

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

**การพัฒนาวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบสวิตช์โหมดฟูลบริดจ์
สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ**

**A THREE PHASE FULL BRIDGE SWITCH MODE INVERTER
FOR INDUCTION MOTOR DRIVE**



โดย

นาย ฉัตรชัย สุวรรณะ
นาย สิทธิพันธ์ โลหะวิจารณ์
นาย สุทธิวัฒน์ ประดิษฐ์ศิลป์

รฟท.
ด 232 ก
2550

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 81789
วันเดือนปี..... 24 ส.ย. 2551

b. 11436022
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2550

การพัฒนางจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบสวิตช์โหมดฟูลบริดจ์
สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

A THREE PHASE FULL BRIDGE SWITCH MODE INVERTER
FOR INDUCTION MOTOR DRIVE



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ดร. ภพ จันทร์เจริญสุข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

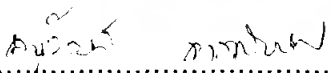
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การพัฒนางจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบสวิตช์โหมคฟูลบริดจ์สำหรับการ
ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ผู้จัดทำ

1. นาย ฉัตรชัย สุวรรณะ
2. นาย สิทธิพันธ์ โลหะวิจารณ์
3. นาย สุทธิวัฒน์ ประดิษฐ์ศิลป์


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. ภพ จันทรเจริญสุข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพัฒนาวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบสวิตช์โหมดฟูลบริดจ์
สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

นาย จักรชัย สุวรรณะ

นาย สิทธิพันธ์ โลหะวิจารณ์

นาย สุทธิวัฒน์ ประดิษฐ์ศิลป์

ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. ภพ จันท์เจริญสุข อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ปฏิญานี้ฉบับนี้ เป็นการศึกษาและพัฒนาวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส แบบสวิตช์โหมดฟูลบริดจ์ สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟส ขนาดพิกัด 1 แรงม้า 380 V โดยใช้มอสเฟส เป็นสวิตช์ ในโครงการนี้จะเป็นการควบคุมโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F2010 ในการสร้างสัญญาณ PWM ชนิด sinusoidal pulse width modulation (SPWM) โดยมีไอซี IR2130 เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการขับสัญญาณเกตของสวิตช์เป็นการควบคุมมอเตอร์ แบบสเกลาร์ด้วยเทคนิค V/F คงที่เพื่อควบคุม Flux Linkage ในย่านแรงบิดคงที่ช่วงตั้งแต่ความถี่ต่ำๆ ไปจนถึงความถี่พิกัด 50Hz ได้และสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะปรารถจากโหลด จากการประมาณ 149 rpm-1498 rpm นอกจากนี้การเพิ่มแรงดันที่ความถี่ต่ำก็ได้ถูกเพิ่มเติมเข้าไปด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A THREE PHASE FULL BRIDGE SWITCH MODE INVERTER FOR INDUCTION MOTOR

Chatchai Suwanna

Sittinan Lohavichan

Sutiwat Praditsin

Asst. Prof. Dr. Anuwat Jangwanitlert Adviser

Dr. Phop Chancharoensook Adviser

2007

ABSTRACT

This Thesis presents development of a three phase full bridge switch mode inverter for induction motor drive. The motor is rated for 1 hp, 380 V. Power MOSFETs were used as switches of the inverter. Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) signals were generated by dsPIC30F2010 digital signal control. The IC IR2130 was used as gate driver of the power transistor. The constant Volt/Hertz (scalar control) technique was employed in order to maintain constant airgap flux linkage of the motor in the constant torque region. The output frequency of the inverter can be adjusted frequency 5 Hz upto the rated frequency of 50 Hz. Correspondingly , the no load speed of the induction motor can be varied from 149 rpm – 1498 rpm. In addition, the voltage-boost technique was included into the system

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำโครงการนัฐศึกษาซึ่งต่อความกรุณาที่ ผศ.ดร. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ และ ดร. ภพ จันทรเจริญสุข อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำ ตลอดจนอาจารย์ในภาควิชาที่ประสิทธิประสาทความรู้ให้กับผู้จัดทำในครั้งนี้ ถ้าปราศจากท่านโครงการนี้ก็คงไม่สำเร็จลุส่งไปได้

นอกจากนั้นคณะผู้จัดทำต้องขอบคุณเพื่อนร่วมห้องปฏิบัติการ(lab) ที่คอยเอาใจใส่ คอยถามไถ่ตลอดเวลา และให้ความช่วยเหลือ โดยเฉพาะ คุณอนุชาที่ช่วยกันดู ช่วยกันเล่น และคุณอาทิตย์ ที่ให้คำปรึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์ และบุคคลอื่นๆ ที่ไม่ได้กล่าวถึงในที่นี้ด้วย

ท้ายที่สุดนี้ คณะผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา สำหรับกำลังใจ และการสนับสนุนด้วยดีเสมอมา ให้คณะผู้จัดทำเรียนหนังสือจนจบในครั้งนี้



III

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VI
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ.....	1
1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ.....	1
1.5 แผนการดำเนินโครงการ.....	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	2
1.6 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน PULSE-WIDTH MODULATED.....	3
2.2.1 Single-Phase Inverter with Bipolar Voltage Switching.....	4
2.2.2 Single-Phase Inverter with Unipolar Voltage Switching.....	6
2.2.3 Three-Phase Full-Bridge Inverter.....	8
2.3 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า.....	10
2.3.1 การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	10
2.3.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	10
2.3.3 คุณลักษณะการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่พิกัดความถี่ และแรงดันไฟฟ้าที่สาย.....	17
2.3.4 การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการเปลี่ยนความถี่ และแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าที่สเตรเตอร์.....	19
2.3.5 การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการเปลี่ยนความถี่ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน.....	27

IV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างวงจร.....	30
3.1 บทนำ.....	30
3.2 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์.....	30
3.2.1 การออกแบบวงจรควบคุม (Control Circuit).....	30
3.2.2 วงจรแยกโดดทางแสง (Opto – Isolator Circuit).....	30
3.2.3 วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive Circuit).....	31
3.2.4 วงจรไฟเลี้ยง (Power supply).....	31
3.2.5 วงจร DC Link.....	31
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	42
4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	42
4.2 ขั้นตอนการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์.....	42
4.3 สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์.....	43
4.4 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์.....	45
4.5 การเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดมอเตอร์.....	51
4.6 การทดสอบในขณะมี Voltage Boost และไม่มี Voltage Boost.....	54
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	55
บรรณานุกรม.....	56
ภาคผนวก	57
ประวัติผู้เขียน	104

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 PULSE-WIDTH MODULATION.....	3
2.2 Single-phase full-bridge inverter.....	4
2.3 แรงดันของอินเวอร์เตอร์ แรงดันและกระแสของโหลดแบบ Bipolar.....	5
2.4 PWM with unipolar voltage switching (single phase).....	6
2.5 แรงดันของอินเวอร์เตอร์ แรงดันและกระแสของโหลดแบบ Unipolar.....	7
2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	8
2.7 คลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมรูปไซน์สามรูปคลื่นที่เฟสต่างกัน 120 องศา.....	9
2.8 คลื่นของแรงดันที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	9
2.9 ภาพตัวอย่างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	10
2.10 ก. วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อเฟส ข. เฟสเซอร์ไดอะแกรม.....	12
2.11 กราฟตัวอย่างคุณลักษณะแรงบิด – ความเร็วโรเตอร์เมื่อค่า V_s และ f มีค่าคงที่เท่ากับค่า พิกัด.....	18
2.12 กราฟตัวอย่างกระแสโรเตอร์ I_r ต่อ f_{sl} เมื่อค่า V_s และ f มีค่าคงที่เท่ากับค่าพิกัด.....	18
2.13 มอเตอร์เหนี่ยวนำขณะเริ่มเดินเครื่องเมื่อค่า V_s และ f มีค่าคงที่เท่ากับค่าพิกัด.....	18
2.14 คุณลักษณะแรงบิดต่อความเร็วรอบเมื่อสลิปมีค่าต่างๆโดยคงค่า θ_{ag} และแรงบิดโหลด	20
2.15 ลักษณะแรงบิดของโหลดแบบบีมแรงเหวี่ยง.....	20
2.16 ความถี่ขณะเริ่มเดินเครื่อง.....	21
2.17 การเปลี่ยนแปลงความชันของความถี่ (f) ขณะเริ่มเดินเครื่อง.....	22
2.18 เฟสเซอร์ไดอะแกรมที่ความถี่สลิป (f_{sl}) มีค่าน้อย.....	22
2.19 แรงบิดเพิ่มเติมที่ต้องการเพื่อคงค่า θ_{ag} ให้คงที่.....	23
2.20 (ก) (ข) (ค) คุณลักษณะการทำงานและสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	26
2.21 PWM – VSI (ก) วงจร.....	28
(ข) รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านเข้า.....	28
(ค) รูปคลื่นแรงดันเฟสและกระแสระหว่างสาย.....	29
3.1 บล็อกไดอะแกรมในการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์.....	30
3.2 วงจรควบคุม (dsPic30F2010).....	32

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.3 วงจรแยกโดดทางแสง (Opto – Isolator).....	33
3.4 วงจรขับ (Gate Drive Circuit).....	34
3.5 วงจรไฟเลี้ยง (Power supply circuit).....	35
3.6 วงจร DC Link.....	35
3.7 ก วงจรอินเวอร์เตอร์.....	36
3.7 ข วงจรอินเวอร์เตอร์.....	36
3.7 ค วงจรอินเวอร์เตอร์.....	37
3.7 ง วงจรอินเวอร์เตอร์.....	37
3.7 จ วงจรอินเวอร์เตอร์.....	38
3.7 ฉ วงจรอินเวอร์เตอร์.....	38
3.7 ช วงจรอินเวอร์เตอร์.....	39
3.7 ฅ วงจรอินเวอร์เตอร์.....	39
3.8 วงจร DC Bus.....	40
3.8 ก วงจร DC Bus.....	40
3.9 Induction motor 1hp.....	41
3.9 ก Induction motor 1hp.....	41
4.1 ก สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนกึ่งเดียวกัน.....	43
4.1 ข สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนกึ่งเดียวกัน.....	43
4.2 ก สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนเฟสไป 120 องศา.....	44
4.2 ข สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนเฟสไป 120 องศา.....	44
4.4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 Hz.....	45
4.5 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 Hz.....	45
4.6 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 10 Hz.....	46
4.7 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 10 Hz.....	46
4.8 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 Hz.....	47
4.9 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 Hz.....	47
4.10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 Hz.....	48
4.11 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 Hz.....	48
4.12 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 40 Hz.....	49
4.13 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 40 Hz.....	49

VII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.14 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 Hz.....	50
4.15 สเปกตรัมของแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 Hz.....	50
4.16 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 Hz.....	51
4.17 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 10 Hz.....	51
4.18 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 Hz.....	52
4.19 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 Hz.....	52
4.20 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 40 Hz.....	53
4.21 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 Hz.....	53
4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับความถี่.....	54



VIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1 บันทึกค่าแรงดันกับความเร็วยรอบของมอเตอร์เมื่อมี Voltage Boost และไม่มี Voltage Boost.....	54



IX

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ต้นกำลังทางไฟฟ้าในภาคอุตสาหกรรม จะนิยมใช้แหล่งจ่ายเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เช่น อุตสาหกรรมการผลิต ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเป็นหลัก ในยุคปัจจุบันการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าให้มีสมรรถนะสูงสามารถใช้อินเวอร์เตอร์ (Inverter) ในการควบคุมความเร็วรอบ แรงบิดตามต้องการ และมีประสิทธิภาพสูง มีสภาวะการทำงานที่ไม่ก่อให้เกิดปัญหาการบกพร่องระบบไฟฟ้าข้างเคียง อินเวอร์เตอร์จึงมีบทบาทในภาคอุตสาหกรรมมาก ดังนั้นการทำงานของสวิตช์โหมดยอินเวอร์เตอร์และการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ จึงเป็นประเด็นที่น่าสนใจในการศึกษาและวิจัย

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบเฟสเดียว ในการควบคุมโหลด RL
2. ศึกษาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบสามเฟส และการใช้อินเวอร์เตอร์ในการควบคุมโหลด RL และ Induction motor
3. เพื่อสร้างชุดอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบฟูลบริดจ์โดยใช้ Power Transistor เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ที่มีการควบคุมด้วยเทคนิค Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) เป็นตัวควบคุม Induction motor
4. เพื่อวิเคราะห์ผลและหาขอบเขตการทำงานของระบบที่สร้างขึ้น

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

โครงการนี้เป็นการออกแบบสร้างอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบฟูลบริดจ์ โดยใช้ Power Transistor เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ในการสร้างสัญญาณขับอินเวอร์เตอร์จะใช้ dsPIC30F2010 ซึ่งเป็น digital signal controller ขนาด 16 Bit

- ชุดภาคกำลังอินเวอร์เตอร์สามเฟสแบบฟูลบริดจ์
- ภาคสัญญาณ ใช้ dsPIC30F2010 เป็นตัวสร้างสัญญาณ โดยใช้สัญญาณไซน์ และสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 5 KHz

ทดลองกับโหลด RL และ Induction motor

1.4 วิธีการที่ใช้ในโครงการ

- Computer simulation : Matlab/Simulink
- dsPIC Microcontroller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 แผนการดำเนินโครงการ

- ศึกษาการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบต่างๆ โดยใช้โปรแกรม Matlab/Simulink ในการจำลองบนคอมพิวเตอร์
- ศึกษาการควบคุมอินเวอร์เตอร์โดยใช้ dsPIC Microcontroller ในการสร้างสัญญาณขับเคลื่อน แบบ Open loop control
- ออกแบบสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ และทำการทดลองควบคุมแบบ Real-Time, ปรับปรุงวงจร

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

- เข้าใจทฤษฎีเกี่ยวกับของกับอินเวอร์เตอร์
- เข้าใจทฤษฎีการควบคุมการทำงานของ Induction motor แบบ constant volt/hertz
- มีประสบการณ์ในการทำงานในด้าน Power Electronic
- มีประสบการณ์ในการทำงานเป็นกลุ่ม

1.7 การจัดโครงสร้างของเนื้อหาภายในปฏิญานินทร์

- ในบทที่ 1 เป็นบทนำ จะกล่าวถึง วัตถุประสงค์ ขอบเขตของโครงการ แผนการดำเนินการ
- บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับวงจรอินเวอร์เตอร์ และการควบคุมแบบป้อนกระแสกลับ ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับ induction motor และการควบคุม
- บทที่ 3 เป็นการออกแบบและสร้างวงจร
- บทที่ 4 เป็นการทดลอง
- บทที่ 5 จะเป็นสรุปและข้อเสนอแนะ
- ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

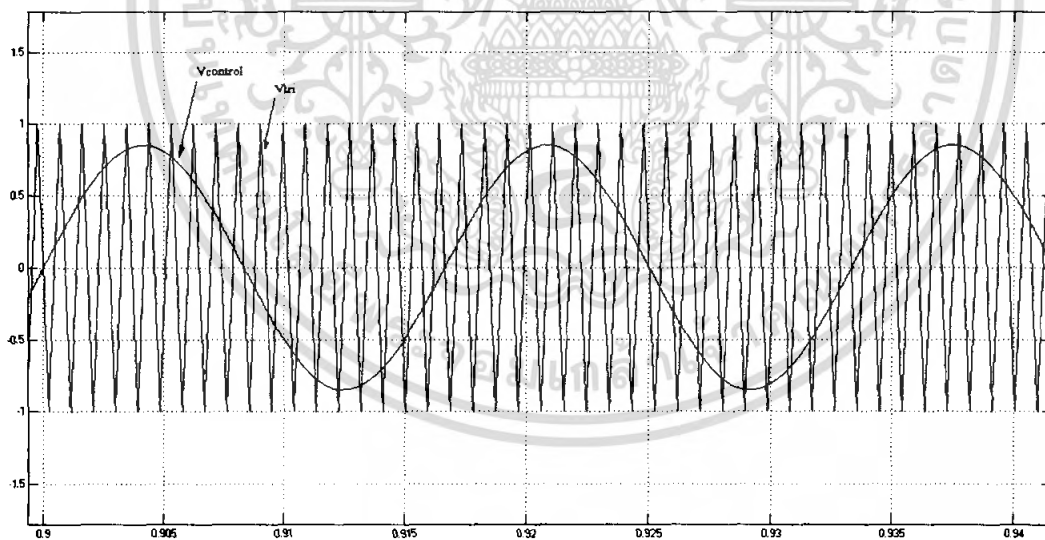
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะมีเนื้อหาเกี่ยวกับทฤษฎีพื้นฐาน การควบคุมอินเวอร์เตอร์ ฟูลบริดจ์ เฟสเดียวแบบ Bipolar และ Unipolar SPWM ใช้กับโหลด RL ซึ่งจะแสดงรูปคลื่น กระแสแรงดัน ทฤษฎีพื้นฐานในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สามเฟส แบบ Unipolar SPWM ซึ่งใช้ควบคุมโหลด RL และ Induction motor ทฤษฎีพื้นฐานและการควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน PULSE-WIDTH-MODULATED (PWM)

ในวงจรอินเวอร์เตอร์การควบคุมโดยใช้วิธีที่เรียกว่า PWM เพื่อที่จะได้รูปคลื่นสัญญาณทั้งเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ได้ เป็นสัญญาณพัลส์ที่มีทั้งขนาดและความถี่ที่ถูกต้อง วิธีการที่จะทำให้รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตเป็นพัลส์ขนาดที่ถูกต้อง จะใช้รูปคลื่น SINE WAVE เป็นรูปคลื่นอ้างอิงที่มีความถี่ที่ถูกต้องและทำการเปรียบเทียบกับรูปสามเหลี่ยมดังแสดงในรูป 2.1



รูปที่ 2.1 Pulse-Width Modulation

ก่อนจะพิจารณาถึงคุณสมบัติ PWM เราต้องทราบถึงคำจำกัดความหรือนิยามก่อน โดยรูปคลื่นสามเหลี่ยม V_{tri} ที่แสดงในรูปคือความถี่ที่ทำการสวิตช์ f_s (หรือเรียกว่าสัญญาณเอกสาร์นี้เป็นเอกสาร์ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

carrier) สัญญาณอ้างอิง $V_{control}$ จะใช้ในการมอดดูเลต สัญญาณควบคุม $V_{control}$ จะใช้ในการมอดดูเลตและมีความถี่เท่ากับ f_1 ซึ่งความถี่มูลฐานที่ต้องการของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ (f_1 จะถูกเรียกว่า modulating frequency) แรงดันที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะไม่ใช้สัญลักษณ์ที่สมบูรณ์แต่จะมีส่วนประกอบของความถี่ Harmonic frequency ของ f_1 โดยค่า Amplitude modulation ratio หาได้จากสมการ

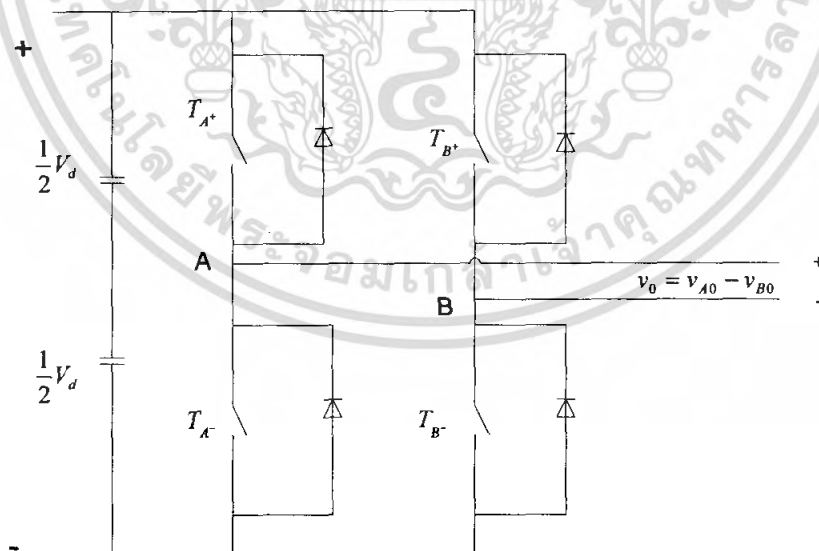
$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2.1)$$

และค่า Frequency modulation ratio หาได้จากสมการ

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.2)$$

2.2.1 Single-Phase Inverter with Bipolar Voltage Switching

การทำงานของPWM ชนิดนี้ รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตที่ขา A จะเหมือนกันกับรูปคลื่น ด้านขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์พื้นฐาน ซึ่งการกำหนดรูปแบบก็เหมือนกัน โดยการเปรียบเทียบของ $V_{control}$ และ V_{tri} ในรูปที่ 2.1 โดยเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ขา B จะเป็นประจุลบและที่ขา A จะเป็นประจุบวก



รูปที่ 2.2 Single-phase full-bridge inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับตัวอย่างในรูปที่ 2.2 เมื่อสวิตช์ T_{A^+} turn on และ v_{A0} ก็จะมีค่าเท่ากับ $+\frac{1}{2}V_d$ ในขณะเดียวกัน T_{B^-} ก็ turn on และจะได้ $v_{B0} = -\frac{1}{2}V_d$ ดังนั้น

$$v_{B0}(t) = -v_{A0}(t) \quad (2.3)$$

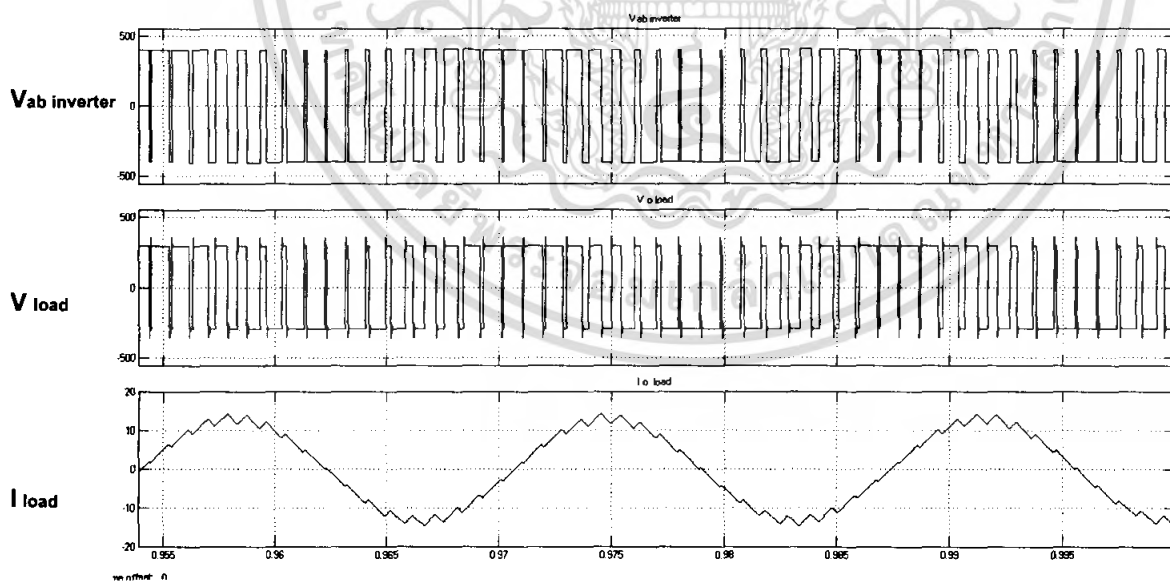
และ

$$v_0(t) = v_{A0}(t) - v_{B0}(t) = 2v_{A0}(t) \quad (2.4)$$

โดยรูปคลื่นของ v_0 จะแสดงในรูปที่ 2.3 ดังนั้น peak ของความถี่มูลฐานที่เป็นส่วนหนึ่งของแรงดันเอาต์พุต (V_{o1}) สามารถได้จากสมการ

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (2.5)$$

และในรูปที่ 2.1 เราจะสังเกตเห็นว่าแรงดันเอาต์พุต (v_0) จะสวิตช์ ระหว่าง $-V_d$ และ $+V_d$ ซึ่งจะมีแรงดันอยู่สองระดับ นั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมจึงเรียก PWM ชนิดนี้ว่า Bipolar Voltage Switching



รูปที่ 2.3 แรงดันของอินเวอร์เตอร์ แรงดันและกระแสของโหลดแบบ Bipolar

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

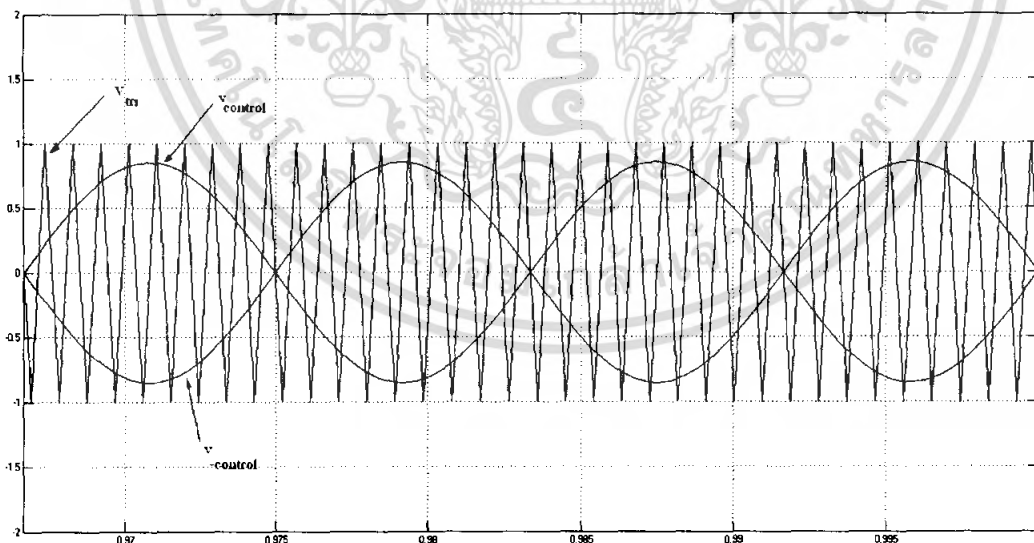
2.2.2 Single-Phase Inverter with Unipolar Voltage Switching

ใน PWM กับการสวิตช์แรงดันแบบ Unipolar จะมีสวิตช์สองขาของ full-bridge inverter แสดงอยู่ในรูปที่ 2.1 แต่จะไม่สวิตช์ในเวลาเดียวกัน เหมือนกับวิธีการ PWM ก่อนหน้านี้ ในที่นี้ขา A และ B ของ full-bridge inverter จะเป็น ทำการควบคุมโดยแยกออกจากกัน คือ จะทำ การเปรียบเทียบ V_{tri} กับ $V_{control}$ และ $-V_{control}$ ตามลำดับ ดังแสดง ในรูปที่ 2.4 จะเป็นการเปรียบเทียบของ $V_{control}$ กับสัญญาณสามเหลี่ยม ผลที่ได้จะเป็นไป ตาม logic signals ที่นำไปใช้ควบคุมขา A

$$\begin{aligned} V_{control} > v_{tri} & : T_{A^+} \text{ on and } V_{AN} = V_d \\ V_{control} < v_{tri} & : T_{A^-} \text{ on and } V_{AN} = 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

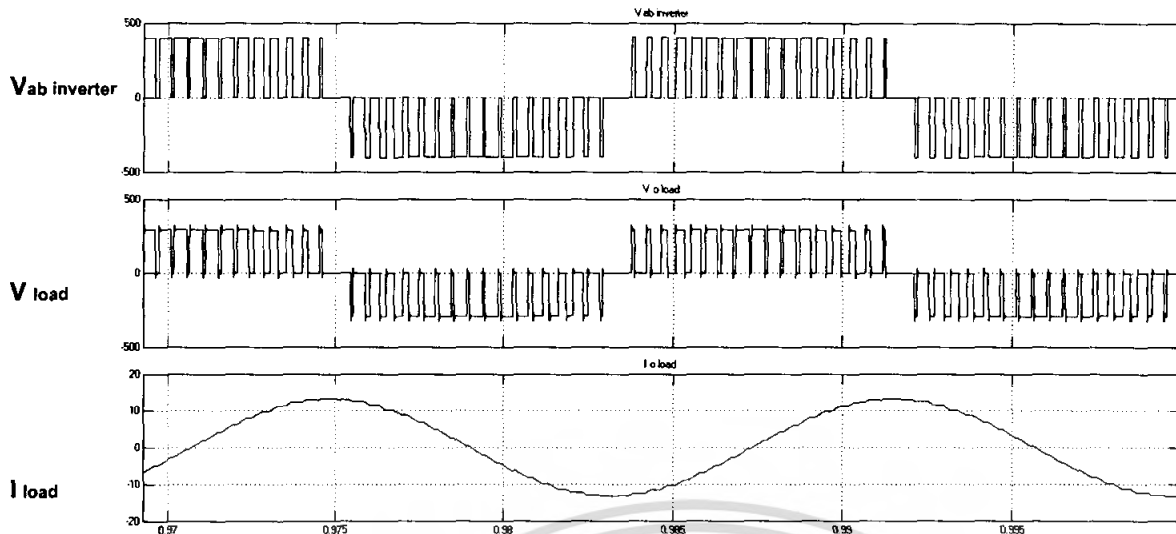
แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ขา A เหมือนกับส่วนของแรงดัน DC ทางด้านลบที่ bus n ส่วนการควบคุมสวิตช์ที่ขา B ก็ คือ จะเอา $-V_{control}$ ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูป สามเหลี่ยมเหมือนกัน โดยจะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned} (-v_{control}) > v_{tri} & : T_{B^+} \text{ on and } v_{BN} = v_d \\ (-v_{control}) < v_{tri} & : T_{B^-} \text{ on and } v_{BN} = 0 \end{aligned} \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.4 PWM with unipolar voltage switching (single phase)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แรงดันของอินเวอร์เตอร์ แรงดันและกระแสของโหลดแบบ Unipolar

ซึ่งลักษณะของสัญญาณนี้เกิดจากการทำงานร่วมกันของสวิตช์ทั้งสี่

$$T_{A^+}, T_{B^-} \text{ on: } v_{AN} = v_d, \quad v_{BN} = 0; \quad v_0 = V_d$$

$$T_{A^-}, T_{B^+} \text{ on: } v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = V_d; \quad v_0 = -V_d$$

$$T_{A^+}, T_{B^+} \text{ on: } v_{AN} = V_d, \quad v_{BN} = V_d; \quad v_0 = 0$$

$$T_{A^-}, T_{B^-} \text{ on: } v_{AN} = 0, \quad v_{BN} = 0; \quad v_0 = 0$$

ในรูปแบบของ PWM ชนิดนี้จะมีการสวิตช์โดยแรงดันที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงระหว่าง ศูนย์และ $+V_d$ หรือระหว่าง ศูนย์และ $-V_d$ จึงเรียกรูปแบบนี้ว่า PWM แบบ Unipolar voltage switching

$$V_{O1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0)$$

$$V_d < \hat{V}_{O1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0)$$

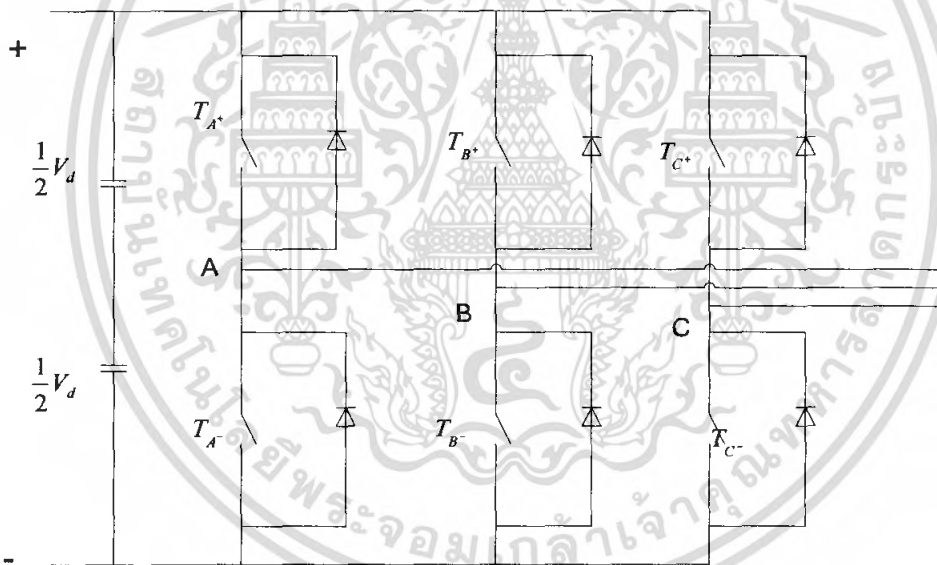
(2.8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 Three-Phase Full-Bridge Inverter

อินเวอร์เตอร์สามเฟสเป็นที่นิยมใช้เนื่องจากเหมาะกับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ถ้าหากจะใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามชุดก็ได้ แต่ต้องใช้สวิตช์จำนวนถึง 12 ตัว นอกจากนั้นยังต้องอาศัยวงจรควบคุมที่ทำให้แต่ละเฟสต่างกัน 120 องศาของความถี่หลัก จึงไม่เหมาะที่จะเลือกใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามตัว จึงมีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์สามเฟสขึ้นมาที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ทั้งขนาดและความถี่ โดยใช้สวิตช์ 6 ตัว และประกอบไปด้วยสามกิ่งหรือสามเฟส

อินเวอร์เตอร์สามเฟสจะคล้ายกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวคือ ต้องการแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ เพื่อที่จะได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่สมดุลและมีเฟสต่างกัน 120 องศา ของความถี่หลักมูล จึงต้องใช้รูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมรูปไซน์สามรูปคลื่นที่เฟสต่างกัน 120 องศา ค่าแรงดันเฟส V_{AN}, V_{BN} จะวัดเทียบกับบัสลบที่เป็นบัสอ้างอิง ส่วนค่าแรงดันไลน์ V_{AB} ค่าที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกหักล้างไป เป็นการสวิตชิงแบบพีดับเบิลยูเอ็ม



รูปที่ 2.6 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

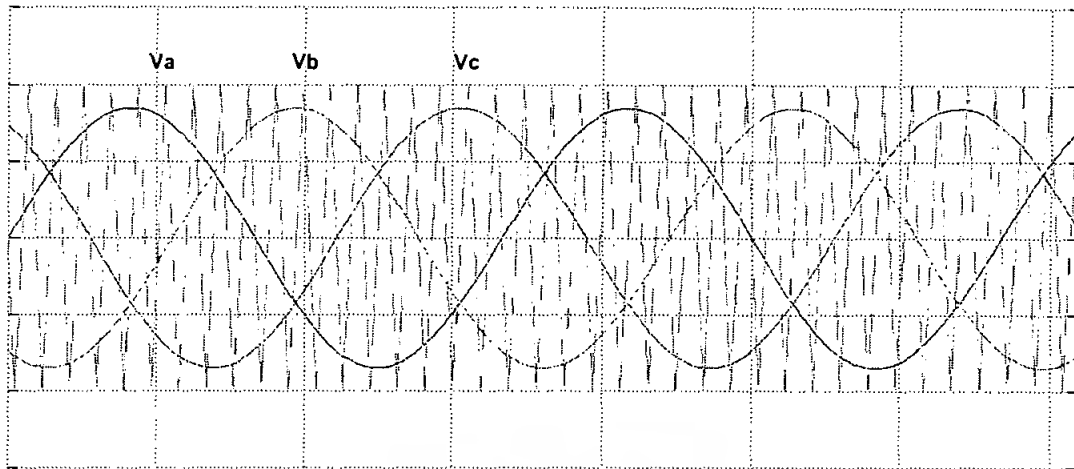
ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลในหนึ่งกิ่งหรือหนึ่งเฟส จะเท่ากับสมการ

$$(V_{AN})_1 = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad \text{เมื่อ} \quad m_a \leq 1.0 \quad (2.9)$$

ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟาระหว่างสายของความถี่หลักมูล

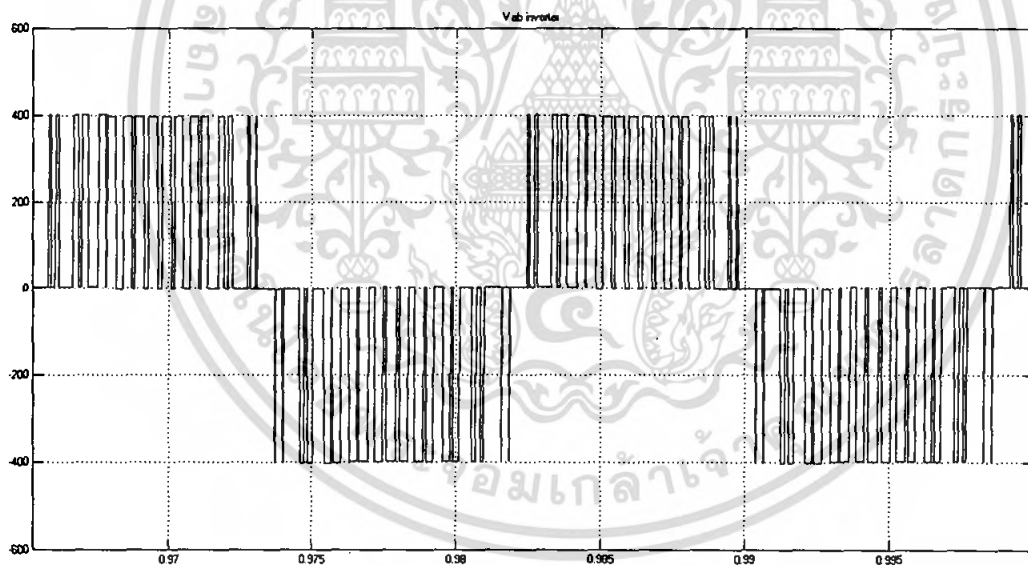
$$V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m_a \cdot \frac{V_d}{2} = 0.612 m_a V_d \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 คลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมรูปไซน์สามรูปคลื่นที่เฟสต่างกัน 120 องศา

เมื่อใช้รูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมรูปไซน์สามรูปคลื่นที่เฟสต่างกัน 120 องศา ดังรูปที่ 2.7 จะทำให้ได้แรงดัน Van ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 คลื่นของแรงดันที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

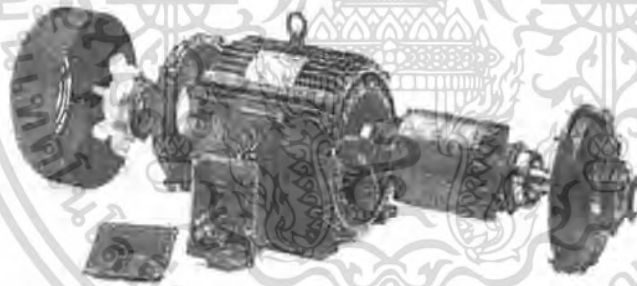
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า

สำหรับของมอเตอร์ไฟฟ้าที่นิยมใช้ร่วมกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าจะได้แก่ มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ซิงโครนัสมอเตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำ แต่ในที่นี้เราจะกล่าวถึง เฉพาะระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเท่านั้น หรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ กระแสสลับสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดด้วยกัน ได้แก่ การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำและการขับเคลื่อนซิงโครนัสมอเตอร์ ในที่นี้จะขอนำเสนอเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.3.1 การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 กลุ่มหลักด้วยกัน ได้แก่ การปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สำหรับตัวอย่างการประยุกต์ใช้งาน ได้แก่ การควบคุมความเร็วของพัดลม คอมเพรสเซอร์ ปัมป์ ฯลฯ เป็นต้น และการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบเซอร์โว ซึ่งจะเป็นการชี้เฉพาะให้หมายถึงการควบคุมสมัยใหม่ โดยที่มอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถประยุกต์ใช้เป็นการขับเคลื่อนไฟฟ้าแบบเซอร์โว ได้แก่ อุปกรณ์ต่อพ่วงคอมพิวเตอร์ (Computer peripherals) เครื่องมือเครื่องจักรกล (Machine tools) และหุ่นยนต์ (Robotics) เป็นต้น



รูปที่ 2.9 ภาพตัวอย่างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.3.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การวิเคราะห์การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่นำเสนอ จะเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟสที่มีโรเตอร์แบบทรงกระบอกเพราะเป็นที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรมโดยส่วนใหญ่ นอกจากนั้นยังกำหนดให้สารแม่เหล็กที่ใช้ในมอเตอร์เหนี่ยวนำไม่เกิดการอิ่มตัว

ถ้าทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าสามเฟสสมดุลที่มีความถี่เท่ากับ $(f = \omega / 2\pi)$ ให้แก่ สเตเตอร์จะเป็นผลทำให้เกิดความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในอากาศ (B_{ag}) ที่มีคุณสมบัติคือ มีขนาดคงที่และหมุนในอากาศด้วยความเร็วคงที่(หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส) โดยความเร็วซิงโครนัสสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าที่มีจำนวนขั้วเท่ากับ p และจ่ายด้วยแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่เท่ากับ f จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega = [2\pi / (p/2)] / 1/f \quad (2.10)$$

$$\omega_s = 2/p(2\pi f) = (2/p) \cdot \omega \text{ เรเดียน ต่อวินาที} \quad (2.11)$$

และถ้าแปลงหน่วยเป็นรอบต่อนาที (rpm) จะเท่ากับ

$$n = 60 \cdot (\omega_s / 2\pi) = 120f/p \text{ รอบต่อนาที} \quad (2.12)$$

เส้นแรงแม่เหล็กที่อยู่ในอากาศ (air gap flux : Φ_{ag}) จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสและจะสัมพันธ์กับขดลวดอยู่กับที่ที่สเตเตอร์ โดยที่แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับ (counter – emf) หรืออาจจะเรียกว่า แรงดันอากาศ (air gap voltage : E_{ag}) จะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นในขดลวดสเตเตอร์แต่ละเฟสที่ความถี่ f ซึ่งสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ 2.10 โดยที่ V_s หมายถึงค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส ($V_p = V_{LL} / \sqrt{3}$) R_s หมายถึงค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ L_s หมายถึงค่าความเหนี่ยวนำรั่วของขดลวดสเตเตอร์ และจากการวิเคราะห์วงจรแม่เหล็กจะได้

$$N_s \cdot \Phi_{ag} = L_m \cdot i_m \quad (2.13)$$

โดยที่ N_s หมายถึง จำนวนรอบต่อเฟสของขดลวดสเตเตอร์ของวงจรสมมูล
 L_m หมายถึงค่าความเหนี่ยวนำทางแม่เหล็ก
 และจากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$e_{ag} = N_s (d\Phi_{ag} / dt) \quad (2.14)$$

และจากการที่เส้นแรงแม่เหล็กอากาศ (Φ_{ag}) เชื่อมโยงกับขดลวดสเตเตอร์ จะได้ว่า
 $\Phi_{ag}(t) = \Phi_{ag} \sin(\omega t)$ แทนค่าในสมการจะได้ว่า

$$e_{ag} = N_s \omega \Phi_{ag} \cos(\omega t) \quad (2.15)$$

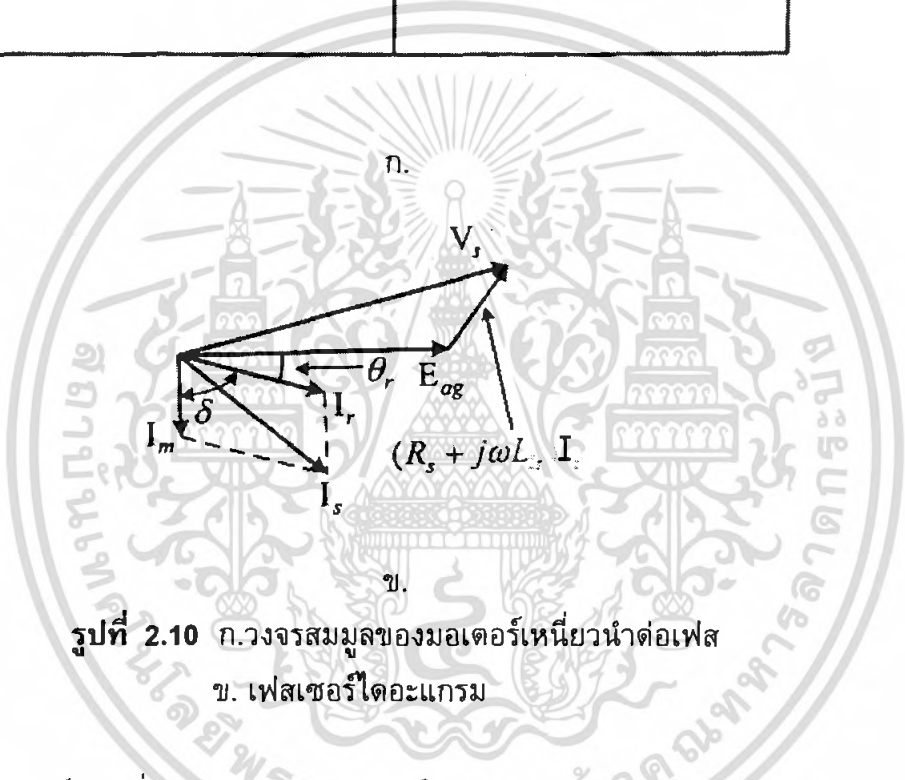
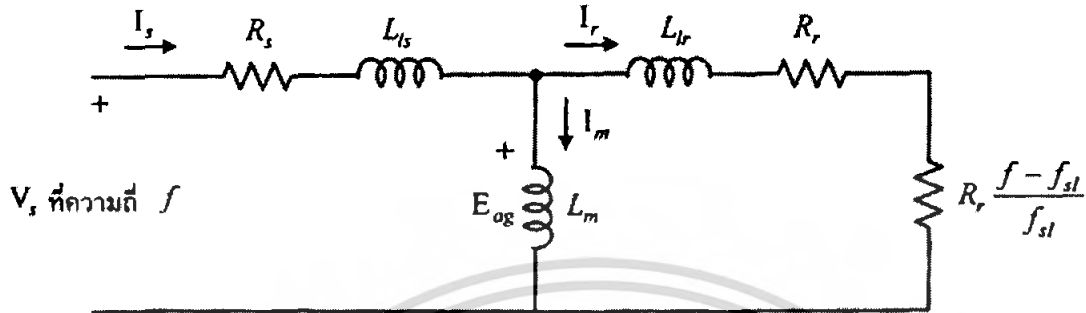
โดยมีค่ารากกำลังสองเฉลี่ยเท่ากับ

$$E_{ag} = k_3 f \Phi_{ag} \quad (2.16)$$

โดยที่ k_3 หมายถึงค่าคงที่

แรงบิดที่ได้จากมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะเกิดจากปฏิกิริยาระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กอากาศกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวโรเตอร์ และถ้าสมมติว่าเกิดกรณีที่ความเร็วของตัวโรเตอร์ไม่เท่ากับความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะเกิดผลกระทบต่อการนำไฟฟ้าของตัวโรเตอร์ ซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นในขดลวดตัวโรเตอร์ และถ้าสมมติว่าเกิดกรณีที่ความเร็วของตัวโรเตอร์ช้ากว่าความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะเกิดผลกระทบต่อการนำไฟฟ้าของตัวโรเตอร์ ซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นในขดลวดตัวโรเตอร์ และถ้าสมมติว่าเกิดกรณีที่ความเร็วของตัวโรเตอร์เร็วกว่าความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะเกิดผลกระทบต่อการนำไฟฟ้าของตัวโรเตอร์ ซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นในขดลวดตัวโรเตอร์

อร์หมุนด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัส ปฏิกริยาระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กอากาศกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวโรเตอร์ก็จะไม่เกิดขึ้นเพราะไม่เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับที่ตัวโรเตอร์ ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในตัวโรเตอร์ ทำให้ไม่เกิดแรงบิดขึ้นนั่นเอง



รูปที่ 2.10 ก. วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อเฟส
ข. เฟสเซอร์ไดอะแกรม

เมื่อโรเตอร์หมุนที่ความเร็วเท่ากับ ω_r ในทิศทางเดียวกับทิศทางการหมุนของเส้นแรงแม่เหล็กในอากาศ ความแตกต่างระหว่างความเร็วของเส้นแรงแม่เหล็กอากาศกับความเร็วของโรเตอร์จะนิยามว่าหมายถึง "ความเร็วของสลลิป" (Slip speed)

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \tag{2.17}$$

เมื่อทำการนอร์มัลไรซ์(normalized) ค่าความเร็วสลลิปด้วยความเร็วซิงโครนัสจะได้

$$S_{p.u.} = (\omega_s - \omega_r) / \omega_s \text{ (per unit)} \tag{2.18}$$

หรือความเร็วสลลิปจะเท่ากับ

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = s\omega_s \tag{2.19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกฎของฟาราเดย์ จะสามารถหาค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับที่เกิดในโรเตอร์ที่ความถี่สลิป f_{sl} ซึ่งจะมีแปรผันโดยตรงกับค่าความเร็วสลิปดังแสดงในสมการ

$$f_{sl} = (\omega_s/\omega_s)f = sf \quad (2.20)$$

ขนาดของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวโรเตอร์ที่ความถี่สลิป สามารถหาได้โดยการใช้วิธีเดียวกับ การหาค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับที่เกิดขึ้นที่ขดลวดสเตเตอร์แต่ละเฟสเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กอากาศ (Φ_{ag}) ที่เชื่อมโยงตัวนำในโรเตอร์และตัวนำในสเตเตอร์จะเป็นเส้นแรงแม่เหล็กอากาศตัวเดียวกัน อย่างไรก็ตาม ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่กระจายในอากาศจะหมุนที่ความเร็วสลิป (ω_{sl}) เมื่อมองจากมุมของตัวเหนี่ยวนำในโรเตอร์ ดังนั้นค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวนำโรเตอร์จะหาได้จากการเปลี่ยนค่าความถี่ในสมการ $E_{ag} = k_3f \Phi_{ag}$ เป็นค่าความถี่สลิป f_{sl} เนื่องจากได้กำหนดให้มอเตอร์เหนี่ยวนำที่พิจารณาเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีโรเตอร์แบบกรงกระรอกและมีจำนวนรอบของขดลวดต่อเฟสที่โรเตอร์เท่ากับที่สเตเตอร์ (N_s) จะได้

$$E_r = k_3f_{sl} \Phi_{ag} \quad (2.21)$$

เนื่องจากขดลวดที่โรเตอร์ถูกจัดวางจรตัววงแหวนลัดวงจรปลายตัวหมุน (end ring) ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ไหลในตัวโรเตอร์ (I_r) ซึ่งกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำดังกล่าวเกิดจากค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำย้อนกลับที่เกิดขึ้นที่ความถี่สลิป (f_{sl})

$$E_r = R_r I_r = j2\pi f_{sl} L_r I_r \quad (2.22)$$

โดยที่ R_r หมายถึง ค่าความต้านทานของวงจรมวลของขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส
 L_r หมายถึง ค่าความเหนี่ยวนำรั่วของวงจรมวลขดลวดโรเตอร์ต่อเฟส

ค่ากระแสโรเตอร์ที่ความถี่สลิป จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่ความถี่สลิปเมื่อมองจากมุมของตัวโรเตอร์ ในขณะที่จะหมุนที่ความเร็วซิงโครนัสเมื่อมองจากมุมของสเตเตอร์ (เพราะ $\omega_s = \omega_s + \omega_r$) ปฏิกิริยาระหว่าง Φ_{ag} กับสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสโรเตอร์เป็นผลทำให้เกิดแรงบิดขึ้น โดยค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากค่าความต้านทานของโรเตอร์จะเท่ากับ

$$P_r = 3 R_r I_r^2 \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคูณ (f / f_{sl}) เข้ากับ $E_r = R_r I_r = j2\pi f_{sl} L_r I_r$ และพิจารณา $E_{ag} = k_3 f \Phi_{ag}$ และ $E_r = k_3 f_{sl} \Phi_{ag}$ จะได้

$$E_{ag} = (f / f_{sl}) E_r = f (R_r / f_{sl}) I_r + j2\pi f L_r I_r \quad (2.24)$$

ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ก โดยที่ค่า $f (R_r / f_{sl})$ จะมีค่าเท่ากับผลบวกของ R_r กับ $R_r [(f - f_{sl}) / f_{sl}]$ และเมื่อคูณ $E_{ag} = (f / f_{sl}) E_r = f (R_r / f_{sl}) I_r + j2\pi f L_r I_r$ ด้วยค่าจินตภาพของกระแสโรเตอร์ (I_r) พิจารณาเฉพาะค่าจำนวนจริง $\text{Re}[E_r I_r]$ เท่านั้น จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านอากาศ (airgap power : P_{ag})

$$P_{ag} = 3 (f / f_{sl}) R_r I_r^2 \quad (2.25)$$

จาก $P_r = 3 R_r I_r^2$ และ $P_{ag} = 3 (f / f_{sl}) R_r I_r^2$ จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าทางกล (electromechanical power : P_{em}) เท่ากับ

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3 [(f - f_{sl}) / f_{sl}] R_r I_r^2 \quad (2.26)$$

และ

$$T_{em} = (P_{em} / \omega_r) \quad (2.27)$$

และจากสมการข้างต้นจะได้ว่า

$$T_{em} = (P_{ag} / \omega_s) \quad (2.28)$$

ในวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 2.10 ก ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากค่าความต้านทานโรเตอร์และกำลังไฟฟ้าต่อเฟส จะสามารถแยกออกจากกันได้ โดย จาก $f (R_r / f_{sl})$ ในสมการ $E_{ag} = (f / f_{sl}) E_r = f (R_r / f_{sl}) I_r + j2\pi f L_r I_r$ จะเท่ากับผลรวมของ R_r และ $[(f - f_{sl}) / f_{sl}] R_r$

กระแสไฟฟ้าสเตเตอร์ (I_s) จะเท่ากับผลรวมของกระแสทางแม่เหล็ก (I_m) กับกระแสโรเตอร์ (I_r) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_s = I_m + I_r \quad (2.29)$$

รูปที่ 2.10 แสดงรูปเฟสเซอร์ไออะแกรมของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ ค่ากระแสทางแม่เหล็กที่ทำให้เกิดค่าเส้นแรงแม่เหล็กอากาศ จะล้าหลังค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำย้อนกลับที่อากาศ (E_{ag}) เท่ากับ 90 องศา กระแสโรเตอร์ (I_r) ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่ทำให้เกิดแรงบิดล้าหลัง E_{ag} ด้วยค่ามุมเท่ากับ θ ซึ่งจะหาค่าได้เท่ากับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_r = \tan^{-1}(2\pi f_{sl} L_r / R_r) = \tan^{-1}[2\pi f_{sl} L_r / R_r(f / f_{sl})] \quad (2.31)$$

จากทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถหาแรงบิดที่เกิดขึ้นได้เท่ากับ

$$T_{em} = k_4 \Phi_{ag} I_r \sin(\delta) \quad (2.32)$$

โดยที่ δ หมายถึงค่ามุมระหว่างกระแสทางแม่เหล็ก (I_m) ซึ่งทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กอากาศ (Φ_{ag}) กับกระแสโรเตอร์ (I_r) ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่โรเตอร์ โดยมีค่าเท่ากับ

$$\delta = 90^\circ + \theta_r \quad (2.33)$$

โดยค่าแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้แก่สเตเตอร์ต่อเฟสจะเท่ากับ

$$V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_r) I_s \quad (2.34)$$

ในการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไป เจือจางดังต่อไปนี้จะเป็นจริงสำหรับวงจรโรเตอร์ที่มีค่าความถี่สลิปต่ำๆเมื่อทำงานที่สภาวะปกติ

$$2\pi f_{sl} L_r \ll R_r \quad (2.35)$$

ดังนั้นค่ามุม θ_r ดังแสดงใน $\theta_r = \tan^{-1}(2\pi f_{sl} L_r / R_r) = \tan^{-1}[2\pi f_{sl} L_r / R_r(f / f_{sl})]$ จะมีค่าประมาณเท่ากับศูนย์และมุมแรงบิด δ ใน $\delta = 90^\circ + \theta_r$ จะมีค่าประมาณเท่ากับ 90° และจากสมการ $T_{em} = k_4 \Phi_{ag} I_r \sin(\delta)$ จะได้ว่า T_{em} มีค่าประมาณ $k_4 \Phi_{ag} I_r$

จากสมการ $E_r = k_3 f_{sl} \Phi_{ag}$ และ $E_r = R_r I_r = j2\pi f_{sl} L_r I_r$ โดยใช้การประมาณค่าตามสมการ $2\pi f_{sl} L_r \ll R_r$ จะได้ว่า I_r มีค่าประมาณ $k_3 f_{sl} \Phi_{ag}$

และโดยการประมาณค่าตามสมการ $2\pi f_{sl} L_r \ll R_r$ สำหรับสมการ $I_s = I_m + I_r$ จะได้ว่า I_s ประมาณรากที่สองของ $I_m^2 + I_r^2$

สำหรับองค์ประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไป ยกเว้นในกรณีมอเตอร์เหนี่ยวนำทำงานที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ทำงานปกติ (f) ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป สมการ

$V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_r) I_s$ จะได้ว่าเท่ากับ V_s มีค่าประมาณ E_{ag} แทนที่สมการ $E_{ag} = k_3 f \Phi_{ag}$ เข้าไปจะได้ว่า $V_s = k_3 f \Phi_{ag}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ $P_r = 3 R_r I_r^2$ จะได้อัตราส่วนระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ตัวโรเตอร์ต่อกำลังไฟฟ้าทางกล (P_m) เท่ากับ

$$\%P_r = (P_r / P_{em}) = f_{sl} / (f - f_{sl}) \quad (2.36)$$

สมการความสัมพันธ์ที่สำคัญ สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการควบคุมความถี่ได้ สามารถสรุปใจความสำคัญได้ดังนี้

1. ความเร็วเชิงโรตอร์สามารถเปลี่ยนแปลงด้วยการเปลี่ยนแปลงความถี่จากแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ป้อนให้แก่ตัวสเตเตอร์ (f)
2. เปอร์เซนต์ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียไฟฟ้าเนื่องจากค่าความต้านทานในตัวมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะมีค่าน้อยมาก เพราะต้องการให้ความถี่สลลิปมีค่าน้อย ดังนั้นที่สภาวะอยู่ตัวค่าความถี่สลลิป (f_{sl}) ควรจะมีค่าไม่สูงเกินกว่าค่าความถี่สลลิปที่พิกัด อย่างไรก็ตามความรู้ที่กล่าวมาทั้งหมดจะยกเว้นในกรณีที่ความถี่ในการทำงานมีค่าต่ำมาก ๆ
3. เนื่องจากค่าความถี่สลลิป (f_{sl}) มีค่าน้อยมาก (ยกเว้นในกรณีที่ความถี่ในการทำงานมีค่าต่ำมาก ๆ) สลิป (s) ที่เกิดขึ้นจึงมีค่ามากเช่นกันเป็นผลทำให้สามารถประมาณได้ว่าความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะแปรผันเป็นเชิงเส้นกับความถี่จากแหล่งจ่ายที่ป้อนเข้าที่สเตเตอร์ (f)
4. ในกรณีที่ต้องการให้แรงบิดมีค่าเท่ากับที่พิกัดที่ทุก ๆ ความถี่ เส้นแรงแม่เหล็กอากาศ ควรจะมีค่าคงที่และมีค่าเท่ากับค่าเส้นแรงแม่เหล็กอากาศที่พิกัด เป็นผลทำให้แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่สเตเตอร์ (V_s) จะต้องแปรผันอย่างเป็นสัดส่วนกับความถี่จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า
5. เนื่องจากค่ากระแสโรเตอร์ (I_r) จะแปรผันกับความถี่สลลิปและเพื่อจำกัดไม่ให้ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าสเตเตอร์มีค่าสูงเกินกว่าค่ากระแสที่สเตเตอร์ที่พิกัด ทำให้ในกรณีที่สภาวะอยู่ตัว ความถี่สลลิปไม่ควรจะมีค่าสูงเกินกว่าค่าความถี่สลลิปที่พิกัด

ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถเปลี่ยนแปลงได้ด้วยการควบคุมความถี่จากแหล่งจ่ายที่ป้อนเข้าที่สเตเตอร์ และเส้นแรงแม่เหล็กอากาศ ควรจะมีค่าคงที่และมีค่าที่พิกัด ซึ่งทำได้ด้วยการควบคุมขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าที่สเตเตอร์ให้แปรผันอย่างเป็นสัดส่วนกับความถี่ และถ้าทำการควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีดังกล่าวจะทำให้ได้ค่าแรงบิดที่พิกัด โดยที่ความถี่สลลิป กระแสโรเตอร์ กระแสสเตเตอร์ และเปอร์เซนต์กำลังไฟฟ้าสูญเสียในวงจรโรเตอร์ควรจะมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าที่พิกัด

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2.3.3 คุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่พิกัดความถี่และแรงดันไฟฟ้าที่สาย

โดยทั่วไปคุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่แสดงในแผ่นป้ายชื่อ (name plate) จะแสดงที่ความถี่และแรงดันไฟฟ้าที่สายมีค่าคงที่ คุณสมบัติของแรงบิดต่อความเร็วโรเตอร์และคุณสมบัติของกระแสโรเตอร์ต่อความถี่สลิป ดังแสดงในรูปที่ 2.11 และ 2.12 ตามลำดับ จากกราฟทั้งสองจะเห็นได้ว่า T_{em} และ I_r จะมีบางช่วงนั้นที่เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ที่เป็นอย่างนี้ก็เพราะ

1. ค่ารีแอกแตนซ์ความเหนี่ยวนำในวงจรโรเตอร์จะสูงมากขึ้นเมื่อเทียบกับค่าความต้านทานโรเตอร์เป็นผลทำให้ $2\pi f_{sl} L_r \ll R_r$ เป็นจริง

2. ค่ามุม θ_r ดังแสดงในสมการ

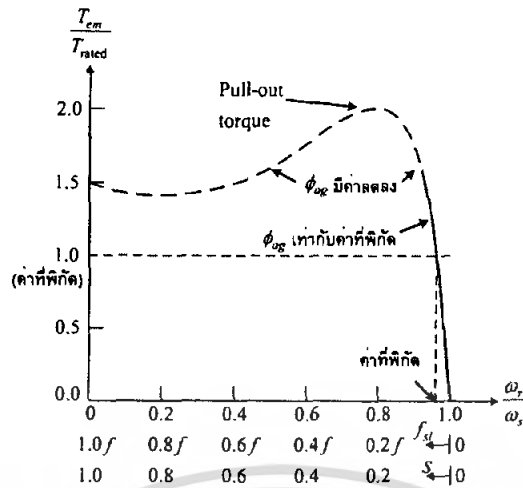
$$\theta_r = \tan^{-1}(2\pi f_{sl} L_r / R_r) = \tan^{-1}[2\pi f_{sl} L_r / R_r (f / f_{sl})]$$

สำคัญเป็นผลทำให้ค่ามุม δ ไม่เท่ากับ 90 องศา ซึ่งเป็นมุมที่เหมาะสมที่สุด

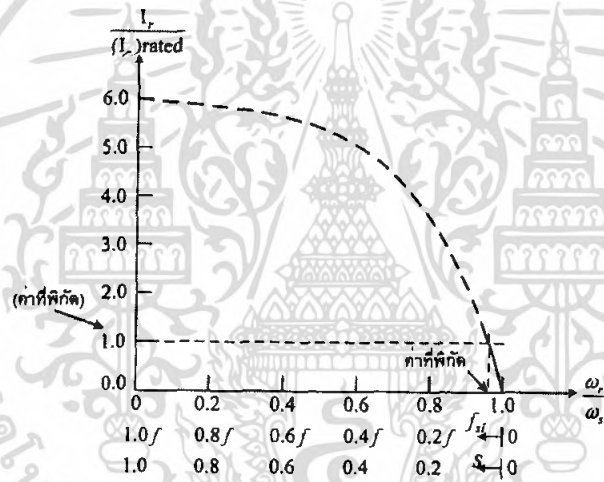
3. ค่ากระแสโรเตอร์มีค่าสูงขึ้น ทำให้ค่ากระแสเสเตเตอร์มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่อิมพีแดนซ์ของขดลวดเสเตเตอร์ในสมการ $V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_r) I_s$ มีค่าสูงขึ้นทำให้เส้นแรงแม่เหล็กอากาศมีค่าลดลง เพราะค่าแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ f มีค่าคงที่

จากผลกระทบบดดังกล่าว เป็นผลทำให้คุณสมบัติของแรงบิดต่อความเร็วโรเตอร์และกระแสโรเตอร์ต่อความถี่สลิปที่ความถี่สลิปมีค่าสูงจะแสดงโดยเส้นประในรูปที่ 2.11 และ 2.12 ตามลำดับ และสำหรับค่าแรงบิดสูงสุดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะนิยามว่าเป็น " pull- out torque "

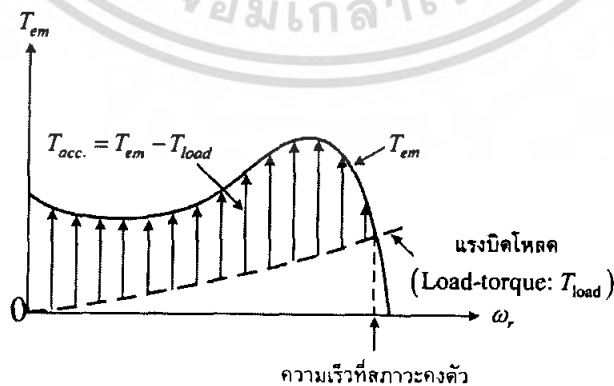
สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่นิยมใช้กันโดยส่วนใหญ่ จะมีค่าความถี่สลิปต่ำๆเป็นผลทำให้ไม่มีการพิจารณาเส้นประดังแสดงในรูปที่ 2.11 และ 2.12 ดังนั้นการวิเคราะห์ในบทนี้จึงถือว่าค่าความถี่สลิปมีความถี่ต่ำเช่นกัน อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่เริ่มเดินมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากการไฟฟ้าโดยตรงและไม่ได้ใช้วงจรแปลงผันกำลัง จะทำให้ค่ากระแสไฟฟ้าขณะเริ่มเดินจะมีค่าสูงขึ้นจากค่าพิกัดประมาณ 6-8 เท่า ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ในขณะที่รูปที่ 2.13 แสดงทอร์กเร่ง (acceleration torque) ซึ่งมีค่าเท่ากับ $T_{em} - T_{load}$ ซึ่งเป็นแรงบิดที่มอเตอร์เหนี่ยวนำใช้สำหรับเริ่มเดินจากสภาวะหยุดนิ่ง



รูปที่ 2.11 กราฟตัวอย่างคุณลักษณะแรงบิด - ความเร็วโรเตอร์เมื่อค่า V_s และ f มีค่าคงที่เท่ากับ พิกัด



รูปที่ 2.12 กราฟตัวอย่างกระแสโรเตอร์ I_r ต่อ f_{sl} เมื่อค่า V_s และ f มีค่าคงที่เท่ากับค่าพิกัด



รูปที่ 2.13 มอเตอร์เหนี่ยวนำขณะเริ่มเดินเครื่องเมื่อค่า V_s และ f มีค่าคงที่เท่ากับค่าพิกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการเปลี่ยนความถี่และแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าที่สเตเตอร์

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ซึ่งเป็นการควบคุมค่าความเร็วซิงโครนัส (ซึ่งหมายถึงความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าโดยที่ค่าความถี่สลิปต้องมีค่าต่ำๆ) และควบคุมค่าเส้นแรงแม่เหล็กอากาศ ให้มีค่าคงที่ด้วยการคงค่าอัตราส่วนระหว่าง V_s ต่อ f ให้มีค่าคงที่และถึงแม้ว่า จะมีเทคนิคในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายวิธีซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไปก็ตาม แต่ด้วยเทคนิคในการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟฟ้า และความถี่ที่ป้อนเข้าสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเป็นเทคนิคที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรม สำหรับรายละเอียดของเทคนิคดังกล่าวจะกล่าวถึงในรายละเอียดต่อไป

- คุณสมบัติของแรงบิดต่อความเร็วรอบ

เมื่อความถี่สลิป (f_{sl}) มีค่าต่ำและคงค่า Φ_{ag} ให้มีค่าคงที่ เป็นผลทำให้แรงบิดแปรผันอย่างเป็นเชิงเส้นต่อความถี่สลิปที่ค่าความถี่สาย f ใดๆ จะได้

$$T_{em} = k_g * f_{sl} \quad (2.37)$$

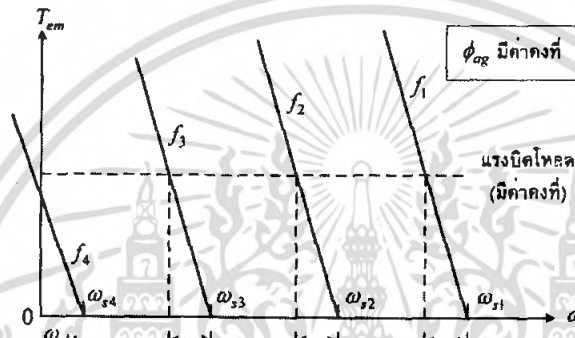
จากสมการดังกล่าวสามารถพล็อตกราฟคุณสมบัติของแรงบิดต่อความเร็วรอบได้ดังแสดงในรูปที่ 2.14 และเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่สายจึงนิยามที่จะแสดงผลของแรงบิดให้เป็นฟังก์ชันของค่าความเร็วสลิป ω_{sl} จะได้ว่า

$$\omega_{sl} = (f_{sl} / f) \omega_s = (4 \pi / P) f_{sl} \quad (2.38)$$

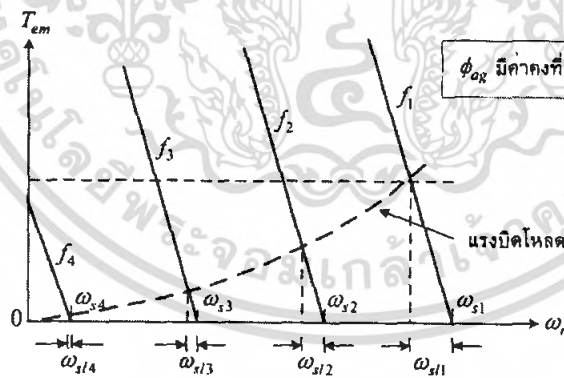
$$T_{em} = k_{10} \omega_{sl} \quad (2.39)$$

พิจารณากราฟคุณสมบัติของแรงบิดต่อความเร็วรอบดังแสดงในรูปที่ 2.14 ได้กำหนดให้ที่ความถี่มีค่าเท่ากับ f_1 ทำให้ได้ค่าความเร็วซิงโครนัสเท่ากับ ω_{s1} และจะเห็นได้ว่าคุณสมบัติของแรงบิดต่อความเร็วรอบจะเลื่อนไปทางซ้ายมืออย่างขนานกันในแนวนอน เมื่อความถี่สายมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนทั้งหมดเท่ากับ 4 ค่าความถี่ เพื่ออธิบายสาเหตุการเปลี่ยนแปลงดังกล่าวจะยกตัวอย่างเมื่อความถี่สายมีค่าเท่ากับ f_1 และ f_2 ซึ่งทำให้เกิดความเร็วซิงโครนัสเท่ากับ ω_{s1} และ ω_{s2} ตามลำดับ ในกรณีนี้ที่โหลดมีค่าเท่ากัน จะได้ว่า $\omega_{sl} = \omega_{s2}$ ดังนั้นกราฟคุณสมบัติของแรงบิดต่อความเร็วรอบดังแสดงในรูปที่ 2.14 เมื่อค่าแรงบิดและความเร็วสลิปมีค่าเท่ากันจะเป็นผลทำให้ที่ความถี่ f_1 และ f_2 จะได้เส้นกราฟที่ขนานกันในแนวนอน

ควรจำไว้ว่าในกรณีที่โหลดมีค่าแรงบิดคงที่ ความถี่สลิปจะมีค่าคงที่เช่นกัน แต่จากสมการ $f_{sl} = (\omega_{sl}/\omega_s)f = sf$ จะเห็นได้ว่าเมื่อค่าความถี่สลิปมีค่าคงที่ สลิปจะมีค่าสลิป (s) มีค่าสูงขึ้นเมื่อค่าความถี่สายมีค่าคงที่และจากสมการ $\%P_r = (P_r / P_{em}) = f_{sl} / (f - f_{sl})$ เปอร์เซนต์กำลังไฟฟ้าสูญเสียในโรเตอร์จะมีความถี่สูงขึ้นเมื่อความถี่สายมีค่าลดลงเพื่อลดความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้ลดลง อย่างไรก็ตาม สำหรับโหลดบางชนิด เช่น บีมแรงเหวี่ยง (centrifugal pumps) คอมเพรสเซอร์ (compressor) และพัดลมซึ่งมีแรงบิดโหลดจะมีลักษณะที่เปลี่ยนแปลงที่ กำลังสองกับค่าความเร็ว จะเป็นผลทำให้ความถี่สลิปและสลิปจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่สายมีค่าลดลง ดังแสดงในรูปที่ 2.15 ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในโรเตอร์จะมีค่าน้อย



รูปที่ 2.14 คุณลักษณะแรงบิดต่อความเร็วรอบเมื่อสลิปมีค่าต่างๆโดยคงค่า Φ_{ag} และแรงบิดโหลด



รูปที่ 2.15 ลักษณะแรงบิดของโหลดแบบบีมแรงเหวี่ยง

- พิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำขณะเริ่มหมุน

มอเตอร์เหนี่ยวนำขณะเริ่มหมุนจะดึงกระแสสูงมากดังแสดงในสมการ

$$I_r \approx k_{11}f_{sl} \tag{2.40}$$

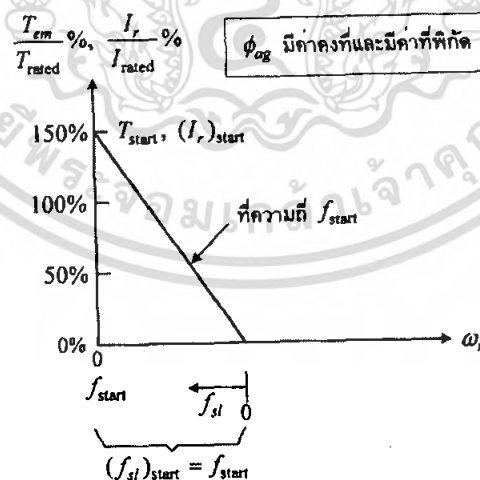
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ $T_{em} = k_{10} \omega_{sl}$ และ $I_r \approx k_{11} f_{sl}$ จะสามารถพล็อตกราฟของ T_{em} และ I_r ได้ดังรูปที่ 2.16 ซึ่งมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถเริ่มหมุนด้วยความถี่สายที่ค่าต่ำๆ ได้อย่างไร เนื่องจากขณะเริ่มหมุนความถี่สลลิปมีค่าเท่ากับความถี่ขณะเริ่มหมุน (f_{start}) ทำให้ค่ากระแสโรเตอร์สามารถถูกจำกัดได้ด้วยการเลือกค่าความถี่ขณะเริ่มหมุนให้เหมาะสม นอกจากนั้นจากการที่กระแสทำแม่เหล็กมีค่าคงที่เพราะ Φ_{ag} มีค่าคงที่ เป็นผลทำให้ค่ากระแสสเตเตอร์ถูกจำกัดไม่ให้มีค่าสูงมากด้วย

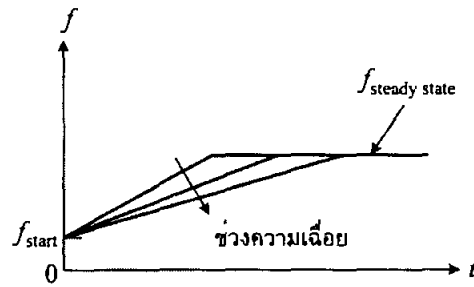
ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ค่าแรงบิดขณะเริ่มหมุนมีค่าเท่ากับ 150% ของแรงบิดที่พิกัดทำให้วงจรถอเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ในการขับเคลื่อนต้องทนกระแสไฟฟ้าเกินชั่วขณะเท่ากับ 150% ของค่าที่พิกัด ดังนั้นความถี่ขณะเริ่มหมุน (f_{start}) จะสามารถหาได้โดยอาศัยข้อมูลจากแผ่นป้ายพิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยจากตัวอย่างต้องการแรงบิดขณะเริ่มหมุนเท่ากับ 150% ของแรงบิดที่พิกัดที่ความเร็วรอบพิกัด 1,746 รอบต่อนาที (rpm) ที่ความถี่ 60 Hz สามารถคำนวณความถี่ขณะเริ่มหมุน (f_{start}) จากรูปที่ 2.16 ได้เท่ากับ

$$f_{start} = (T_{start} / T_{rated}) * (f_{sl})_{rated} = 1.5 \times 1.8 = 2.7 \text{ Hz} \quad (2.41)$$

ในทางปฏิบัติ เมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำเริ่มหมุน ค่าความถี่สเตเตอร์ (f) จะเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องไปยังค่าที่กำหนด ดังแสดงในรูปที่ 2.17 ซึ่งเป็นผลทำให้ค่ากระแสสเตเตอร์มีค่าไม่สูงเกินกว่าค่าที่กำหนด เช่น จากตัวอย่างค่ากระแสสเตเตอร์ จะต้องไม่เกิน 150% ของค่าที่พิกัด เป็นต้นนอกจากนั้นพิกัดที่กำหนดจะต้องลดลงเมื่อโหลดมีค่าสูงขึ้น เพื่อให้จะให้ความเร็วโรเตอร์ได้ดังที่กำหนด



รูปที่ 2.16 ความถี่ขณะเริ่มเดินเครื่อง

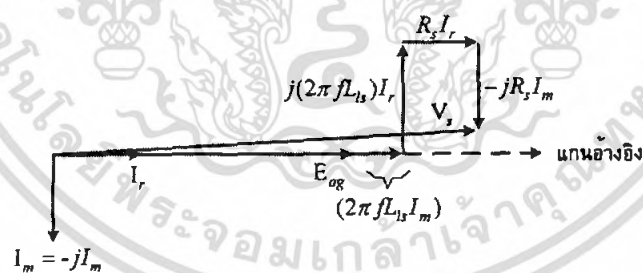


รูปที่ 2.17 การเปลี่ยนแปลงความชันของความถี่ (f) ขณะเริ่มเดินเครื่อง

- การเพิ่มแรงดันสูงขึ้นเมื่อความถี่มีค่าต่ำ

ผลกระทบจากการที่ค่าความต้านทานขดลวดที่สเตเตอร์ (R_s) ไม่สามารถละเว้นได้ เมื่อความถี่สายมีค่าต่ำๆ และถึงแม้ว่าค่าความถี่สลลิปจะมีค่าต่ำก็ตาม ที่เป็นดังนั้นก็เพราะจากการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไป พิจารณาจากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะไม่พิจารณาเทอม $2\pi f L_r$ ซึ่งจะถือว่ามิต้านน้อยมากเมื่อเทียบกับเทอม $R_r \cdot (f / f_{sl})$ เป็นผลทำให้ค่ากระแสโรเตอร์ (I_r) จะอินเฟสกับ E_{ag} และเมื่อใช้ E_{ag} เป็นเฟสเซอร์อ้างอิงจะได้ว่า $I_s = I_r - jI_m$ ดังนั้นจากสมการ $V_s = E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_r) I_s$ จะเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้ และแสดงในรูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมดังแสดงในรูปที่ 2.18

$$V_s \approx [E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_r) I_m + R_s I_r] + j [(2\pi f L_r) I_r - R_s I_m] \quad (2.42)$$



รูปที่ 2.18 เฟสเซอร์ไดอะแกรมที่ความถี่สลลิป (f_{sl}) มีค่าน้อย

จากรูปที่ 2.18 จะเห็นว่าเทอมจินตภาพในสมการข้างบนนั้นสามารถละเว้นไม่นำมาพิจารณาได้ เพราะแม้ว่าจะตัดเทอมจินตภาพออกไปค่าแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์ยังคงใกล้เคียงกันอยู่ดี ดังนั้นสมการข้างบนนี้จะเขียนใหม่ได้ดังนี้

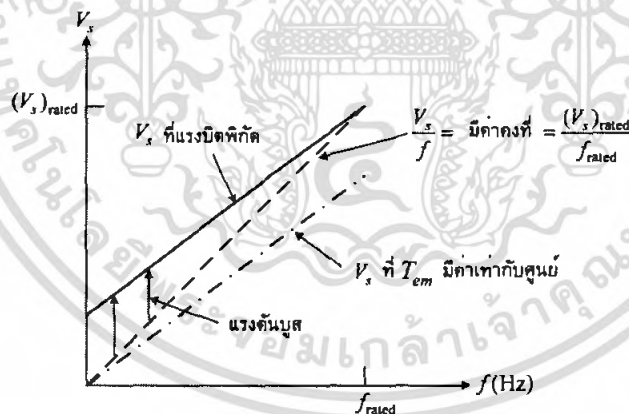
$$V_s f_{sl} / f = [E_{ag} + (R_s + j2\pi f L_r) I_m + R_s I_r] \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีนี้ Φ_{ag} มีค่าคงที่จะเป็ผลทำให้ E_{ag} จะแปรผันอย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าความถี่สายและค่ากระแสทำแม่เหล็กก็จะมีค่าคงที่เช่นกัน ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าที่สเตเตอร์จะต้องมีค่าสูงมากขึ้นก็เพราะผลของ L_s ดังแสดงในสมการข้างบน ซึ่งมีค่าแปรผันตามความถี่สายมาเขียนใหม่ได้สมการดังนี้

$$V_s \approx k_{12} f + R_s I_r \quad (2.44)$$

พิจารณาสมการข้างต้น จะเห็นได้ว่าแรงดันสเตเตอร์ (V_s) ต้องการค่าที่สูงขึ้นกว่าเดิม เพราะต้องชดเชยแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ (R_s) และเพื่อที่จะรักษา Φ_{ag} ให้คงที่ซึ่งจะไม่ขึ้นกับค่าความถี่แต่จะขึ้นอยู่กับค่ากระแสโรเตอร์ นอกจากนั้นค่ากระแสโรเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าแรงบิด ดังนั้นแรงดันสเตเตอร์ที่ต้องการเพื่อให้ค่า Φ_{ag} มีค่าคงที่โดยมีค่าแรงบิดเท่ากับค่าที่พิกัดได้แสดงในเส้นทึบดังในรูปที่ 2.19 แรงดันไฟฟ้าจะแปรผันตามความถี่จากแหล่งจ่ายด้วยแรงดันที่พิกัดซึ่งแสดงดังเส้นประดังแสดงในรูปที่ 2.19 พิจารณารูปที่ 2.19 จะเห็นว่าแรงดันที่สเตเตอร์ต้องการแรงดันเพิ่มเติม (voltage boost) เพื่อที่จะให้ที่ความถี่ต่ำ ค่า Φ_{ag} มีค่าคงที่ และเมื่อความถี่จากแหล่งจ่าย f มีค่าสูงขึ้นจนกระทั่งค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์มีค่าน้อยกว่าค่า E_{ag} มากก็ไม่จำเป็นต้องการแรงดันเพิ่มเติมแต่อย่างใด



รูปที่ 2.19 แรงบิดเพิ่มเติมที่ต้องการเพื่อคงค่า Φ_{ag} ให้คงที่

- สมรรถภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำงานที่ความเร็วต่ำหรือสูงกว่าความเร็วพิกัด

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการเปลี่ยนแปลงความถี่ ไม่ได้จำกัดด้วยสมรรถภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำงานที่ความเร็วต่ำกว่าที่พิกัดเท่านั้นแต่จะครอบคลุมถึงกรณีที่มีความเร็วสูงกว่าพิกัดอีกด้วย เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำมีโครงสร้างที่แข็งแรงทำให้สามารถเพิ่มความเร็วได้สูงกว่าความเร็วที่พิกัด 2 เท่า อย่างไรก็ตาม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมรรถภาพทางด้านแรงบิดและกำลังไฟฟ้าซึ่งจะเป็นฟังก์ชันกับความเร็วของมอเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงไปและจะกล่าวในรายละเอียดต่อไป

รูปที่ 2.20 ก. แสดงคุณลักษณะแรงบิด – ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในขณะที่รูป 2.20 ข. แสดงผลของ V_s , I_r , I_m และ T_{em} เป็นฟังก์ชันกับค่าความเร็วรอบมอเตอร์ (Normalized rotor speed) และ f_{sl} กับ s แสดงในรูปที่ 2.20 ค. นอกจากนั้นควรจำไว้ว่าสำหรับสมรรถภาพที่พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาดใหญ่ ค่ากระแสเดเตอร์จะมีค่าประมาณเท่ากับกระแสโรเตอร์ เพราะค่ากระแสทำแม่เหล็กจะมีค่าน้อยมากจนสามารถละเว้นได้

- สมรรถภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำงานที่ความเร็วต่ำกว่าพิกัด : ย่านแรงบิดคงที่

ในย่านที่ความเร็วรอบมีค่าต่ำกว่าค่าความเร็วที่พิกัด ดังแสดงด้วยเส้นทึบดังตัวอย่างในรูปที่ 2.20 ก. ซึ่งแสดงถึงคุณลักษณะของแรงบิด – ความเร็วรอบเมื่อค่าความถี่สลิปมีค่าต่ำและมีการคงที่ค่า Φ_{ag} โดยการควบคุมอัตราส่วน V_s / f ให้มีค่าคงที่ โดยเมื่อมีการลดค่าความถี่ให้มีค่าลดต่ำลงจากค่าที่พิกัดขนาดของแรงดันสเตเตอร์จะถูกทำให้มีค่าลดลงในอัตราส่วนเดียวกันกับการลดลงของค่าความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.20ข. ถ้ามีการคงค่า Φ_{ag} ให้มีค่าคงที่จะมีผลทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถให้ค่าแรงบิดเท่าที่พิกัดได้ด้วยการตั้งค่ากระแสเดเตอร์ที่พิกัดและค่าความถี่มีค่าคงที่ ดังนั้นจึงอาจจะกล่าวได้ว่าในย่านที่ความเร็วรอบมีค่าต่ำกว่าค่าที่พิกัดจะเรียกย่านดังกล่าวว่า 'ย่านแรงบิดคงที่' (constant – torque region)

ในย่านแรงบิดคงที่ ค่าความถี่สลิปจะมีค่าคงที่เท่ากับค่าที่พิกัด ขณะที่แรงบิดก็จะมีค่าเท่ากับค่าที่พิกัดเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.20 ค. ซึ่งแสดงค่าความถี่สลิปและสลิป และในย่านแรงบิดคงที่ดังกล่าว ค่ากระแสโรเตอร์จะมีค่าคงที่ เป็นผลทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากความต้านทานโรเตอร์ $P_r = 3 R_r I_r^2$ จะมีค่าคงที่ อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติเมื่อความเร็วรอบของโรเตอร์มีค่าลดลง กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากความต้านทานโรเตอร์ จะทำให้เกิดปัญหาในด้านความร้อนที่ตัวโรเตอร์ เพราะพัดลมที่ใช้ในการระบายความร้อนก็มีความเร็วลดลงเช่นกัน และถึงแม้ว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำจะใช้พัดลมที่ความเร็วคงที่ในการระบายความร้อน หรือออกแบบให้ไม่จำเป็นต้องมีการระบายอากาศก็ตาม สมรรถภาพของแรงบิด (torque capability) ก็จะมีค่าต่ำลงเมื่อความเร็วรอบที่โรเตอร์มีค่าต่ำมากอยู่ดี แต่สำหรับโหลดแบบแรงเหวี่ยง (centrifugal loads) จะไม่ต้องนำผลดังกล่าวมาพิจารณาเพราะที่ความเร็วรอบต่ำแรงบิดที่ต้องการก็มีค่าต่ำเช่นกัน

- สมรรถภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อทำงานที่ความเร็วสูงกว่าพิกัด : ย่านกำลังไฟฟ้าคงที่

เมื่อทำการเพิ่มความถี่ที่ป้อนเข้าสเตเตอร์ให้มีค่าสูงกว่าค่าที่พิกัด จะมีผลทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีค่าสูงกว่าความเร็วรอบที่พิกัดได้ อย่างไรก็ตาม โดยทั่วไปในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำจะไม่นิยมที่จะป้อนแรงดันไฟฟ้าเข้าสเตเตอร์สูงกว่าค่าที่พิกัด ทำให้ต้องคงค่าแรงดันสเตเตอร์ให้มีค่าที่พิกัด และเมื่อค่าความถี่มีค่าสูงขึ้นจะมีผลให้อัตราส่วนระหว่าง V_s / f จะมีค่าลดลง เป็นผลทำให้ค่า Φ_{ag} มีค่าลดลง โดยจะได้สมการดังนี้

$$T_{em} = (k_{13} / f^2) \omega_{sl} \quad (2.45)$$

เป็นผลทำให้กราฟ แรงบิด – ความเร็วรอบ จะแปรผกผันกับค่า f^2 ดังแสดงในรูปที่ 2.20 ก. สำหรับเมื่อป้อนค่าความถี่ให้มีค่าสูงกว่าค่าที่พิกัด

สำหรับในย่านที่สภาวะของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีค่าที่พิกัด ค่ากระแสโรเตอร์จะเท่ากับค่าที่พิกัดเช่นเดียวกับค่าแรงบิดคงที่ ซึ่งจะเป็นผลทำให้ค่าสลิป ($s = f_{sl} / f$) ในย่านดังกล่าวมีค่าคงที่ สามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_r \approx k_{14} (f_{sl} / f) \approx k_{15} s = \text{ค่าคงที่} \quad (2.46)$$

ค่าความถี่สลิป f_{sl} จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามความถี่ f ดังแสดงในรูป 2.20 ค. และเมื่อสลิปมีค่าคงที่จะได้

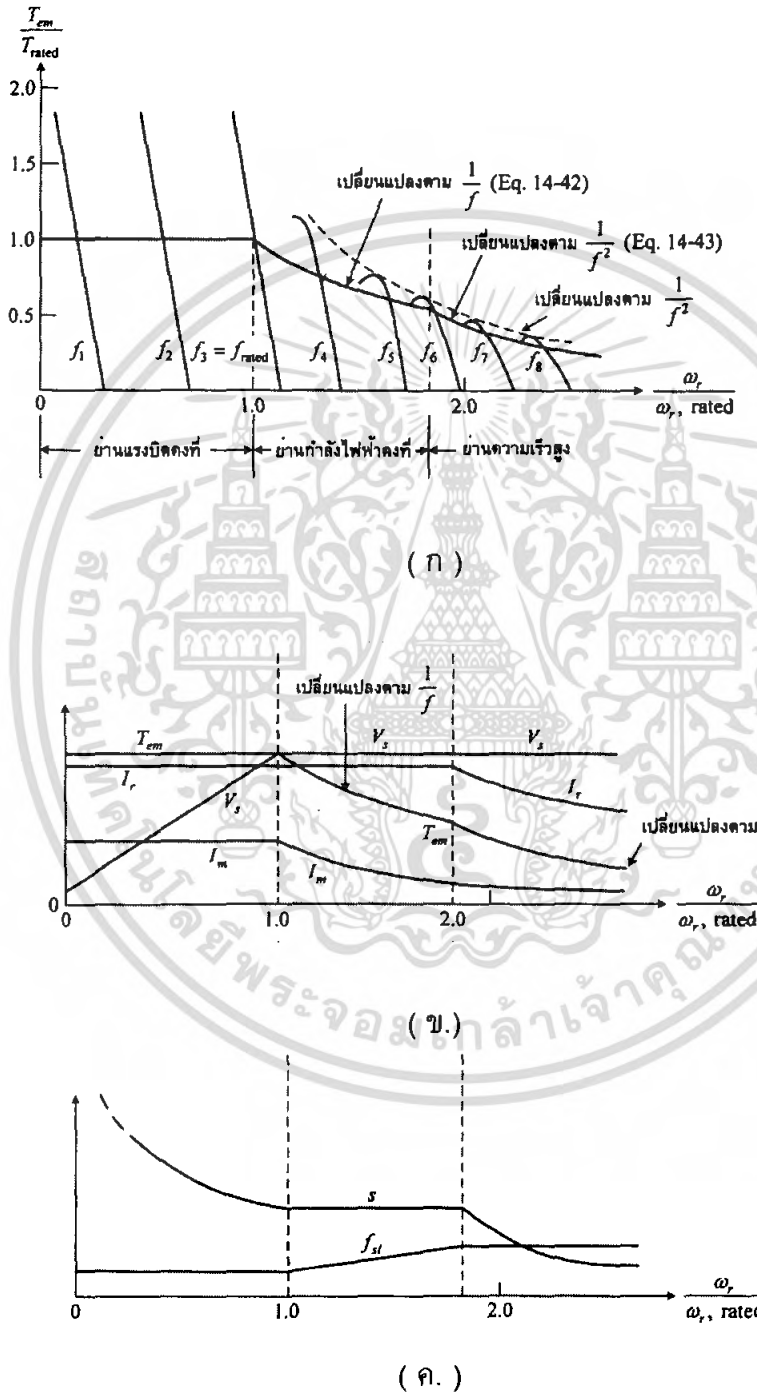
$$\omega_r = (1 - s) \omega_s = k_{15} f \quad (2.47)$$

เมื่อคงค่า V_s และ f_{sl} / f ให้คงที่ ค่าแรงบิดในย่านกำลังไฟฟ้าคงที่จะคำนวณได้ในเทอมของแรงบิดและความถี่ที่พิกัดจะได้

$$T_{em,max} = (f_{rated} / f) T_{rated} \quad (2.48)$$

เนื่องจากค่า $P_{em,max} = \omega_r T_{em,max}$ สามารถทำให้มีค่าคงที่เท่ากับค่าที่พิกัดได้ และจากสมการข้างต้นจะเห็นได้ว่า ω_r จะแปรผันตรงกับค่าความถี่ f ด้วยเหตุนี้ทำให้เรียกย่านดังกล่าวว่า “ย่านกำลังไฟฟ้าคงที่” นั่นเอง กราฟของ V_s , I_r , I_m และค่าแรงบิดสูงสุดขณะสภาวะอยู่ตัว T_{em} ดังแสดงในรูปที่ 2.20 ข. อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติมอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถส่งกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่าค่ากำลังไฟฟ้าที่พิกัดโดยที่จะไม่ทำให้

1. ค่ากระแสทำแม่เหล็ก (I_m) จะมีค่าลดลง ซึ่งจะเป็นผลทำให้ Φ_{ag} มีค่าลดลง และทำให้ I_s มีค่าเท่ากับค่าที่พิกัด ในขณะที่กระแสโรเตอร์ I_r มีค่าสูงขึ้นได้ ทำให้ค่าแรงบิดและกำลังไฟฟ้าสูงขึ้นได้
2. ค่า I_m มีค่าลดลงเป็นผลทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็กมีค่าลดลงเช่นกัน ทำให้ที่ความเร็วสูงๆ การระบายความร้อนจะดีขึ้น



รูปที่ 2.20 คุณลักษณะการทำงานและสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **การทำงานที่ความเร็วรอบของโรเตอร์สูง** : ย่านความถี่สลลิปมีค่าคงที่ เมื่อค่าแรงดันสเตเตอร์มีค่าที่พิกัด และความเร็วรอบของโรเตอร์มีค่าสูงกว่าค่าที่พิกัด ประมาณ 1.5 - 2 เท่า จะเป็นผลทำให้ค่า Φ_{ag} ลดลงอย่างมาก ค่าแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับแรงบิดสูงสุด (pull - out torque) และจะเห็นได้ว่าที่ความเร็วโรเตอร์มีค่าสูงๆโดยมีค่า ω_{sl} (f_{sl}) มีค่าคงที่ มอเตอร์เหนี่ยวนำจะให้ค่าแรงบิดไม่กี่เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงบิดสูงสุด ที่ย่านการทำงานปกติเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.20 ก. ดังนั้นสมรรถนะแรงบิด (torque capability) จะมีแนวโน้มลดลงดังสมการ

$$T_{em,max} \approx k_{16} (1/f^2) \quad (2.49)$$

ในขณะที่รูป 2.20 ข. แสดงให้เห็นว่าทั้งค่าแรงบิดและกระแสโรเตอร์จะมีแนวโน้มลดลงเช่นกัน และด้วยการคงค่า V_s ให้คงที่ ทำให้แรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำในย่านดังกล่าวจะไม่ถูกจำกัดด้วยค่ากระแสที่มอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถรับได้ เพราะค่ากระแสจะถูกจำกัดให้มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าที่พิกัดซึ่งจะมีค่าลดลงตามความเร็วของโรเตอร์ที่เพิ่มขึ้น และยังถูกจำกัดด้วยค่าแรงบิดสูงสุดอีกด้วย

- **การทำงานด้วยการป้อนแรงดันสเตเตอร์ให้สูงขึ้น**

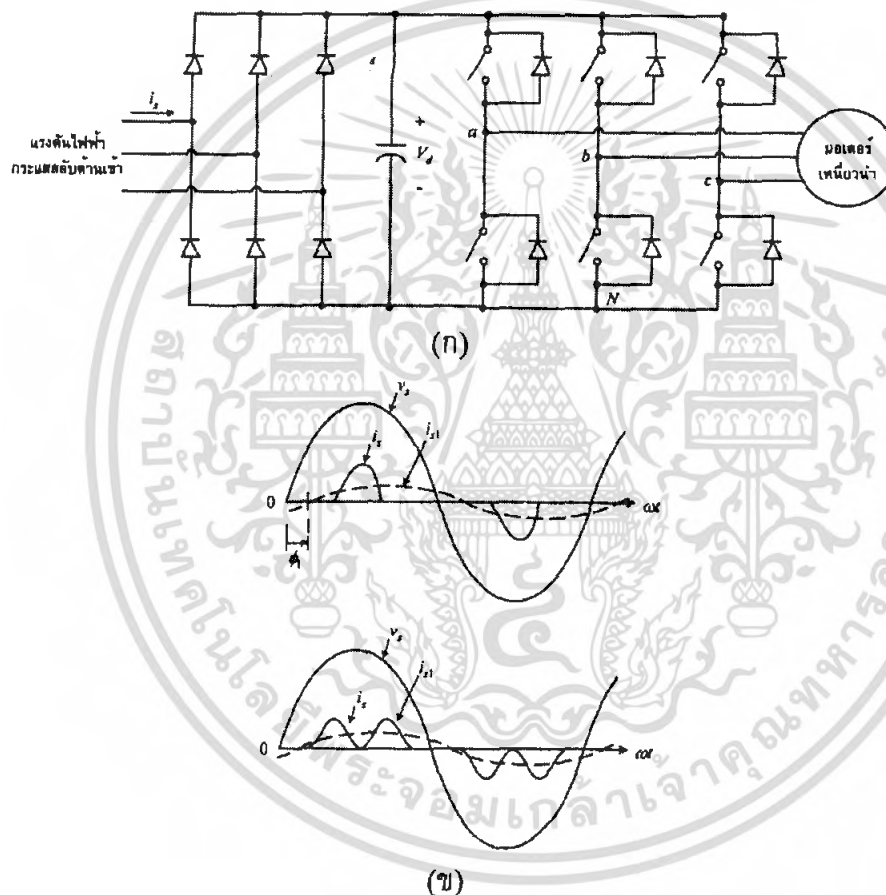
โดยทั่วไปแล้ว ฉนวนที่ใช้ในมอเตอร์เหนี่ยวนำจะสามารถทนแรงดันไฟฟ้าได้สูงกว่าค่าที่ระบุไว้ในแผ่นป้ายชื่อ ดังนั้นโดยอาศัยความสามารถของวงจรรีเลย์ทรอนิกส์กำลังในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้า แรงดันสเตเตอร์จะสามารถควบคุมให้มีค่าสูงกว่าค่าที่พิกัด ที่ค่าสูงกว่าค่าความเร็วที่พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ อย่างไรก็ตามก่อนที่จะขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีดังกล่าว จำเป็นที่จะต้องปรึกษากับผู้ผลิตมอเตอร์เหนี่ยวนำก่อน เพราะเมื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ในเงื่อนไขที่ให้แรงดันด้านเข้ามีค่าสูงกว่าพิกัดสองเท่า จะมีผลทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำ ให้ค่าแรงบิดที่พิกัดโดยที่กระแสไม่เกินค่าที่พิกัด และภายใต้เงื่อนไขดังกล่าว มอเตอร์เหนี่ยวนำจะหมุนที่ความเร็วเป็นสองเท่ากว่าที่ความเร็วที่พิกัด และส่งกำลังไฟฟ้าเป็นสองเท่าเช่นกัน

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการเปลี่ยนความถี่อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

รูปที่ 2.21 ก. แสดงภาพวงจรของการขับเคลื่อนแบบ PWM - VSI โดยกำหนดให้มีแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเป็นแบบสามเฟส อินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ในการควบคุมทั้งขนาดและความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายไปยังมอเตอร์ไฟฟ้า เป็นผลทำให้ที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์จะใช้วงจรเรียงกระแสที่ไม่มีการควบคุม และสำหรับตัวอย่างวิธีการสร้างสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 2.21 ค. จะสร้างได้โดยการเปรียบเทียบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าควบคุมรูปคลื่นสัญญาณไซน์ (โดยสัญญาณดังกล่าวจะมีค่าความถี่เท่ากับ ความถี่ด้านออกที่ต้องการ และยังมีสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอีกด้วย) เปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular waveform) ที่ ความถี่สวิตซ์ที่ต้องการ

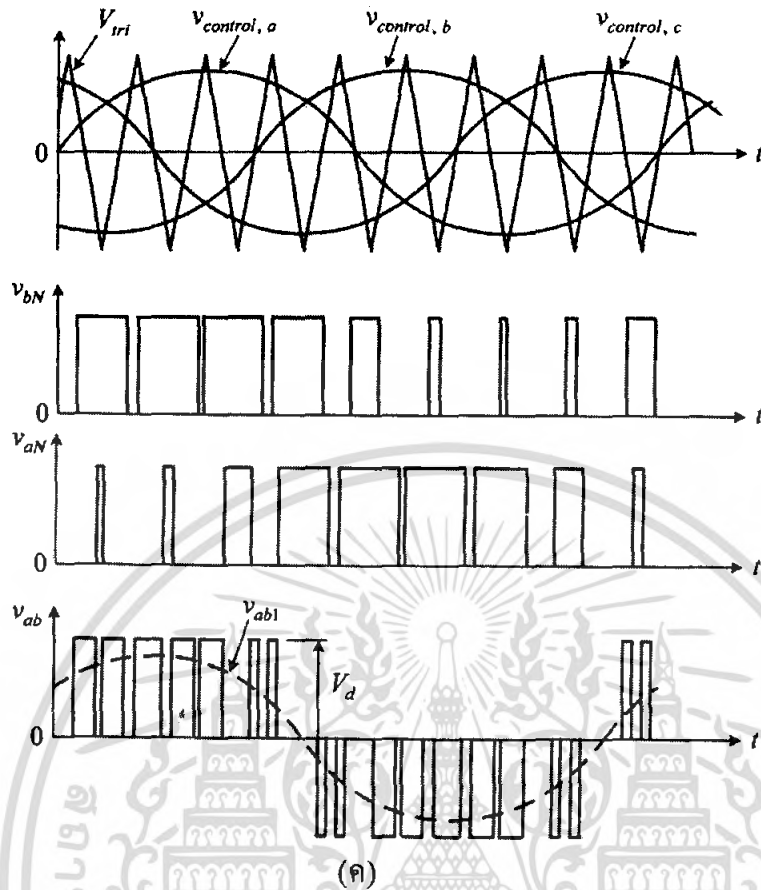
และเนื่องจากพีดับเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าฮาร์มอนิกส์รวมอยู่ด้วยซึ่งจะอยู่รอบๆ (side band) ความถี่สวิตซ์และจำนวนเท่าของความถี่สวิตซ์ซึ่งเป็นผลทำให้มีระลอกคลื่นความถี่สูง (ความถี่สวิตซ์) รวมอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่ ป้อนเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.21 PWM – VSI (ก) วงจร

(ข) รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 PWM – VSI (ค) รูปคลื่นแรงดันเฟสและกระแสระหว่างสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

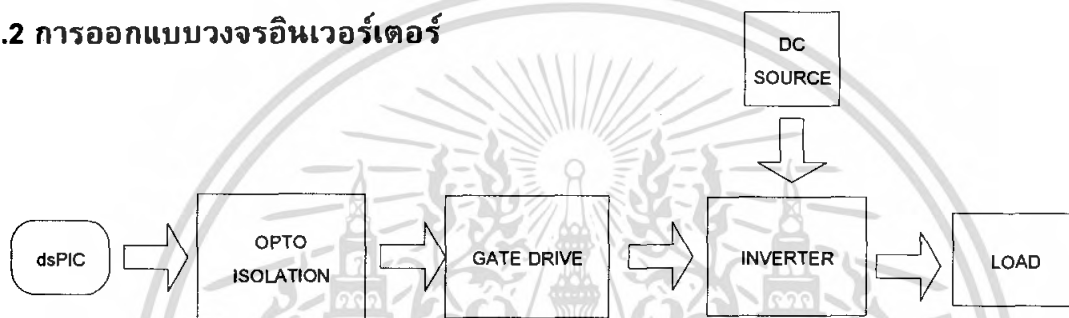
บทที่ 3

การออกแบบและสร้างวงจร

3.1 บทนำ

ในบทที่ 3 เนื้อหาในบทจะเป็นการออกแบบและสร้างวงจร โดยวงจรหลักๆ จะมี วงจร อินเวอร์เตอร์ วงจรขับเคลื่อน วงจรแยกโศดทางแสงและวงจรควบคุม โดยแรงดันทางด้าน Dc link ที่เข้ามาจะมีค่าคงที่เสมอ ในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส จะใช้ Mosfet เป็นสวิตซ์

3.2 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมในการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์

3.2.1 การออกแบบวงจรควบคุม (Control Circuit)

ในส่วนวงจรควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ได้ใช้ dsPic30F2010 เป็น ไมโครคอนโทรลเลอร์แบบ 16 บิต ซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวนี้ มีความเหมาะสมในการใช้งาน และที่สำคัญมีคุณสมบัติในการสร้างสัญญาณพีดีบีแอลเอ็ม นั้นถือว่าตรงกับจุดประสงค์ในการทำงานในการควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ V/Hz ในการควบคุมสัญญาณที่จ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์ โดยมีการออกแบบวงจรดังรูป 3.2

3.2.2 วงจรแยกโศดทางแสง (Opto – Isolator Circuit)

สัญญาณที่ส่งออกมาจากส่วนวงจรควบคุมจะถูกแยกออกจากส่วน วงจรกำลังด้วย opto- isolator TLP550 ซึ่งเป็นอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงโดยใช้หลักการเปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณแสงแล้วเปลี่ยนสัญญาณทางแสงเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าตามเดิม นอกจากจุดประสงค์เพื่อให้เกิดการแยกกราวด์ของระบบ โดยเด็ดขาดแล้วยังช่วยลดสัญญาณรบกวนได้อีกด้วย สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะนำไปเข้าวงจรเพื่อขับเคลื่อนต่อไป ซึ่งเป็น การต่อชุด opto-isolator มีวงจรดังรูปที่ 3.3

3.2.3 วงจรขับเกต (Gate Drive Circuit)

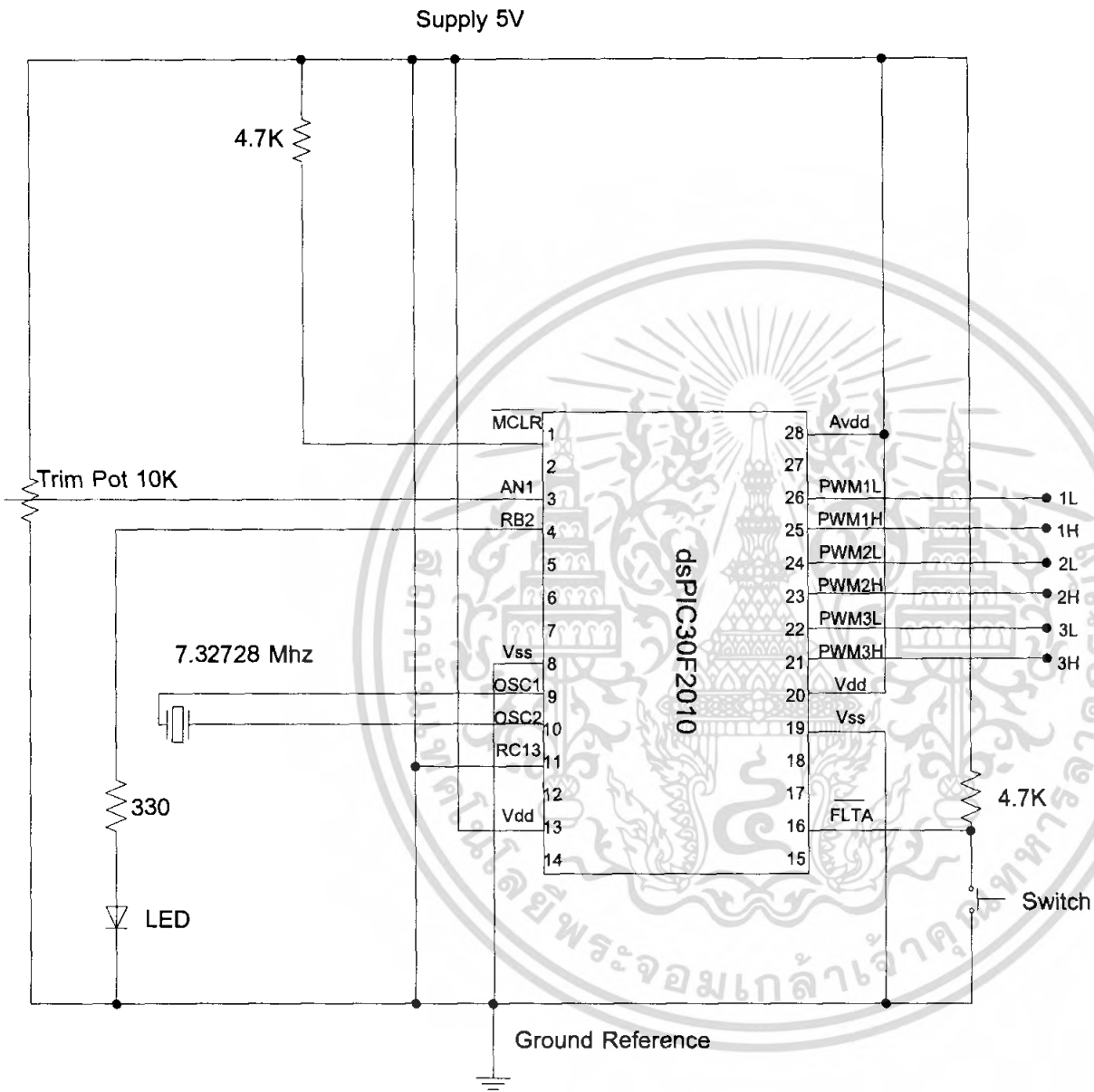
วงจรขับเกตเป็นวงจรที่สำคัญวงจรหนึ่ง ให้เชื่อมโยงระหว่าง วงจรควบคุมกับวงจรกำลัง เพื่อใช้ขับ Mosfet อีกทีหนึ่ง วงจรขับเกตจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากวงจรควบคุม ผ่านตัวแยกสัญญาณ (Isolate) โดยตัวแยกสัญญาณจะทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณรบกวนเข้ามาและสัญญาณที่ใช้ขับ Mosfet ในวงจรภาคกำลังนี้ใช้ ICเบอร์ IR2130 โดยมีลักษณะการต่อดังรูปที่ 3.4

3.2.4 วงจรไฟเลี้ยง (Power supply)

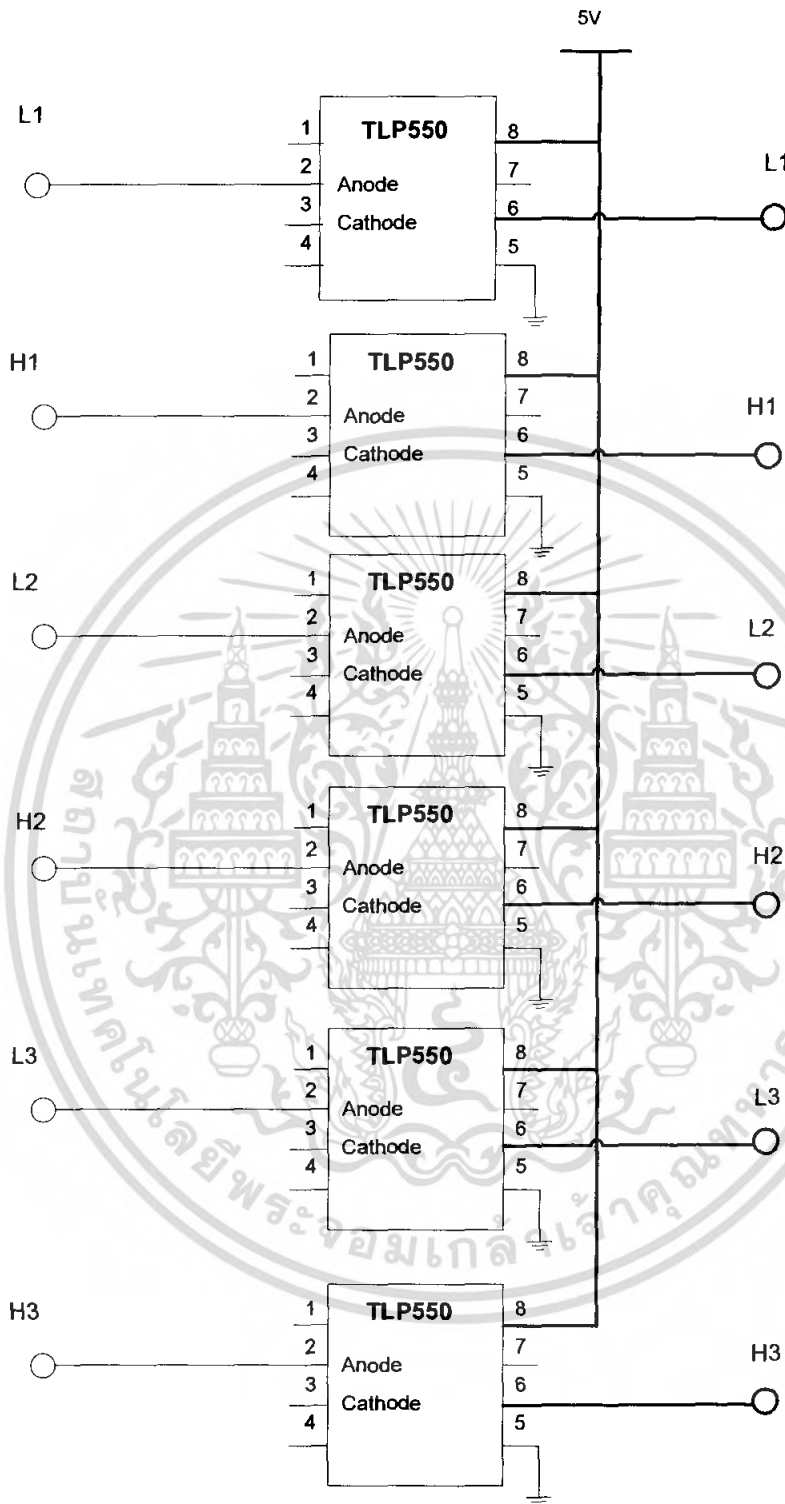
วงจรไฟเลี้ยงเป็นวงจรที่สำคัญ ซึ่งได้ออกแบบวงจรไฟเลี้ยงทั้งหมดสามชุด สำหรับจ่ายให้กับ วงจรควบคุม วงจรแยกโอดคทางแสง และวงจรขับเกต โดยมีแรงดัน 15V, 5V และ 5V โดยได้ใช้ regulator 7805 ในการจ่ายไฟเลี้ยง 5V และ 7815 ในการจ่ายไฟเลี้ยง 15 V ซึ่งมีลักษณะวงจรดังรูป 3.5

3.2.5 วงจร DC Link

เป็นวงจรที่ใช้แปลงกระแสไฟฟ้าสลับสามเฟสมาเป็นกระแสตรง ที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยแรงดันที่จะจ่าย โดยได้สร้างเป็นแบบสามเฟส โดย Capacitor ได้ใช้ 350V 2700uF สองตัวอนุกรมกัน ดังรูปที่ 3.6

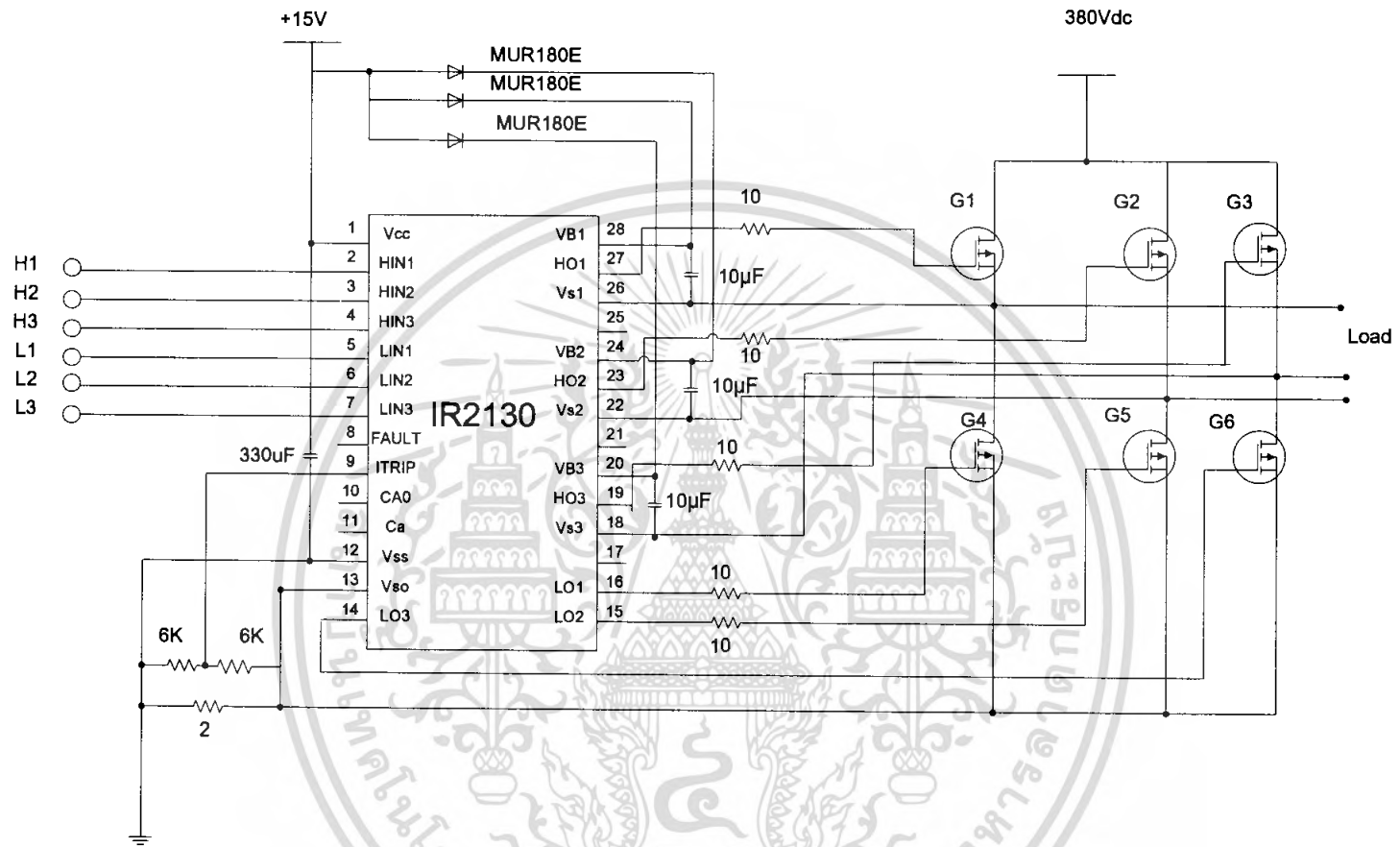


รูปที่ 3.2 วงจรควบคุม (dsPic30F2010)

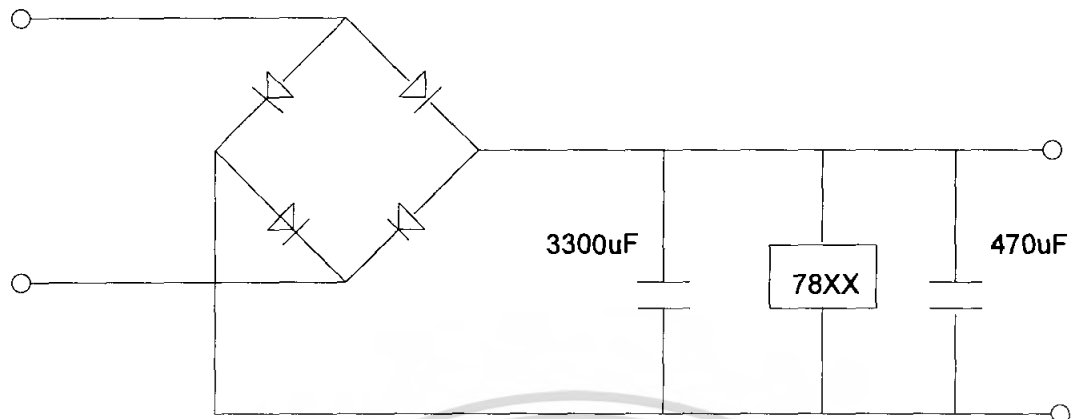


รูปที่ 3.3 วงจรแยกโดดทางแสง (Opto - Isolator)

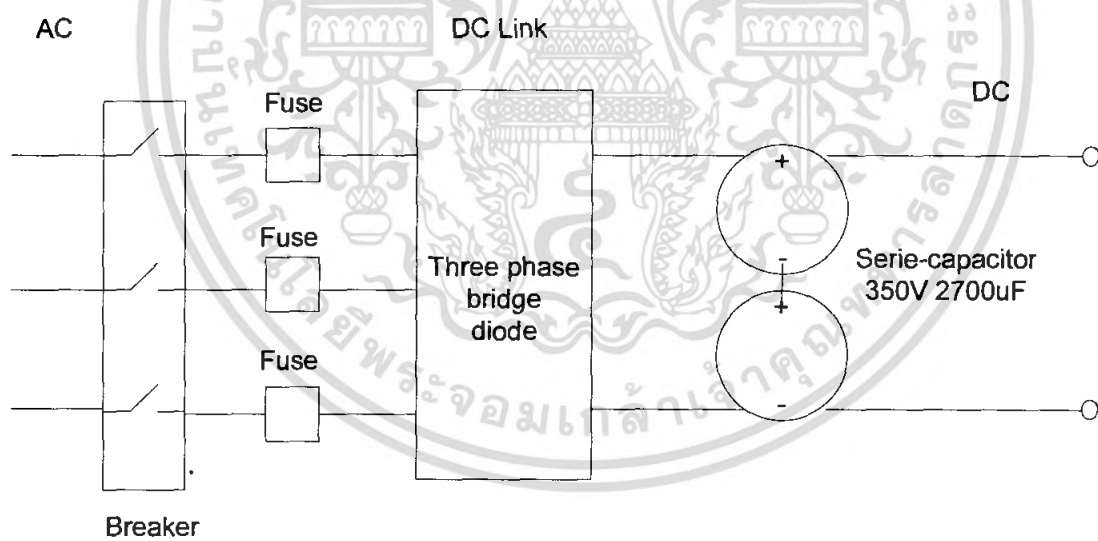
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรขับ (Gate Drive Circuit)

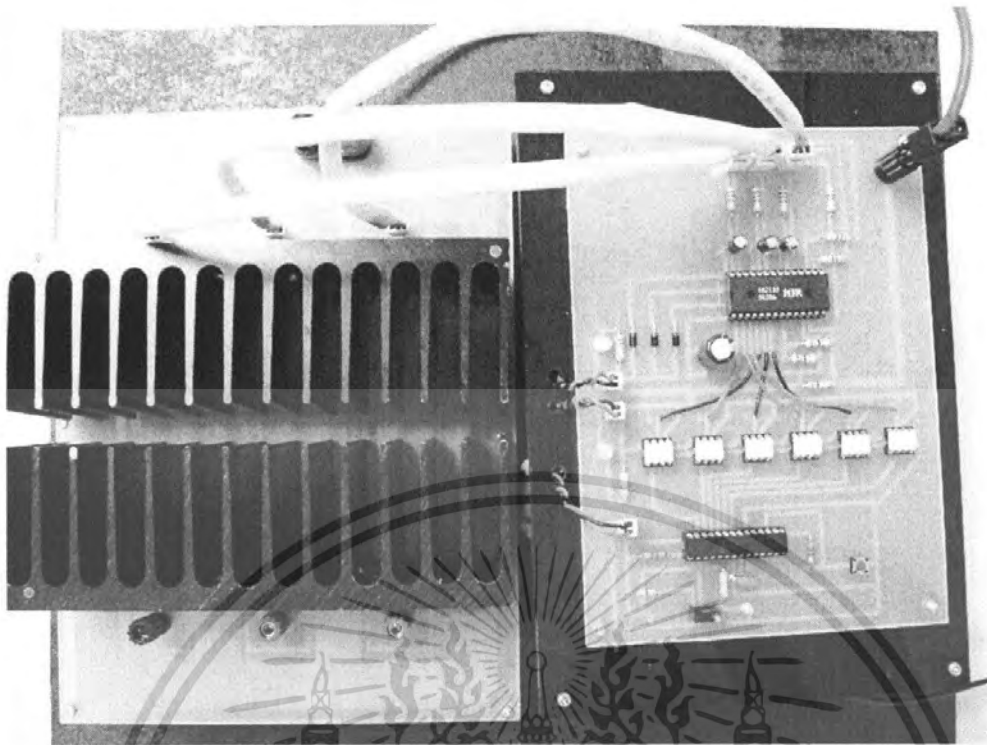


รูปที่ 3.5 วงจรไฟเลี้ยง (Power supply circuit)

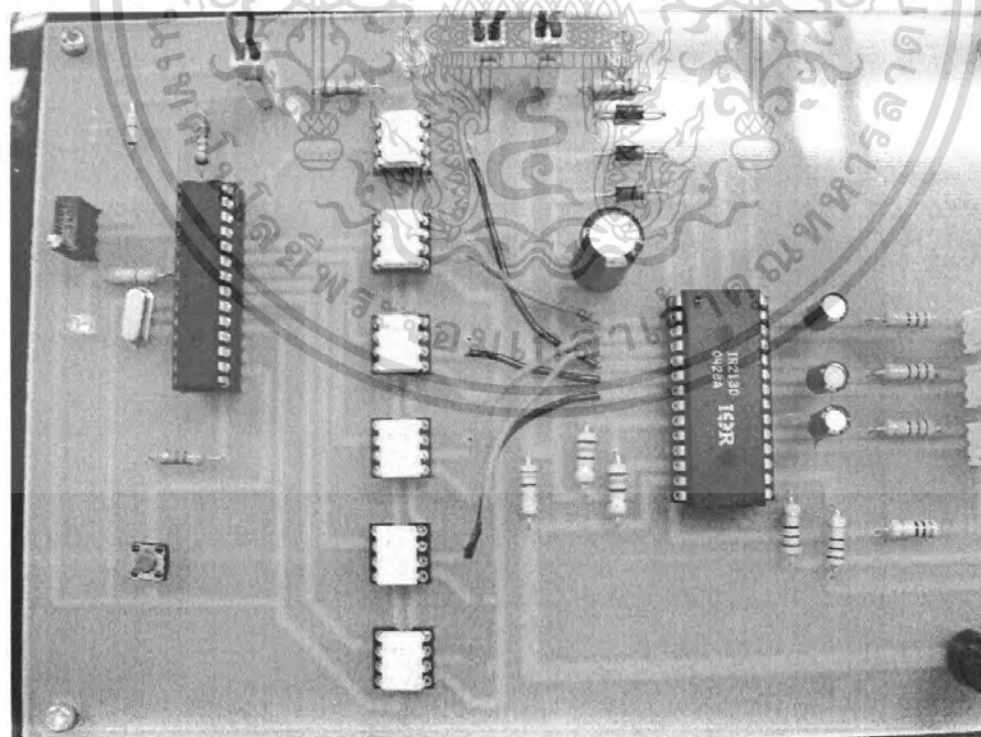


รูปที่ 3.6 วงจร DC Link

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

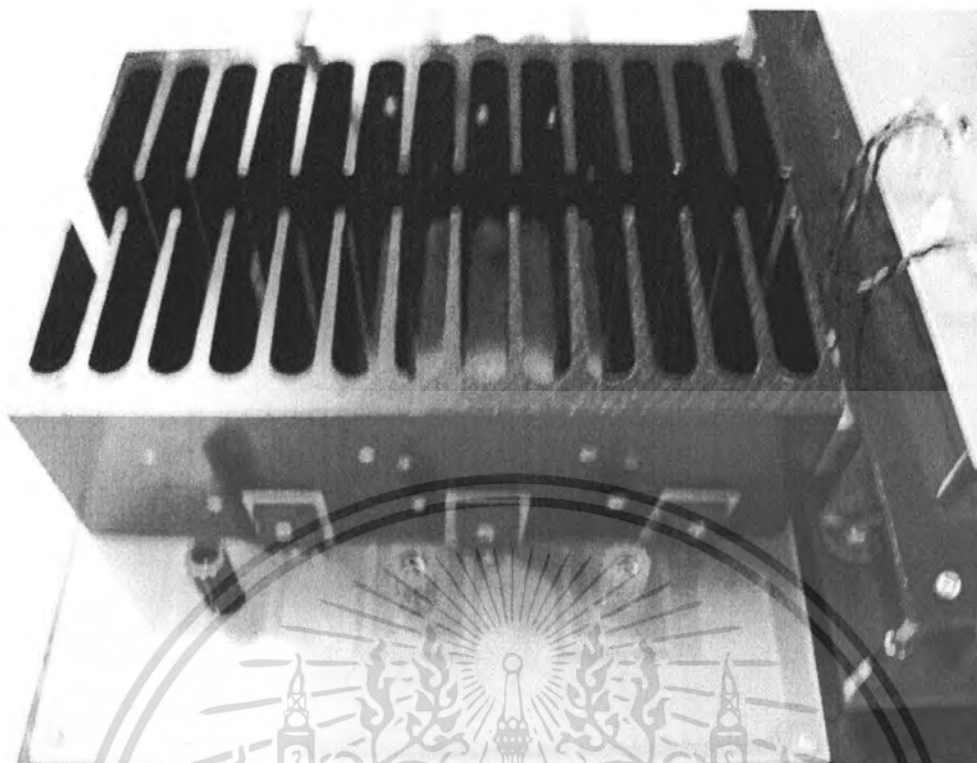


รูปที่ 3.7 ก วงจรอินเวอร์เตอร์

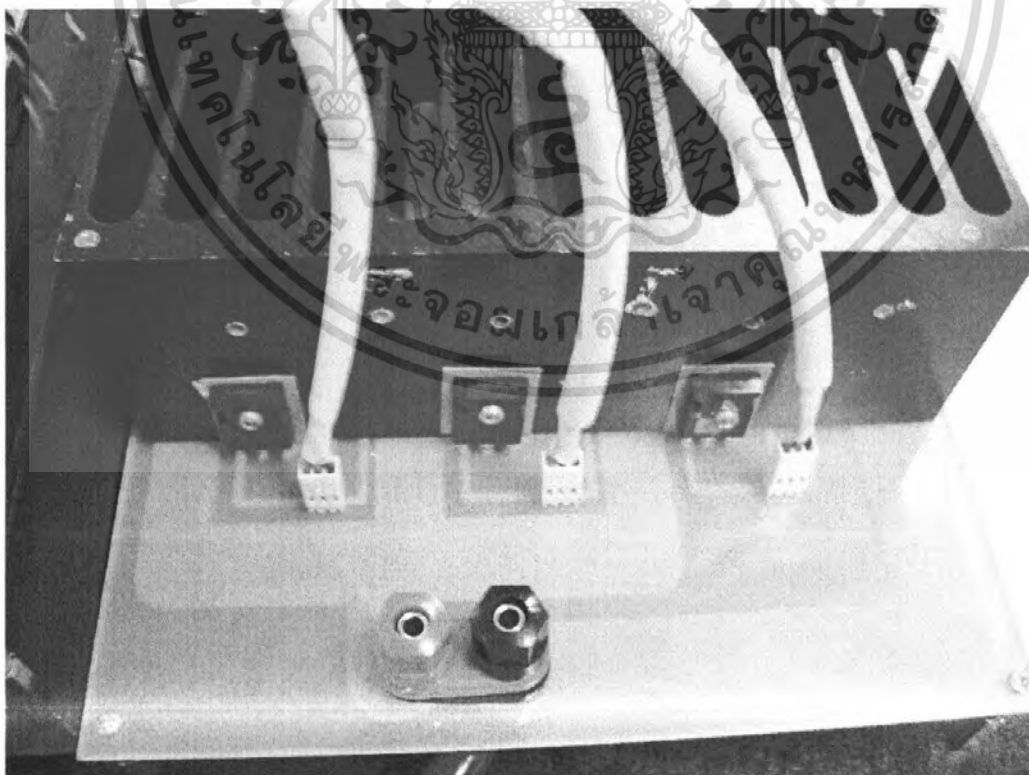


รูปที่ 3.7 ข วงจรอินเวอร์เตอร์

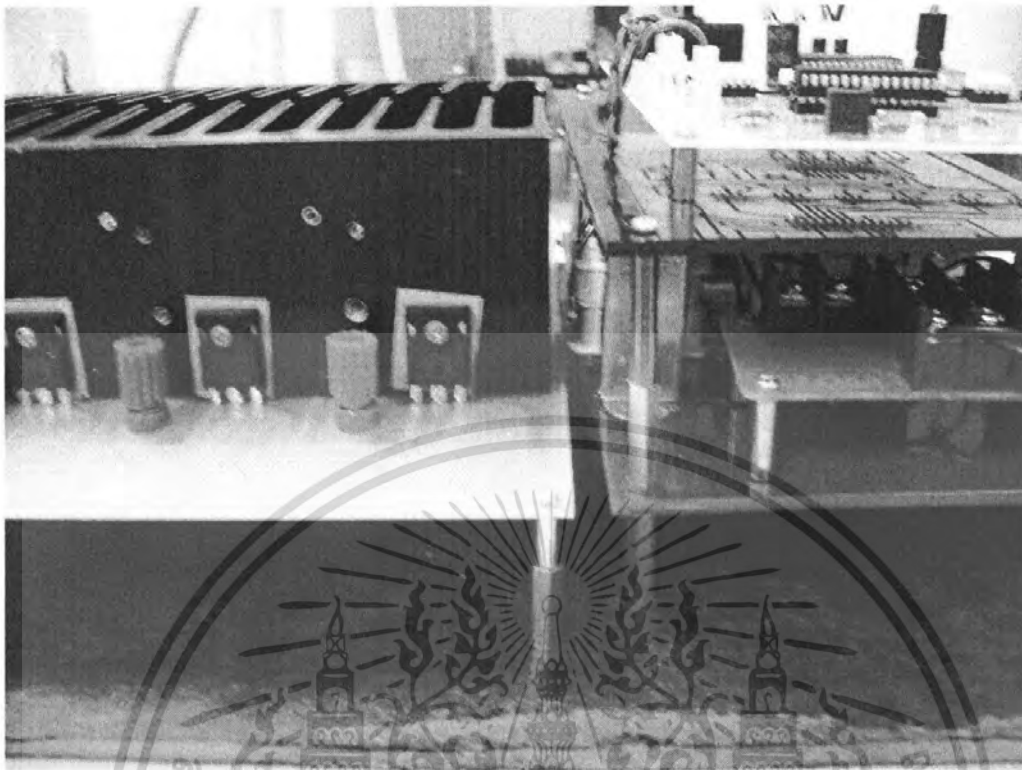
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ค วงจรอินเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.7 วงจรอินเวอร์เตอร์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



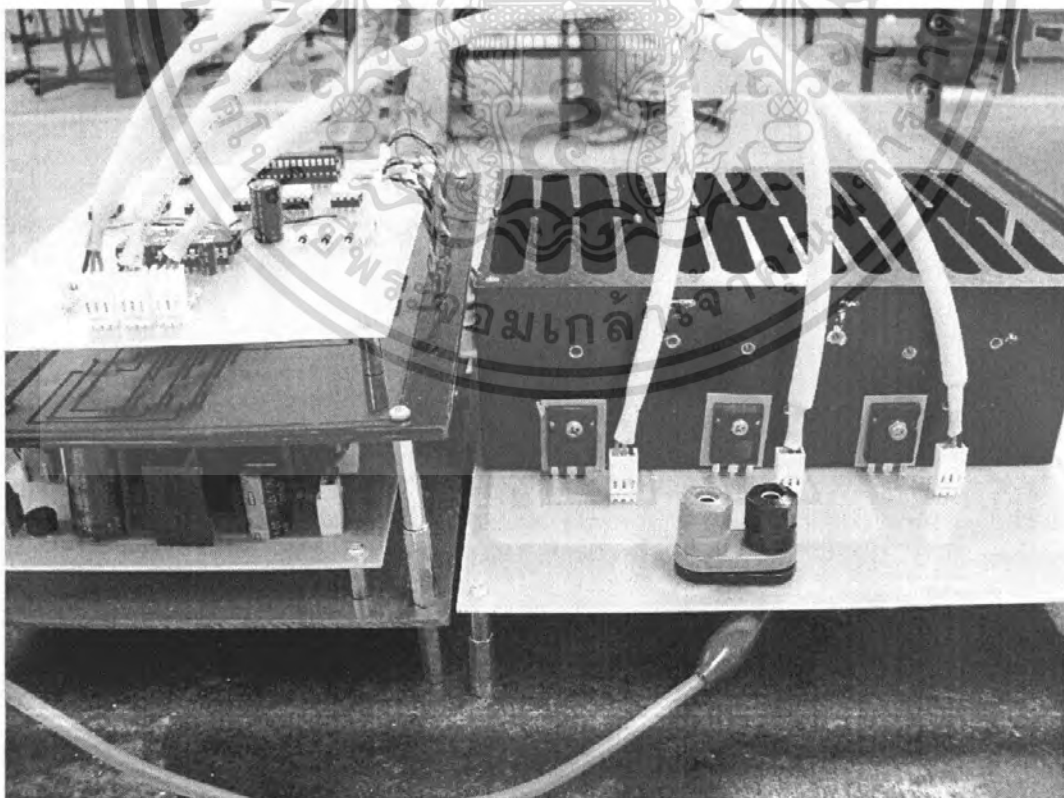
รูปที่ 3.7 จ วงจรอินเวอร์เตอร์



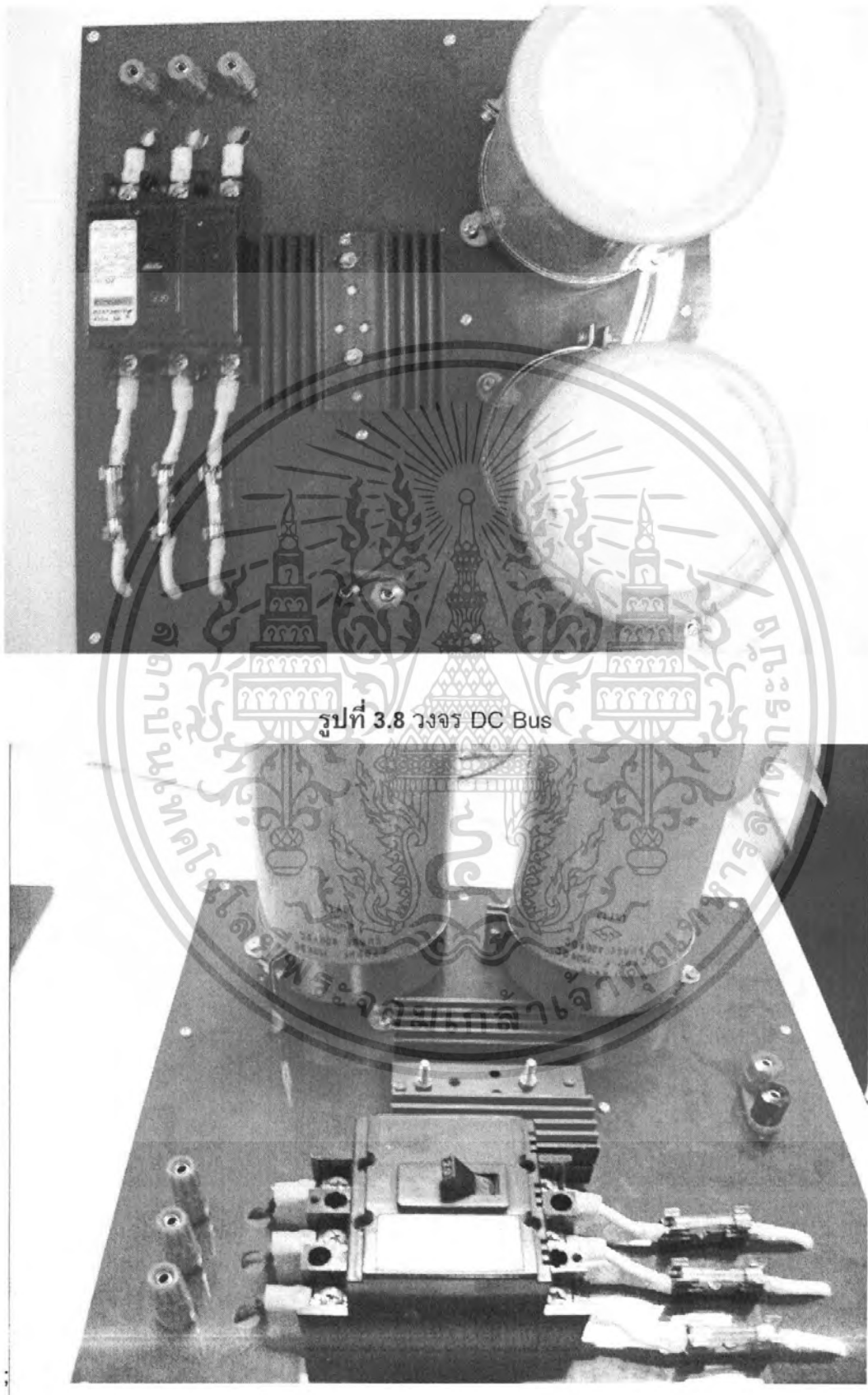
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.7 จ วงจรอินเวอร์เตอร์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ช วงจรอินเวอร์เตอร์

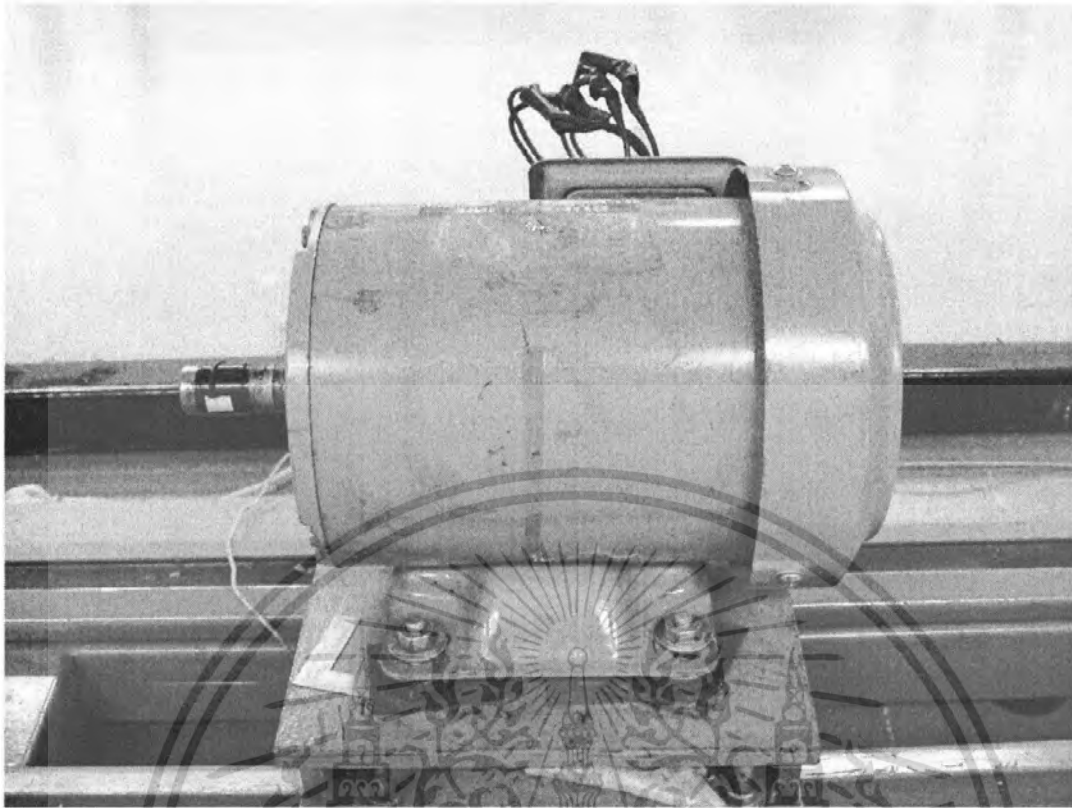


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.7 ฌ วงจรอินเวอร์เตอร์
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจร DC Bus

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.8 ที่วงจร DC Bus นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 Induction motor 1hp



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.9 ก Induction motor 1hp ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. AC Induction motor

ขนาดพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองจะมีพิกัดดังนี้

กำลังไฟฟ้าที่พิกัด	: 1 แรงม้า
ความถี่ที่พิกัด	: 50 Hz
พิกัดแรงดัน	: 380 V
พิกัดความเร็ว	: 1400 rpm
กระแสพิกัด	: 3.4 A

2. Multi-meter

3. Digital Storage Oscilloscope

4. Tachometer

5. VARIAC THREE PHASE

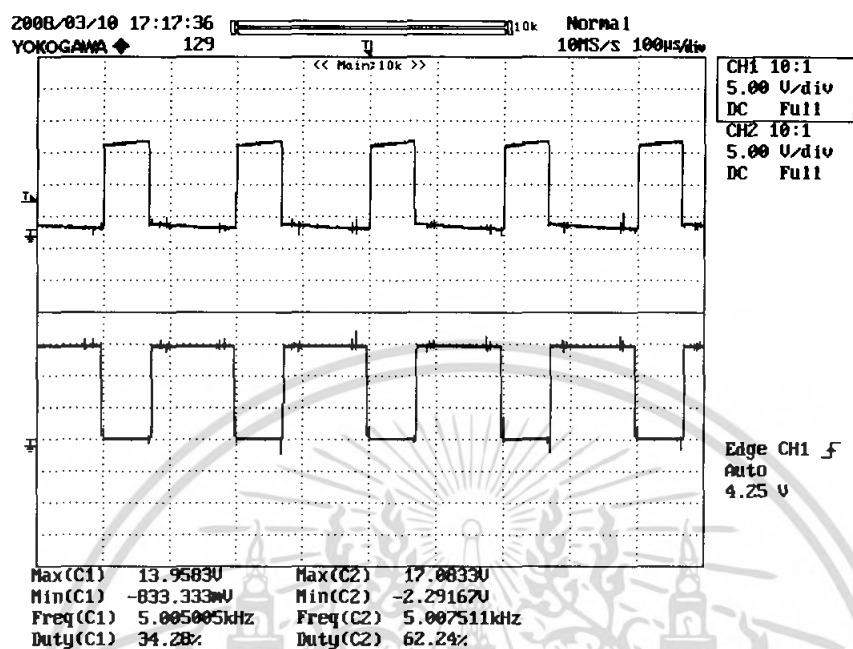
6. DC - Link

7. ชุดโครงงาน

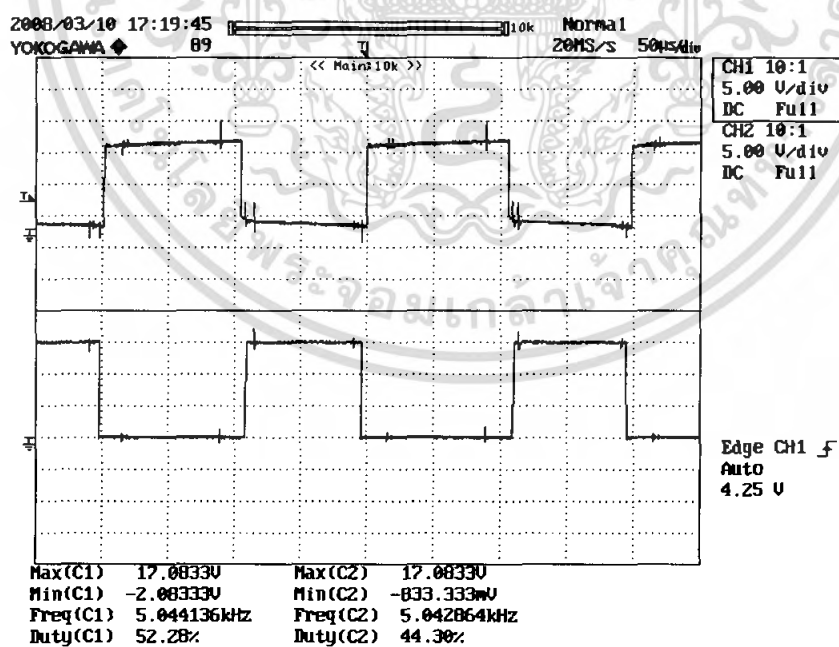
4.2 ขั้นตอนการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์

1. ทำการป้อนแรงดันจาก Variac three phase ให้กับวงจร dc – link จนได้แรงดันกระแสตรงเท่ากับ 380 V
2. ปรับความถี่ที่ความถี่ย่านต่างๆ ทำการบันทึกแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ ใช้ Tachometer วัดความเร็วรอบที่ความถี่ต่างๆ แล้วบันทึกผล
3. ทำการเพิ่ม Voltage Boost แล้วปฏิบัติตามข้อ 2
4. นำค่าแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ และ ความถี่ มา plot กราฟ โดยให้ความถี่เป็นแกนนอน ค่าแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์เป็นแกนตั้ง

4.3 สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์

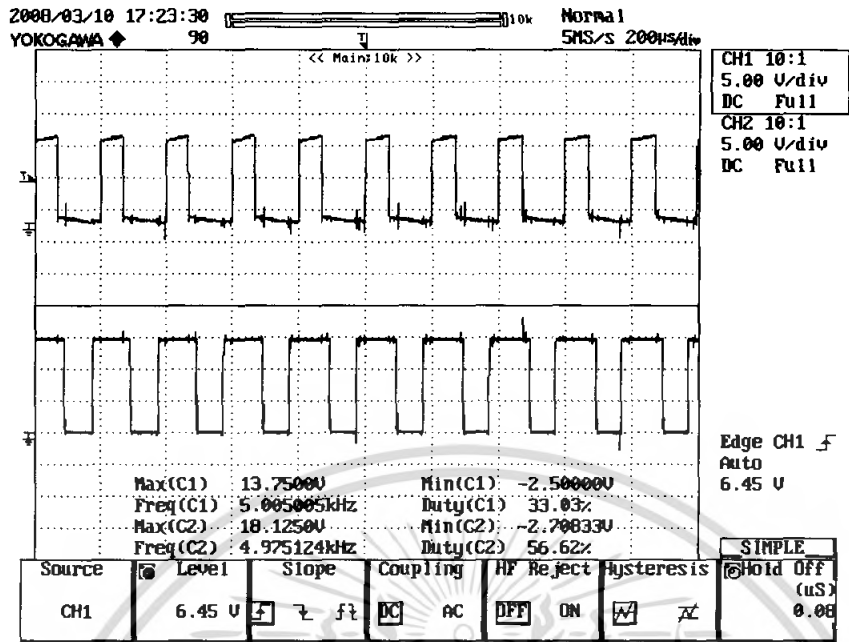


รูปที่ 4.1 ก. สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนในกึ่งเดียวกัน

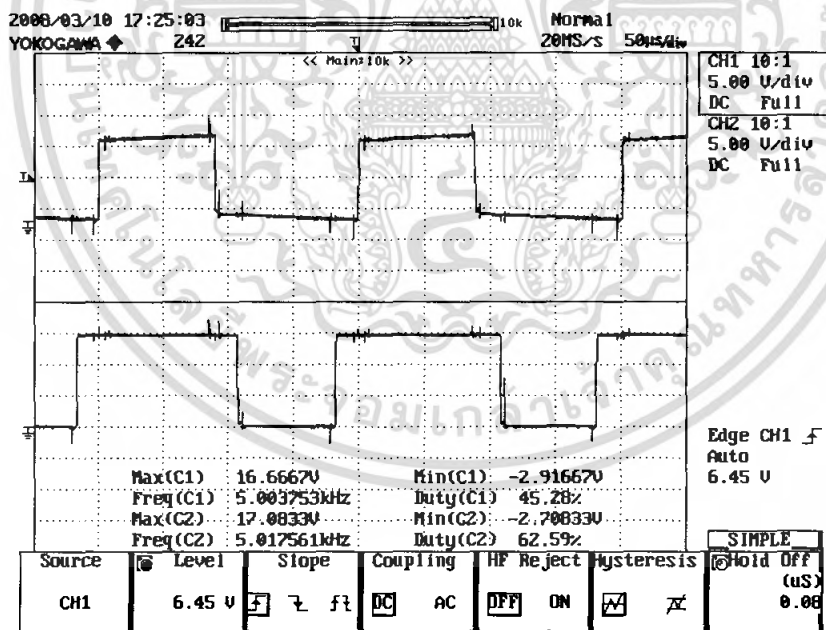


รูปที่ 4.1 ข. สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนในกึ่งเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ก สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนที่เลื่อนเฟสไป 120 องศา

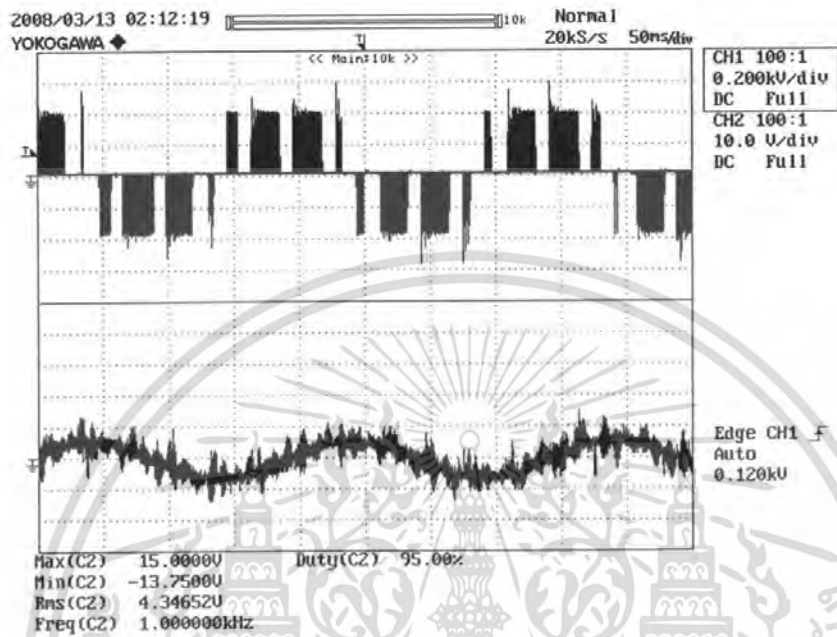


รูปที่ 4.2 ข สัญญาณที่ใช้ในการขับเคลื่อนที่เลื่อนเฟสไป 120 องศา

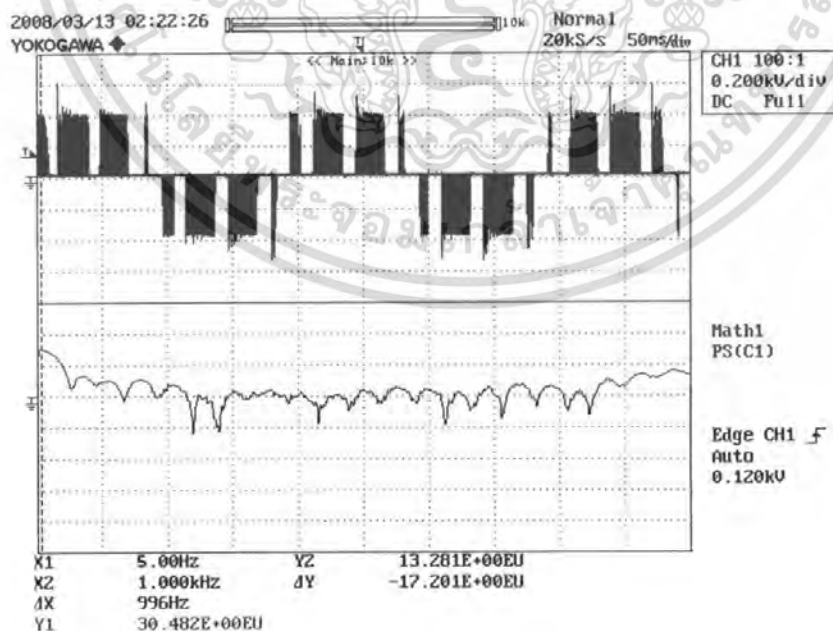
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์

- พิจารณาที่ความถี่เอาต์พุต 5 Hz

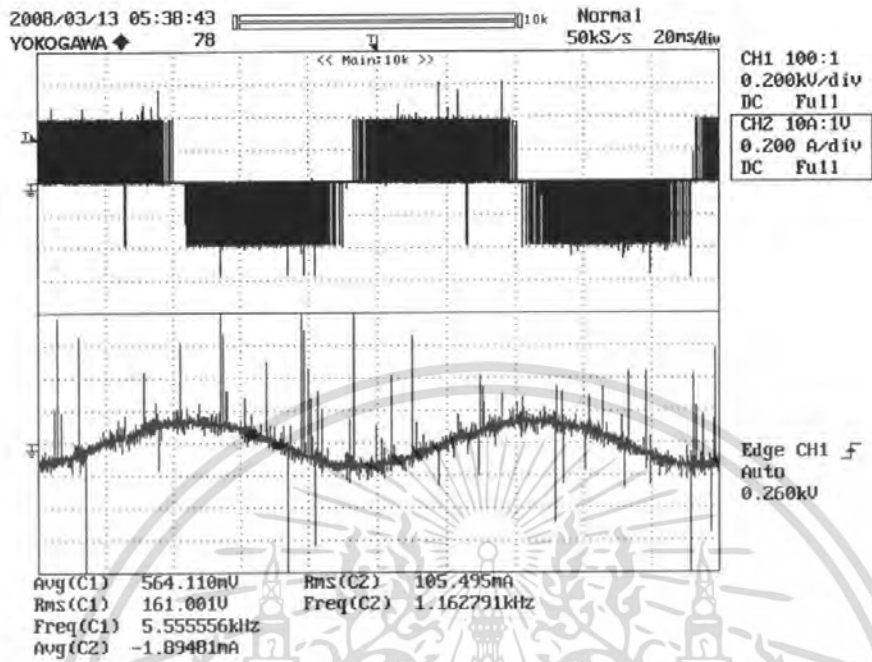


รูปที่ 4.4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 Hz

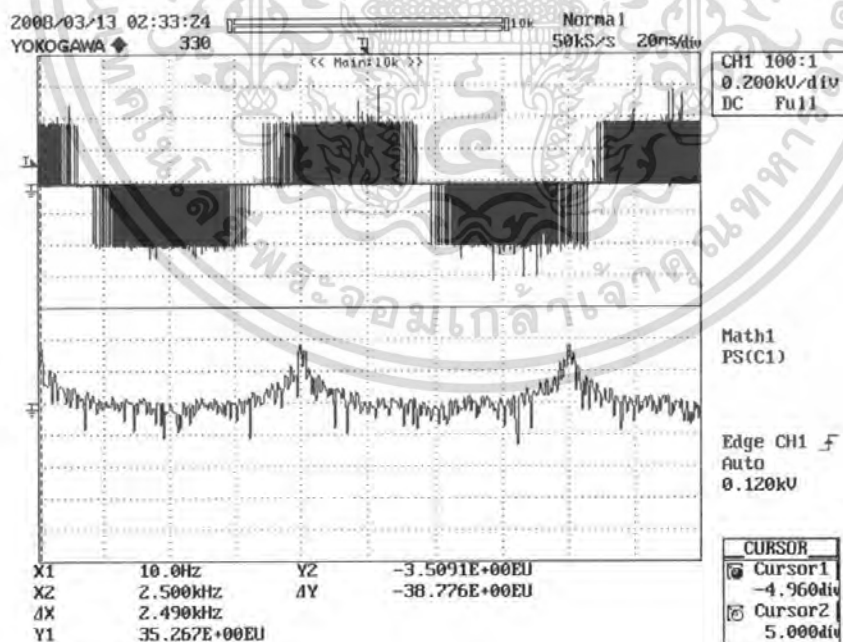


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 4.5 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 Hz ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พิจารณาที่ความถี่เอาท์พุท 10 Hz



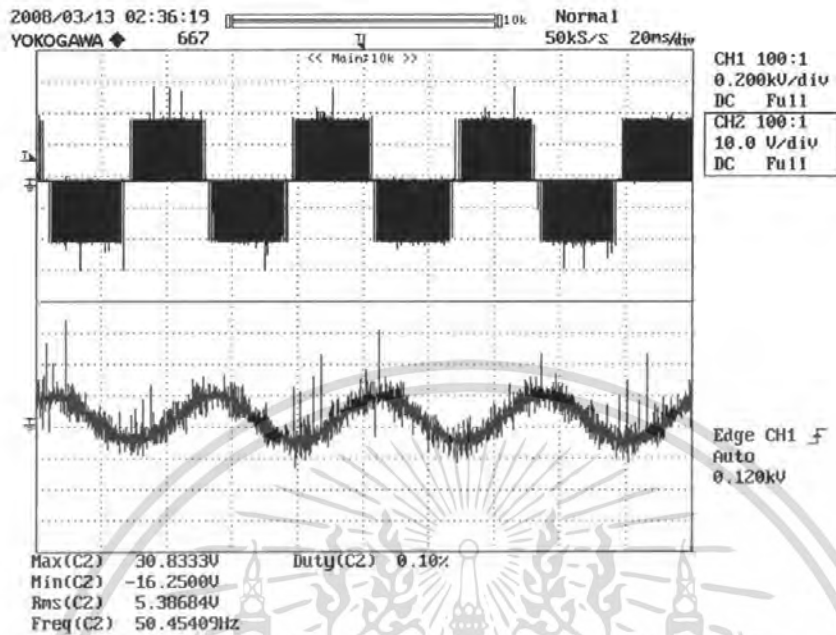
รูปที่ 4.6 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 10 Hz



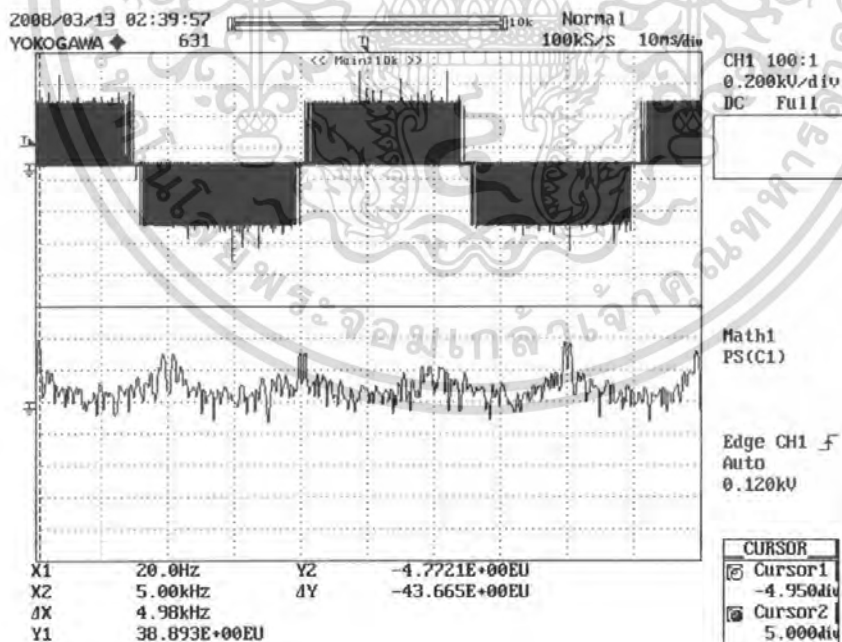
รูปที่ 4.7 สเปกตรัมของแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 10 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พิจารณาที่ความถี่เอาต์พุต 20 Hz



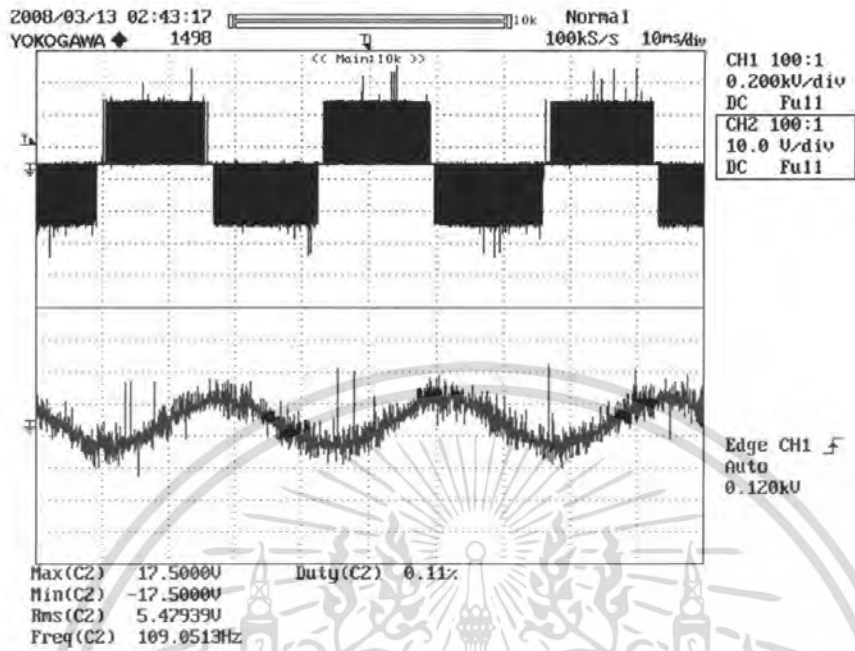
รูปที่ 4.8 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 Hz



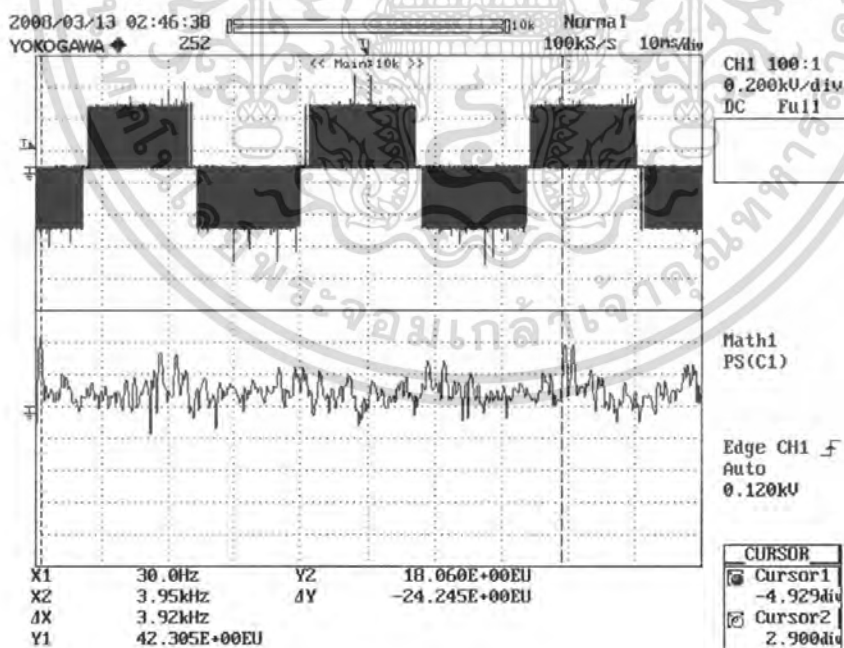
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พิจารณาที่ความถี่เอาต์พุต 30 Hz



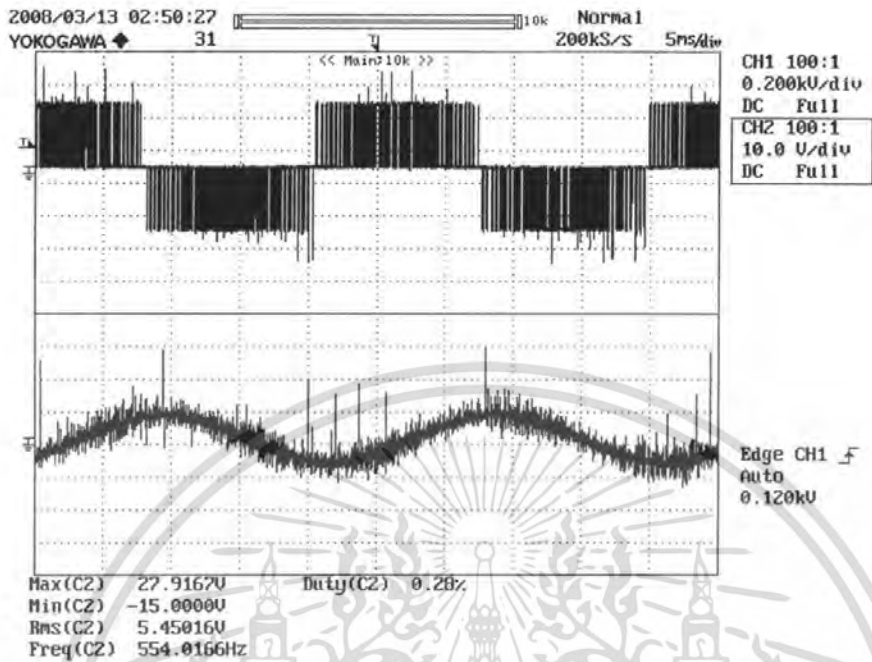
รูปที่ 4.10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 Hz



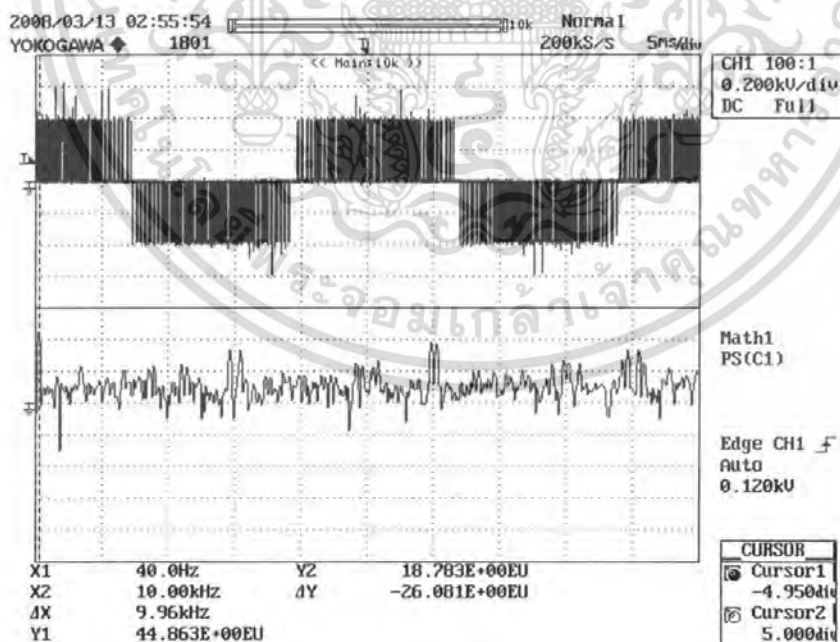
รูปที่ 4.11 สเปคตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พิจารณาที่ความถี่เอาต์พุต 40 Hz



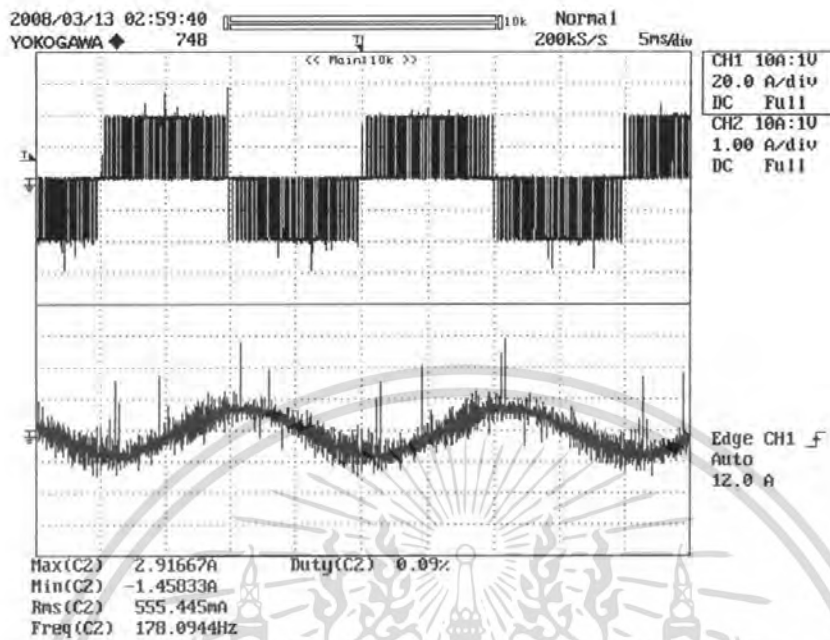
รูปที่ 4.12 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 40 Hz



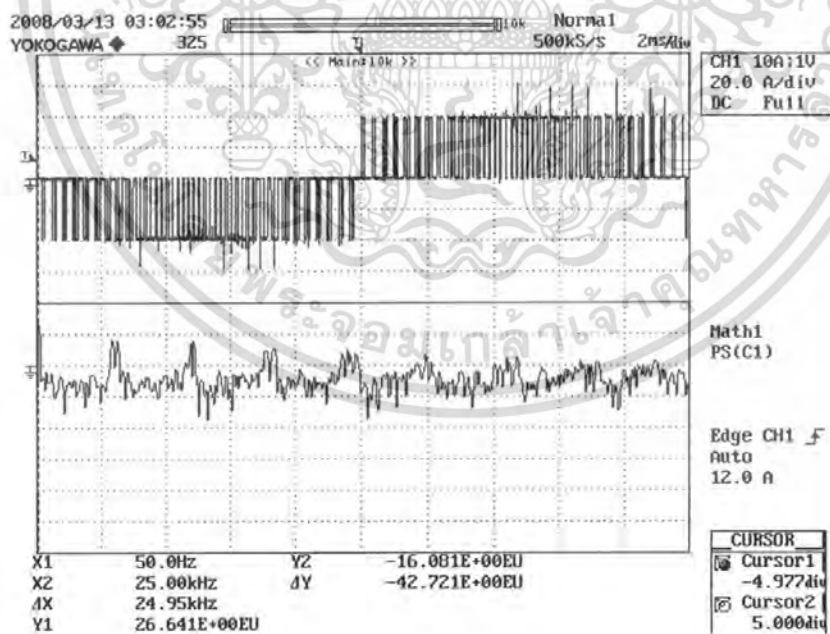
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 40 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พิจารณาที่ความถี่เอาต์พุต 50 Hz



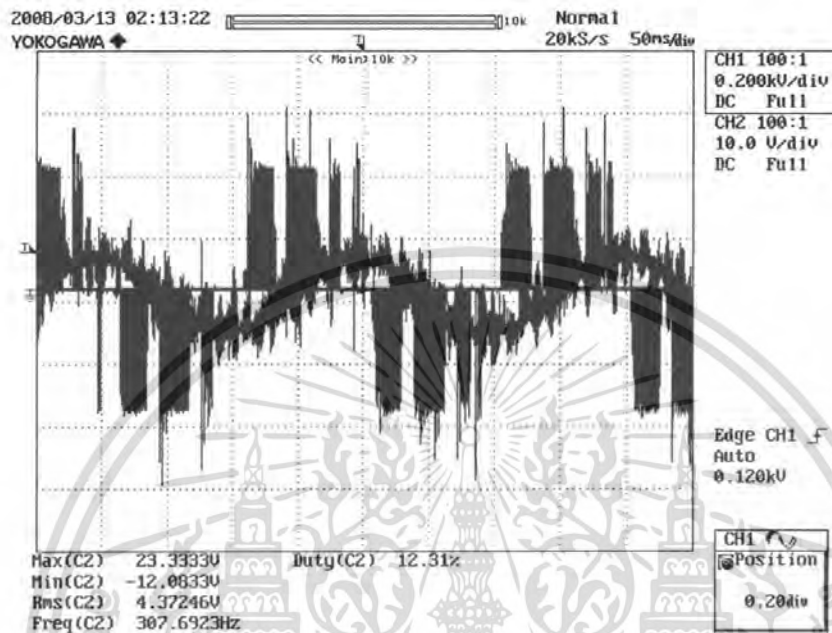
รูปที่ 4.14 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 Hz



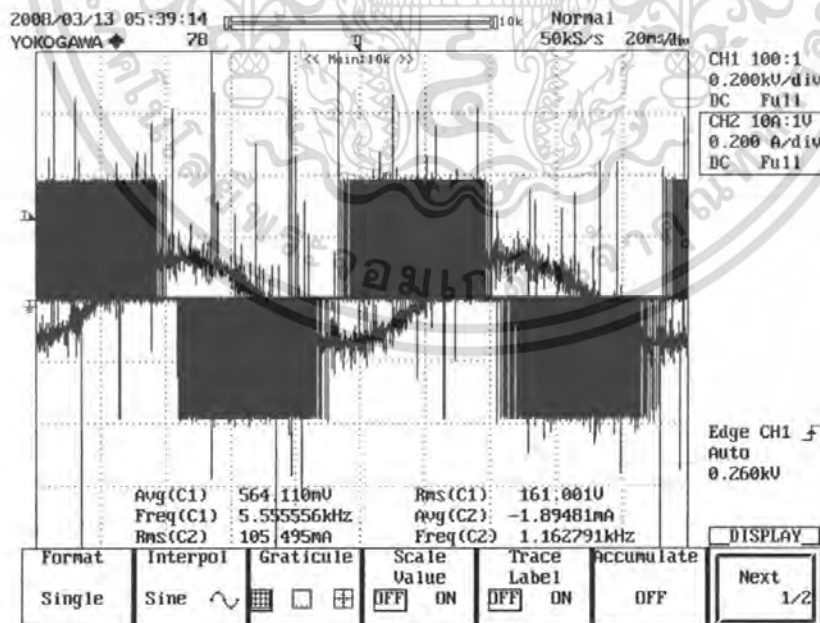
รูปที่ 4.15 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 Hz

จากคลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ต่างๆ ข้างต้นเมื่อนำมาแตกสเปกตรัม จะเห็นว่าฮาร์โมนิกจะเกิดที่ความถี่มัลติเพล็กซ์ (m_n) สมการ 2.2 ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ ขณะจ่ายโหลดมอเตอร์

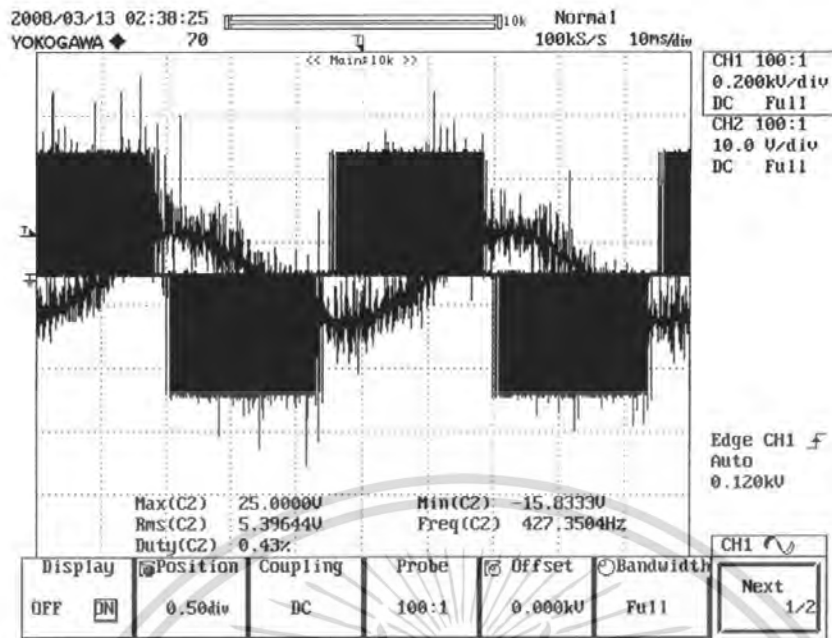


รูปที่ 4.16 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 Hz

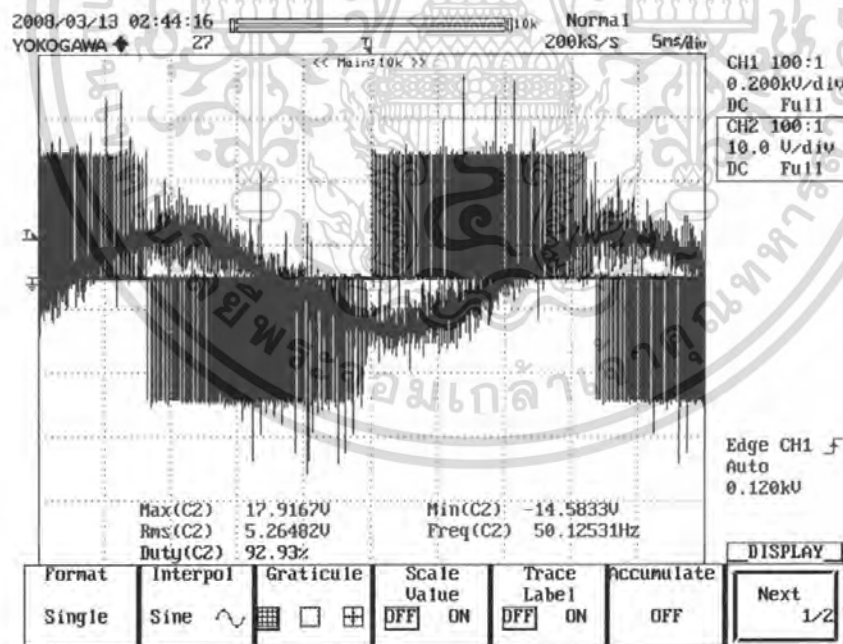


รูปที่ 4.17 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 10 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

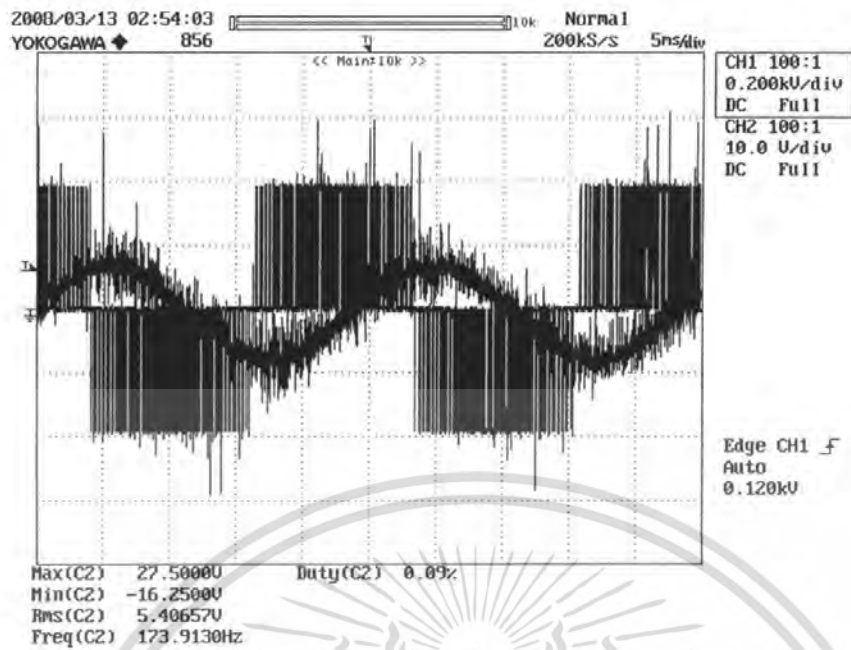


รูปที่ 4.18 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 Hz

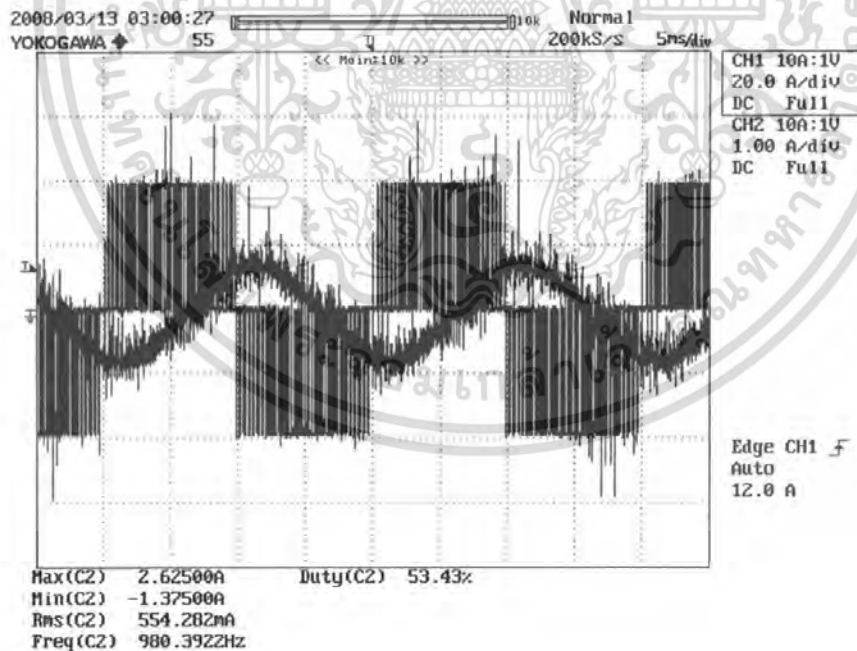


รูปที่ 4.19 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 สัญญาณแรงดันและกระแสวิกฤตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 40 Hz



รูปที่ 4.21 สัญญาณแรงดันและกระแสวิกฤตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 Hz

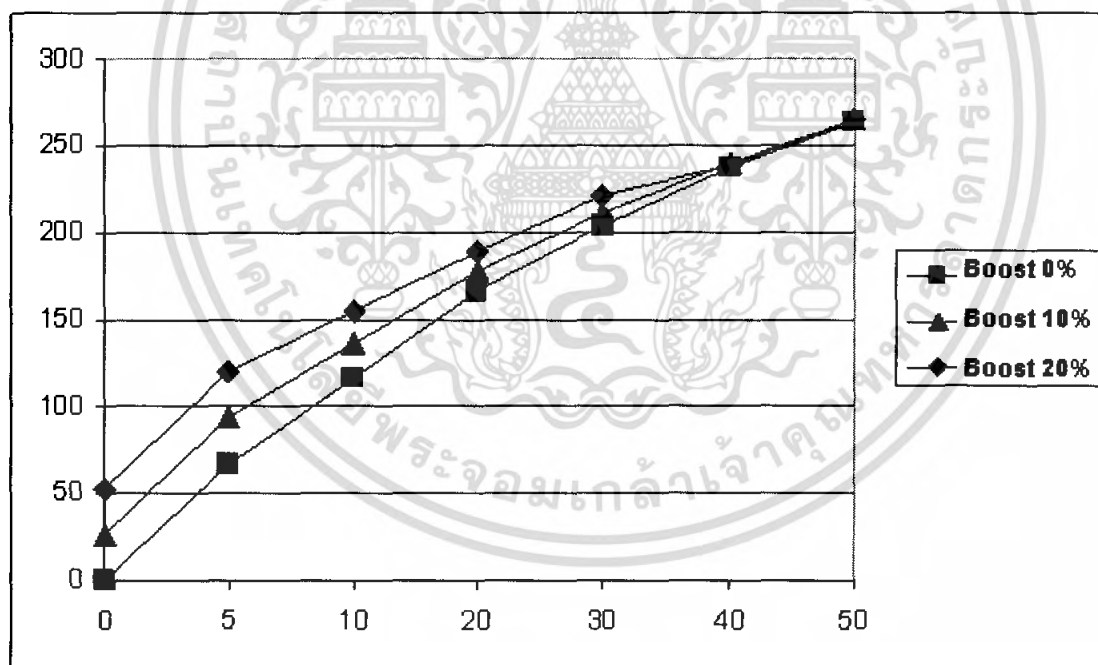
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การทดสอบในขณะมี Voltage Boost และไม่มี Voltage Boost

ตารางที่ 1 บันทึกค่าแรงดันกับความเร็วยรอบของมอเตอร์เมื่อมี Voltage Boost และไม่มี

Voltage Boost

ความถี่ f (Hz)	Voltage Boost 0%		Voltage Boost 10%		Voltage Boost 20%	
	V_{AB} (V)	Nr(rpm)	V_{AB} (V)	Nr(rpm)	V_{AB} (V)	Nr(rpm)
5	75.73	148.2	103.51	148.3	129.47	149.3
10	115.63	299.3	136.48	300.4	154.98	299.7
20	165.64	598.8	177.92	599.2	189.12	598.3
30	204.36	899.8	210.75	900.5	220.85	901.2
40	236.98	1200.7	239.54	1201.4	239.26	1200.2
50	263.97	1498.2	264.87	1498.6	264.56	1498.2



รูปที่ 4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับความดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและเสนอทางที่จะดำเนินการ

5.1 บทสรุป

โครงการนี้เป็น การศึกษาและการสร้างอินเวอร์เตอร์ไฟฟ้า 3 เฟส โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ SPWM รวมถึงการประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล dsPIC และ การศึกษาการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ V/F คงที่ ซึ่งจากการศึกษาและ ทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 แรงม้าโดยอินเวอร์เตอร์ที่พัฒนาขึ้นสามารถควบคุม ความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ใน ความถี่ย่านแรงบิดคงที่โดยสามารถปรับความถี่ได้จนถึงความถี่ ที่พิกัด 50HZ ทั้งนี้การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำดังกล่าวเป็นการควบคุมความเร็วรอบแบบวงรอบ เปิดขณะที่มอเตอร์อยู่ในสภาวะไร้อโหลด

5.2 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองในบทที่ 4 จะเห็นว่าฮาร์โมนิกจะเกิดที่ความถี่มอดูเลต(m_f)จากสมการ ที่ 2.2

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}$$

ในส่วนของการทดลองและบันทึกผลเมื่อนำอินเวอร์เตอร์ไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำในบทที่ 4 จะเห็นว่ากระแสล้าหลังแรงดันเนื่องจากโหลดเป็นมอเตอร์ซึ่งเป็นเหนี่ยวนำเป็นส่วนใหญ่ส่งผล ให้กระแสล้าหลังแรงดัน

จากผลการทดลอง เรื่อง V/F ในย่านการทำงานที่ต่ำกว่าพิกัดนั้นเมื่อลดความถี่ลง แรงดันจะลดลงด้วยในลักษณะเชิงเส้นซึ่งจะเป็นย่านแรงบิดคงที่ และที่ความถี่ต่ำๆนั้นไม่ สามารถที่จะละลายผลของค่าความต้านทานของขดลวดที่สเตเตอร์ได้ จึงต้องมีการเพิ่มแรงดัน ด้วยเทคนิค Voltage Boost

เพื่อชดเชยผลของแรงดันตกในค่าความต้านทานที่ขดลวดที่สเตเตอร์

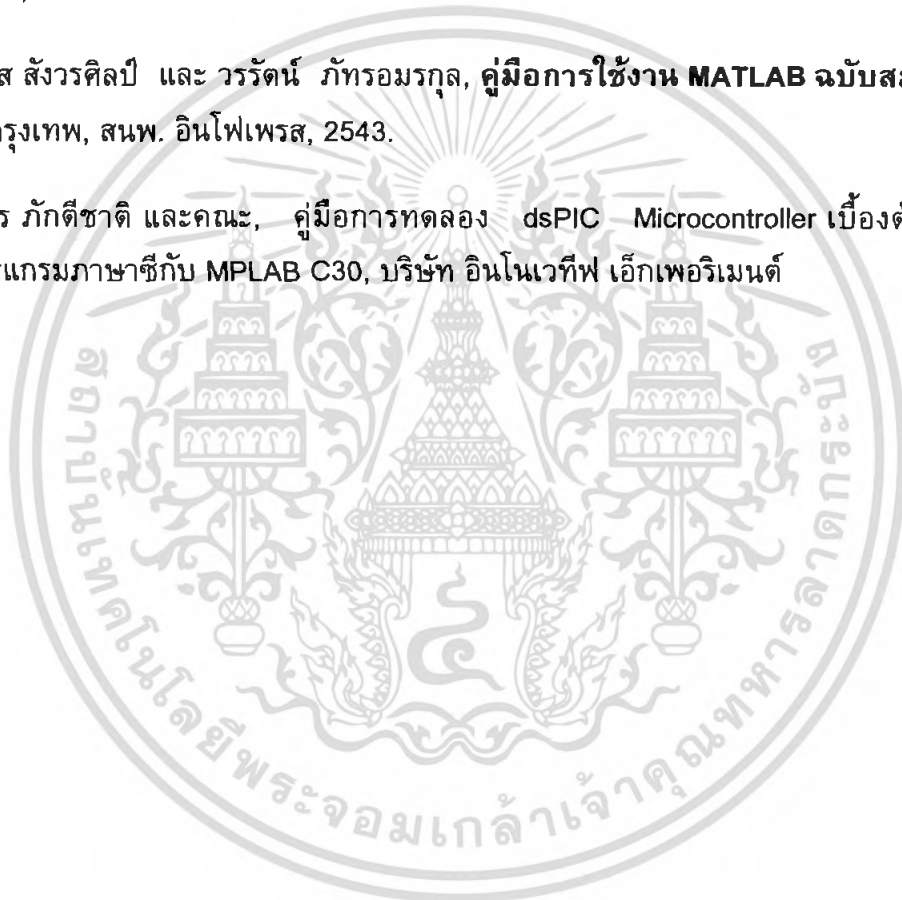
5.3 เสนอแนวทางที่จะดำเนินการ

- เพิ่มเติมการควบคุมความเร็วรอบแบบวงรอบปิด ทั้งนี้ต้องมีการป้องกันกลับความเร็วรอบ จากเอนโคเดอร์ รวมทั้งอาจจะมีการควบคุมกระแสแบบวงรอบปิดด้วย
- เพิ่มเติมสภาวะที่มอเตอร์มีโหลดทางกลขณะมีการควบคุมความเร็วรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- (1) N. MOHAN , T. UNDELAND , W. ROBBINS ,” **Power Electronics : Converters, Applications and Design** ”, John Wiley & Sons , Inc ,3rd Edition , 2003
- (2) MUHAMMATH H. RASHID , ” **Power Electronics Circuit , Devices and Applications** ” , Pearson Prentice-Hall, 3rd Edition , 2004 ,
- (3) รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน , วุฒิพล ชาราธิ์เรษฐ , “ **Power Electronics** “ ,วีเจ พรินติ้ง , 2549
- (4) มนัส สังวรศิลป์ และ วรรัตน์ ภัทรอมรกุล, **คู่มือการใช้งาน MATLAB ฉบับสมบูรณ์** , กรุงเทพ, สนพ. อินโฟเพรส, 2543.
- (5) นคร ภัคดีชาติ และคณะ, **คู่มือการทดลอง dsPIC Microcontroller เบื้องต้นด้วยโปรแกรมภาษาซีกับ MPLAB C30**, บริษัท อินโนเวทีฟ เอ็กเพอริเมนต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SOURCE CODE

```

#include <p30F2010.h>

//-----
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL4);
_FWDT(WDT_OFF & WDTPSA_512 & WDTPSB_1); // 1sec wdog timeout (WDT Period
= 2ms*WDTPSA*WDTPSB)
_FBORPOR(PBOR_OFF & BORV_45 & PWRT_64 & MCLR_EN);
_FGS(CODE_PROT_OFF);

//-----

#define XTAL 7372800
#define FCY (XTAL*4/4) // (7.3728*16)/4 = 30MHz
#define FPWM 3000
#define DEADTIME (unsigned int)(0.000004 * FCY)
#define _0_DEGREES 0x0000
#define _120_DEGREES 0x5555
#define _240_DEGREES 0xAAAA
#define PWM_OUTPUT LATDbits.LATD0
#define LED_Fault LATDbits.LATD1
#define LED1 LATBbits.LATB2
#define LED2 LATBbits.LATB3
#define LED3 LATBbits.LATB4
// Also declare some useful shortcuts
#define DISABLE_FIRING PWM_OUTPUT=1
#define ENABLE_FIRING PWM_OUTPUT=0
#define FAULT_RESET LATEbits.LATE8
#define BUTTON1 !PORTCbits.RC13 //Start
#define BUTTON2 !PORTCbits.RC14 //Stop
#define BUTTON3 !PORTBbits.RB5 //Mode

unsigned int Phase, Delta_Phase, Phase_Offset;
int Multiplier, Result, ResultA, ResultB, ResultC, ResultN, Umin, Umax;
int Amplitude, Freq;
float Amp1;
int sinetable[] = {0,3212,6393,9512,12539,15446,18204,20787,23170,25329,
27245,28898,30273,31356,32137,32609,32767,32609,32137,31356,30273,28898,

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
27245,25329,23170,20787,18204,15446,12539,9512,6393,3212,0,-3212,-6393,
-9512,-12539,-15446,-18204,-20787,-23170,-25329,-27245,-28898,-30273,
-31356,-32137,-32609,-32767,-32609,-32137,-31356,-30273,-28898,-27245,
-25329,-23170,-20787,-18204,-15446,-12539,-9512,-6393,-3212,0);
```

```
//-----
```

```
volatile struct {
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned Button1:1;
```

```
    unsigned Button2:1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned PWMFault:1;
```

```
    unsigned Restart:1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned Mode:1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
    unsigned :1;
```

```
} Flags;
```

```
min_value(int x1, int x2, int x3){
```

```
int min;
```

```
    min = x1;
```

```
    if ( x2 < min ) min = x2;
```

```
    if ( x3 < min ) min = x3;
```

```
return min;
```

```
}
```

```
//-----
```

```
max_value(int x1, int x2, int x3){
```

```
int max;
```

```
    max = x1;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    if ( x2 > max ) max = x2;
    if ( x3 > max ) max = x3;
return max;
}
//-----
ZSS(int min,int max){
int ZSS;
    ZSS=-(max+min)/2;    // ZSS=((1-max)/2)+((-1-min)/2);
return ZSS;
}
//-----
void ADC_Init(void)
{
    ADCON1 = 0;
    ADCON2 = 0;
    ADCON3 = 0;
    ADPCFG = 0x003C;
    ADCHS = 0x0003;
    ADCON1bits.ADON = 1;
}
//-----
void delay_ms(unsigned int ms)
{
    unsigned int x,a;    // Keep for counter loop
    for(x=0;x<ms;x++)
    {
        for(a=0;a<816;a++); // Loop for delay 1 millisec per unit
    }
}
//-----
int ReadADC(unsigned int channel)
{
    int Delay;
    if(channel > 0x000F) return(0);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    ADCHS = channel;
    ADCON1bits.SAMP = 1;
    for(Delay = 0; Delay < 20; Delay++);
    IFS0bits.ADIF = 0;
    ADCON1bits.SAMP = 0;
    while(!IFS0bits.ADIF);
    return(ADCBUF0);
}
//-----
void InitMCPWM(void)
{
    TRISE = 0x0100;
    PTPER = (FCY/FPWM - 1) >> 1;
    OVDCON = 0x0000;
    DTCON1 = DEADTIME;
    PWMCON1 = 0x0077;
    PDC1 = PTPER;
    PDC2 = PTPER;
    PDC3 = PTPER;
    FLTACON = 0x000F; // Fault A enabled for latched mode on PWM1, 2, and 3
    IFS2bits.PWMIF = 0;
    IEC2bits.PWMIE = 1;
    INTCON2 = 0x0001; // Enable interrupts for Fault A
    OVDCON = 0xFF00; // PWM outputs are controller by PWM module
    Phase = 0; // Reset Phase Variable
    Delta_Phase = Freq * 65536 / FPWM ; // Initialize Phase increment for sine wave
    PTCON = 0x8002; // Center aligned PWM operation,Start PWM
return;
}
void __attribute__((__interrupt__)) _FLTAInterrupt(void)
{
// Keep all outputs disabled until we figure out what is going on!
    LED_Fault=1;
    OVDCON = 0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DISABLE_FIRING;
// Signal a fault to the main loop.
  Flags.PWMFault = 1;
// Clear the FLTA interrupt flag.
  IFS2bits.FLTAIF = 0;
}
//-----
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt(void)
{
  Freq = ReadADC(1)>>4;
  if(Freq > 50) { Freq = 50; }
  if(Freq < 5) { Freq = 5; }
  Amplitude = (Freq * 540) + 3000 ; //10%
// Amplitude = Freq * 600 ; //10
// Amplitude = (Freq * 480) + 6000 ; //20&
  Delta_Phase = Freq * 65536 / FPWM; // Initialize Phase increment for sine wave
  Phase += Delta_Phase; // Accumulate Delta_Phase in Phase variable
  Phase_Offset = _0_DEGREES; // Add proper value to phase offset
  Multiplier = sinetable[(Phase + Phase_Offset) >> 10]; // Take sine info
  asm("MOV _Multiplier, W4"); // Load first multiplier
  asm("MOV _Amplitude, W5"); // Load second multiplier
  asm("MOV _PTPER, W6"); // Load second multiplier
  asm("MOV #_ResultA, W0"); // Load W0 with the address of Result
  asm("MPY W4*W5, A"); // Perform Fractional multiplication
  asm("SAC A, W7"); // Store multiplication result in var Result
  asm("MPY W6*W7, A"); // Perform Fractional multiplication
  asm("SAC A, [W0]"); // Store multiplication result in var Result
  Phase_Offset = _120_DEGREES; // Add proper value to phase offset
  Multiplier = sinetable[(Phase + Phase_Offset) >> 10]; // Take sine info
  asm("MOV _Multiplier, W4"); // Load first multiplier
  asm("MOV _Amplitude, W5"); // Load second multiplier
  asm("MOV _PTPER, W6"); // Load second multiplier
  asm("MOV #_ResultB, W0"); // Load W0 with the address of Result
  asm("MPY W4*W5, A"); // Perform Fractional multiplication

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

asm("SAC A, W7");           // Store multiplication result in var Result
asm("MPY W6*W7, A");        // Perform Fractional multiplication
asm("SAC A, [W0]");         // Store multiplication result in var Result
Phase_Offset = _240_DEGREES; // Add proper value to phase offset
Multiplier = sinetable[(Phase + Phase_Offset) >> 10]; // Take sine info
asm("MOV _Multiplier, W4"); // Load first multiplier
asm("MOV _Amplitude, W5");  // Load second multiplier
asm("MOV _PTPER, W6");      // Load second multiplier
asm("MOV #_ResultC, W0");   // Load W0 with the address of Result
asm("MPY W4*W5, A");        // Perform Fractional multiplication
asm("SAC A, W7");           // Store multiplication result in var Result
asm("MPY W6*W7, A");        // Perform Fractional multiplication
asm("SAC A, [W0]");         // Store multiplication result in var Result
Umin = min_value(ResultA,ResultB,ResultC);
Umax = max_value(ResultA,ResultB,ResultC);
ResultN = ZSS(Umin,Umax);   // Zero Sequence Signal Calculate
if(Flags.Mode){
    PDC1 = ResultA + ResultN + PTPER; // Remove negative values of the duty cycle
    PDC2 = ResultB + ResultN + PTPER; // Remove negative values of the duty cycle
    PDC3 = ResultC + ResultN + PTPER; // Remove negative values of the duty cycle
}else{
    PDC1 = ResultA + PTPER;           // Remove negative values of the duty cycle
    PDC2 = ResultB + PTPER;           // Remove negative values of the duty cycle
    PDC3 = ResultC + PTPER;           // Remove negative values of the duty cycle
}
IFS2bits.PWMIF = 0;
}
//-----
int main ()
{
    TRISB=0x0023;
    TRISC=0xFFFF;
    TRISD=0x0000;

```

Initial:

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DISABLE_FIRING;
IFS2bits.FLTAIF = 0;
Flags.PWMFault=0;
Flags.Mode=0;
LED1=1;
LED3=0;
LED_Fault=0;
ADC_Init();
InitMCPWM();

```

Start:

```

if(BUTTON1){
    Flags.Button1=1;
    ENABLE_FIRING;
    LED1=0;
    LED2=1;
    goto Run;
}

```

```

if(BUTTON3){

```

Debounce:

```

    if(BUTTON3){
        goto Debounce;
    }
    Flags.Mode=!Flags.Mode;
    LED3=!LED3;
}

```

goto Start;

Run:

```

while(Flags.Button1){
    if(BUTTON2){
        Flags.Button1=0;
        DISABLE_FIRING;
        LED2=0;
        goto Initial;
    }
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

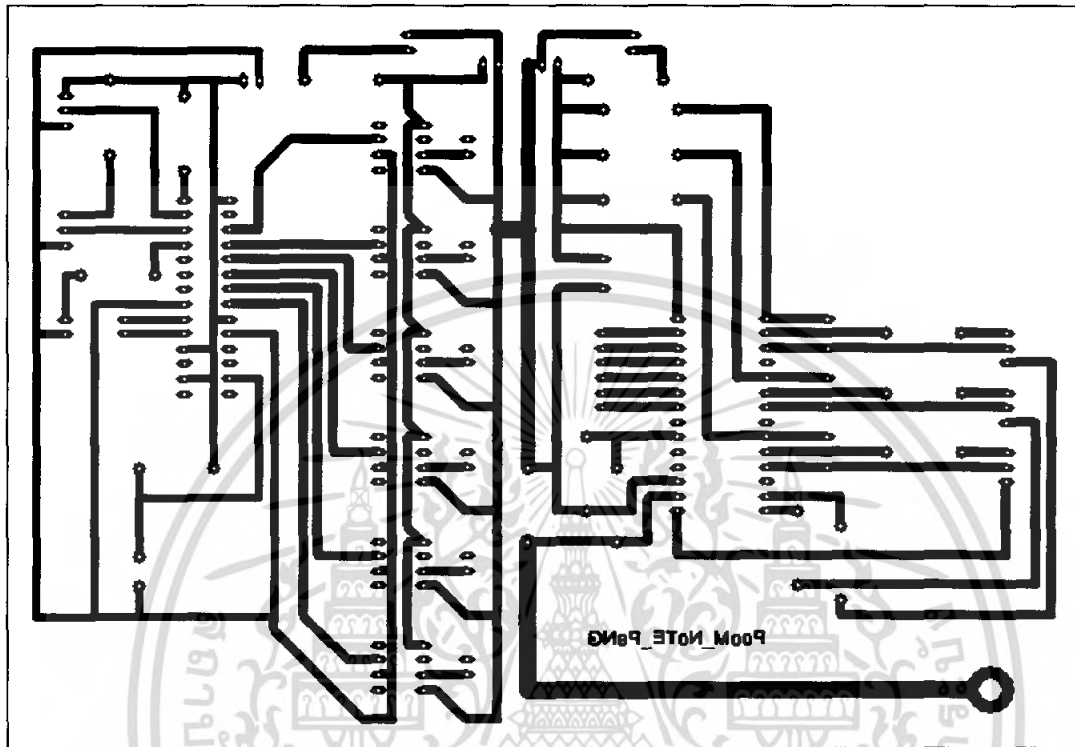
// Amplitude = (Freq * 480) + 6000 ; // 20
// Amplitude = Freq * 600 ; // 0
Amplitude = (Freq * 540 )+ 3000 ; // 10
if(Amplitude > 30000){ Amplitude = 30000 ; }
if(Amplitude < 10000){ Amplitude = 10000 ; }
};
//return 0;
}
//-----

```

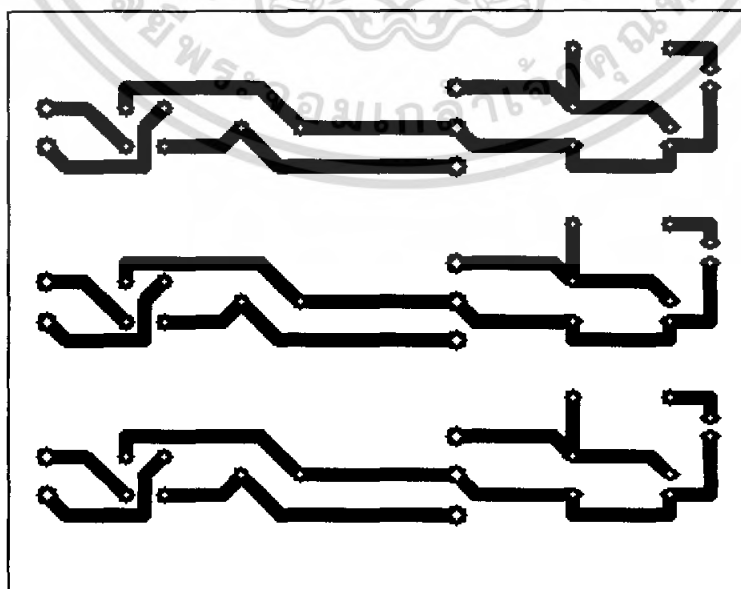


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Main PCB (dsPic,IR2130 & Optoisolator)



Supply PCB



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

ข้อมูลอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MICROCHIP

dsPIC30F2010 Data Sheet

**High-Performance, 16-Bit
Digital Signal Controllers**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

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

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

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

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

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



MICROCHIP

dsPIC30F2010

28-Pin dsPIC30F2010 Enhanced Flash 16-Bit Digital Signal Controller

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the "dsPIC30F Family Reference Manual" (DS70046). For more information on the device instruction set and programming, refer to the "dsPIC30F/33F Programmer's Reference Manual" (DS70157).

High-Performance Modified RISC CPU:

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture
- 83 base instructions with flexible addressing modes
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 12 Kbytes on-chip Flash program space
- 512 bytes on-chip data RAM
- 1 Kbyte nonvolatile data EEPROM
- 16 x 16-bit working register array
- Up to 30 MIPs operation:
 - DC to 40 MHz external clock input
 - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- 27 interrupt sources
- Three external interrupt sources
- 8 user-selectable priority levels for each interrupt
- 4 processor exceptions and software traps

DSP Engine Features:

- Modulo and Bit-Reversed modes
- Two 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single-cycle hardware fractional/integer multiplier
- Single-cycle Multiply-Accumulate (MAC) operation
- 40-stage Barrel Shifter
- Dual data fetch

Peripheral Features:

- High current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Three 16-bit timers/counters; optionally pair up 16-bit timers into 32-bit timer modules
- Four 16-bit capture input functions
- Two 16-bit compare/PWM output functions
 - Dual Compare mode available
- 3-wire SPI modules (supports 4 Frame modes)
- I²C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- Addressable UART modules with FIFO buffers

Motor Control PWM Module Features:

- 6 PWM output channels
 - Complementary or Independent Output modes
 - Edge and Center-Aligned modes
- 4 duty cycle generators
- Dedicated time base with 4 modes
- Programmable output polarity
- Dead-time control for Complementary mode
- Manual output control
- Trigger for synchronized A/D conversions

Quadrature Encoder Interface Module Features:

- Phase A, Phase B and Index Pulse input
- 16-bit up/down position counter
- Count direction status
- Position Measurement (x2 and x4) mode
- Programmable digital noise filters on inputs
- Alternate 16-bit Timer/Counter mode
- Interrupt on position counter rollover/underflow

Analog Features:

- 10-bit Analog-to-Digital Converter (ADC) with:
 - 1 Msps (for 10-bit A/D) conversion rate
 - Six input channels
 - Conversion available during Sleep and Idle
- Programmable Brown-out Reset

dsPIC30F2010

Special Digital Signal Controller Features:

- Enhanced Flash program memory:
 - 10,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 100K (typical)
- Data EEPROM memory:
 - 100,000 erase/write cycle (min.) for industrial temperature range, 1M (typical)
- Self-reprogrammable under software control
- Power-on Reset (POR), Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Flexible Watchdog Timer (WDT) with on-chip low-power RC oscillator for reliable operation
- Fail-Safe clock monitor operation

- Detects clock failure and switches to on-chip low-power RC oscillator
- Programmable code protection
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) programming capability
- Selectable Power Management modes
 - Sleep, Idle and Alternate Clock modes

CMOS Technology:

- Low-power, high-speed Flash technology
- Wide operating voltage range (2.5V to 5.5V)
- Industrial and Extended temperature ranges
- Low power consumption

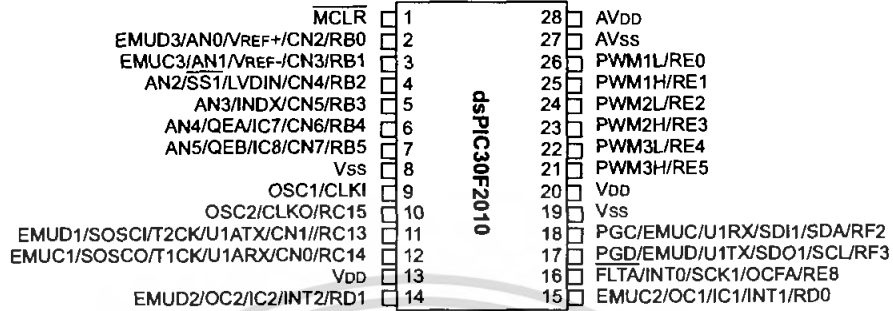
dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family*

Device	Pins	Program Mem. Bytes/Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Motor Control PWM	A/D 10-bit 1 Msps	Quad Enc	UART	SPI	I ² C™	CAN
dsPIC30F2010	28	12K/4K	512	1024	3	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F3010	28	24K/8K	1024	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	-
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1
dsPIC30F5015	64	66K/22K	2048	1024	5	4	4	8 ch	16 ch	Yes	1	2	1	1
dsPIC30F6010	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2
dsPIC30F6010A	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2

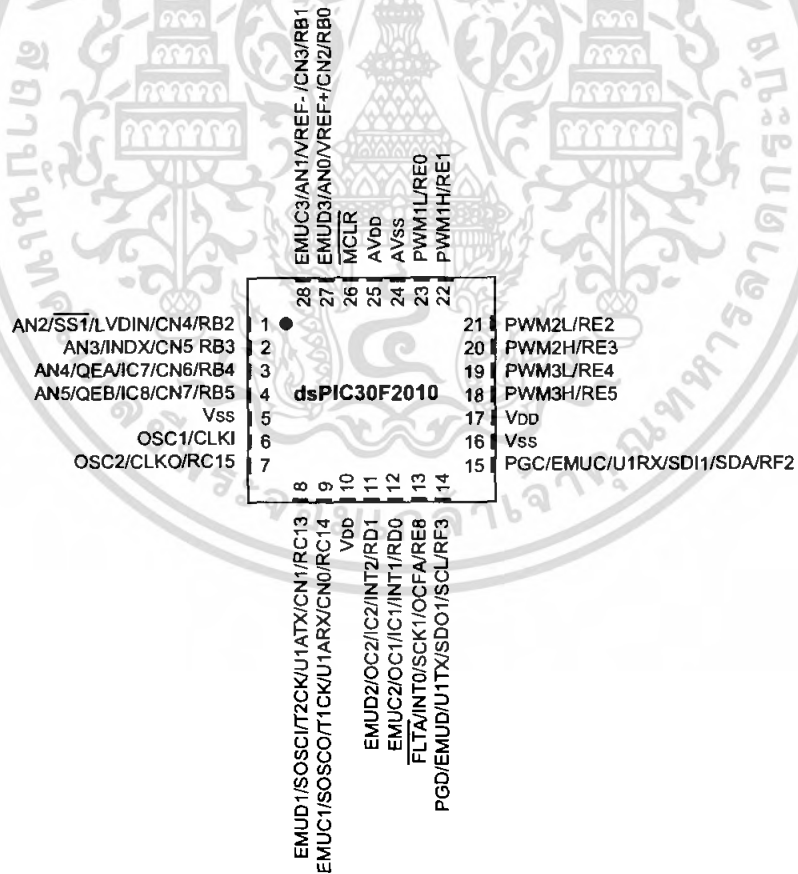
* This table provides a summary of the dsPIC30F2010 peripheral features. Other available devices in the dsPIC30F Motor Control and Power Conversion Family are shown for feature comparison.

Pin Diagrams

28-Pin SDIP and SOIC



28-Pin QFN



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในการออกแบบเท่านั้น ไม่ควรคัดลอกไปใช้ประโยชน์ด้วยวิธีการใดๆ

LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

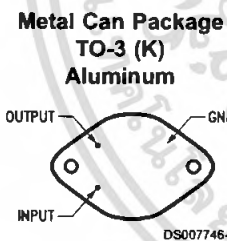
Features

- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

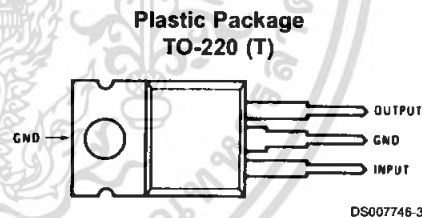
Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

Connection Diagrams

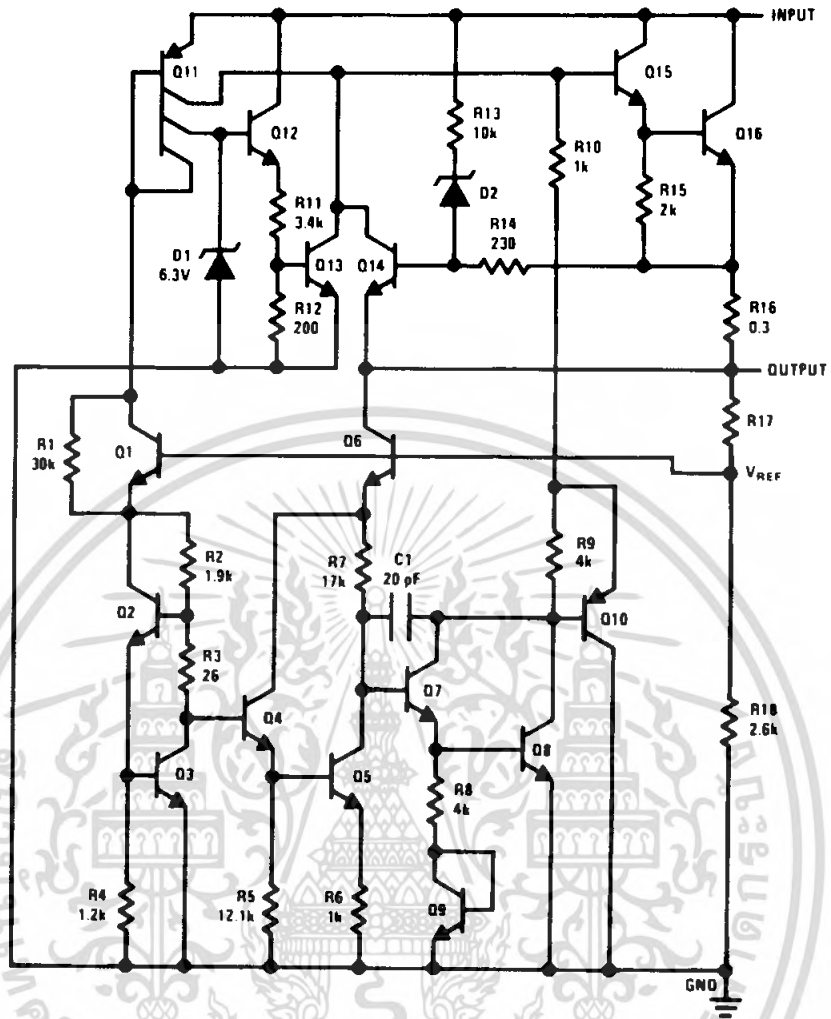


Bottom View
Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A



Top View
Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

Schematic



DS007746-1

Absolute Maximum Ratings (Note 3)

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

Input Voltage

 $(V_O = 5V, 12V \text{ and } 15V)$ 35V

Internal Power Dissipation (Note 1)

Internally Limited

Operating Temperature Range (T_A)

0°C to +70°C

Maximum Junction Temperature

(K Package) 150°C

(T Package) 150°C

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package K 300°C

TO-220 Package T 230°C

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) $0 \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units	
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V	
		$P_D \leq 15 \text{ W}, 5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V	
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(7.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$)		(14.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$)		(17.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)					V	
Line Regulation	$I_O = 500 \text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	3		50	4		120	4		150	mV	
		ΔV_{IN}	(7 $\leq V_{\text{IN}} \leq 25$)		(14.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)		(17.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)					V	
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			50			120			150	mV	
	$I_O \leq 1 \text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			50			120			150	mV	
		ΔV_{IN}	(7.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$)		(14.6 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$)		(17.7 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)					V	
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			25			60			75	mV	
Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1.5 \text{ A}$	10		50	12		120	12		150	mV	
		$250 \text{ mA} \leq I_O \leq 750 \text{ mA}$			25			60			75	mV	
	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			50			120			150	mV		
Quiescent Current	$I_O \leq 1 \text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$			8			8			8	mA	
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			8.5			8.5			8.5	mA	
Quiescent Current Change	$5 \text{ mA} \leq I_O \leq 1 \text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1 \text{ A}$			0.5			0.5			0.5	mA	
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(7.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$)		(14.8 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$)		(17.9 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)					V	
		$I_O \leq 500 \text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			1.0			1.0			1.0	mA	
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(7 $\leq V_{\text{IN}} \leq 25$)		(14.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)		(17.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$)					V	
Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$		40			75			90			μV	
I_{IN} I_{OUT}	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$	$I_O \leq 1 \text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O \leq 500 \text{ mA}$ $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	62	80	55	72	54	70				dB
			$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(8 $\leq V_{\text{IN}} \leq 18$)		(15 $\leq V_{\text{IN}} \leq 25$)		(18.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 28.5$)					V
		$I_O \leq 500 \text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$			62			55			54		
Dropout Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1 \text{ A}$		2.0			2.0			2.0			V	
Output Resistance	$f = 1 \text{ kHz}$		8			18			19			$\text{m}\Omega$	

Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) (Continued)

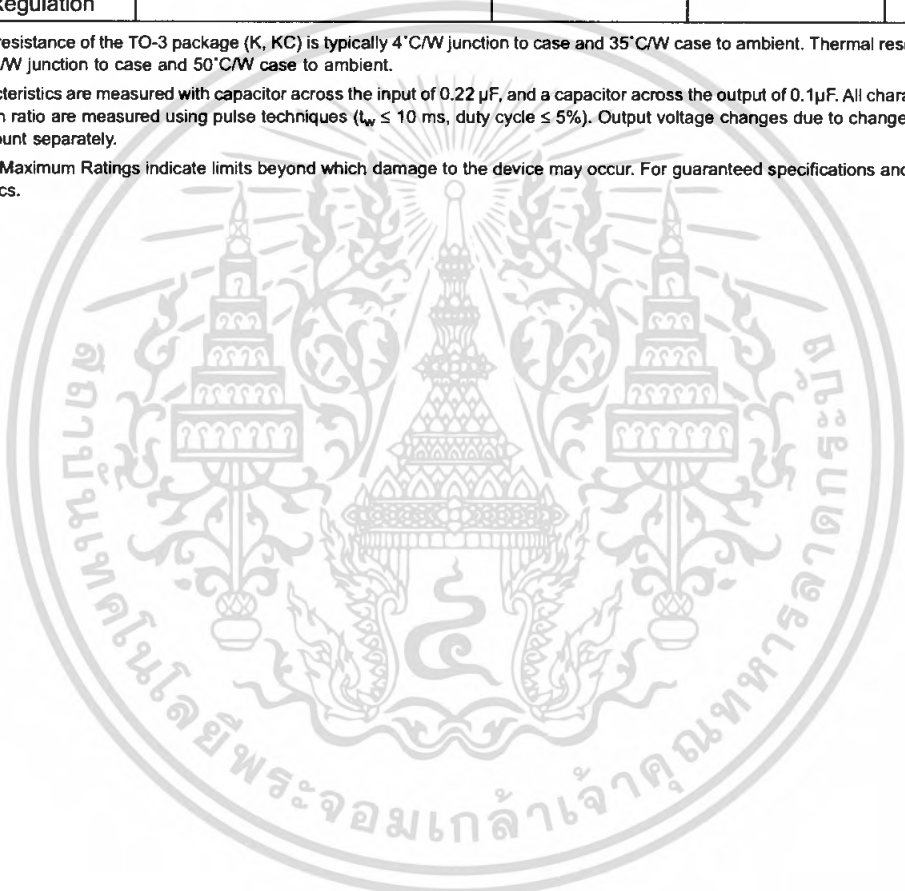
$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq 125^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
	Short-Circuit Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	2.1			1.5			1.2			A
	Peak Output Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	2.4			2.4			2.4			A
	Average TC of V_{OUT}	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$, $I_O = 5\text{ mA}$	0.6			1.5			1.8			mV/ $^{\circ}\text{C}$
V_{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $I_O \leq 1\text{ A}$	7.5			14.6			17.7			V

Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4 $^{\circ}\text{C/W}$ junction to case and 35 $^{\circ}\text{C/W}$ case to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically 4 $^{\circ}\text{C/W}$ junction to case and 50 $^{\circ}\text{C/W}$ case to ambient.

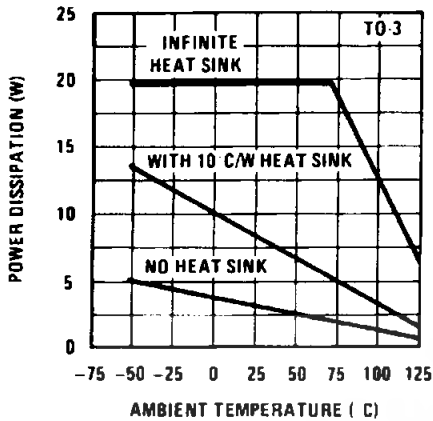
Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of 0.22 μF , and a capacitor across the output of 0.1 μF . All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques ($t_w \leq 10\text{ ms}$, duty cycle $\leq 5\%$). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. For guaranteed specifications and the test conditions, see Electrical Characteristics.



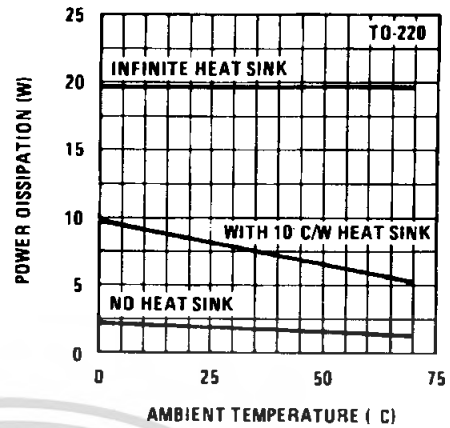
Typical Performance Characteristics

Maximum Average Power Dissipation



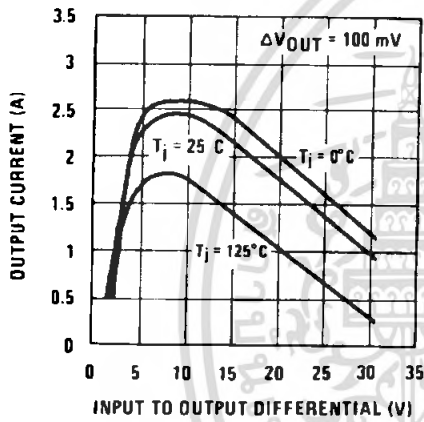
DS007746-5

Maximum Average Power Dissipation



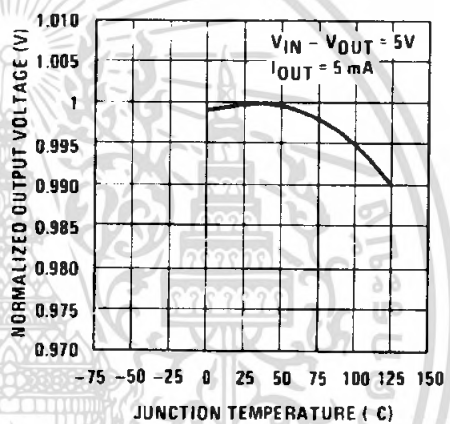
DS007746-6

Peak Output Current



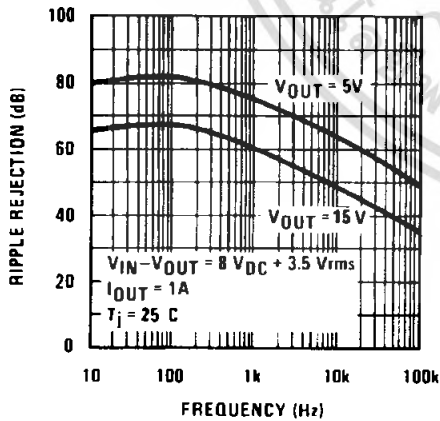
DS007746-7

Output Voltage (Normalized to 1V at Tj = 25°C)



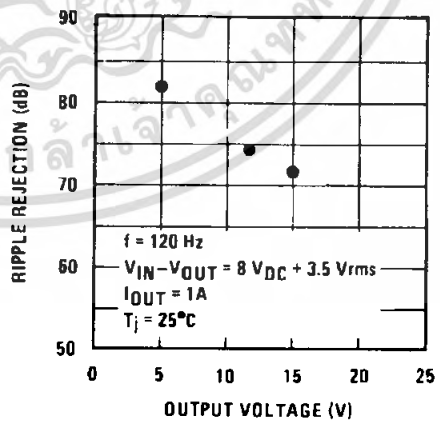
DS007746-8

Ripple Rejection



DS007746-9

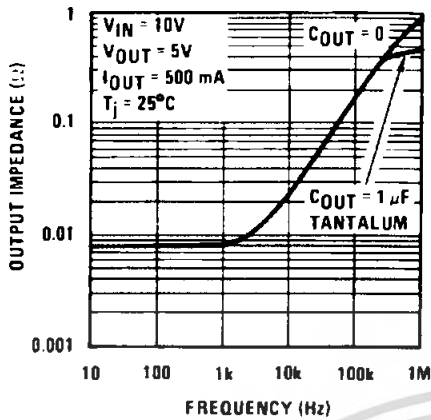
Ripple Rejection



DS007746-10

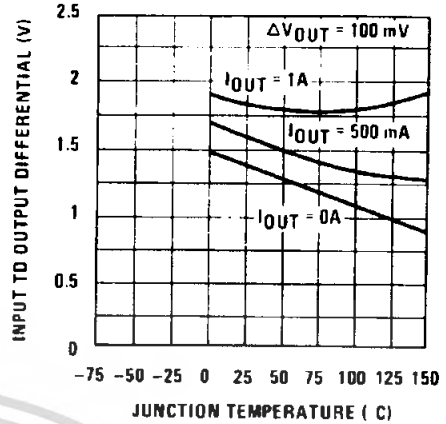
Typical Performance Characteristics (Continued)

Output Impedance



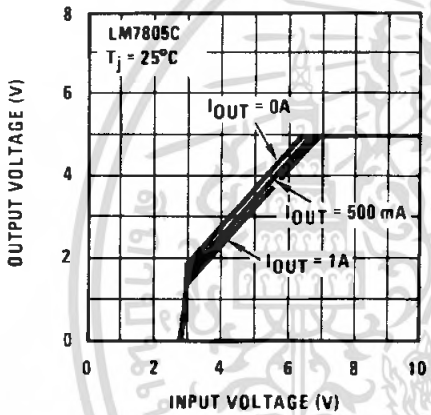
DS007746-11

Dropout Voltage



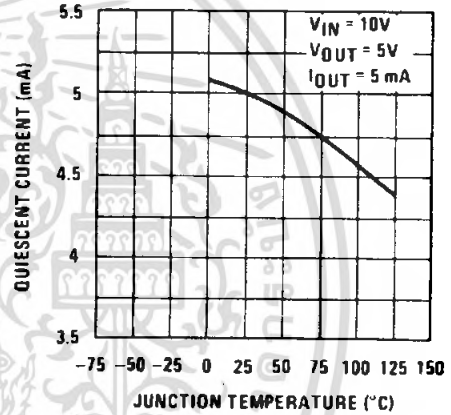
DS007746-12

Dropout Characteristics



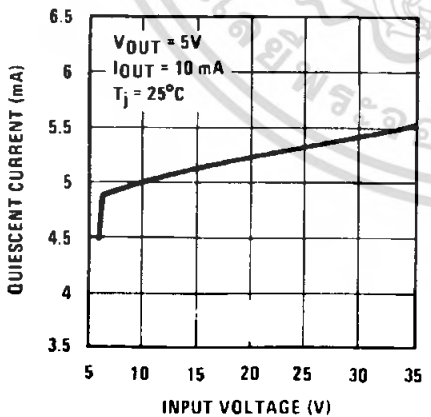
DS007746-13

Quiescent Current



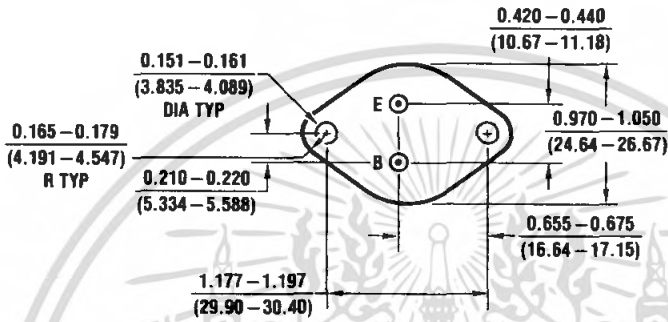
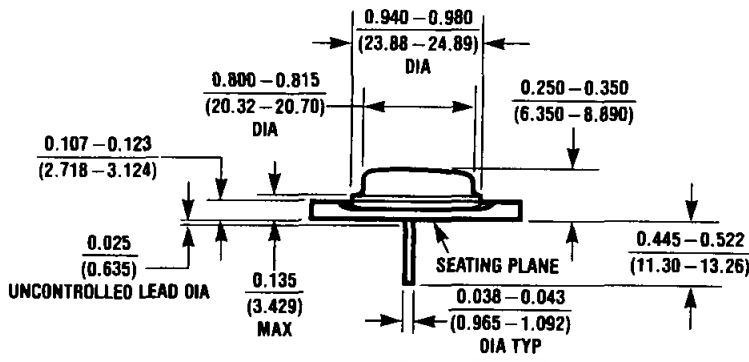
DS007746-14

Quiescent Current



DS007746-15

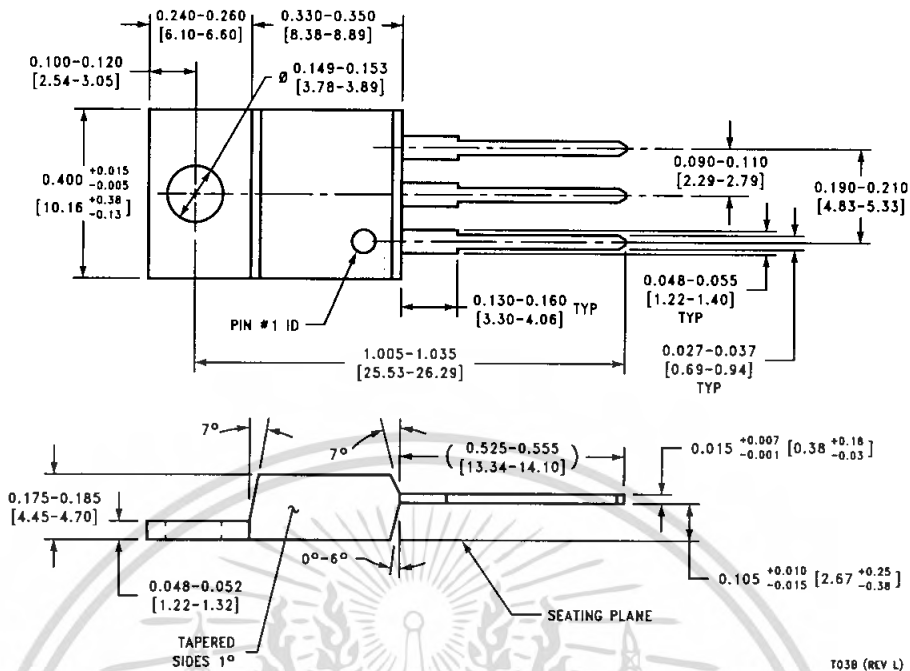
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



Aluminum Metal Can Package (KC)
 Order Number LM7805CK, LM7812CK or LM7815CK
 NS Package Number KC02A

KC02A (REV C)

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



TO-220 Package (T)
Order Number LM7805CT, LM7812CT or LM7815CT
NS Package Number T03B

T03B (REV L)

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

National Semiconductor Corporation Americas
 Tel: 1-800-272-9959
 Fax: 1-800-737-7018
 Email: support@nsc.com
 www.national.com

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

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

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

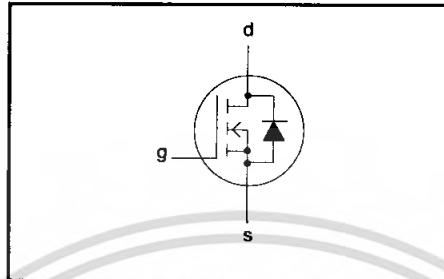
**PowerMOS transistors
Avalanche energy rated**

IRFP460

FEATURES

- Repetitive Avalanche Rated
- Fast switching
- Stable off-state characteristics
- High thermal cycling performance
- Low thermal resistance

SYMBOL



QUICK REFERENCE DATA

$V_{DSS} = 500\text{ V}$
$I_D = 20\text{ A}$
$R_{DS(ON)} \leq 0.27\ \Omega$

GENERAL DESCRIPTION

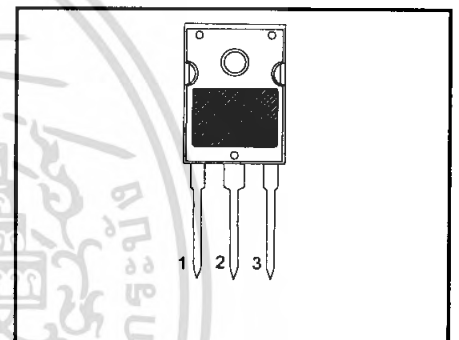
N-channel, enhancement mode field-effect power transistor, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

The IRFP460 is supplied in the SOT429 (TO247) conventional eaded package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain
3	source
tab	drain

SOT429 (TO247)



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{DSS}	Drain-source voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $150\text{ }^\circ\text{C}$	-	500	V
V_{DGR}	Drain-gate voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $150\text{ }^\circ\text{C}$; $R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$	-	500	V
V_{GS}	Gate-source voltage		-	± 30	V
I_D	Continuous drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	20	A
		$T_{mb} = 100\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	12.4	A
I_{DM}	Pulsed drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	80	A
P_D	Total dissipation	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	250	W
T_j, T_{stg}	Operating junction and storage temperature range		-55	150	$^\circ\text{C}$

AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
E_{AS}	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 20\text{ A}$; $t_p = 0.2\text{ ms}$; T_j prior to avalanche = $25\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{DD} \leq 50\text{ V}$; $R_{GS} = 50\ \Omega$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	1300	mJ
E_{AR}	Repetitive avalanche energy ¹	$I_{AR} = 20\text{ A}$; $t_p = 2.5\ \mu\text{s}$; T_j prior to avalanche = $25\text{ }^\circ\text{C}$; $R_{GS} = 50\ \Omega$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	32	mJ
I_{AS}, I_{AR}	Repetitive and non-repetitive avalanche current		-	20	A

¹ pulse width and repetition rate limited by T_j max. เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

PowerMOS transistors

Avalanche energy rated

IRFP460

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	SOT429 package, in free air	-	-	0.5	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient		-	45	-	K/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}; I_D = 0.25\text{ mA}$	500	-	-	V
$\Delta V_{(BR)DSS} / \Delta T_j$	Drain-source breakdown voltage temperature coefficient	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	-	0.1	-	%/K
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	-	0.2	0.27	Ω
$V_{GS(TO)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	2.0	3.0	4.0	V
g_{fs}	Forward transconductance	$V_{DS} = 30\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	13	18	-	S
I_{DSS}	Drain-source leakage current	$V_{DS} = 500\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	2	50	μA
I_{GSS}	Gate-source leakage current	$V_{DS} = 400\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS} = \pm 30\text{ V}; V_{DS} = 0\text{ V}$	-	100	1000	μA
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 20\text{ A}; V_{DD} = 400\text{ V}; V_{GS} = 10\text{ V}$	-	147	190	nC
Q_{gs}	Gate-source charge		-	12	18	nC
Q_{gd}	Gate-drain (Miller) charge		-	78	100	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 250\text{ V}; R_D = 12\text{ }\Omega;$ $R_G = 3.9\text{ }\Omega$	-	23	-	ns
t_r	Turn-on rise time		-	72	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	150	-	ns
t_f	Turn-off fall time		-	75	-	ns
L_d	Internal drain inductance	Measured from tab to centre of die	-	3.5	-	nH
L_d	Internal drain inductance	Measured from drain lead to centre of die	-	4.5	-	nH
L_s	Internal source inductance	Measured from source lead to source bond pad	-	7.5	-	nH
C_{iss}	Input capacitance	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	-	3000	-	pF
C_{oss}	Output capacitance		-	480	-	pF
C_{rss}	Feedback capacitance		-	270	-	pF

SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS

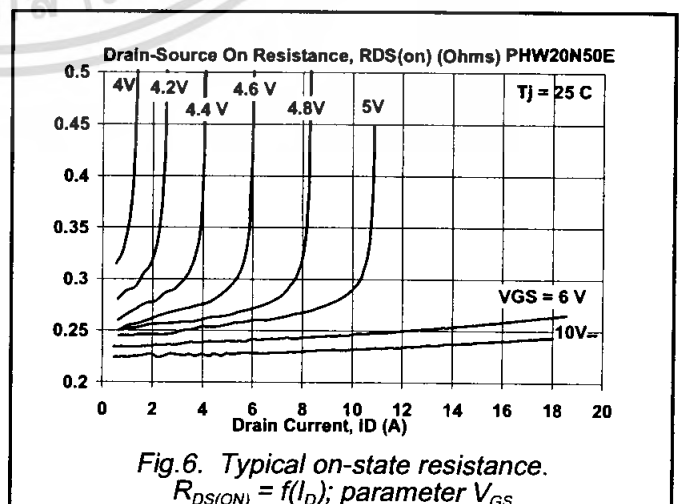
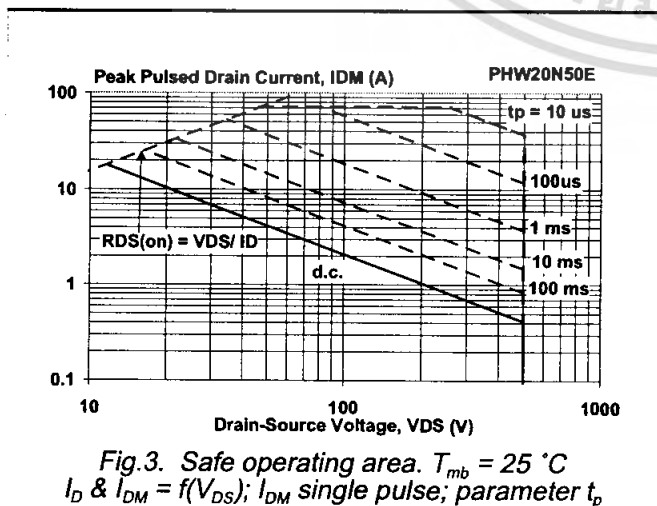
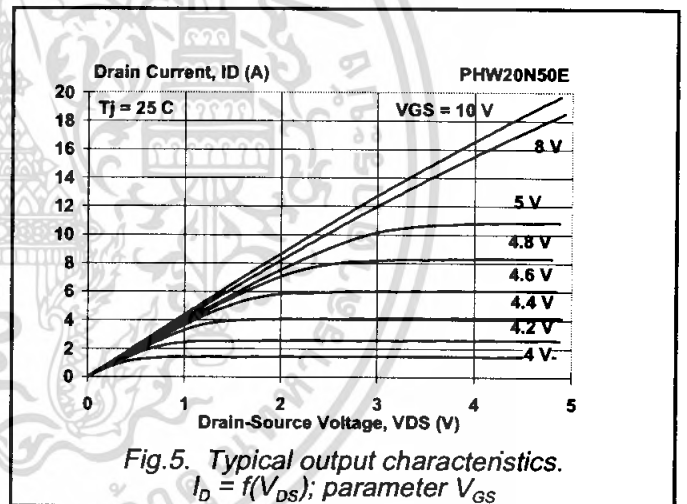
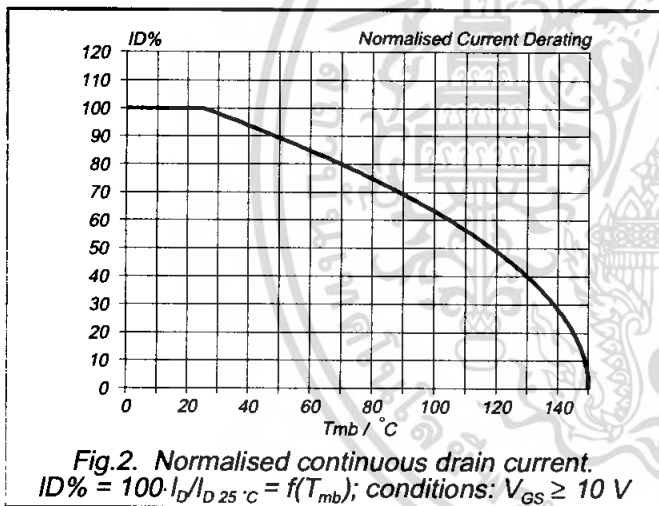
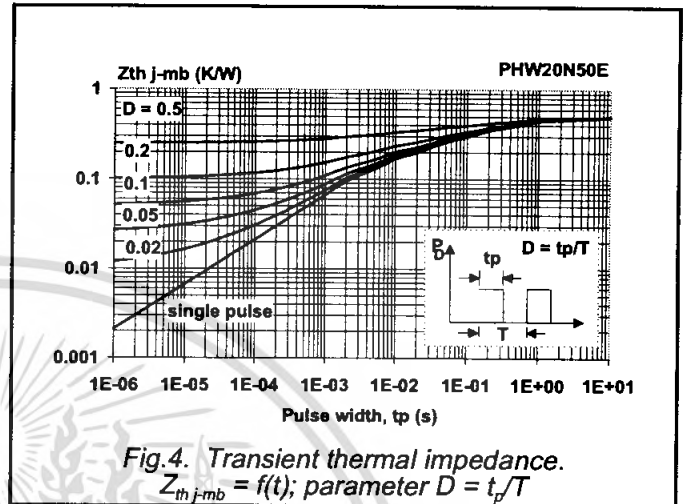
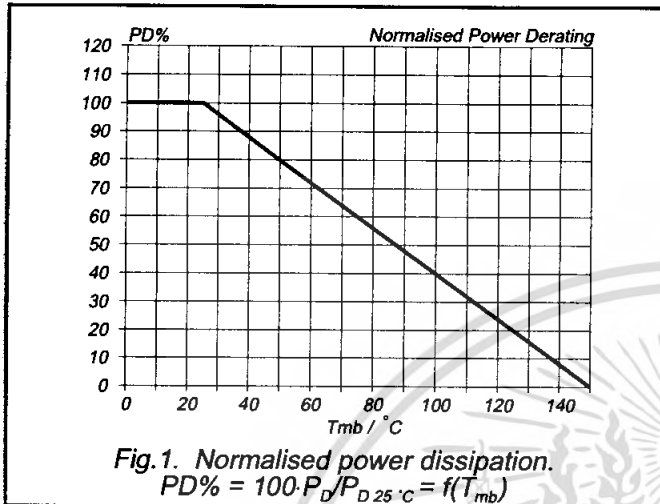
 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_S	Continuous source current (body diode)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	20	A
I_{SM}	Pulsed source current (body diode)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	80	A
V_{SD}	Diode forward voltage	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	1.5	V
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}; di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	900	-	ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge		-	15	-	μC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

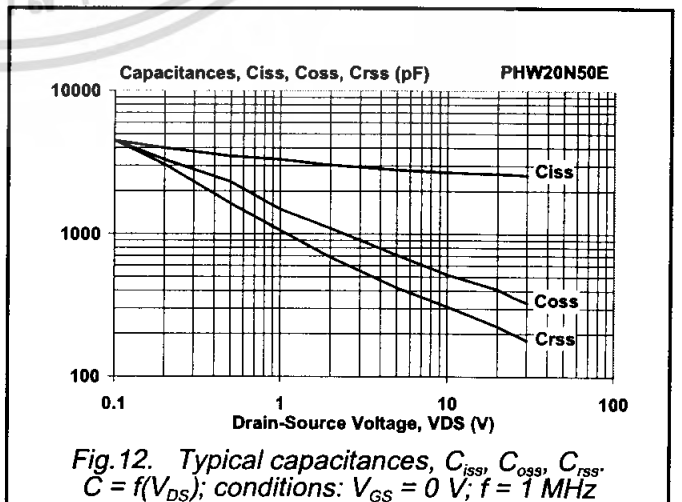
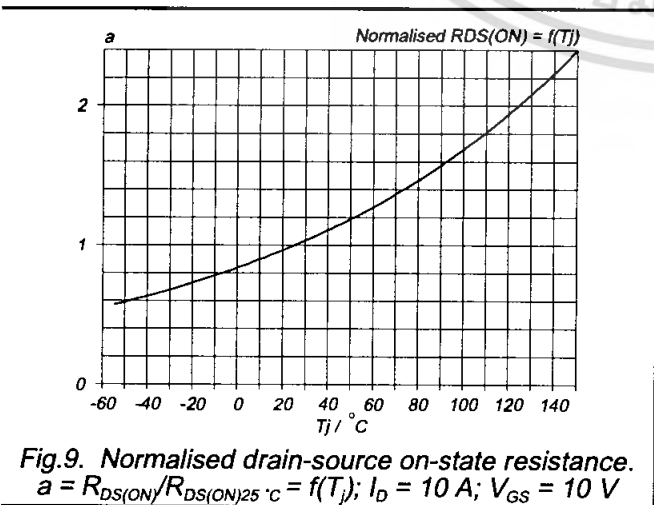
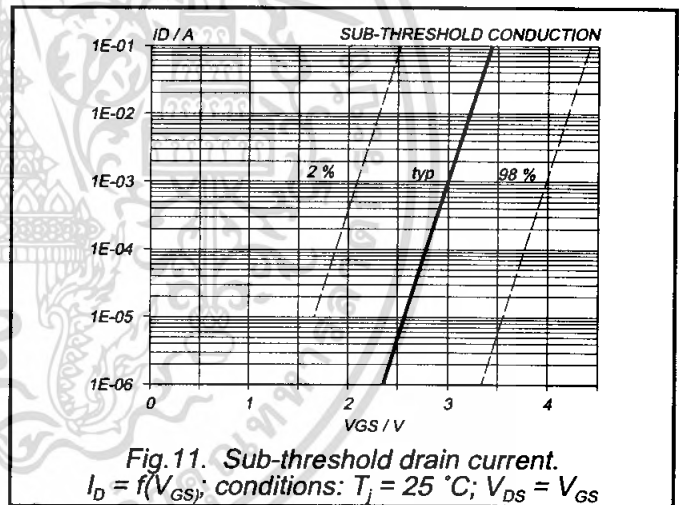
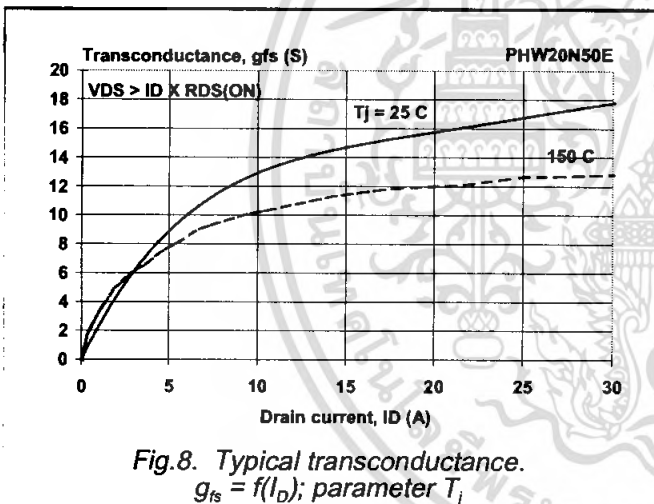
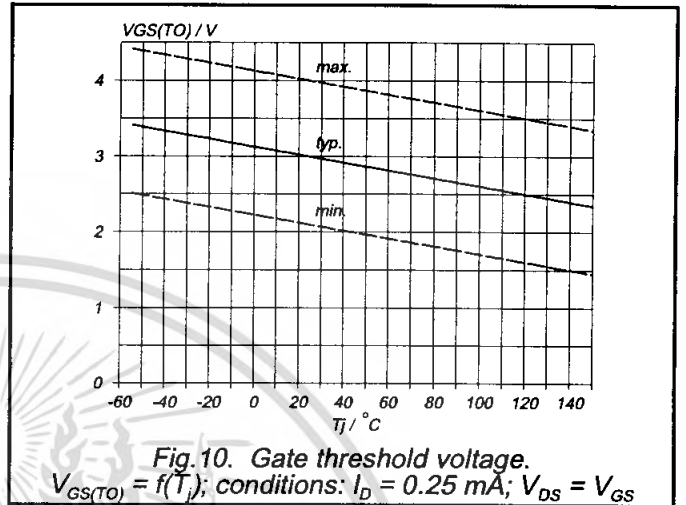
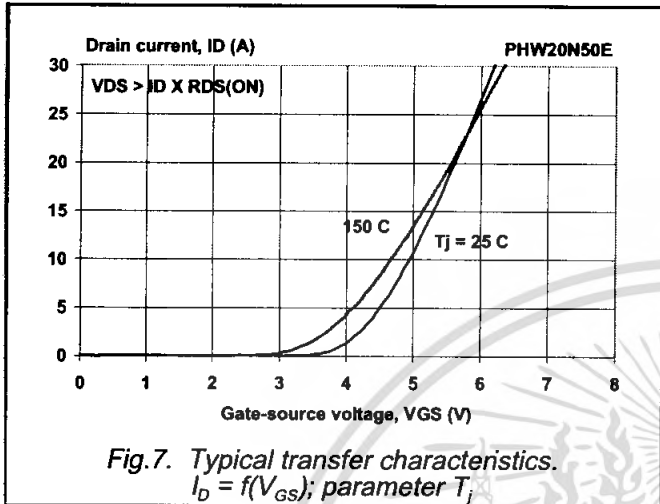
IRFP460



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460

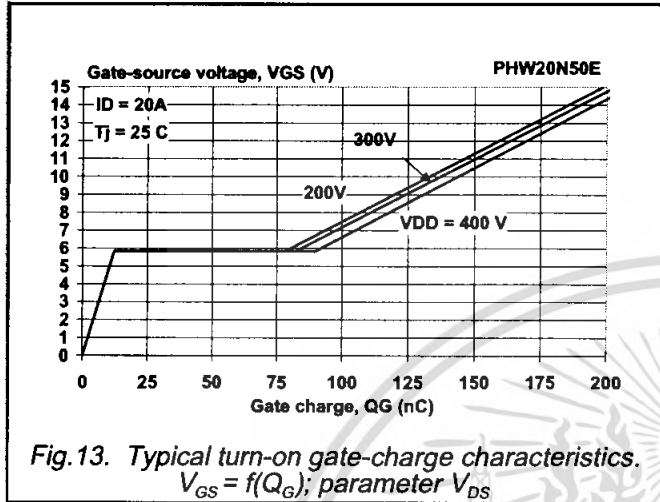


Fig. 13. Typical turn-on gate-charge characteristics.
 $V_{GS} = f(Q_G)$; parameter V_{DS}

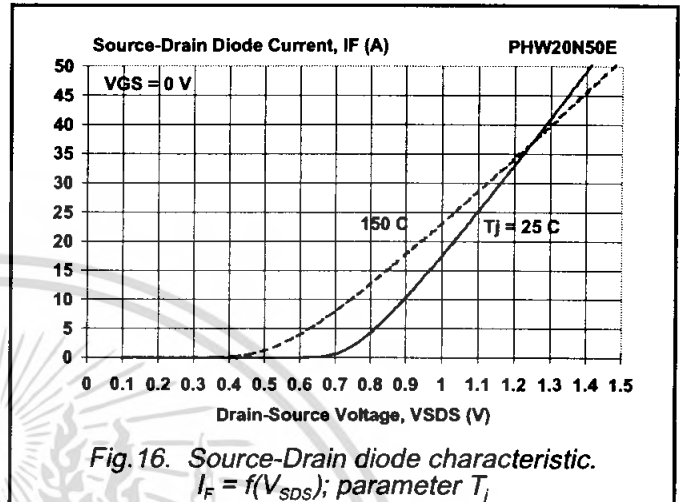


Fig. 16. Source-Drain diode characteristic.
 $I_F = f(V_{SDS})$; parameter T_J

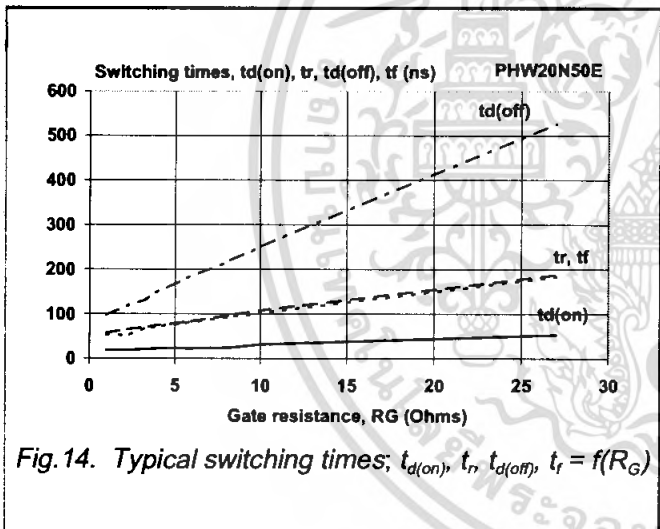


Fig. 14. Typical switching times; $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, $t_f = f(R_G)$

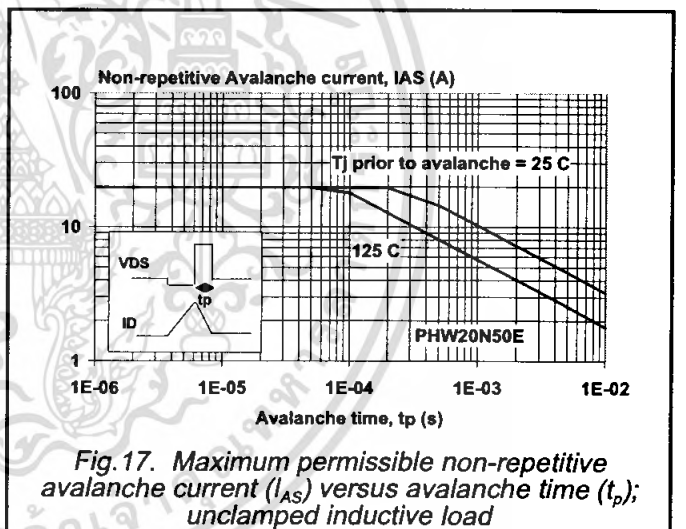


Fig. 17. Maximum permissible non-repetitive avalanche current (I_{AS}) versus avalanche time (t_p); unclamped inductive load

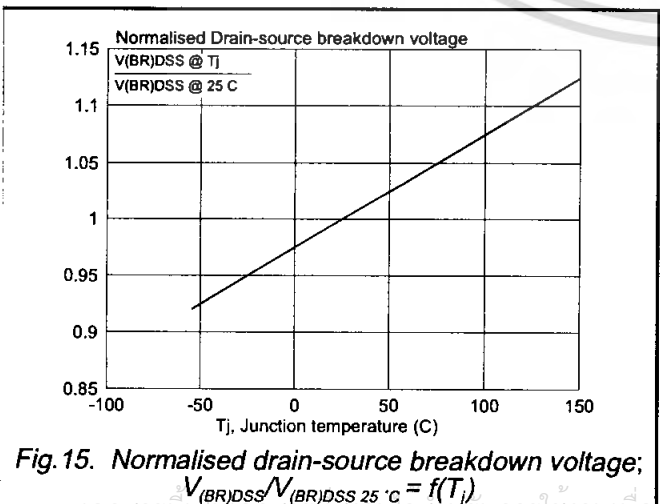


Fig. 15. Normalised drain-source breakdown voltage;
 $V_{(BR)DSS} / V_{(BR)DSS 25^\circ C} = f(T_J)$

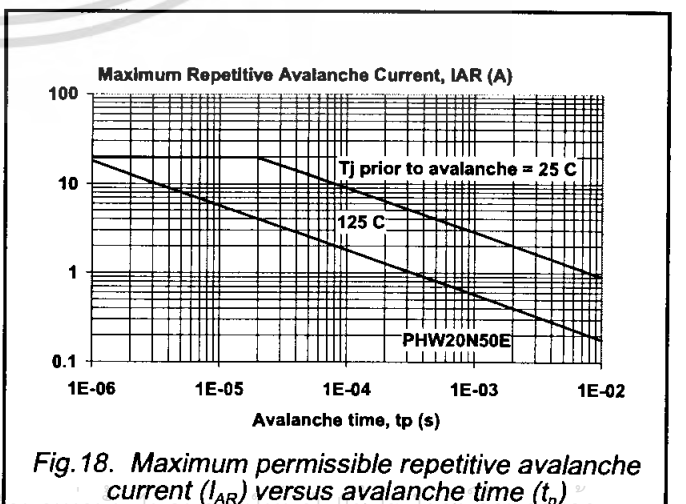


Fig. 18. Maximum permissible repetitive avalanche current (I_{AR}) versus avalanche time (t_p)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460

MECHANICAL DATA

Plastic single-ended through-hole package; heatsink mounted; 1 mounting hole; 3-lead TO-247 SOT429

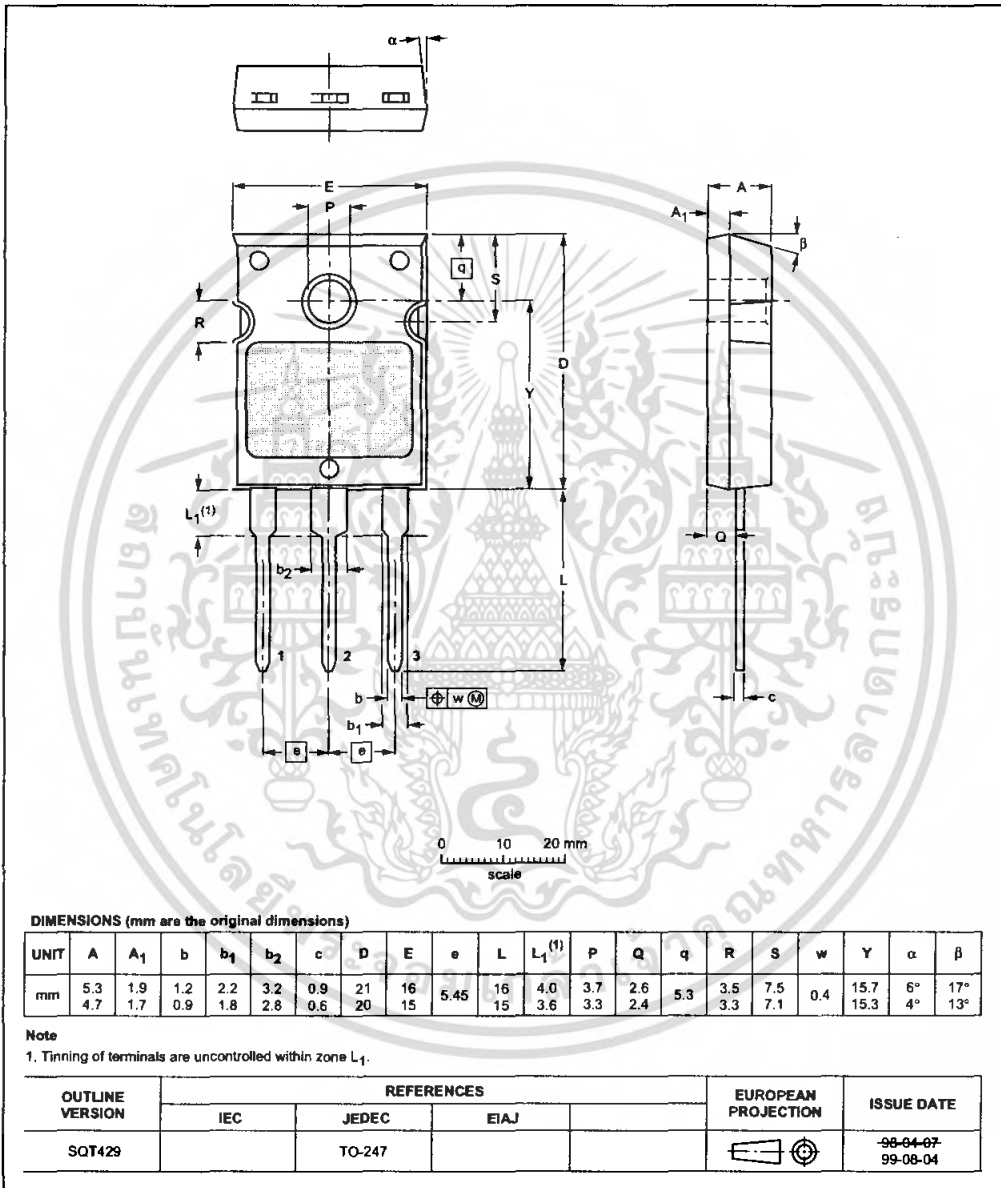


Fig. 19. SOT429; pin 2 connected to mounting base

- Notes**
- 1. Observe the general handling precautions for electrostatic-discharge sensitive devices (ESDs) to prevent damage to MOS gate oxide.
 - 2. Refer to mounting instructions for SOT429 envelope.
 - 3. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PowerMOS transistors Avalanche energy rated

IRFP460

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© Philips Electronics N.V. 1999	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR180E, MUR1100E

MUR1100E is a Preferred Device

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

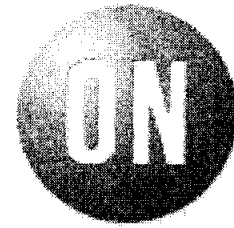
Ultrafast "E" Series with High Reverse Energy Capability

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

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

Mechanical Characteristics:

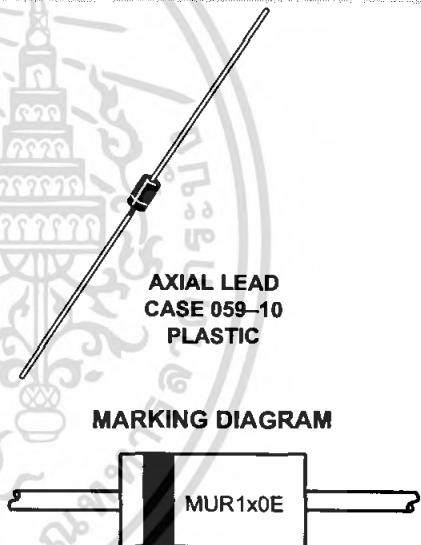
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: MUR180E, MUR1100E



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

**ULTRAFAST
RECTIFIERS
1.0 AMPERES
800-1000 VOLTS**



AXIAL LEAD
CASE 059-10
PLASTIC

MARKING DIAGRAM

MUR1x0E = Device Code
x = 8 or 10

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}		V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}		
DC Blocking Voltage	MUR180E V_R MUR1100E	800 1000	
Average Rectified Forward Current (Note 1.) (Square Wave Mounting Method #3 Per Note 3.)	$I_{F(AV)}$	1.0 @ $T_A = 95^\circ\text{C}$	A
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	35	A
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175	°C

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

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR180E	Axial Lead	1000 Units/Bag
MUR180ERL	Axial Lead	5000/Tape & Reel
MUR1100E	Axial Lead	1000 Units/Bag
MUR1100ERL	Axial Lead	5000/Tape & Reel

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

MUR180E, MUR1100E

THERMAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	Value	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 3.	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 2.) ($I_F = 1.0 \text{ Amp}$, $T_J = 150^{\circ}\text{C}$) ($I_F = 1.0 \text{ Amp}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$)	V_F	1.50 1.75	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 2.) (Rated dc Voltage, $T_J = 100^{\circ}\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$)	I_R	600 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0 \text{ Amp}$, $di/dt = 50 \text{ Amp}/\mu\text{s}$) ($I_F = 0.5 \text{ Amp}$, $I_R = 1.0 \text{ Amp}$, $I_{REC} = 0.25 \text{ Amp}$)	t_{rr}	100 75	ns
Maximum Forward Recovery Time ($I_F = 1.0 \text{ Amp}$, $di/dt = 100 \text{ Amp}/\mu\text{s}$, Recovery to 1.0 V)	t_{fr}	75	ns
Controlled Avalanche Energy (See Test Circuit in Figure 6)	W_{AVAIL}	10	mJ

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



MUR180E, MUR1100E

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

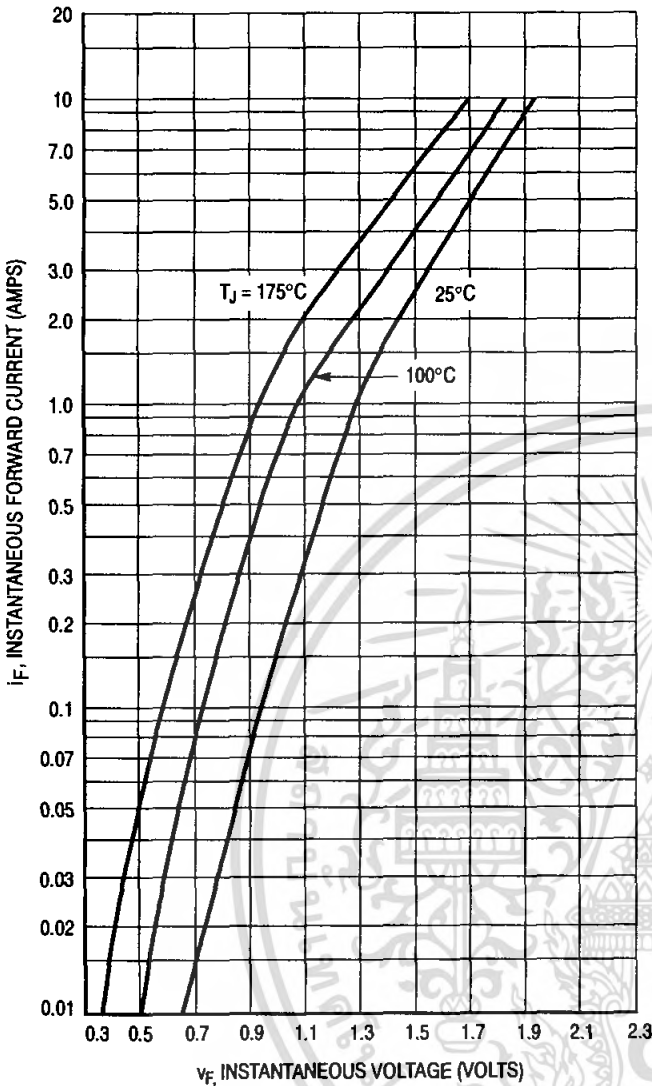


Figure 1. Typical Forward Voltage

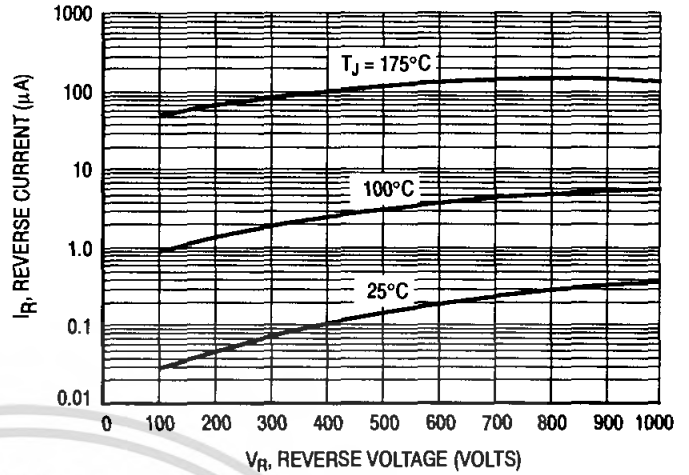


Figure 2. Typical Reverse Current*

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

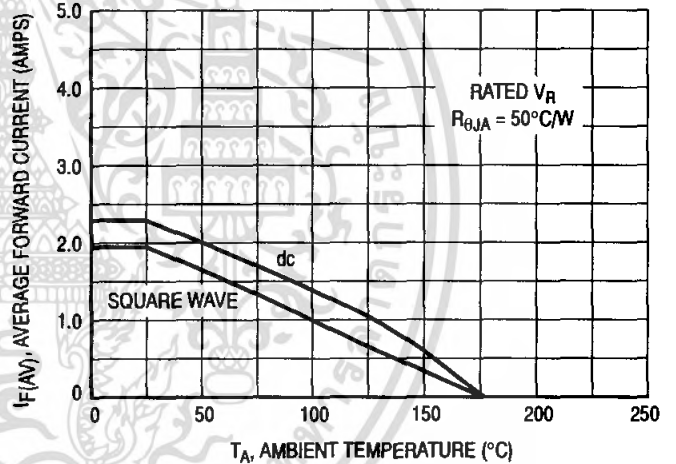


Figure 3. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 1)

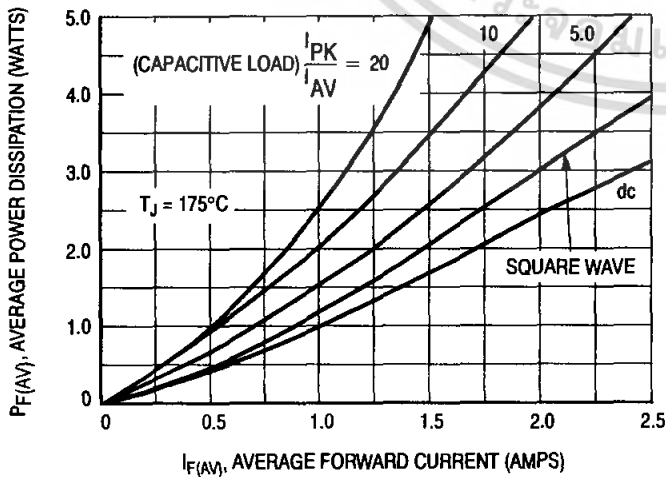


Figure 4. Power Dissipation

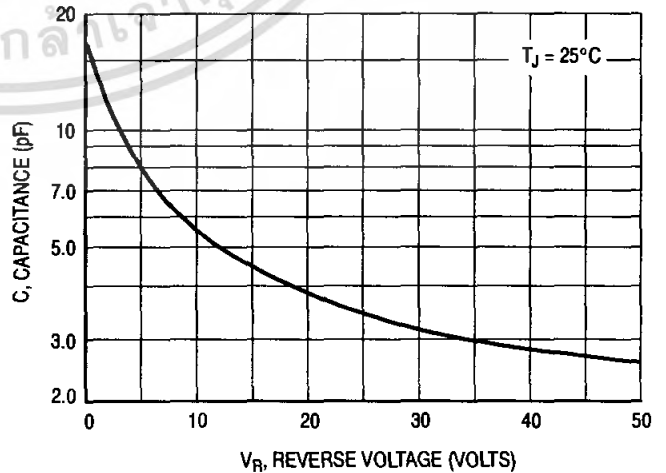


Figure 5. Typical Capacitance

MUR180E, MUR1100E

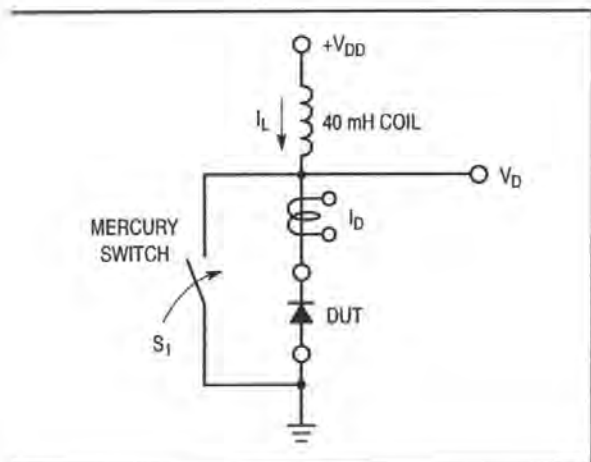


Figure 6. Test Circuit

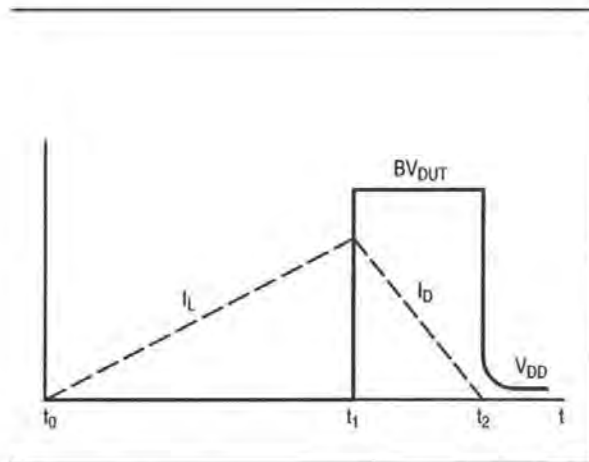


Figure 7. Current-Voltage Waveforms

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

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

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

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

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

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

EQUATION (1):

$$W_{AVAL} = \frac{1}{2} L I_{LPK}^2 \left(\frac{BV_{DUT}}{BV_{DUT} - V_{DD}} \right)$$

EQUATION (2):

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

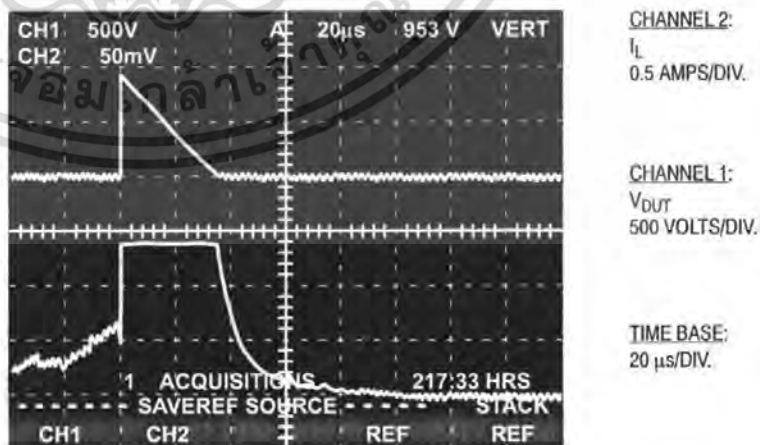


Figure 8. Current-Voltage Waveforms

MUR180E, MUR1100E

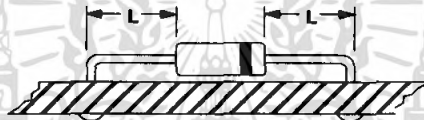
NOTE 3. — AMBIENT MOUNTING DATA

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

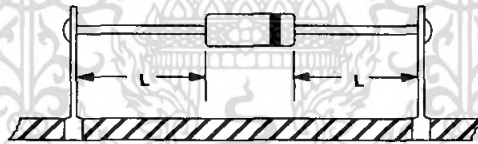
TYPICAL VALUES FOR $R_{\theta JA}$ IN STILL AIR

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

MOUNTING METHOD 1

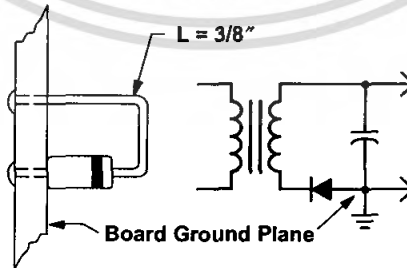


MOUNTING METHOD 2



Vector Pin Mounting

MOUNTING METHOD 3

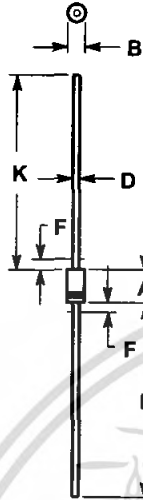


P.C. Board with
1-1/2" X 1-1/2" Copper Surface

MUR180E, MUR1100E

PACKAGE DIMENSIONS

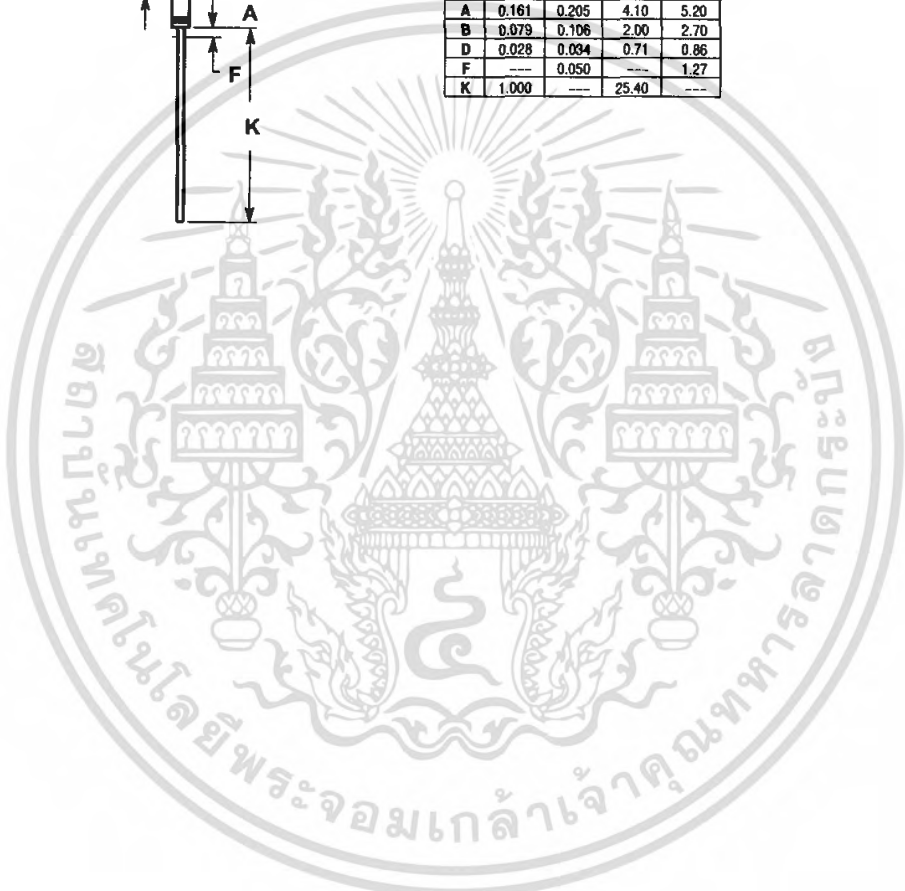
MINI MOSORB CASE 59-10 ISSUE S



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. 59-04 OBSOLETE, NEW STANDARD 59-09.
4. 59-03 OBSOLETE, NEW STANDARD 59-10.
5. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO-41 OUTLINE SHALL APPLY
6. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND.
7. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN F DIMENSION.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.161	0.205	4.10	5.20
B	0.079	0.106	2.00	2.70
D	0.028	0.034	0.71	0.86
F	---	0.050	---	1.27
K	1.000	---	25.40	---




Notes



MUR180E, MUR1100E



SWITCHMODE is a trademark of Semiconductor Components Industries, LLC.

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

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

Literature Fulfillment:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com

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

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-5773-3850
Email: r14525@onsemi.com

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

For additional information, please contact your local
Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR180E/D

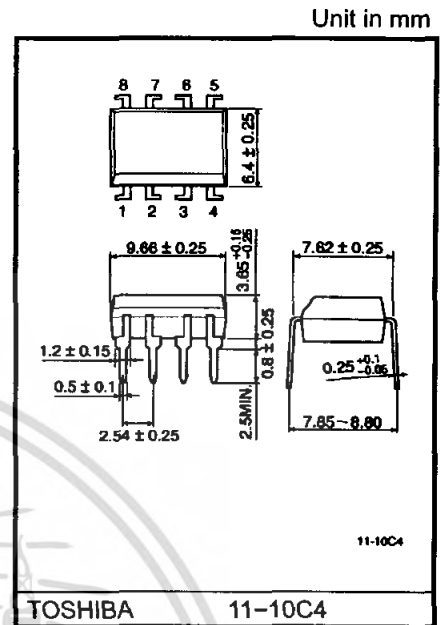
TOSHIBA Photocoupler Infrared LED + Photo IC

TLP550

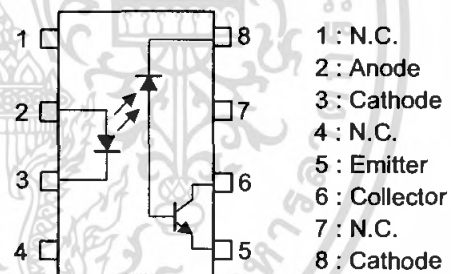
- Digital Logic Isolation
- Line Receiver Feedback Control
- Power Supply Control
- Switching Power Supply
- Transistor Invertor

TLP550 constructs a high emitting diode and a one chip photo diode-transistor.
 TLP550 has no base connection, and is suitable for application at noisy environmental condition.
 This unit is 8-lead DIP package.

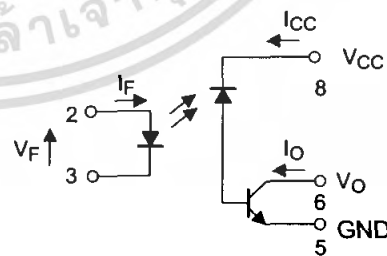
- Isolation voltage: 2500 Vrms (min.)
- Switching speed: $t_{pHL}, t_{pLH} = 0.5\mu s$ (typ.) ($R_L = 1.9 k\Omega$)
- TTL compatible
- UL recognized: UL1577, file No. E67349



Pin Configuration (top view)



Schematic



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังเป็นให้คัดลอกโดยไม่ขอ และต่อจากจึงถือว่าขอเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit
LED	Forward current (Note 1)	I _F	25	mA
	Pulse forward current (Note 2)	I _{FP}	50	mA
	Peak transient forward current (Note 3)	I _{FPT}	1	A
	Reverse voltage	V _R	5	V
	Diode power dissipation (Note 4)	P _D	45	mW
Detector	Output current	I _O	8	mA
	Peak output current	I _{OP}	16	mA
	Supply voltage	V _{CC}	-0.5~15	V
	Output voltage	V _O	-0.5~15	V
	Output power dissipation (Note 5)	P _O	100	mW
Operating temperature range		T _{opr}	-55~100	°C
Storage temperature range		T _{stg}	-55~125	°C
Lead solder temperature (10s)		T _{sol}	260	°C
Isolation voltage (AC, 1min., R.H. = 40~60%) (Note 6)		BVs	2500	Vrms

(Note 1) Derate 0.8mA above 70°C.

(Note 2) 50% duty cycle, 1ms pulse width.

Derate 1.6mA / °C above 70°C.

(Note 3) Pulse width 1μs, 300pps.

(Note 4) Derate 0.9mW / °C above 70°C.

(Note 5) Derate 2mW / °C above 70°C.

Electrical Characteristics (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Test condition	Min.	Typ.	Max.	Unit	
LED	Forward voltage	V_F	$I_F = 16 \text{ mA}$	1.45	1.65	1.85	V	
	Forward voltage temperature coefficient	$\Delta V_F / \Delta T_a$	$I_F = 16 \text{ mA}$	—	-2	—	mV / °C	
	Reverse current	I_R	$V_R = 5 \text{ V}$	—	—	10	μA	
	Capacitance between terminal	C_T	$V_F = 0, f = 1 \text{ MHz}$	—	60	—	pF	
Detector	High level output current	$I_{OH(1)}$	$I_F = 0 \text{ mA}, V_{CC} = V_O = 5.5 \text{ V}$	—	3	500	nA	
		$I_{OH(2)}$	$I_F = 0 \text{ mA}, V_{CC} = V_O = 15 \text{ V}$	—	—	5	μA	
		I_{OH}	$I_F = 0 \text{ mA}, V_{CC} = V_O = 15 \text{ V}$ $T_a = 70^\circ\text{C}$	—	—	50	μA	
	High level supply voltage	I_{CCH}	$I_F = 0 \text{ mA}, V_{CC} = 15 \text{ V}$	—	0.01	1	μA	
Coupled	Current transfer ratio	I_O / I_F	$I_F = 16 \text{ mA}$ $V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ $V_O = 0.4 \text{ V}$	$T_a = 25^\circ\text{C}$	10	30	—	%
				Rank : 0	19	30	—	
				$T_a = 0\text{--}70^\circ\text{C}$	5	—	—	
	Low level output voltage	V_{OL}	$I_F = 16 \text{ mA}, V_{CC} = 4.5 \text{ V}$ $I_O = 1.1 \text{ mA}$ (rank 0: $I_O = 2.4 \text{ mA}$)	—	—	0.4	V	
				Isolation resistance	R_S	R.H. = 40~60%, V = 1kV DC (Note 6)	—	10^{12}
Capacitance between input to output	C_S	$V = 0, f = 1 \text{ MHz}$	—	0.8	—	pF		

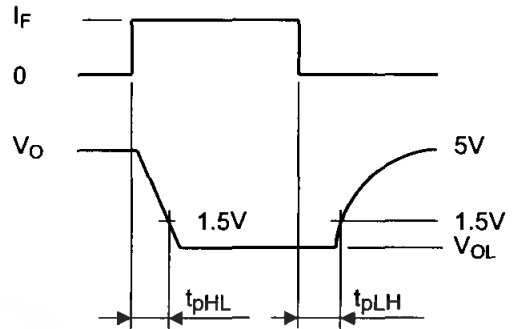
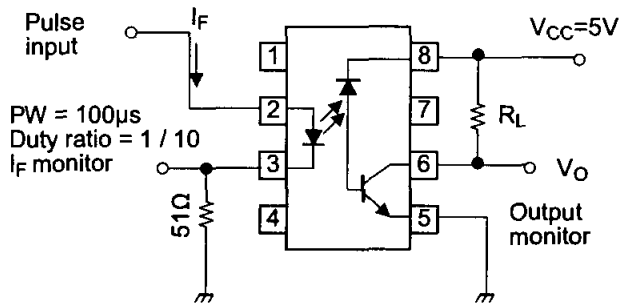
Switching Characteristics (Ta = 25°C)

Characteristic	Symbol	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Propagation delay time (H → L)	t_{pHL}	$I_F = 0 \rightarrow 16 \text{ mA}, V_{CC} = 5 \text{ V}, R_L = 4.1 \text{ k}\Omega$	—	0.3	0.8	μs
		(Note 7) Rank 0: $R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$	—	0.5	0.8	
Propagation delay time (L → H)	t_{pLH}	$I_F = 16 \rightarrow 0 \text{ mA}, V_{CC} = 5 \text{ V}, R_L = 4.1 \text{ k}\Omega$	—	1.0	2.0	μs
		(Note 7) Rank 0: $R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$	—	0.6	1.2	
Common mode transient immunity at high output level	C_{MH}	$I_F = 0 \text{ mA}, V_{CM} = 200 \text{ V}_{p-p}$ $R_L = 4.1 \text{ k}\Omega$ (rank 0: $R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$) (Note 8)	—	1500	—	V / μs
Common mode transient immunity at low output level	C_{ML}	$I_F = 16 \text{ mA}, V_{CM} = 200 \text{ V}_{p-p}$ $R_L = 4.1 \text{ k}\Omega$ (rank 0: $R_L = 1.9 \text{ k}\Omega$) (Note 8)	—	-1500	—	V / μs

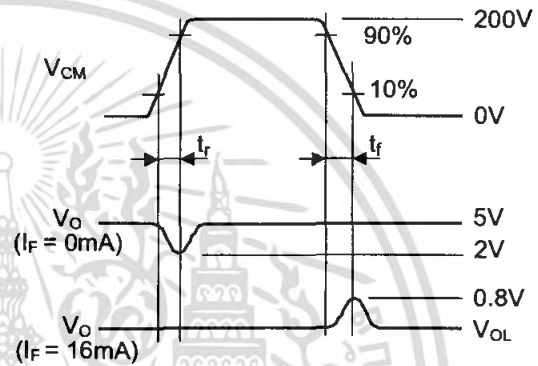
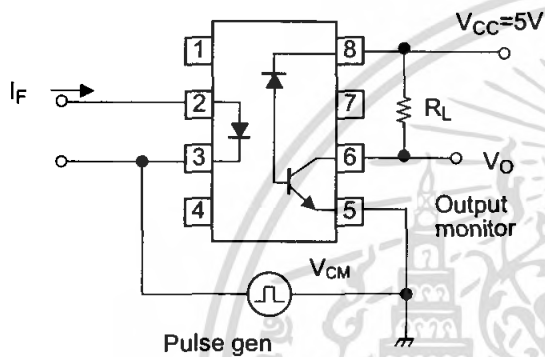
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น และขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและตัวเลขอ้างอิงในเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข

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

(Note 7) Switching time test circuit.



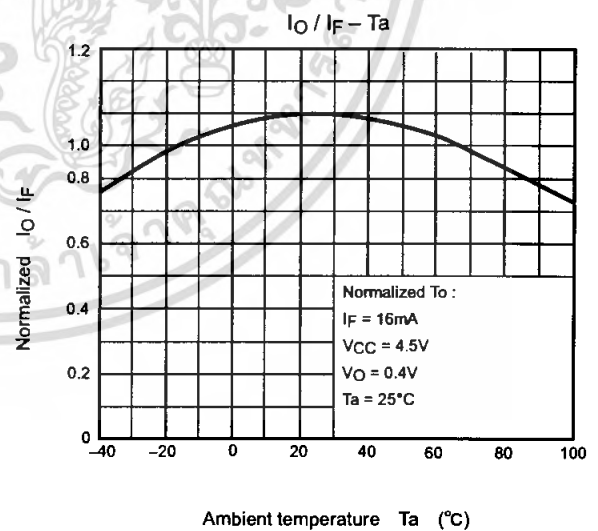
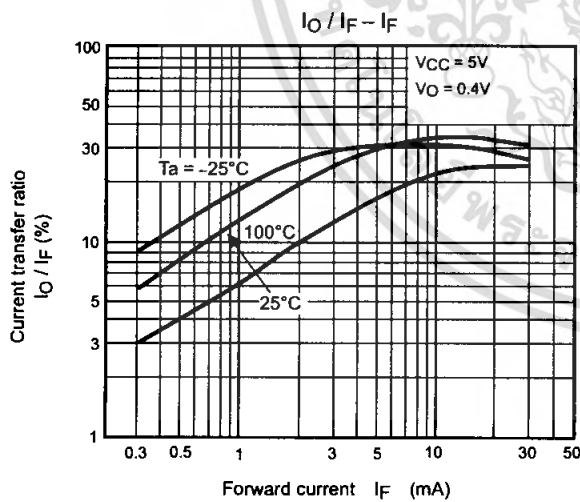
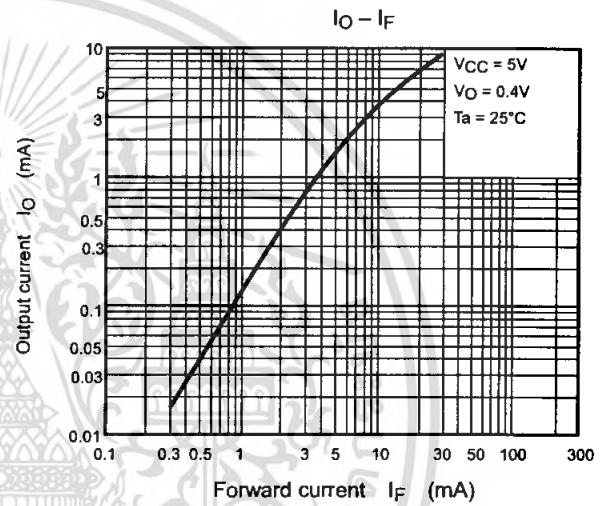
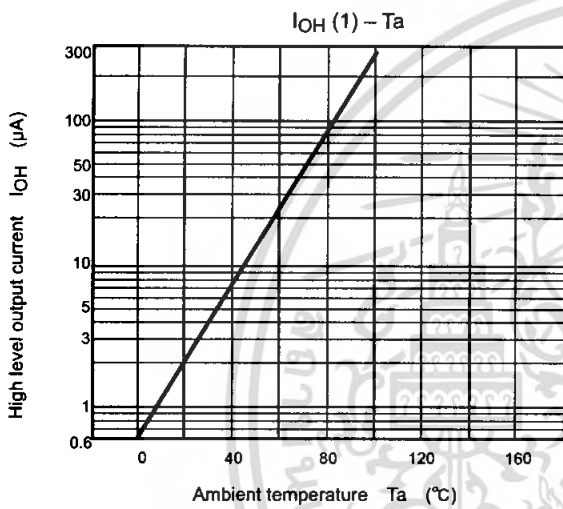
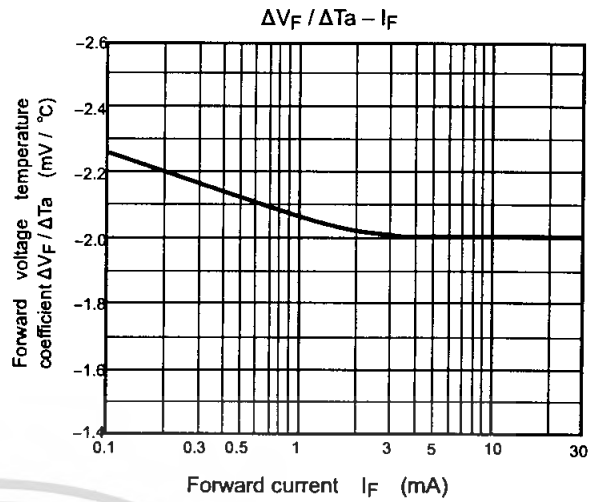
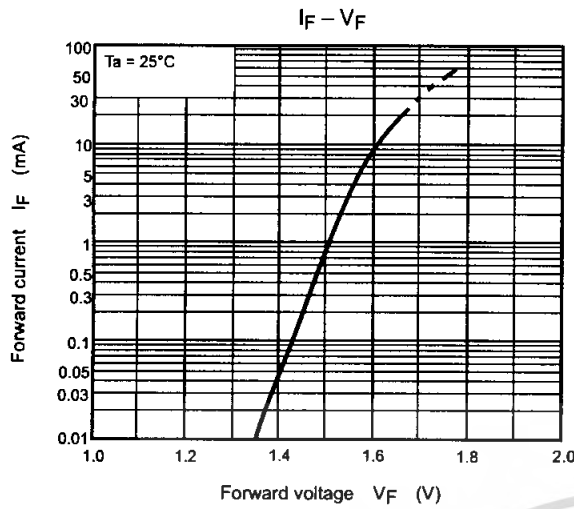
(Note 8) Common mode transient immunity test circuit.



$$Z_0 = 50\Omega$$

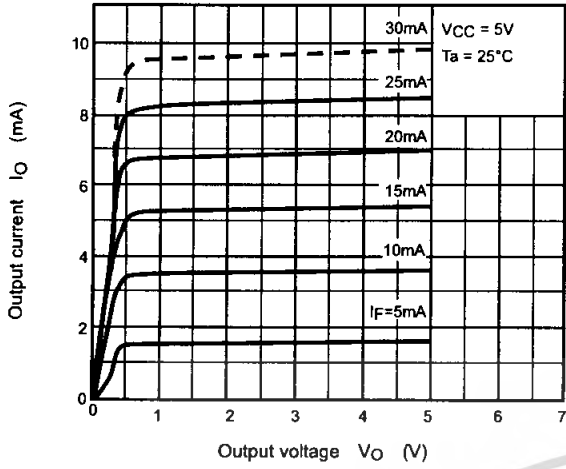
$$CM_H = \frac{160 (V)}{t_r (\mu s)}, \quad CM_L = \frac{160 (V)}{t_r (\mu s)}$$

(Note 9) Maximum electrostatic discharge voltage for any pins: 100V (C = 200pF, R = 0)

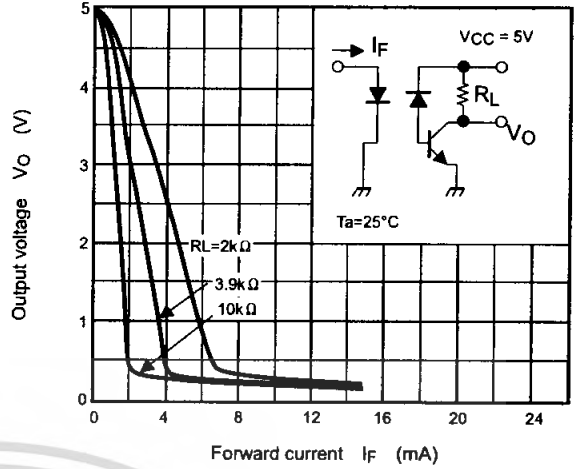


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อนึ่งบริษัทฯ ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและตัวเลขอ้างอิงในเอกสารทุกครั้งที่มีวางจำหน่าย

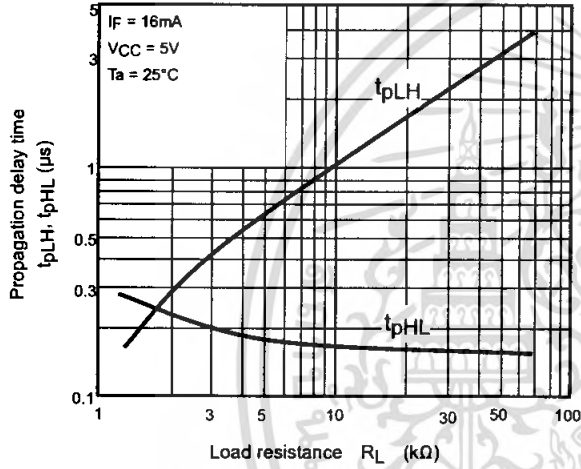
$I_O - V_O$



$V_O - I_F$



$t_{pHL}, t_{pLH} - R_L$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น และขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและตัวเลขอ้างอิงในเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข



RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EAA

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น และสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและตัวเลขข้างต้นไว้ว่าขอสงวนสิทธิ์ในเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข

คุณสมบัติของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

MITSUBISHI SUPER LINE THREE PHASE INDUCTION MOTOR

1HP	4 POLE		TYPE	SF-JR
HERTZ	50		FRAME	80M
VOLT	220	380	RATING	CONT
AMP	3.4	2.0	INS CLASS	B
RPM	1400		AMB TEMP	40 C
JIS C	4004		BREARING	6204-6203 ZZ
JP	44	JC	4	SERIAL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน



นาย จัทรชัย สุวรรณะ (CHATCHAI SUWANNA)

ชื่อเล่น เฟิง ,เอก

วันเกิด 19 มิถุนายน 2527

การศึกษา ระดับประถมศึกษา โรงเรียนวาริสวัสดิ์วิทยา

ระดับมัธยม โรงเรียนสตรีวิทยา 2

ปริญญาตรี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบัง

งานอดิเรก อ่านหนังสือ เล่นเกมสโโยวกั๊ง เล่นกีฬา

ความใฝ่ฝัน วิศวกร



นาย สิทธิพันธ์ โลหะวิจารณ์ (SITTINAN LOHAVICHAN)

ชื่อเล่น ภูมิ

วันเกิด 4 มิถุนายน 2529

การศึกษา ระดับประถมศึกษา โรงเรียนอุดมศึกษา

ระดับมัธยม โรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาพัฒนาการ

ปริญญาตรี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบัง

งานอดิเรก เล่นกีฬา เล่นอินเทอร์เน็ต



นายสุทวิวัฒน์ ประดิษฐ์ศิลป (SUTIWAT PRADITSIN)

ชื่อเล่น โน้ต

วันเกิด 26 ตุลาคม 2528

การศึกษา ระดับประถมศึกษา โรงเรียนมูลนิธิวัดศรีอุบลรัตนาราม

ระดับมัธยม โรงเรียนเบ็ญจะมะมหาราช

ปริญญาตรี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบัง

งานอดิเรก อ่านหนังสือ เล่นกีฬา เล่นอินเทอร์เน็ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้