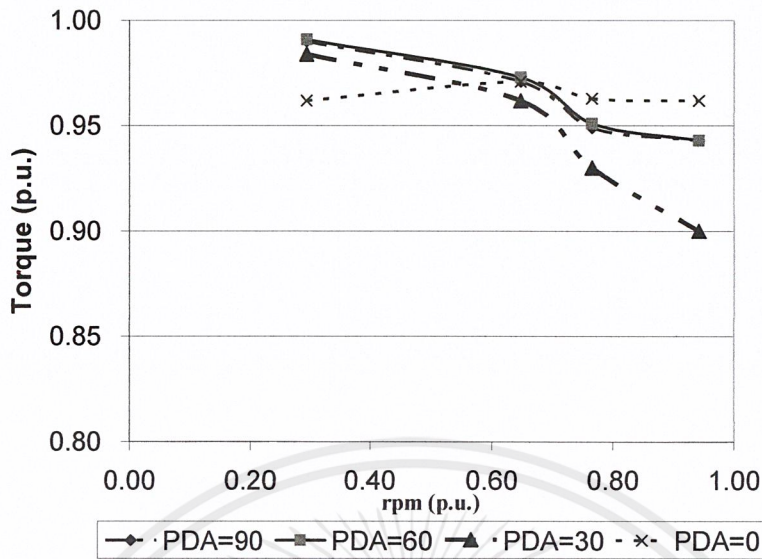
ตารางที่ 4.5 แสดงความเร็วเชิงโรตัสของมอเตอร์ที่มุม PDA ต่างๆ

**ความเร็วเชิงโรตัสของมอเตอร์**



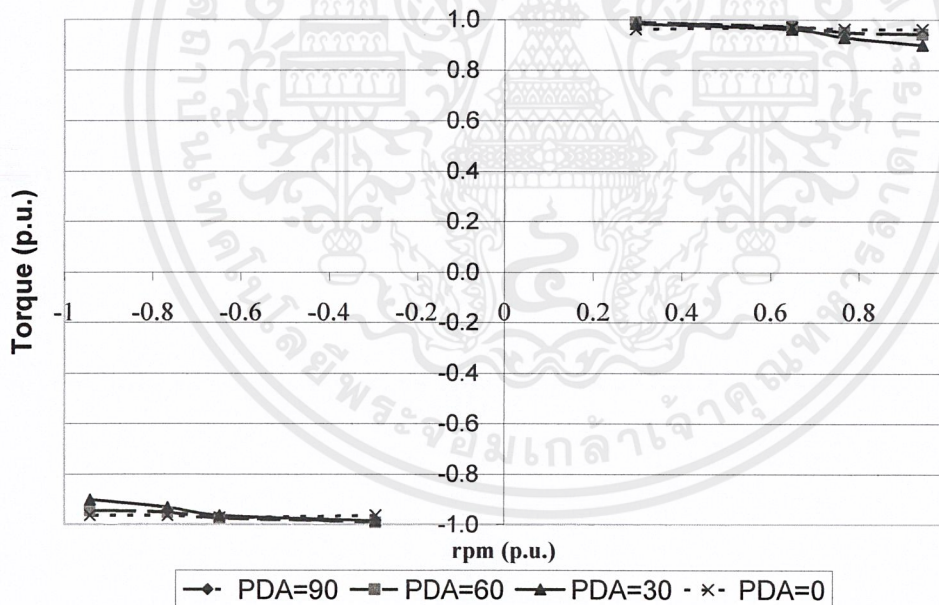
รูปที่ 4.13 แสดงกราฟความเร็วเชิงโรตัสของมอเตอร์ที่มุม PDA ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงแผนภูมิเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

#### 4.3สรุป



รูปที่ 4.15 แสดงแผนภูมิเปรียบเทียบระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบมอเตอร์

#### 4.4 วิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดสอบมอเตอร์อินดักชันสองเฟสนำไปขับโหลด มอเตอร์สามารถขับโหลดได้ทั้งสองทิศทาง และเมื่อทดลองหาเส้นแนวโน้มของกราฟจะเป็นเส้นโค้ง กล่าวคือเมื่อเพิ่มภาระทางกลให้กับมอเตอร์ความเร็วรอบจะลดลง หากเพิ่มภาระทางกลต่อไปมอเตอร์จะหยุดหมุน

เมื่อปรับให้มอเตอร์ทำงานที่มุม PDA ต่ำๆจะทำให้แรงบิดและความเร็วรอบน้อยลง

## บทที่ 5

### บทสรุปและแนวทางในการพัฒนา

#### 5.1 บทวิจารณ์และแนวทางแก้ไข

##### ส่วนของวงจรกำลัง

1. การใช้ไดโอดบริด 2 ตัว เพื่อเพิ่มแรงดันเป็น 2 เท่า มีปัญหา คือไม่สามารถใช้แหล่งจ่ายตัวเดียวกันได้ เราจึงแก้ไขโดยการใช้อุปกรณ์แยกกราวนด์
2. วงจรแบ่งแรงดันเมื่อขับโหลดต้องมีตัวต้านทานมาต่อขนาน เพื่อแบ่งแรงดันให้เท่ากัน และยังสามารถช่วยดิสชาร์จตัวเก็บประจุขณะทำการทดลองได้
3. แรงดันสไปส์มีค่าค่อนข้างสูง แต่สำหรับในการทดลองนี้ ยังไม่มีการนำวงจรสับเบอร์มาช่วยในการลดแรงดันสไปส์ เพราะมอสเฟตยังสามารถทำงานได้ปกติ

##### ส่วนของวงจรไครฟ์

1. ช่วงเวลาเดดไทม์ต้องทำการปรับค่าให้เหมาะสม เพื่อไม่ให้เกิดการทำงานพร้อมกันของมอสเฟต จนทำให้เกิดการลัดวงจร
2. ในระหว่างการทดลอง แม้จะทำการทดลองเพียง 1 เฟส ก็ต้องทำการจ่ายไฟให้แก่วงจรไครฟ์ทั้ง 2 เฟส เพื่อให้แรงดันระหว่างลูกคลื่นบวกและลบมีขนาดเท่ากัน
3. การสร้างเดดไทม์อาศัยการปรับค่า Time constant ของ R และ C ซึ่งอาจแปรผันตามอุณหภูมิได้

##### ส่วนของวงจรควบคุม

1. ในระหว่างการทดลอง หากมีสัญญาณรบกวนจากระบบไฟฟ้า อาจทำให้การทำงานของวงจรควบคุมผิดปกติได้
2. ในระหว่างการทดลอง อาจมีสัญญาณรบกวนจากวงจรไครฟ์ ทำให้การทำงานของวงจรควบคุมผิดปกติได้ จึงทำการแก้ไขโดยการแยกกราวนด์ระหว่างทั้ง 2 วงจร
3. ไมโครคอนโทรลเลอร์ถูกรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า แก้ไขโดยต่อ EMI filter ก่อนเข้าแหล่งจ่ายไฟของวงจรควบคุม นำวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ใส่กล่องเหล็ก และให้ไฟเลี้ยงจากแบตเตอรี่โดยไม่ผ่านวงจรเรกกูเรเตอร์

## 5.2 แนวทางในการพัฒนาต่อไป

1. พัฒนาการปรับมุม PDA สามารถควบคุมแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์สองเฟสในย่านที่กว้างขึ้น
2. ทำการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ โดยการลดค่าฮาร์โมนิกและ ค่าสูญเสียต่างๆในวงจร
3. ควรมีวงจรสับเบรเกอร์เพื่อป้องกันแรงดันสไปค
4. ควรเพิ่มพิกัดของหม้อแปลงให้สามารถจ่ายกระแสได้ตามพิกัดของโหลดที่ต้องการ



### บรรณานุกรม

A.E. Fitzgerald Charles, Chales Kingsley, Stephen D. Umans.  
**Electric Machinery**. Sixth edition. New York: McGraw-Hill  
Companies, Inc. 2003.

วันชัย คุณากรวงศ์, บัณฑิต บัวบูชา, รัฐวุฒิ ประทุมราช, รุ่งสว่าง เครือไวศยวรรณ .

การคำนวณวงจรทรานซิสเตอร์ . หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์

คณะผู้จัดทำแผนกหนังสือพิเศษด้านอิเล็กทรอนิกส์ . สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย. บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด,  
2538

วันชัย นราเดช , หลักและวิธีการพันมอเตอร์ . พิมพ์ครั้งที่ 3. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์โอเดียนสโตร์,  
2546

รศ. ดร. มนัส สัจจวิไล, วรรัตน์ ภัทรอมรกุล. **คู่มือการใช้งาน Matlab ฉบับสมบูรณ์**. พิมพ์ครั้งที่ 1.  
นนทบุรี: สำนักพิมพ์ อินโฟเพรส, 2543

นคร ภักดีชาติ, ธีรบุลย์ หล่อวิเชียรรุ่ง, ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล. **ปฏิบัติการไมโครคอนโทรลเลอร์  
MCS-51 ด้วยโปรแกรมภาษาซี**. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ: บริษัท อินโนเวตีฟ อีเกอริเม้นต์ จำกัด,



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

### HIGH AND LOW SIDE DRIVER

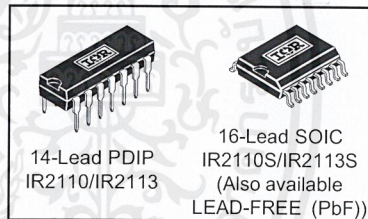
#### Features

- 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

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

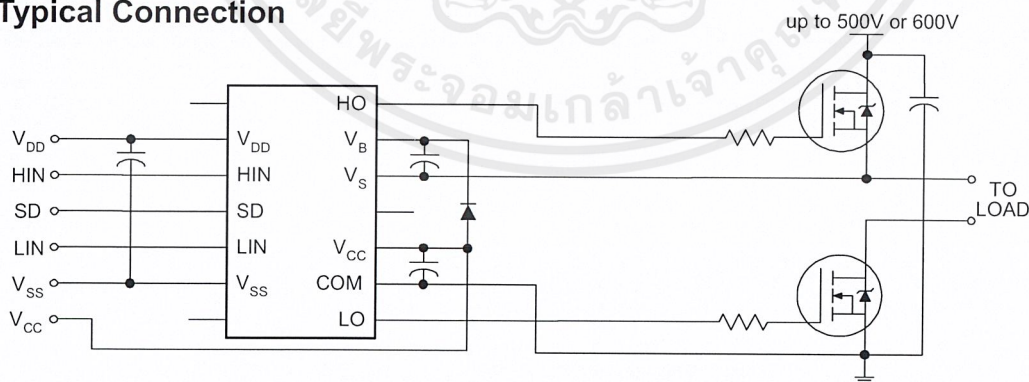
#### Packages



#### 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



# 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 <sub>B</sub>	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	-0.3	V <sub>SS</sub> + 25		
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	V <sub>CC</sub> - 25	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub> - 0.3	V <sub>DD</sub> + 0.3		
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P <sub>D</sub>	Package power dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R <sub>THJA</sub>	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T <sub>J</sub>	Junction temperature	—	150	°C	
T <sub>S</sub>	Storage temperature	-55	150		
T <sub>L</sub>	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<sub>S</sub> and V<sub>SS</sub> 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 <sub>B</sub>	High side floating supply absolute voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V <sub>HO</sub>	High side floating output voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>CC</sub>	Low side fixed supply voltage	10	20	
V <sub>LO</sub>	Low side output voltage	0	V <sub>CC</sub>	
V <sub>DD</sub>	Logic supply voltage	V <sub>SS</sub> + 3	V <sub>SS</sub> + 20	
V <sub>SS</sub>	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V <sub>IN</sub>	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V <sub>SS</sub>	V <sub>DD</sub>	
T <sub>A</sub>	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V<sub>S</sub> of -4 to +500V. Logic state held for V<sub>S</sub> of -4V to -V<sub>BS</sub>. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V<sub>DD</sub> < 5V, the minimum V<sub>SS</sub> offset is limited to -V<sub>DD</sub>.

## 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

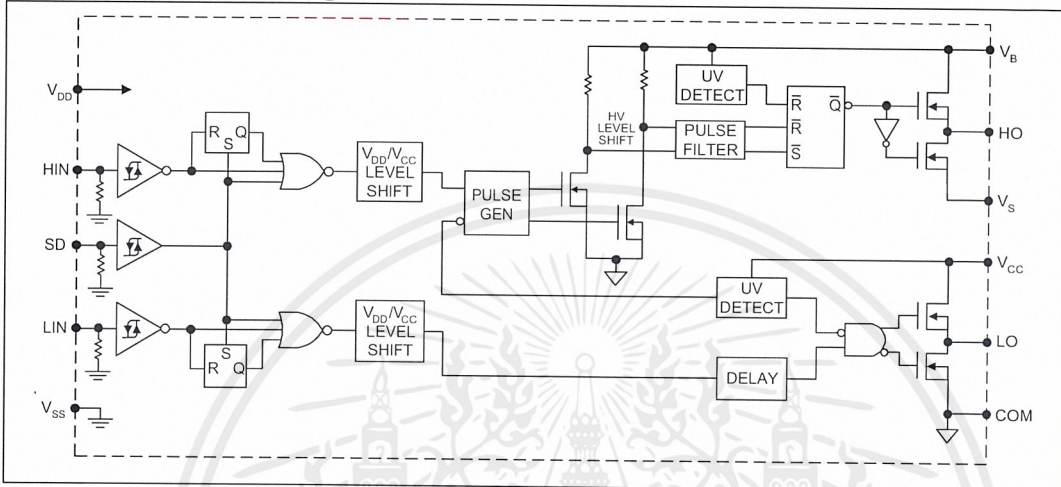
$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to  $V_{SS}$  and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters 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	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V/600V$
$I_{QBS}$	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
$I_{O-}$	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—	$V_O = 15V, V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$	

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

International  
**IR** Rectifier

## Functional Block Diagram



## Lead Definitions

Symbol	Description
V <sub>DD</sub>	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V <sub>SS</sub>	Logic ground
V <sub>B</sub>	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V <sub>S</sub>	High side floating supply return
V <sub>CC</sub>	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>
<b>IR2110/IR2113</b>	<b>IR2110S/IR2113S</b>
<b>Part Number</b>	

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

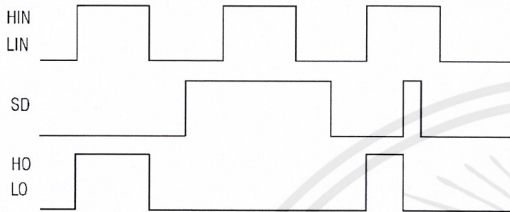


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

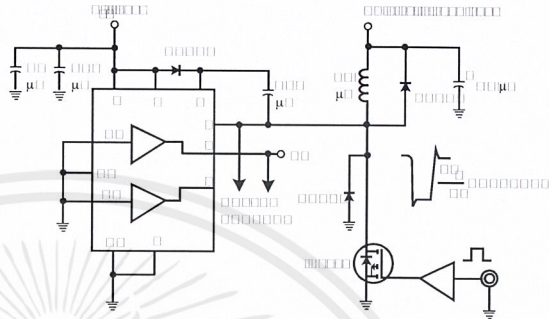


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

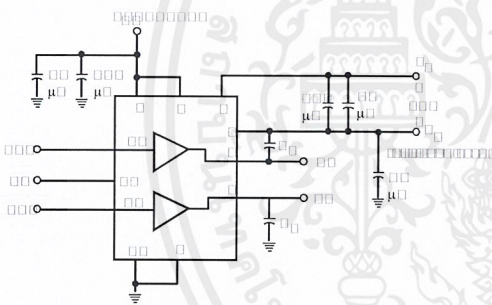


Figure 3. Switching Time Test Circuit

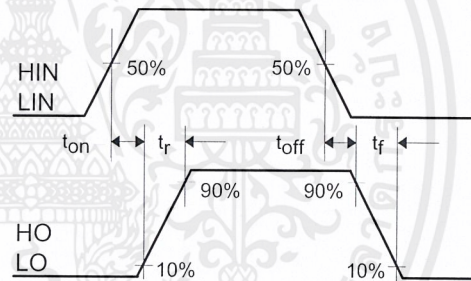


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

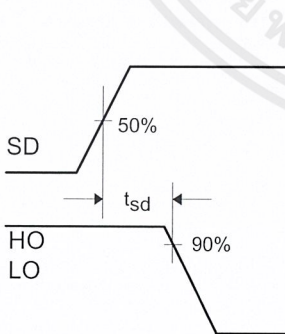


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

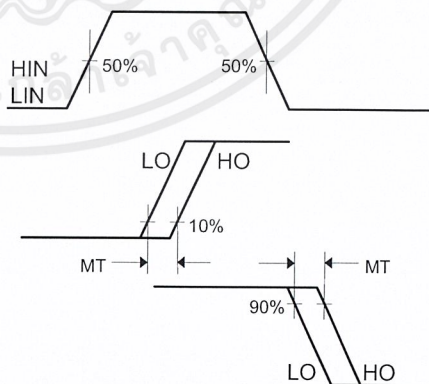


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

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

International  
**IR** Rectifier

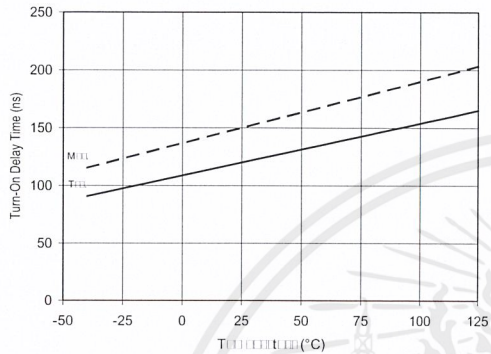


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

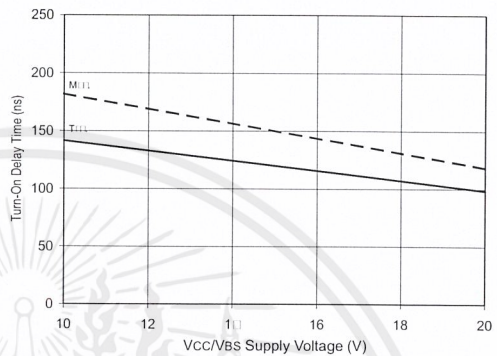


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

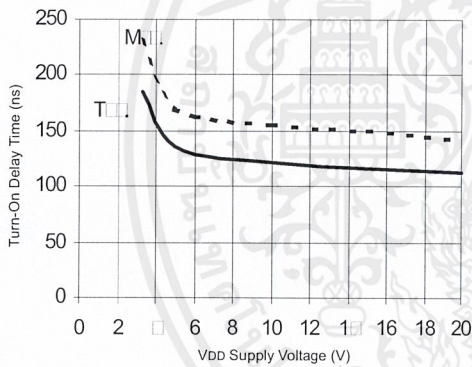


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

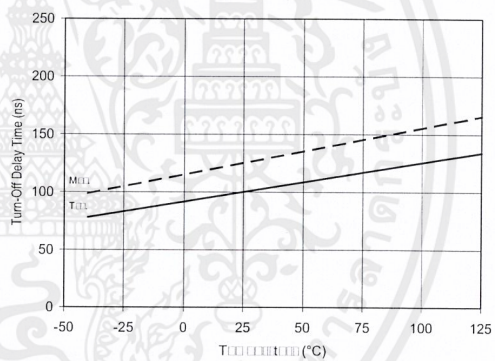


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

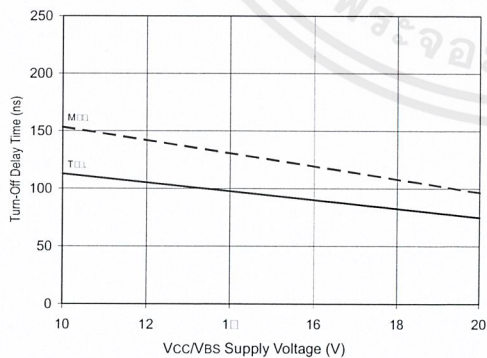


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

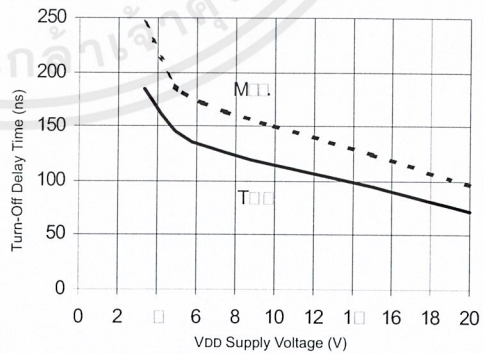


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

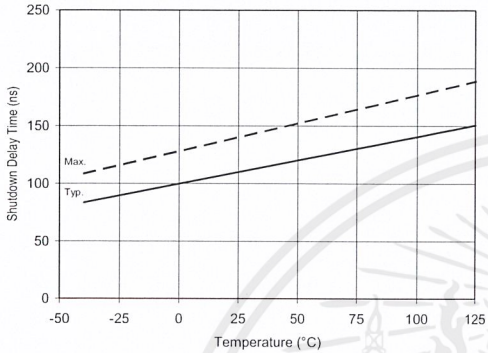


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

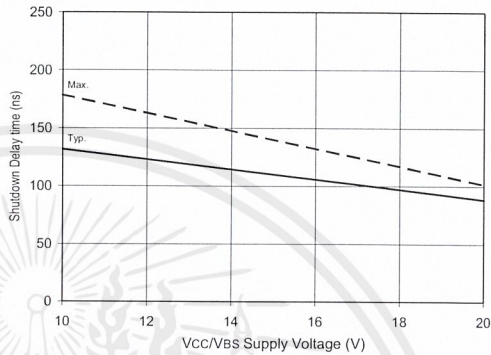


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

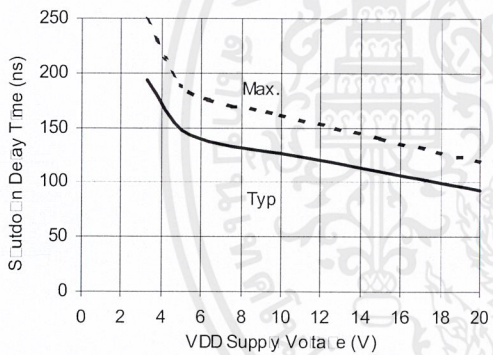


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

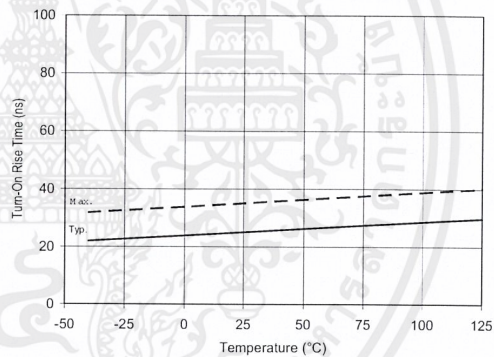


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

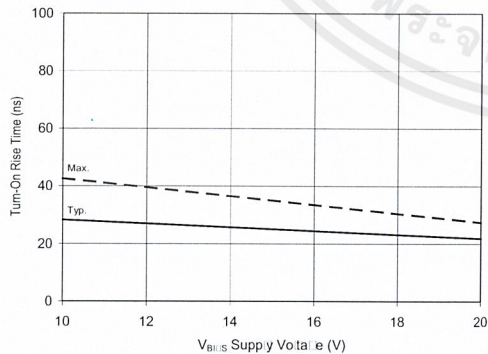


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

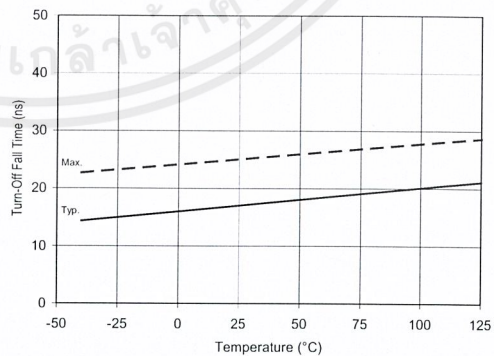


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

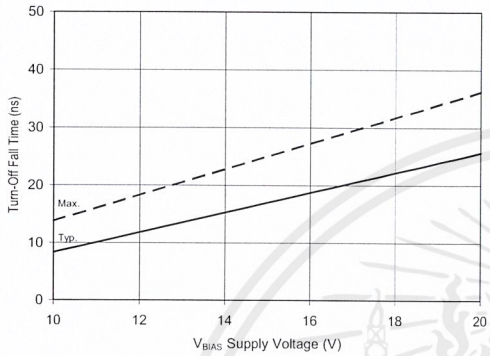


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

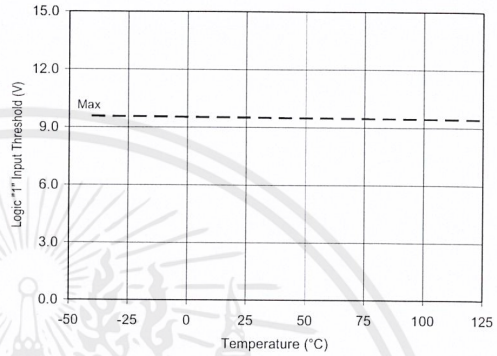


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

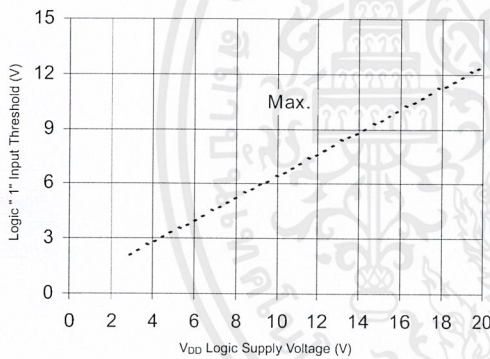


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

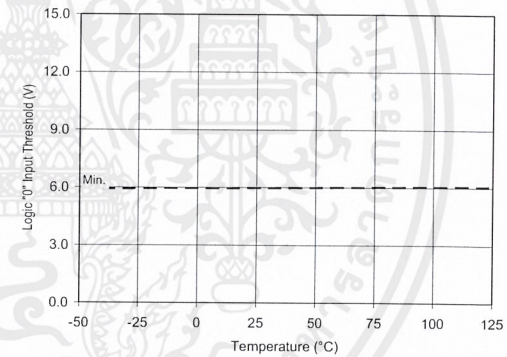


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

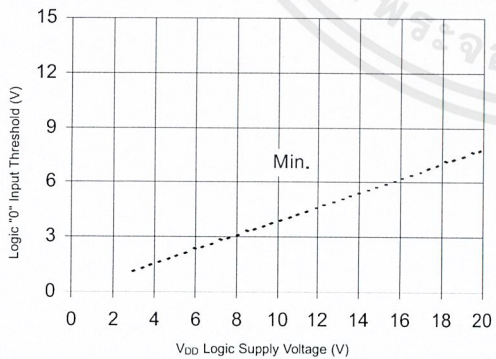


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

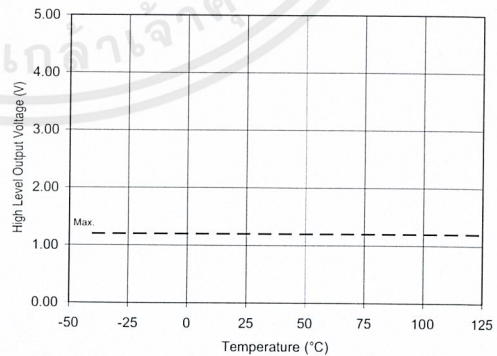


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

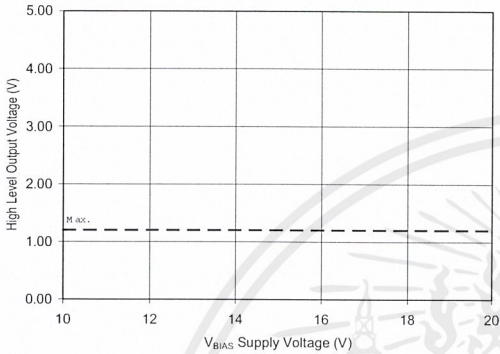


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

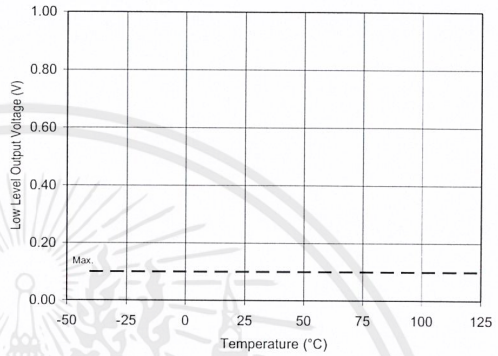


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

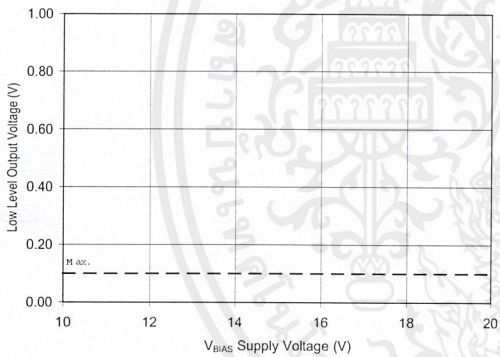


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

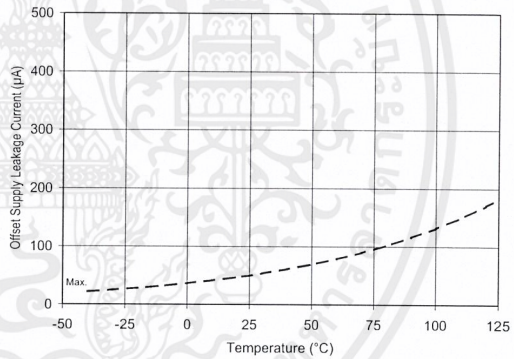


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

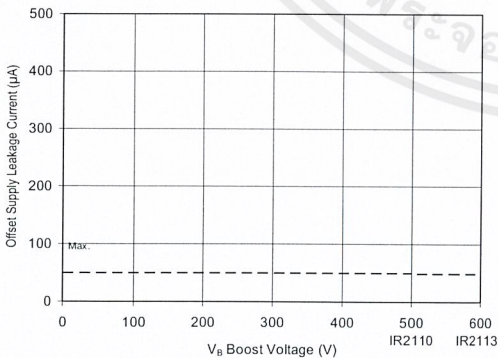


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

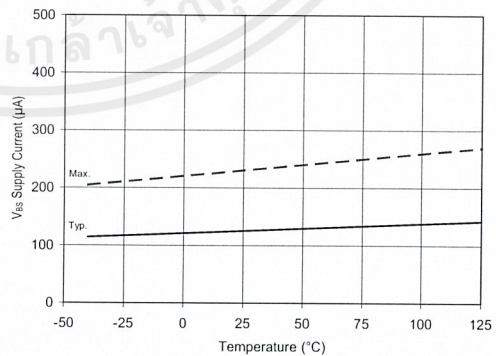


Figure 17A. VBS Supply Current vs. Temperature

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

International  
**IR** Rectifier

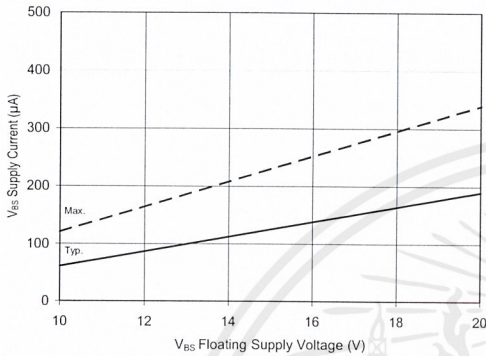


Figure 17B.  $V_{BS}$  Supply Current vs. Voltage

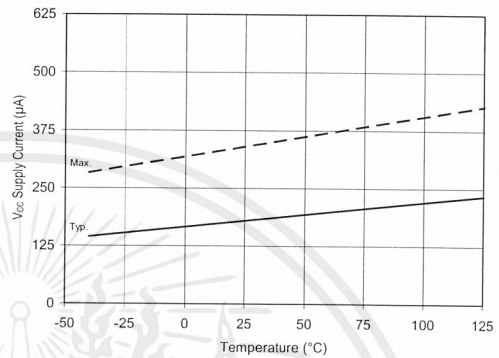


Figure 18A.  $V_{CC}$  Supply Current vs. Temperature

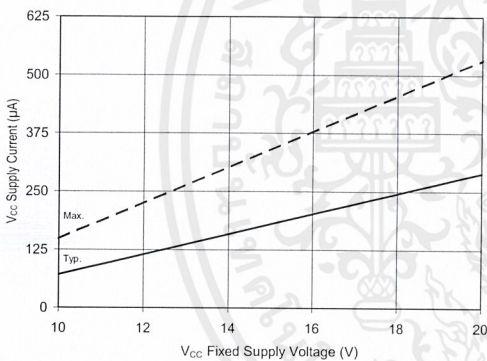


Figure 18B.  $V_{CC}$  Supply Current vs. Voltage

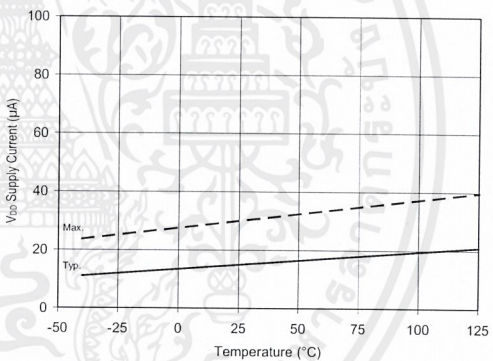


Figure 19A.  $V_{DD}$  Supply Current vs. Temperature

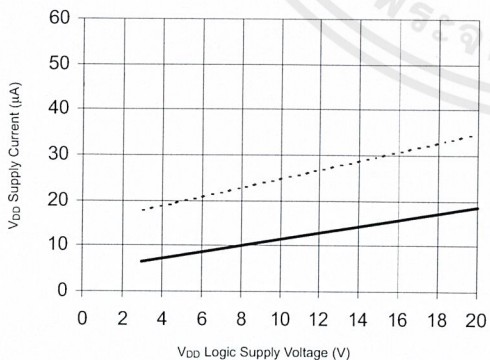


Figure 19B.  $V_{DD}$  Supply Current vs.  $V_{DD}$  Voltage

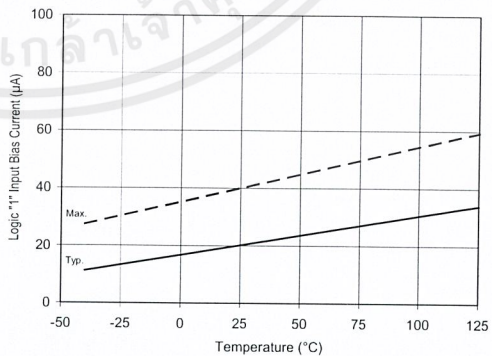


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

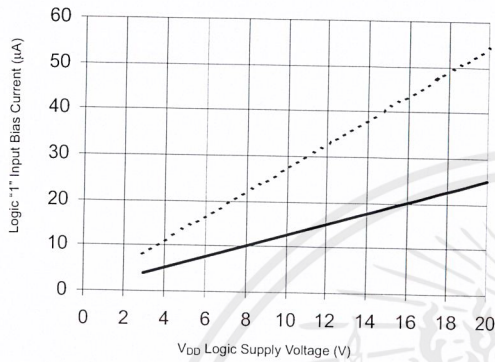


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V<sub>DD</sub> Voltage

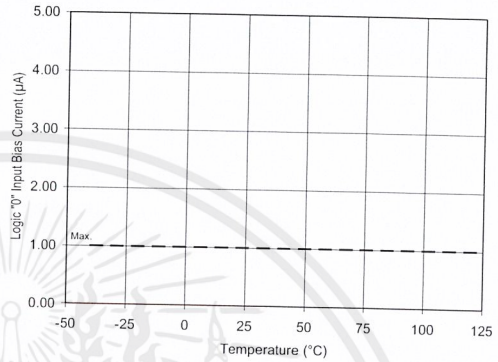


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

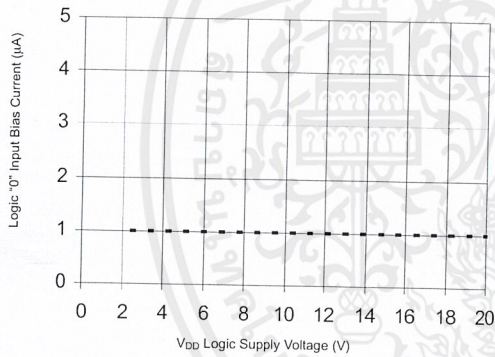


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V<sub>DD</sub> Voltage

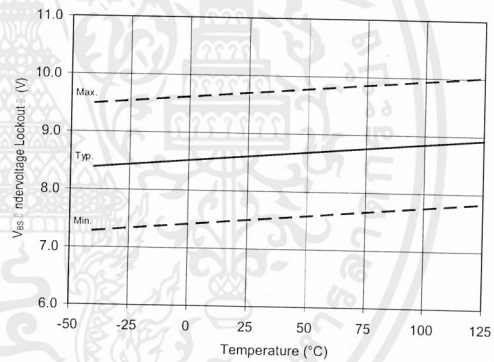


Figure 22. V<sub>BS</sub> Undervoltage (+) vs. Temperature

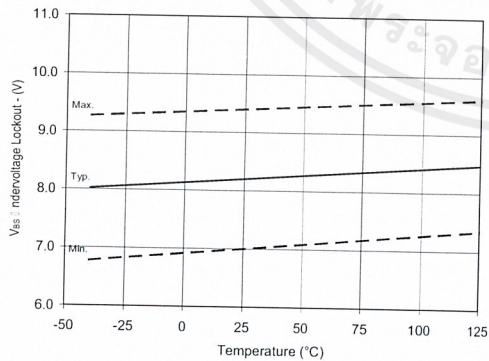


Figure 23. V<sub>BS</sub> Undervoltage (-) vs. Temperature

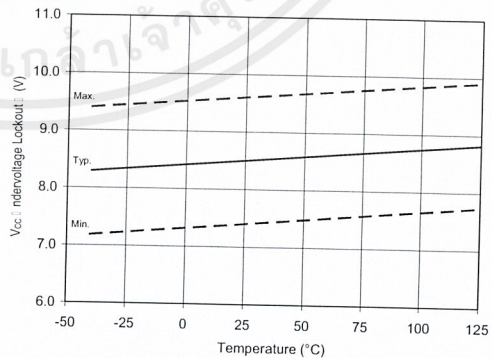


Figure 24. V<sub>CC</sub> Undervoltage (+) vs. Temperature

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

International  
**IR** Rectifier

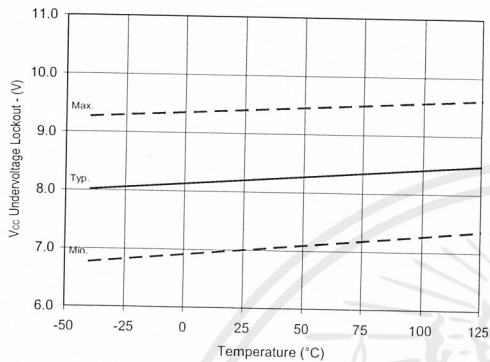


Figure 25.  $V_{CC}$  Undervoltage (-) vs. Temperature

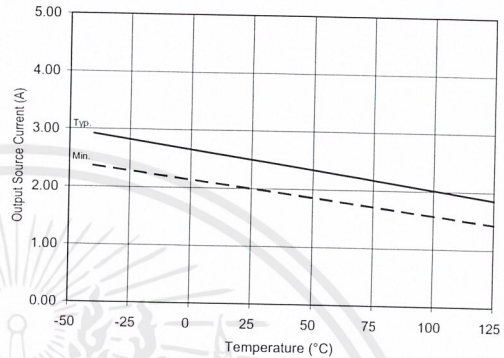


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

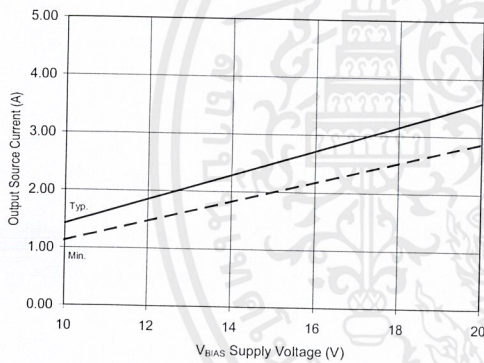


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

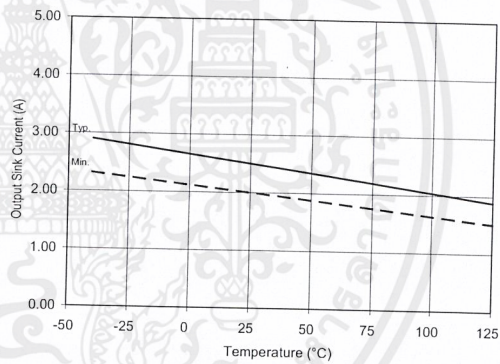


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

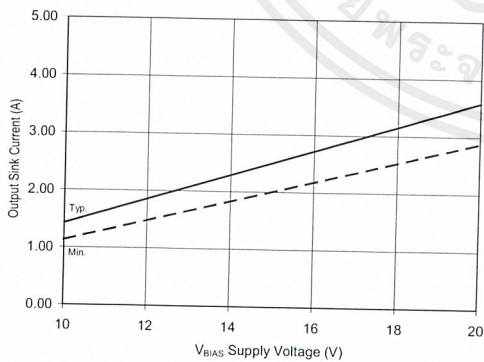


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

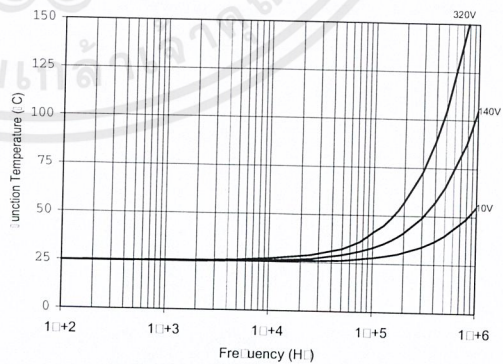


Figure 28. IR2110/IR2113  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC20)  $R_{GATE} = 33\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

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

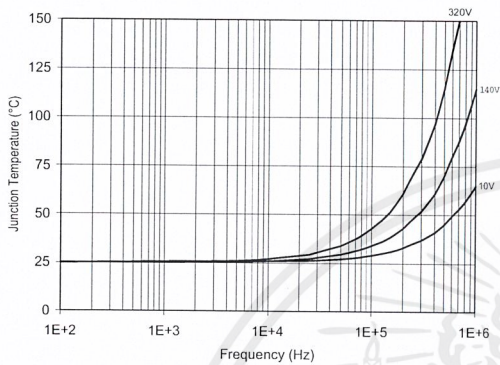


Figure 29. IR2110/IT2113  $T_J$  vs. Frequency (IRFBC30)  $R_{GATE} = 22\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

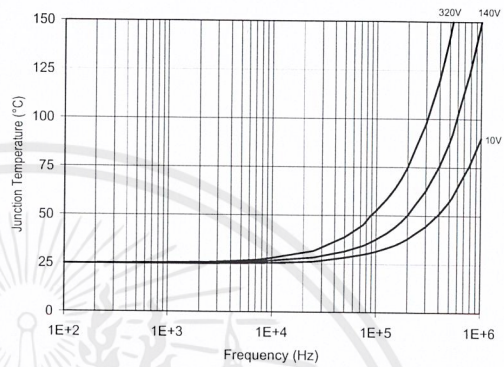


Figure 30. IR2110/IR2113  $T_J$  vs. Frequency (IRFBC40)  $R_{GATE} = 15\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

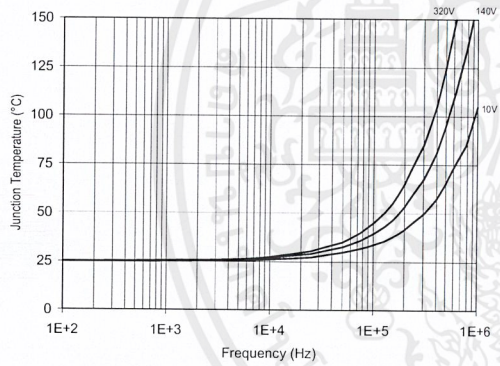


Figure 31. IR2110/IR2113  $T_J$  vs. Frequency (IRFPE50)  $R_{GATE} = 10\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

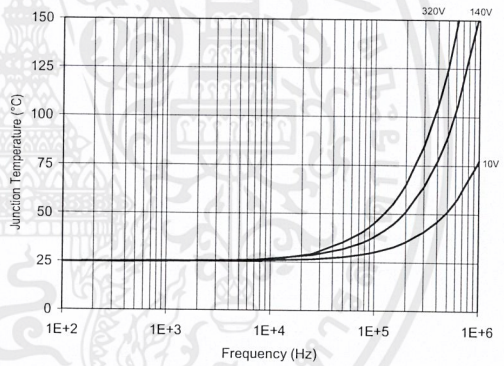


Figure 32. IR2110S/IR2113S  $T_J$  vs. Frequency (IRFBC20)  $R_{GATE} = 33\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

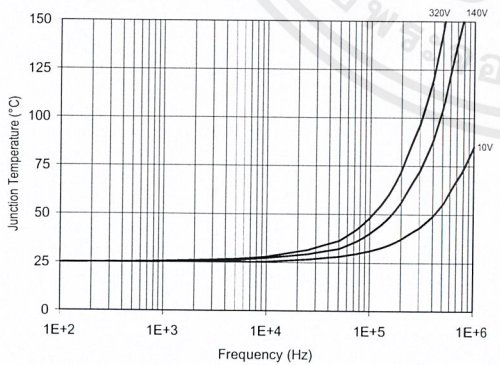


Figure 33. IR2110S/IR2113S  $T_J$  vs. Frequency (IRFBC30)  $R_{GATE} = 22\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

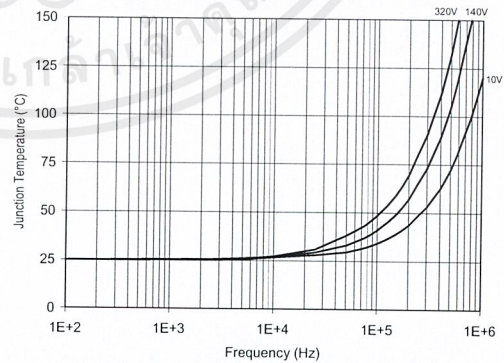
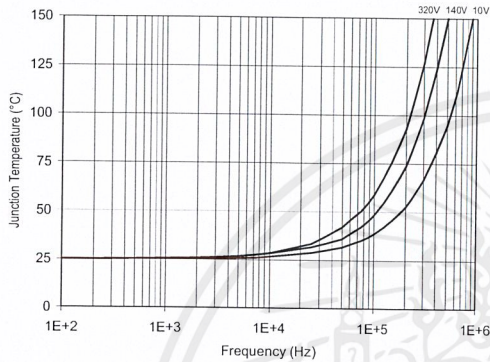


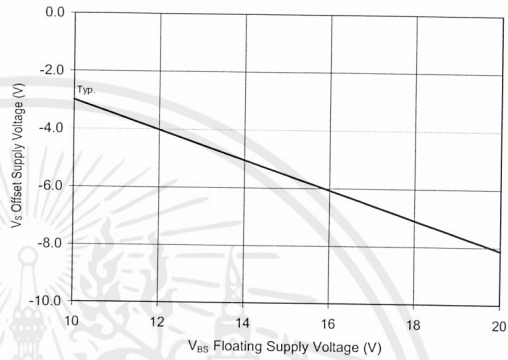
Figure 34. IR2110S/IR2113S  $T_J$  vs. Frequency (IRFBC40)  $R_{GATE} = 15\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$

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

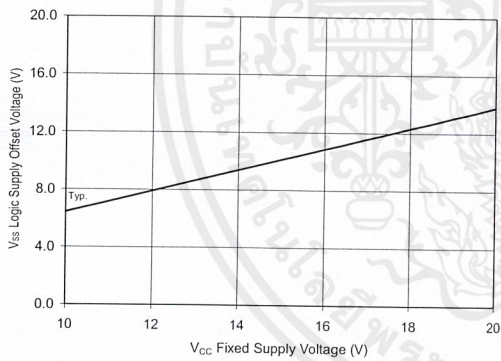
International  
**IR** Rectifier



**Figure 35. IR2110S/IR2113S T<sub>J</sub> vs. Frequency (IRFPE50)**  
 R<sub>GATE</sub> = 10Ω, V<sub>CC</sub> = 15V



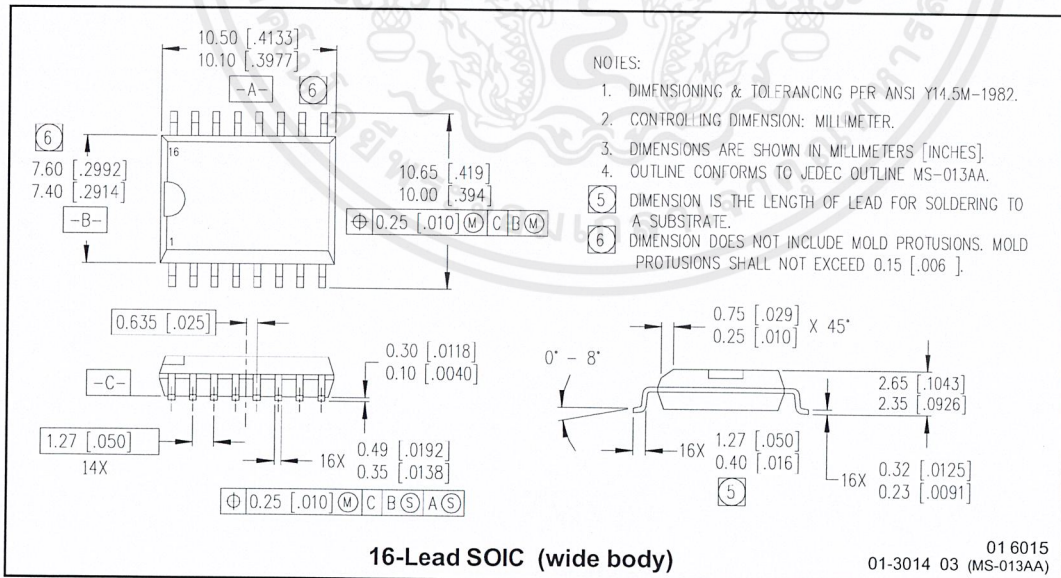
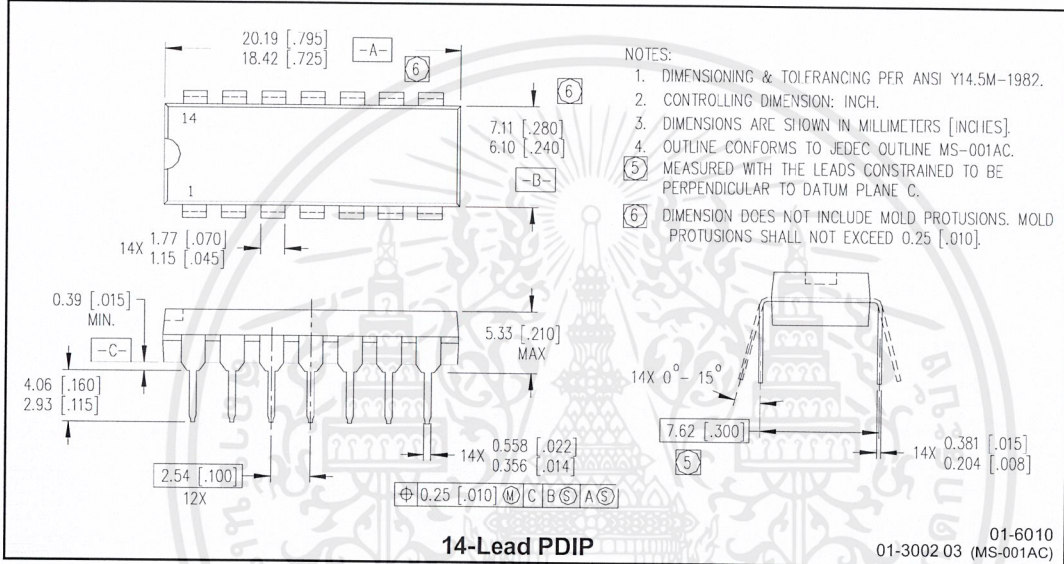
**Figure 36. Maximum Vs Negative Offset vs. V<sub>bs</sub> Supply Voltage**



**Figure 37. Maximum V<sub>ss</sub> Positive Offset vs. V<sub>cc</sub> Supply Voltage**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

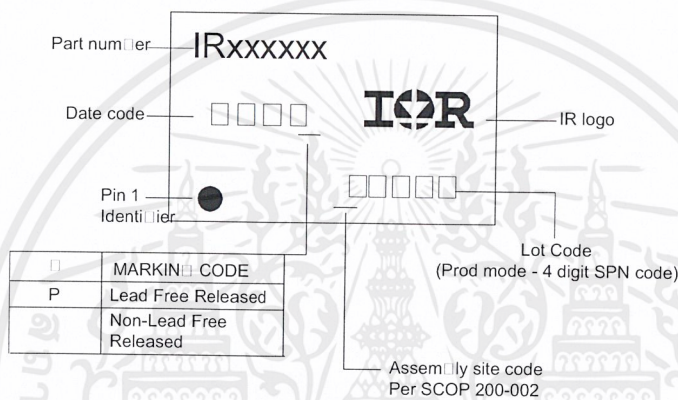
## Case Outlines



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

International  
**IR** Rectifier

## LEADFREE PART MARKING INFORMATION



## ORDER INFORMATION

### Basic Part (Non-Lead Free)

- 10-Lead □ DI □ IR □ 110 order IR □ 110
- 10-Lead □ DI □ IR □ 11□ order IR □ 11□
- 10-Lead SOIC IR □ 110S order IR □ 110S
- 10-Lead SOIC IR □ 11□ S order IR □ 11□ S

### Leadfree Part

- 10-Lead □ DI □ IR □ 110 order IR □ 110 □ F
- 10-Lead □ DI □ IR □ 11□ order IR □ 11□ □ F
- 10-Lead SOIC IR □ 110S order IR □ 110S □ F
- 10-Lead SOIC IR □ 11□ S order IR □ 11□ S □ F

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



# IRFP450

## N - CHANNEL 500V - 0.33Ω - 14A - TO-247 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRFP450	500 V	< 0.4 Ω	14 A

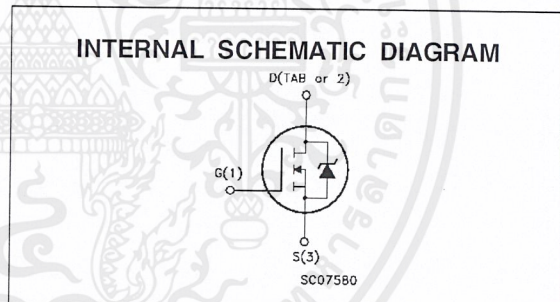
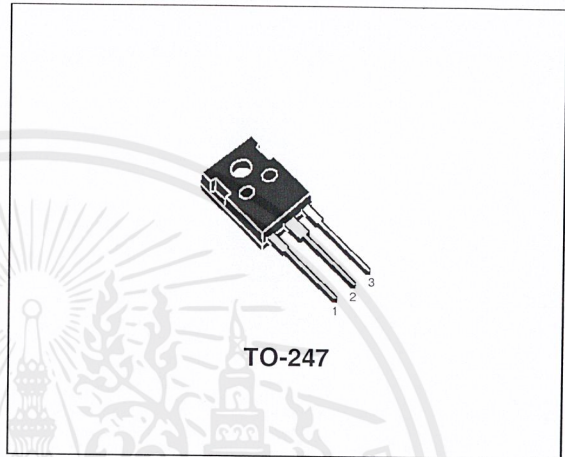
- TYPICAL R<sub>DS(on)</sub> = 0.33 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

### DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

### APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DS</sub>	Drain-source Voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	500	V
V <sub>DGR</sub>	Drain- gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 20 kΩ)	500	V
V <sub>GS</sub>	Gate-source Voltage	± 20	V
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 25 °C	14	A
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 100 °C	8.7	A
I <sub>DM</sub> (*)	Drain Current (pulsed)	56	A
P <sub>tot</sub>	Total Dissipation at T <sub>c</sub> = 25 °C	190	W
	Derating Factor	1.5	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T <sub>j</sub>	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(\*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I<sub>SD</sub> ≤ 14 A, di/dt ≤ 130 A/μs, V<sub>DD</sub> ≤ V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>j</sub> ≤ T<sub>JMAX</sub>

# IRFP450

## THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.66	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	30	$^{\circ}C/W$
$R_{thc-sink}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.1	$^{\circ}C/W$
$T_i$	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	$^{\circ}C$

## AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
$I_{AR}$	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by $T_j$ max)	14	A
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}C$ , $I_D = I_{AR}$ , $V_{DD} = 50$ V)	800	mJ

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

### OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu A$ $V_{GS} = 0$	500			V
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{GS} = 0$ )	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}C$			1 50	$\mu A$ $\mu A$
$I_{GSS}$	Gate-body Leakage Current ( $V_{DS} = 0$ )	$V_{GS} = \pm 20$ V			$\pm 100$	nA

### ON (\*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250 \mu A$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10V$ $I_D = 8.4$ A		0.33	0.4	$\Omega$
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10$ V	14			A

## DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $I_D = 8.4$ A	9.3	13		S
$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 25$ V $f = 1$ MHz $V_{GS} = 0$		2600		pF
$C_{oss}$	Output Capacitance			330		pF
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance			40		pF

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (continued)

**SWITCHING ON**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ $t_r$	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 7\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 1)		24 14		ns ns
$Q_g$ $Q_{gs}$ $Q_{gd}$	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		75 13.5 27		nC nC nC

**SWITCHING OFF**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_r(v_{off})$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$		15		ns
$t_f$	Fall Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		25		ns
$t_c$	Cross-over Time			35		ns

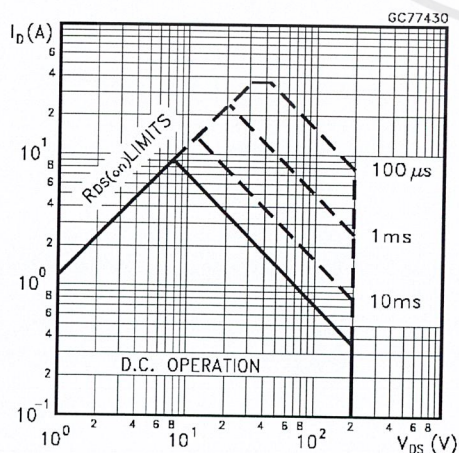
**SOURCE DRAIN DIODE**

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{SD}$ $I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				14 56	A A
$V_{SD} (*)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.4	V
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 3)		680		ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			9		$\mu\text{C}$
$I_{RRM}$	Reverse Recovery Current			26		A

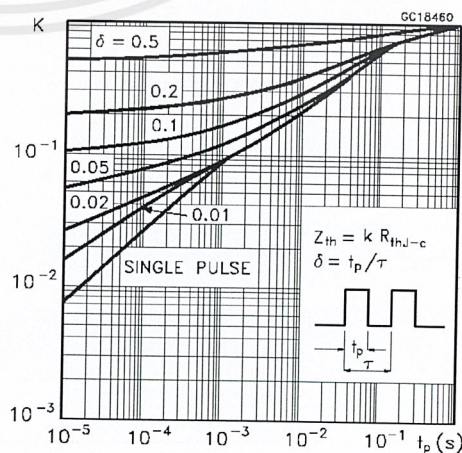
(\*) Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5 %

( $\bullet$ ) Pulse width limited by safe operating area

**Safe Operating Area**



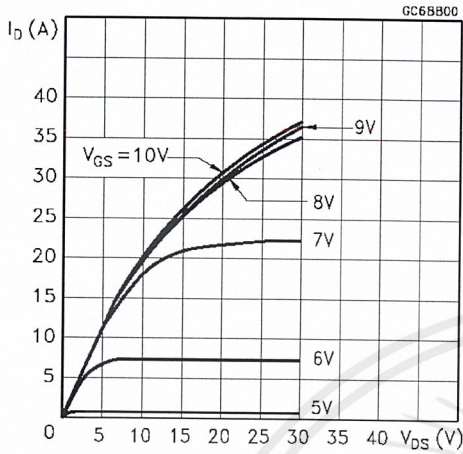
**Thermal Impedance**



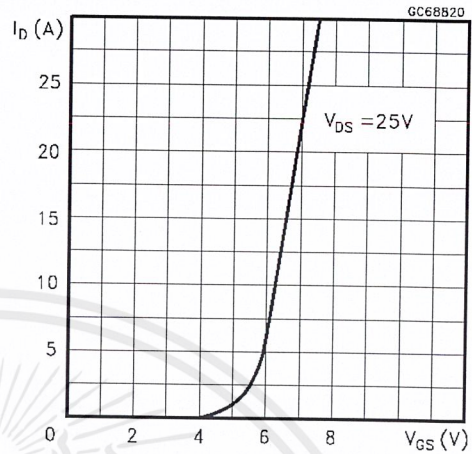
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRFP450

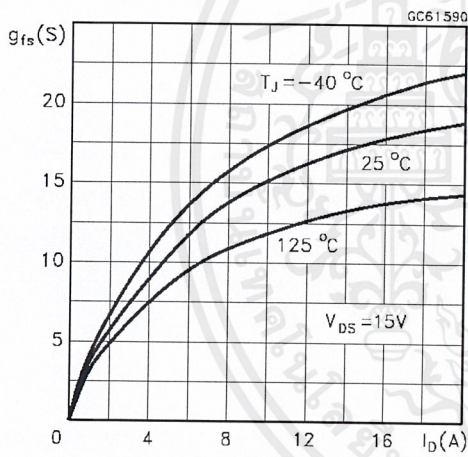
## Output Characteristics



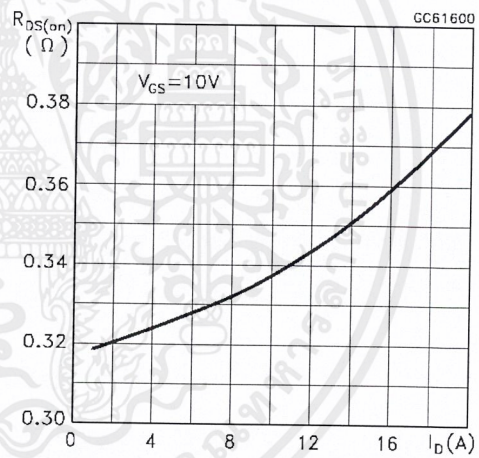
## Transfer Characteristics



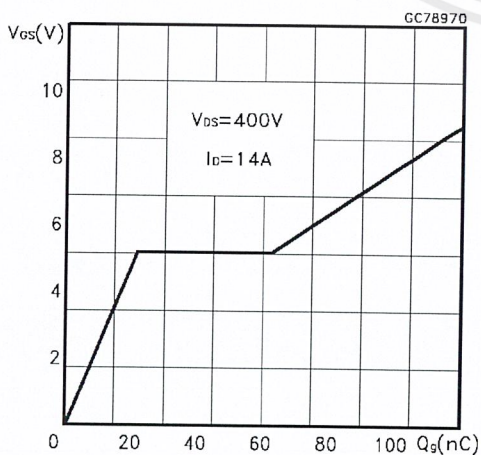
## Transconductance



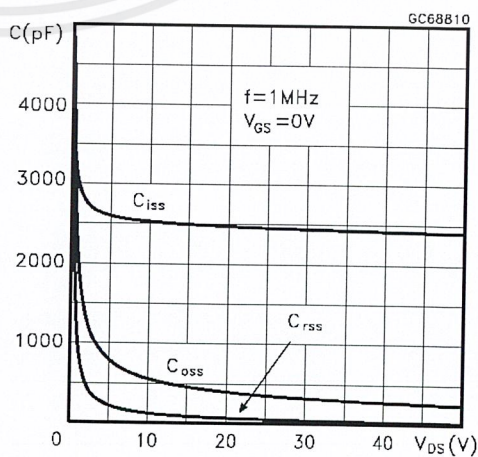
## Static Drain-source On Resistance



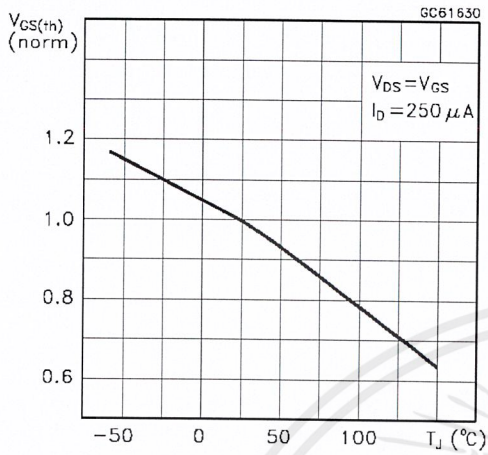
## Gate Charge vs Gate-source Voltage



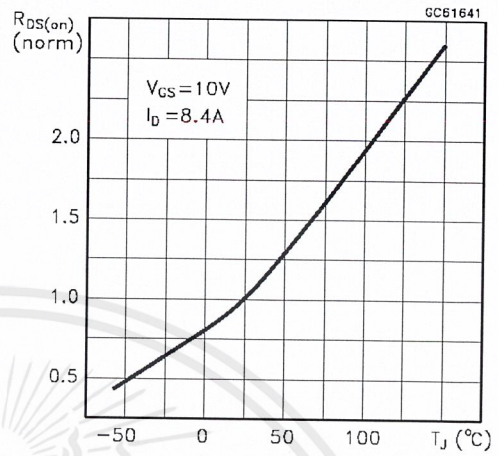
## Capacitance Variations



Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

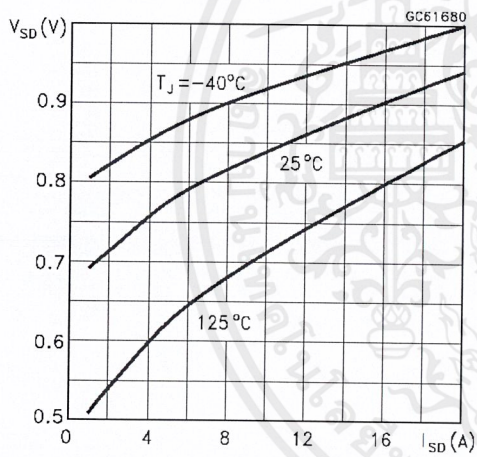


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

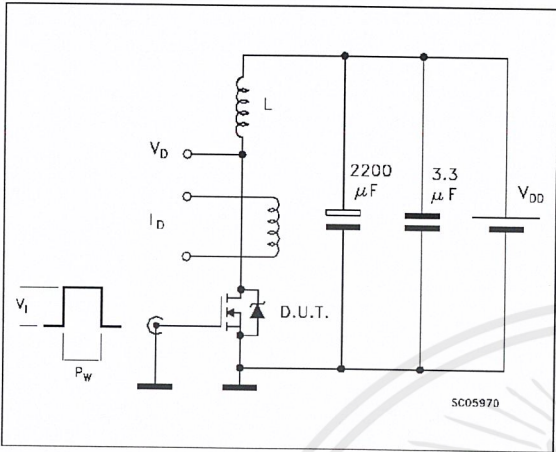


Fig. 1: Unclamped Inductive Waveform

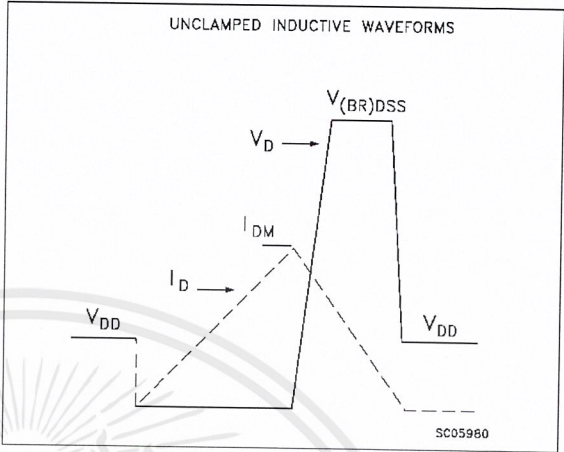


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

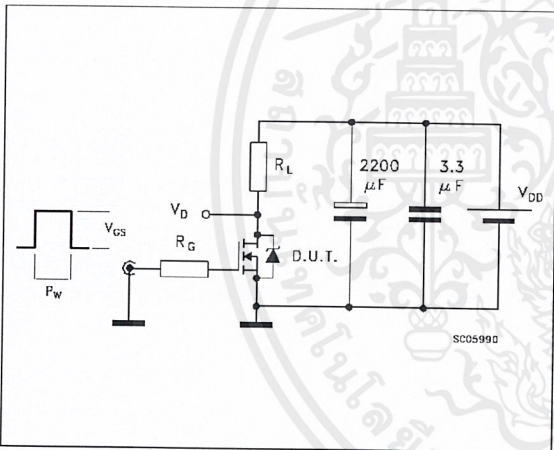


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

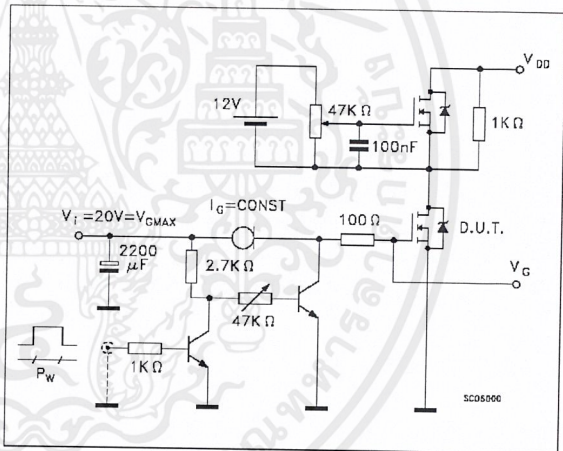


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times

