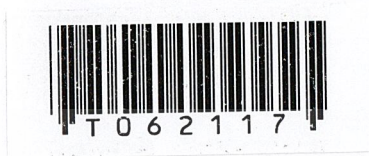


เอซี - ดีซี - เอซี ปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยลดจำนวนสวิทช์

AC-DC-AC Adjustable-Speed Single-Phase IM Drive With Reduced Number of Switches



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 62117
วัน,เดือน,ปี 3 1 ก.ค. 2549

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอช - ดีซี - เอช ปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยลดจำนวนสวิทช์
AC-DC-AC Adjustable-Speed Single-Phase IM Drive With Reduced Number of Switches

โดย

นายนิพนธ์ สอนไชยา
นายวิเชียร บุญโสม
นายวุฒิชัย สราญรัมย์
นายศราวุธ จุลมัจฉา
นายเอกทัศม์ คำวัน

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเศษฐัจฉา
ดร. สมภพ ผลไม้

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2547

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เอช - ดีซี - เอช ปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยลดจำนวนสวิทช์

AC-DC-AC Adjustable-Speed Single-Phase IM Drive With Reduced Number of Switches


ผู้จัดทำ

- | | | |
|------------------|----------|-----------------------|
| 1. นาย นิพนธ์ | สอนไชยา | รหัสประจำตัว 45015159 |
| 2. นาย วิเชียร | บุญโสม | รหัสประจำตัว 45015166 |
| 3. นาย วุฒิชัย | สราญรมย์ | รหัสประจำตัว 45015168 |
| 4. นาย ศราวุธ | จุลมังจา | รหัสประจำตัว 45015169 |
| 5. นาย เอกลักษณ์ | คำวัน | รหัสประจำตัว 45015183 |



(รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(ดร. สมภพ ผลไม้)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอซี - ดีซี - เอซี ปรับความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยลดจำนวนสวิทช์

นายนิพนธ์	สอนไชยา	45015159
นายวิเชียร	บุญโสม	45015166
นายวุฒิชัย	สราญรมย์	45015168
นายศราวุธ	จุลมังจา	45015169
นายเอกลักษณ์	คำวัน	45015183
รศ.ดร. วิริยะ	พิเชษฐจำเริญ	อาจารย์ที่ปรึกษา
ดร. สมภพ	ผลไม้	อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2547		

บทคัดย่อ

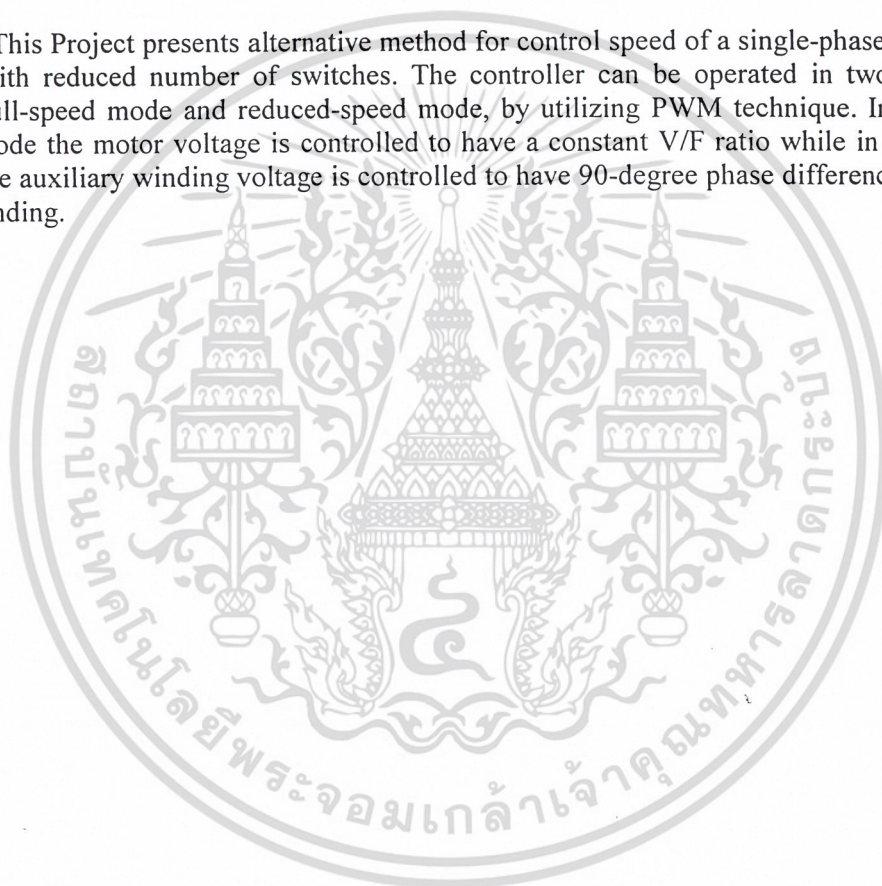
โครงการนี้เป็นการนำเสนอแนวทางอีกทางเลือกหนึ่งในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส โดยการลดจำนวนอุปกรณ์สวิทช์ และควบคุมให้สามารถทำงานได้ 2 ลักษณะ คือ การทำงานความเร็วเต็มพิกัดและการทำงานที่สามารถลดความเร็ว โดยใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยรักษาอัตราส่วน V ต่อ F ให้คงที่ โดยปกติมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสจะใช้ตัวเก็บประจุในช่วงเริ่มการทำงาน ในการทำงานความเร็วเต็มพิกัดนี้ แรงดันจากชุดอินเวอร์เตอร์จะจ่ายแรงดันให้กับขดลวดช่วยเพื่อเลื่อนเฟสกระแสแทนการต่อตัวเก็บประจุ

AC-DC-AC ADJUSTABLE-SPEED SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR WITH REDUCED NUMBER OF SWITCHES

Niphon Sonchaiya
Wichian Boonsom
Wuttichai Saranrom
Sarawut Julmajcha
Ekkaluk Khamwun
Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen Advisor
Dr. Sompop Ponlamai Advisor
2004

ABSTRACT

This Project presents alternative method for control speed of a single-phase induction motor with reduced number of switches. The controller can be operated in two different mode, full-speed mode and reduced-speed mode, by utilizing PWM technique. In reduced-speed mode the motor voltage is controlled to have a constant V/F ratio while in full-speed mode, the auxiliary winding voltage is controlled to have 90-degree phase difference with the main winding.



กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้คงไม่อาจเสร็จได้ด้วยดี หากไม่ได้รับความช่วยเหลือ และร่วมมือจากหลายๆ ฝ่ายด้วยกัน บุคคลแรกที่ต้องกล่าวถึงเพราะมีส่วนสำคัญเป็นอย่างยิ่งที่ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จลงได้ ก็คือ รศ. ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ และ ดร. สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้ความเอาใจใส่ แนะนำ และช่วยเหลือเสมอมา ซึ่งต้องขอขอบพระคุณเป็นอย่างมาก

และต้องขอขอบคุณบุคคลสำคัญที่สุดที่ทำให้สมาชิกในกลุ่มทุกคนมีวันนี้ ก็คือ บิดา มารดา อันเป็นที่เคารพอย่างยิ่ง ซึ่งได้เลี้ยงดูมาเป็นอย่างดี พร้อมทั้งให้โอกาสในการศึกษาอย่างเต็มที่ และยังให้กำลังใจ เอาใจใส่เสมอมา ในทุก ๆ ด้านอันหากที่เปรียบมิได้ สมาชิกในกลุ่มทุกคนขอระลึกในพระคุณอันสุดประมาณ และขอกราบขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ III ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญภาพ	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและที่มา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 วิธีการดำเนินงาน	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 กล่าวนำ	3
2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว	3
2.2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	3
2.2.1.1 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่	3
2.2.1.2 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	9
2.2.2 ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	17
2.2.2.1 มอเตอร์แบบแยกเฟส	18
2.2.2.2 มอเตอร์ชนิดเริ่มต้นหมุนด้วยตัวเก็บประจุ	18
2.2.2.3 มอเตอร์ชนิดด้วยตัวเก็บประจุ	19
2.2.2.4 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ	20
2.2.2.5 มอเตอร์แบบบังजू	20
2.3 ทฤษฎีพื้นฐานอินเวอร์เตอร์	21
2.3.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์	21
2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน	21
2.3.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์	22
2.3.4 วิธีการในการควบคุมแรงดันและความถี่ของอินเวอร์เตอร์	23
2.3.5 การมีอคตุเลทตามความกว้างของพัลส์	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา **IV** ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.5.1 การมีอคติเลทตามความกว้างของฟิล์มแบบเดี่ยว	24
2.3.5.2 การมีอคติเลทตามความกว้างของฟิล์มแบบหลายฟิล์ม	25
2.3.5.3 การมีอคติเลทตามความกว้างของฟิล์มแบบไซน์	25
2.3.6 อินเวอร์เตอร์เฟสเดี่ยว	27
2.3.6.1 ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์	28
2.3.6.2 ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์	29
บทที่ 3 หลักการทำงานของวงจร	32
บทที่ 4 โครงสร้างและส่วนประกอบโครงการ	34
4.1 วงจรกำลัง	34
4.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบทวิแรงดัน	34
4.1.2 อินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส	35
4.2 ส่วนการควบคุม	36
4.2.1 การออกแบบส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์	36
4.2.2 วงจรตรวจจับแรงดันศูนย์	39
4.2.3 การออกแบบวงจรเคดไทม์	40
4.2.4 การออกแบบวงจรขั้วเกิด	42
บทที่ 5 ผลการทดลอง	43
5.1 การทำงานแบบความเร็วเต็มพิกัด	43
5.2 การทดลองในแบบที่สามารถปรับความเร็วได้	45
บทที่ 6 สรุปโครงการ	54
6.1 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการค้นคว้าและทดลอง	54
6.2 แนวทางการพัฒนา	55
บรรณานุกรม	57
ภาคผนวก	58

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2-1	แสดงแรงดันเอาต์พุตของ 1- ϕ inverter	31
5-1	ที่น้ำหนัก W_1 เท่ากับ 0.8 กิโลกรัม	46
5-2	ที่น้ำหนัก W_1 เท่ากับ 1.0 กิโลกรัม	47
5-3	ที่น้ำหนัก W_1 เท่ากับ 1.5 กิโลกรัม	48
5-4	ที่แรงดันเต็มพิกัดขณะ No Load	49



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2-1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	4
2-2 การสั้น (หรือการกระเพื่อม) ของสนามแม่เหล็ก และสนามแม่เหล็กหมุน	5
2-3 ภาพตัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	6
2-4 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง	6
2-5 วงจรสมมูลย์ของโรเตอร์	7
2-6 คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว ค่าจริงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวจากการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า และถอยหลัง	8
2-7 รูปแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของจักรกลเหนี่ยวนำเฟสเดียว	8
2-8 สนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง	9
2-9 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่พิจารณาตามพิกัด d-q	10
2-10 วงจรของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว	12
2-11 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว	15
2-12 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ชนิดขดลวดแยก	18
2-13 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุ	19
2-14 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ	19
2-15 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ชนิดเริ่มเดินหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ	20
2-16 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบบังขั้ว	21
2-17 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานทางอินเวอร์เตอร์	22
2-18 ลักษณะของเอาต์พุตที่มีโหลดแบบอินดักทีฟ	22
2-19 กราฟ v_o และ i_o แสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใน 1 ไซเคิล	23
2-20 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์	23
2-21 แสดงสัญญาณ PWM ที่เกิดจากการใช้ double-sided triangle wave	26
2-22 แสดงค่าฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นที่ค่า m_f ต่างๆที่เกิดจากการใช้ double-sided triangle wave	27
2-23 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (half bridge inverter)	28
2-24 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์	28
2-25 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (full bridge inverter)	29
2-26 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของ bipolar voltage switching	30
3-1 การทำงานของระบบ	32
3-2 วงจรการทำงานในโหมด reduce-speed	33
3-3 วงจรการทำงานในโหมด full-speed	33
4-1 วงจรกำลัง (Power Circuit)	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา VII ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4-2 วงจรเรียงกระแสแบบทวิแรงดัน	35
4-3 อินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์	35
4-4 การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์	37
4-5 แสดงวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์	39
4-6 วิธีการสร้างเคดใหม่	40
4-7 การหน่วงเวลาด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	41
4-8 วงจรสร้างเคดใหม่	42
4-9 วงจรจับเกด	42
5-1 แสดงรูปกระแสในการทำงานแบบ ความเร็วเต็มพิกัด	43
5-2 แสดงการใส่ภาระทางกลของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	45
5-3 ค่าที่ได้สามารถนำมาเปรียบเทียบที่สภาวะโหลดต่างๆ	50
5-4 ค่ารูปคลื่นที่ความถี่ 30 Hz	51
5-5 ค่ารูปคลื่นที่ความถี่ 35 Hz	52
5-6 ค่ารูปคลื่นที่ความถี่ 39 Hz	53
5-7 ค่ารูปคลื่นที่ความถี่ 50 Hz	54

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มา

ปัจจุบันการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีความจำเป็น และเป็นที่ยอมรับใช้งานกันมากขึ้นตามลำดับ ทั้งนี้เนื่องมาจากการใช้งานของมอเตอร์เหนี่ยวนำมีคุณสมบัติที่มีมากกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง กล่าวคือมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีโครงสร้างที่แข็งแรงทนทาน ขนาดเล็กและราคาถูกกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ขนาดพิกัดกำลังเท่า ๆ กันและที่สำคัญคือ ไม่มีค . เมื่อยุ้งยากเกี่ยวกับการบำรุงรักษา แปร่งถ่านและคอมมิวเตเตอร์ ดังนั้นจึงมีการพัฒนาการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้มีเสถียรภาพ และประสิทธิภาพสูง ตลอดจนราคาให้ต่ำที่สุด โดยในโครงการนี้จะกล่าวถึงการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการเปลี่ยนความถี่ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการสร้างสัญญาณความถี่ที่ต้องการขึ้นมา (ในที่นี้จะควบคุมสัญญาณความถี่โดยใช้หลักการ modulate แบบ PWM Controller เพราะมีข้อดีคือมีสถานภาพสูงและสามารถสร้างสัญญาณความถี่ต่าง ๆ ได้ตามต้องการ) โดยความถี่ที่ได้จากไมโครคอนโทรลเลอร์นี้จะเป็นสัญญาณที่รูปคลื่นสี่เหลี่ยมแต่มีขนาดเล็ก จึงต้องนำวงจรขับเกทมาขยายสัญญาณ เพื่อนำไปขับชุดอินเวอร์เตอร์ที่ประกอบชุดอินเวอร์เตอร์ที่ประกอบด้วย IGBT 2 ตัว ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ซึ่งชุดอินเวอร์เตอร์นี้จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ที่ต้องการ เพื่อนำมาใช้ในการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำให้ได้ความเร็วที่ต้องการต่อไป และเพื่อป้องกันการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่อาจมีการทำงานพร้อมกันของอุปกรณ์สวิตช์ในกิ่งเดียวกัน ซึ่งทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์เกิดการลัดวงจรและเกิดความเสียหาย จึงทำวงจรสร้าง dead time มาใช้ในโครงการ สำหรับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำในโครงการนี้จะควบคุมการทำงาน 2 ย่าน คือ

ย่านที่ 1 ใช้สัญญาณไซน์จากวงจรไฟฟ้าร่วมกับสัญญาณ PWM ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ เพื่อควบคุมให้มุมต่างเฟสของแรงดันขดลวดช่วยและขดลวดหลักที่มุมต่างกัน 90° โดยให้แรงดันของขดลวดช่วยนำหน้าขดลวดหลักเป็นมุม 90° โดยนำสัญญาณไซน์การไฟฟ้าต่อเข้ากับขดลวดหลักและนำสัญญาณ PWM ต่อเข้ากับขดลวดช่วย

ย่านที่ 2 ใช้สัญญาณ PWM ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์แบบครึ่งบริดจ์ร่วมกับคาปาซิเตอร์ โดยนำสัญญาณ PWM ต่อเข้าทั้งขดลวดช่วยและขดลวดหลักแต่ขดลวดช่วยจะต่ออนุกรมเข้ากับคาปาซิเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันของขดลวดช่วยให้นำหน้าขดลวดหลักเป็นมุม 90°

ในปฏิญานพันธบัตรฉบับนี้ได้ศึกษาถึงการออกแบบระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ให้มีการทำงานในลักษณะ PWM ตลอดจนการสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS –51 โดยส่วนต่างที่ได้กล่าวมานี้จะแสดงถึงรายละเอียดในส่วนต่าง ๆ

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์เคลื่อนเฟสแทนคาปาซิเตอร์
- 1.2.3 เพื่อศึกษาการลดจำนวนสวิตช์และต้นทุนการผลิต
- 1.2.4 ศึกษาเพื่อนำไปเป็นแนวทางในการที่จะนำไปใช้ประโยชน์ในเชิงพาณิชย์ต่อไป

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.3.1 สามารถใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์เคลื่อนเฟสแทนคาปาซิเตอร์ได้
- 1.3.2 ศึกษาการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส
- 1.3.3 ศึกษาเทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS – 51

1.4 วิธีการดำเนินงาน

งานวิจัยในโครงการนี้จะเริ่มด้วยการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับการงานวิจัย ซึ่งก็มีเรื่องหลัก ๆ อยู่ 3 เรื่องด้วยกัน คือ ทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส ศึกษาเรื่องวงจรอินเวอร์เตอร์ และการศึกษาการสร้างสัญญาณ PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังในบทที่ 2 และ บทที่ 3 จากนั้นก็จะนำเอาความรู้ที่ได้ศึกษาทั้งหมดมาออกแบบโครงสร้างของระบบ ซึ่งมีรายละเอียดในบทที่ 4

สำหรับบทที่ 5 ก็จะเป็นการทดสอบระบบรวมทั้งหมด และบทที่ 6 ซึ่งเป็นบทสุดท้ายก็จะเป็นการสรุปการทำงาน ผลที่ได้รับจากงานวิจัยชิ้นนี้ และแนวทางในการพัฒนางานวิจัยนี้เพิ่มเติม และแนวทางในการนำไปประยุกต์

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

สำหรับบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย เช่นหลักการพื้นฐานและคุณลักษณะสมบัติที่สำคัญของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวและอินเวอร์เตอร์ กระบวนการและตัวควบคุมแบบต่างๆ หลักการพื้นฐานของเทคนิคการควบคุมความถี่

2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว เป็นมอเตอร์ขนาดเล็กส่วนใหญ่ถูกสร้างขึ้นในช่วงกำลังเป็นเศษส่วนแรงม้า ซึ่งส่วนใหญ่ถูกนำมาใช้ในสถานที่ต่างๆ เช่น บ้านเรือน สถานที่ทำงานและโรงงานอุตสาหกรรมต่าง ๆ เป็นต้น และสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวนั้นมีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยากและง่ายต่อการบำรุงรักษา โดยที่สามารถแบ่งออกเป็น 3 ชนิดใหญ่ๆด้วยกัน คือ

1. มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single Phase Induction Motor)
2. มอเตอร์เฟสเดียวแบบซิงโครนัส (Single Phase Synchronous Motor)
3. มอเตอร์เฟสเดียวแบบอนุกรมหรือมอเตอร์ยูนิเวอร์แซล (Single Phase Series or Universal Motor)

ในส่วนของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและหาข้อแตกต่างเมื่อมอเตอร์หนึ่งชนิดแยกขดลวดเกิดมีความถี่เปลี่ยนไปจากความถี่มูลฐาน และทำการวิเคราะห์ค่าที่ได้จากการทดสอบกับค่าที่อ้างอิงจากทฤษฎีที่ใช้ในการทดสอบมอเตอร์หนึ่งเฟสชนิดแยกขดลวด

2.2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Single Phase Induction Motor : SPIM)

สำหรับโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 (ก) จากโครงสร้างดังกล่าวนี้มีผลทำให้ไม่เกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุน ดังนั้นมอเตอร์จึงไม่สามารถเริ่มต้นหมุนได้ อย่างไรก็ตามถ้าต้องการให้มอเตอร์หมุนไปได้จำเป็นต้องมีวิธีการช่วยให้มอเตอร์เริ่มต้นหมุนและสำหรับการพิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่เพื่ออ้างอิงในการวิเคราะห์และอธิบายพฤติกรรมของมอเตอร์

2.2.1.1 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ (Double revolving field theory)

หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว สามารถวิเคราะห์โดยอาศัยทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ตามรายละเอียดที่กล่าวถึงดังต่อไปนี้

พฤติกรรมของโรเตอร์ขณะหยุดนิ่ง

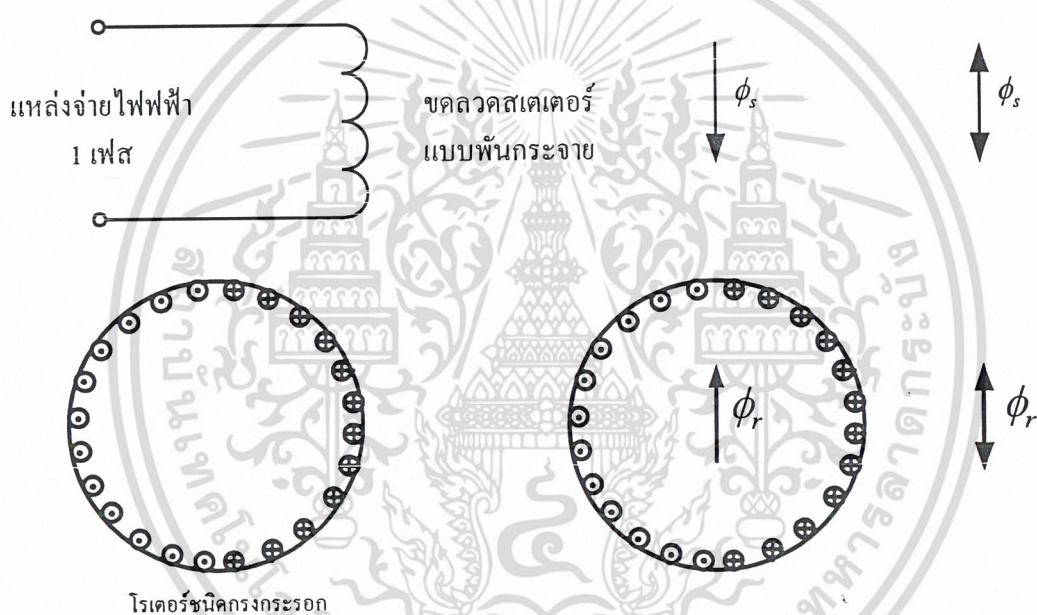
การพิจารณาโรเตอร์ขณะอยู่นิ่งและขดลวดสเตเตอร์ถูกต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับดัง

รูปที่ 2.1 (ข) นั้น จะเห็นพฤติกรรมการสั่นหรือการกระเพื่อมของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (Pulsating) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

magnetomotive force) และการสั่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (Pulsating flux) ที่เกิดขึ้นตามแนวแกน ขดลวดสเตเตอร์โดยกระแสที่ไหลในวงจรโรเตอร์ เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำเนื่องเส้นแรงแม่เหล็ก (เช่นเดียวกับปฏิกิริยาหม้อแปลง) ส่งผลทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในโรเตอร์ตามแนวแกนของเส้นแรงแม่เหล็กที่สเตเตอร์ (ตามกฎของเลนซ์) โดยที่เส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองนั้นมีทิศทางตรงข้ามกัน ดังนั้นมุมระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นหมายความว่ามอเตอร์ไม่สามารถเริ่มต้นหมุนได้ เนื่องจากไม่มีการเกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุน (Starting torque)

พฤติกรรมของโรเตอร์ขณะหมุน

ถ้าสมมติให้โรเตอร์ทำการหมุน การหมุนของโรเตอร์เกิดขึ้นได้นั้นจำเป็นต้องมีวงจรช่วยเริ่มต้นหมุน ดังนั้นการเกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุนสำหรับเหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้น จำเป็นต้องมีการกำหนดเงื่อนไขของการเริ่มต้นหมุนดังต่อไปนี้



รูปที่ 2-1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

การสั่นของสนามแม่เหล็ก (แรงเคลื่อนสนามแม่เหล็กหรือเส้นแรงแม่เหล็ก)

เมื่อพิจารณาการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้น สามารถแบ่งออกเป็น 2 องค์ประกอบหลักซึ่งมีขนาดเท่ากัน แต่มีทิศทางตรงกันข้ามและหมุนที่ความเร็วเดียวกัน คือ ความเร็วซิงโครนัส สนามแม่เหล็กดังกล่าวพิสูจน์ได้โดยการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์หรือใช้กราฟมาทำการวิเคราะห์

จากรูปที่ 2.2 กำหนดให้ OP เป็นเวกเตอร์ที่เกิดจากผลของการเคลื่อนที่สองส่วนซึ่งมีขนาดเท่ากันโดยที่ f คือ การเคลื่อนที่ไปข้างหน้ามีทิศทางตามเข็มนาฬิกา และ b คือ การเคลื่อนที่ถอยหลังมีทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ดังนั้นการหมุนของเวกเตอร์ทั้งสองเกิดขึ้นที่ความเร็วเดียวกันในทิศทางตรงกันข้าม เมื่อกำหนดให้ OR คือ เวกเตอร์ที่เป็นผลรวมของเวกเตอร์ทั้งสองส่วนที่มีขนาด $+20P$ และ $-20P$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่เวกเตอร์ทั้งสองอยู่ในแนวเดียวกัน และเป็นเวกเตอร์ที่แปรตามเวลาในฟังก์ชันไซน์ ดังนั้นถ้าการหมุนของเวกเตอร์ทั้งสองดังกล่าวนี้หมุนด้วยความเร็วคงที่เดียวกัน ซึ่งการสั้นของสนามแม่เหล็ก (เขียนแทนด้วย เวกเตอร์ OR) ที่เกิดจากกระแสไหลผ่านขดลวดสเตเตอร์ ส่งผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนสองทาง ดังนั้นการสั้นของเส้นแรงแม่เหล็กในสเตเตอร์ (Pulsating stator flux) Φ ตามแนวแกนของขดลวดสเตเตอร์เป็นผลมาจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนสองทาง คือ Φ_f และ Φ_b ดังรูปที่ 2.2 (ข)

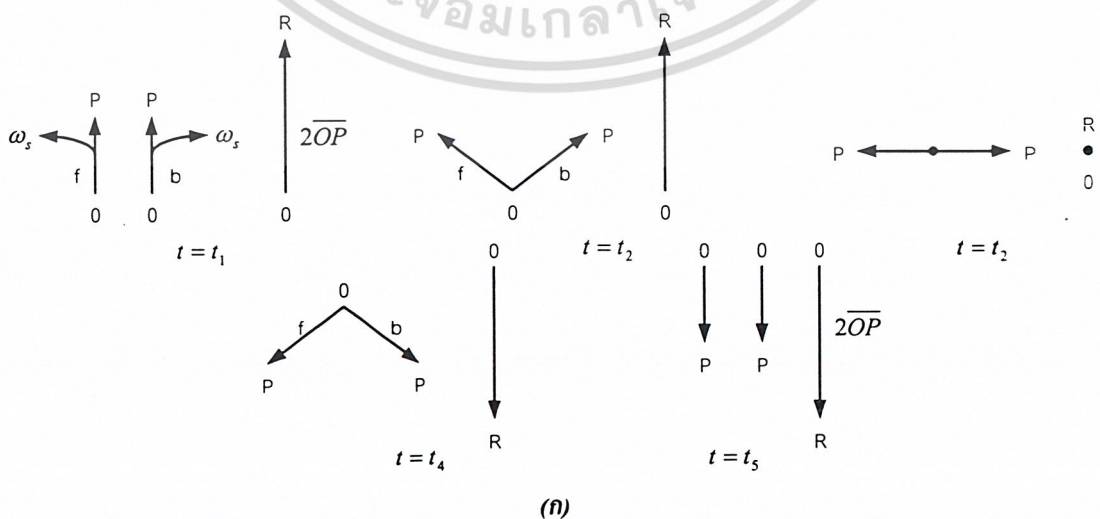
สำหรับสมการทางคณิตศาสตร์เพื่อพิจารณาขดลวดสเตเตอร์ที่วางแบบกระจาย ในรูปสัญญาณไซน์นั้น เป็นการวิเคราะห์จากสมการแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetomotive Force: mmf) ในตำแหน่งของมุม θ ดังรูปที่ 2.3 และกำหนดเป็นสมการได้ดังนี้คือ

$$F(\theta) = Ni \cos \theta \quad (2.1)$$

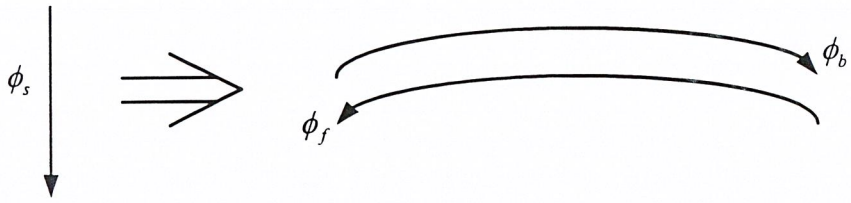
เมื่อ N คือจำนวนรอบของสเตเตอร์ และกำหนดให้ $I = I_{max} \cos \omega t$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} F(\theta, t) &= NI_{max} \cos \theta \cos \omega t \\ &= \frac{NI_{max}}{2} \cos(\omega t - \theta) + \frac{NI_{max}}{2} \cos(\omega t + \theta) \\ &= F_f + F_b \end{aligned} \quad (2.2)$$

เมื่อ F_f คือ แรงเคลื่อนแม่เหล็กหมุนตามทิศทางของมุม θ และ F_b แทนแรงเคลื่อนแม่เหล็กตามทิศทางตรงข้ามกับ F_f สำหรับแรงเคลื่อนแม่เหล็กหมุนทั้งสองนั้น มีผลที่ทำให้เกิดแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำเดียว ที่มีทิศทางตรงกันข้าม และองค์ประกอบของแรงบิดทั้งสองส่วนลดลงได้ดังรูปที่ 2.4 สำหรับในขณะมอเตอร์อยู่นิ่งนั้น แรงบิดไปข้างหน้าและแรงบิดถอยหลังมีขนาดเท่ากัน ดังนั้นทำให้ผลของแรงบิดขณะเริ่มต้นหมุนมีค่าเท่ากับศูนย์แต่ในขณะที่มีมอเตอร์หมุนที่ค่าความเร็วต่างๆกัน แรงบิดทั้งสองส่วนไม่เท่ากันส่งผลทำให้มอเตอร์หมุนไปได้ตามทิศทางของการหมุน

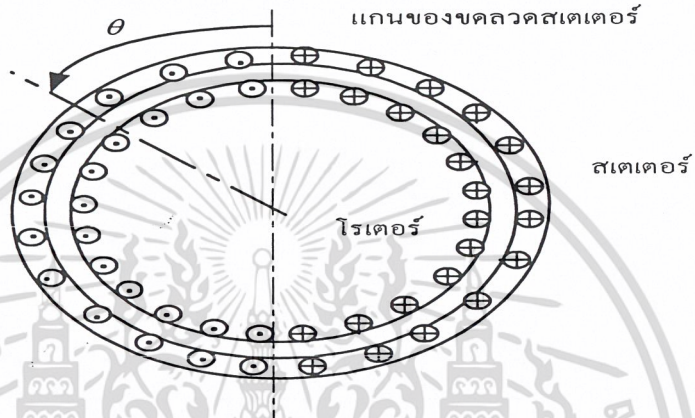


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

รูปที่ 2-2 การลื่น (หรือการกระเพื่อม) ของสนามแม่เหล็ก และสนามแม่เหล็กหมุน

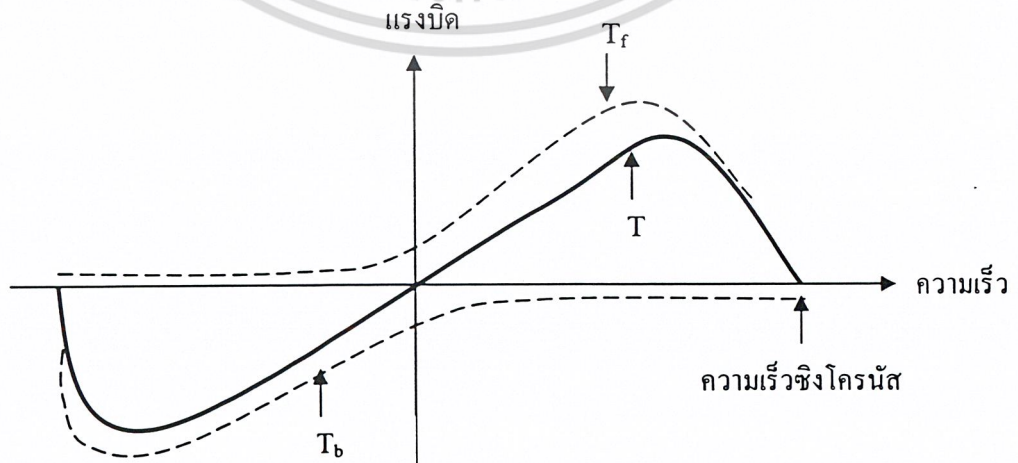


รูป 2-3 ภาพตัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

สลลิป (slip)

ถ้าสมมติว่าโรเตอร์หมุนตามทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าด้วยความเร็ว n_f รอบต่อนาทีและความเร็วซิงโครนัส คือ n รอบต่อนาที ดังนั้นค่าสลลิปของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้ากำหนดตามสมการ (2.3)

$$S_f = \frac{n - n_f}{n} = S \tag{2.3}$$

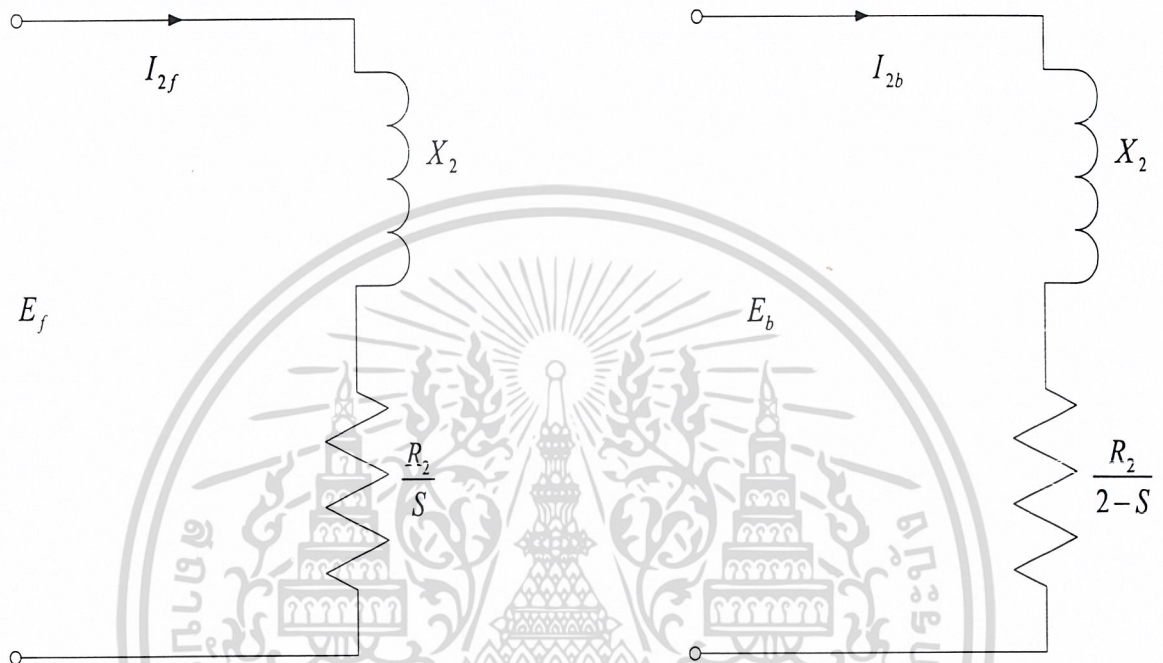


รูปที่ 2-4 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหมุนของโรเตอร์ในทิศทางตรงข้ามกับสนามแม่เหล็กไปข้างหน้า เรียกว่า สนามแม่เหล็ก หมุนถอยหลัง และค่าสลิปกำหนดได้ดังนี้ คือ

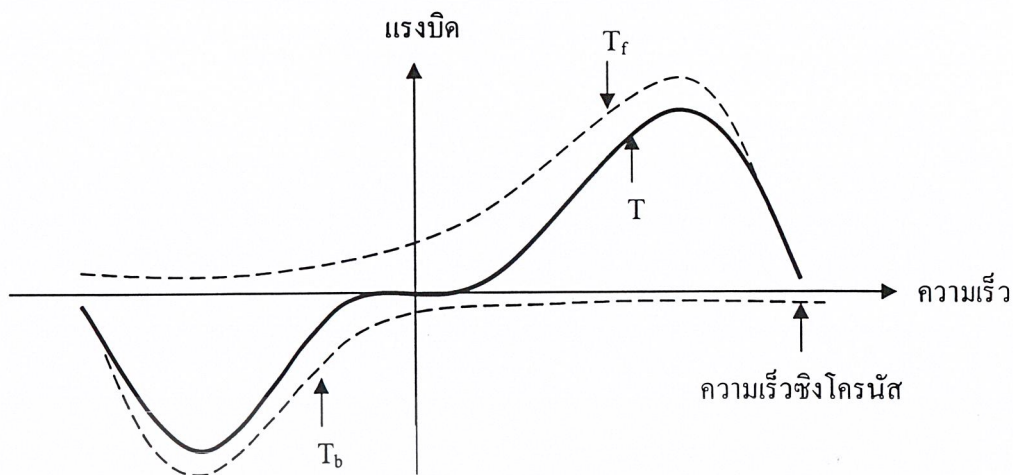
$$S_b = \frac{n - (-n_r)}{n} = 2 - S \quad (2.4)$$



รูปที่ 2-5 วงจรสมมูลย์ของโรเตอร์

สำหรับวงจร โรเตอร์เส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า และเส้นแรงแม่เหล็กถอยหลัง ดังรูปที่ 2.5 นั้น ขณะโรเตอร์อยู่นิ่งิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนทั้งสองมีค่าเท่ากัน ส่งผลทำให้ กระแสเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนทั้งสองเท่ากัน คือ $I_{2f} = I_{2b}$ และทำให้แรงเคลื่อนแม่เหล็กทั้งสองที่เกิดขึ้นมีขนาดเท่ากับแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่สเตเตอร์ (ทิศทางตรงกันข้าม) ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็ก Φ_f และ Φ_b ที่เกิดขึ้นในช่องอากาศจึงมีขนาดเท่ากันด้วย โดยพฤติกรรมของแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนั้น ยังมีผลทำให้เส้นแรงแม่เหล็กหมุนถอยหลังลดลงอีกด้วย จากเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้ความเร็วของมอเตอร์ และเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าเพิ่มขึ้นในขณะที่เส้นแรงแม่เหล็กหมุนถอยหลังลดลง อย่างไรก็ตามขณะที่โรเตอร์หมุนิมพีแดนซ์ของวงจรโรเตอร์ (ในรูปที่ 2.5) นั้นไม่เท่ากัน ซึ่งกระแสโรเตอร์ $I_{2f} > I_{2b}$ (ทำให้ค่าประกอบกำลังค่า) และขณะโรเตอร์เคลื่อนที่แรงบิดไปข้างหน้าเพิ่มจึงมีค่าขึ้น โดยที่ในทางตรงข้ามกันแรงบิดถอยหลังมีค่าลดลงทำให้คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว ในรูปที่ 2.4 เปลี่ยนไปเป็นดังรูปที่ 2.6 ซึ่งมีค่าแรงบิดชั่วขณะ

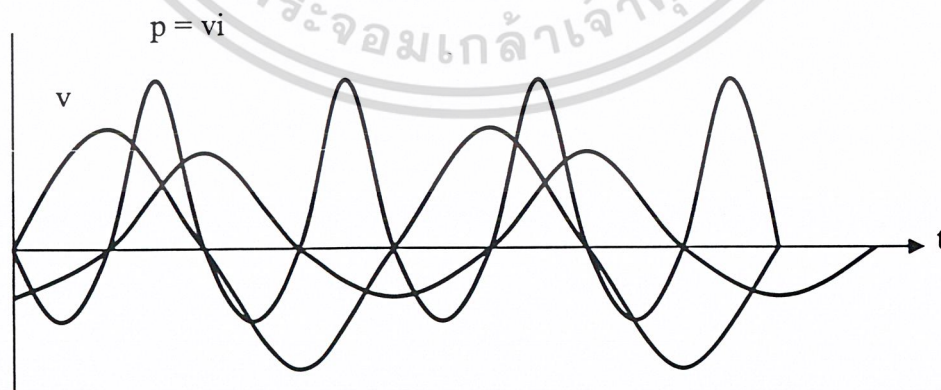
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-6 คุณลักษณะแรงบิด-ความเร็ว ค่าจริงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว จากการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้าง และถอยหลัง

การสั่นของแรงบิด (Torque Pulsation)

การสั่นของแรงบิดในมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้นเกิดขึ้นที่ค่าเป็นค่าความถี่ของกำลังชั่วขณะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่ที่แหล่งจ่ายดังแสดงในผังรูปที่ 2.7 จากเหตุผลข้างต้นจึงกล่าวได้ว่าการสั่นของแรงบิดเกิดขึ้นขณะที่ความของสเตเตอร์เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าด้วยเช่นกัน และการสั่นของแรงบิดที่เกิดขึ้นนั้นเป็นผลจากการกระทำร่วมกันของ Φ และ mmf ที่หมุนตัดผ่านในทิศทางตรงกันข้ามขณะความเร็วซิงโครนัสเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า เช่น การกระทำร่วมกันของ Φ_f กับ F_f และ Φ_b กับ F_b ของโรเตอร์นั้นส่งผลทำให้แรงบิดมีค่าคงที่ สำหรับผลจากสั่นของแรงยังทำให้เกิดเสียงดัง เรียกว่า humming effect และการสั่นของแรงบิดสามารถทำให้ลดน้อยลงได้โดยใช้แผ่นยางรองหรือวัสดุที่เป็นยางรอบฐานของมอเตอร์ เป็นต้น



รูปที่ 2-7 รูปแรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของจักรกลเหนี่ยวนำเฟสเดียว

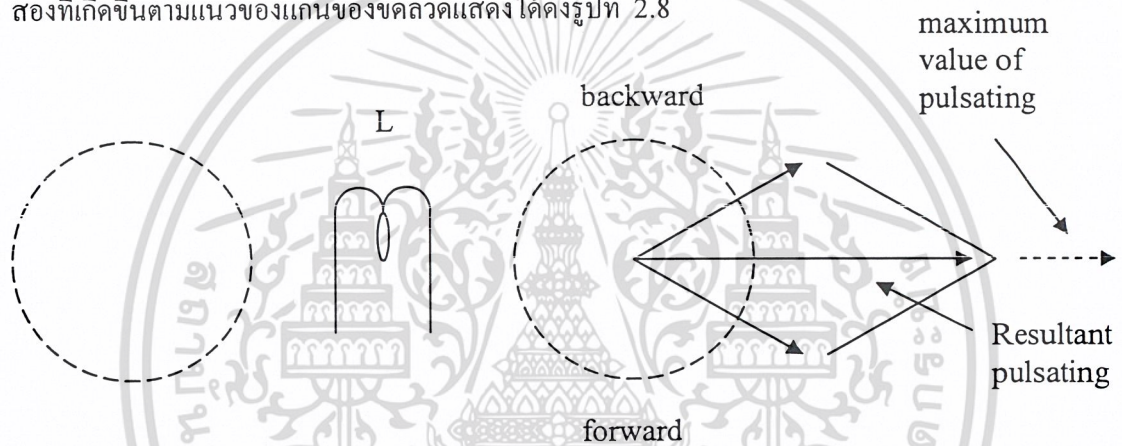
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.2 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (Equivalent Circuit of Single Phase Induction Motor)

ในส่วนนี้เป็นการพิจารณาคุณลักษณะต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยอาศัยการวิเคราะห์จากวงจรสมมูลย์ภายใต้เงื่อนไขของการทำงานในสภาวะคงตัว ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

การเกิดสนามแม่เหล็กหมุนสองทาง

การกระตุ้นขดลวดสเตเตอร์จากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเฟสเดียว ทำให้เกิดการกระเพื่อมของสนามแม่เหล็กดังกล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งการพิจารณาสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นนั้นด้วยการแบ่งสนามแม่เหล็กหมุนออกเป็นสองส่วนที่มีทิศทางตรงข้ามกัน โดยที่แต่ละส่วนมีค่า mmf สูงสุดที่สเตเตอร์เท่ากับ $\frac{1}{2}$ ของสนามแม่เหล็กหมุนทั้งหมดที่ความเร็วเชิงมุม คือ ω และองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กหมุนทั้งสองที่เกิดขึ้นตามแนวของแกนของขดลวดแสดงได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2-8 สนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง

เมื่อพิจารณาขดลวดสเตเตอร์ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนสองทางเห็นได้ว่า สนามแม่เหล็กหมุนแต่ละส่วนทำให้เกิดแรงดันสมมูลย์ขึ้นในขดลวดโรเตอร์ และผลลัพธ์ของกระแสโรเตอร์คือ ผลรวมของกระแสที่ไหลในบริเวณผิวรอบขดลวดโรเตอร์ (close rotor winding) ที่กำหนดโดยแรงดันแต่ละส่วนถ้าแบ่งวงจรสมมูลย์โรเตอร์ออกเป็นสองส่วนซึ่งตั้งฉากกันและกำหนดให้กระแสที่ไหลในโรเตอร์เนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลังคือ I_f และ I_b ตามลำดับ ดังนั้นกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าที่เหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสสมมูลย์ขึ้นคือ

$$I_f \text{ (ไหลในคอยล์ d) และ } -j I_f \text{ (ไหลในคอยล์ q)}$$

สำหรับกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังที่เหนี่ยวนำให้เกิดกระแสสมมูลย์ คือ

$$I_b \text{ (ไหลในคอยล์ d) และ } -j I_b \text{ (ไหลในคอยล์ q)}$$

ดังนั้นผลลัพธ์ของกระแสที่ไหลในคอยล์ d และ q คือ

$$I_d = I_f + I_b \quad (2.5)$$

$$I_q = j(I_f - I_b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$I_f = \frac{1}{2} (I_d + jI_q)$$

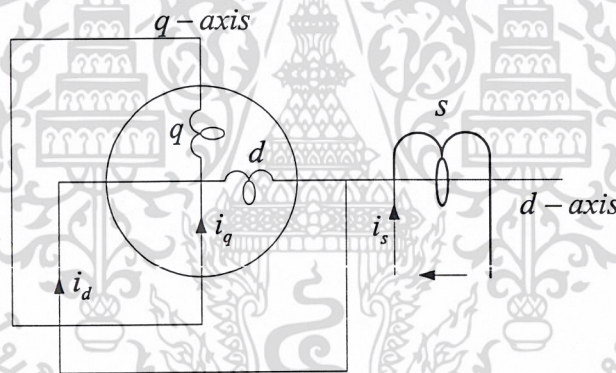
$$I_b = \frac{1}{2} (I_d - jI_q) \quad (2.6)$$

สมการในรูปเฟสเซอร์และวงจรสมมูล

เมื่อพิจารณาวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว เขียนในรูปของพิกัด d-q แสดงรูปที่ 2.9 นั้นสามารถนำมาเขียนเป็นสมการแรงดันได้ดังนี้ คือ

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + L_s p)Mp0 \\ Mp(R_d + L_d p)\omega_r L_d \\ \omega_r M\omega_r L_d (R_d + L_d p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ค่าพารามิเตอร์ d-q เป็นค่าคงที่ถือว่าสม่ำเสมอในช่องอากาศ (uniform air-gap)



รูปที่ 2-9 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่พิจารณาตามพิกัด d-q

สำหรับการทำงานภาคได้สภาวะคงตัว สมการในรูปเฟสเซอร์หาได้โดยแทน $j\omega$ สำหรับค่าที่อนุพันธ์ตั้งสมการข้างต้น

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + j\omega L_s) \\ j\omega M(R_d + j\omega L_d) - \omega_r L_d \\ \omega_r M\omega_r L_d (R_d + j\omega L_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

แทนค่า I_d และ I_q จากสมการ (2.5) ลงในสมการ (2.8) ดังนั้นจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$V_s = (R_s + j\omega L_s) + j\omega M(I_f + I_b) \quad (2.9)$$

$$0 = j\omega M I_s + (R_s + j\omega L_s)(I_f + I_b) - j\omega_r L_d (I_f - I_b) \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 = \omega_r M I_s + \omega_r L_d (I_f + I_b) + j(R_s + j\omega L_s)(I_f - I_b) \quad (2.11)$$

จัดรูปสมการ (2.10) และ (2.11) ใหม่โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่าง ω กับ ω_r ดังนั้น คือ

$$\omega_r = (1-s)\omega \quad (2.12)$$

$$0 = j\omega M I_s + R_d(I_f + I_b) + j\omega L_d [sI_f + (2-s)I_b] \quad (2.13)$$

$$0 = j\omega M(1-s)I_s - R_d(I_f - I_b) - j\omega L_d [sI_f - (2-s)I_b] \quad (2.14)$$

นำสมการ (2.12) บวกกับ (2.13) และหารด้วย $(2-s)$ ดังนั้นเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$0 = j\omega M I_s + \left[\frac{R_d}{(2-s)} + j\omega L_d \right] 2I_b \quad (2.15)$$

ดังนั้นนำสมการ (2.9), (2.14) และ (2.15) มาเขียนใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$\begin{aligned} V_s &= [R_s + j\omega(L_s - M)]I_s + \frac{j\omega M}{2}(I_s + 2I_f) + \frac{j\omega M}{2}(I_s + 2I_b) \\ 0 &= \frac{j\omega M}{2}(I_s + 2I_f) + \left[\frac{R_d}{2s} + \frac{j\omega(L_d - M)}{2} \right] 2I_f \\ 0 &= \frac{j\omega M}{2}(I_s + 2I_b) \left[\frac{R_d}{2(2-s)} + \frac{j\omega(L_d - M)}{2} \right] 2I_b \end{aligned} \quad (2.16)$$

วงจรสมมูลย์ของเครื่องจักรกลที่แสดงดังรูปที่ 2.10 นั้น ค่าพารามิเตอร์ที่สเตเตอร์และโรเตอร์เขียนแทนด้วยเลข 1 และ 2 โดยที่กำหนดให้อัตราส่วนจำนวนรอบของสเตเตอร์ต่อโรเตอร์เขียนแทนด้วย N ดังนั้นพารามิเตอร์ต่างๆสามารถกำหนดได้ดังนี้ คือ

ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ คือ R_1

รีแอกแตนซ์การแม่เหล็กที่ถ่ายโอนไปทางสเตเตอร์ คือ $X_{m1} = \omega N M$

รีแอกแตนซ์รั้วของขดลวดสเตเตอร์คือ $X_1 = (\omega L_s - X_{m1})$

รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ที่ถ่ายโอนไปทางสเตเตอร์คือ $X_2' = \omega N^2 L_d - X_{m1}$

ความต้านทานของโรเตอร์ที่ถ่ายโอนไปทางด้านสเตเตอร์คือ $R_2' = N^2 R_d$

แรงดันที่จ่ายให้สเตเตอร์ คือ $V_1 = V_s$

กระแสที่จ่ายให้สเตเตอร์ คือ $I_1 = I_s$

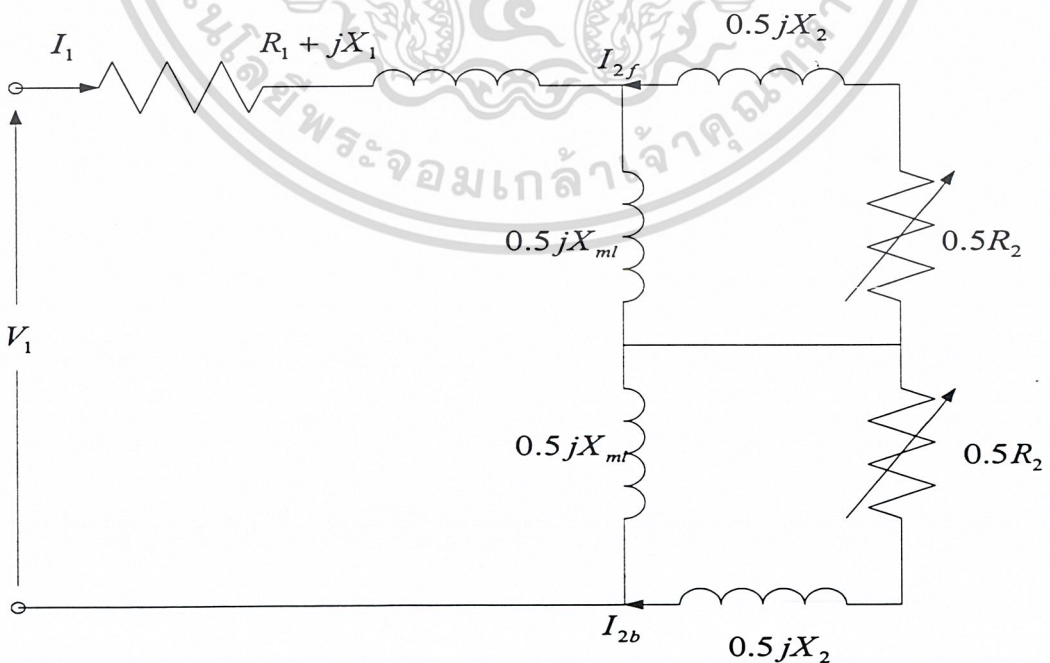
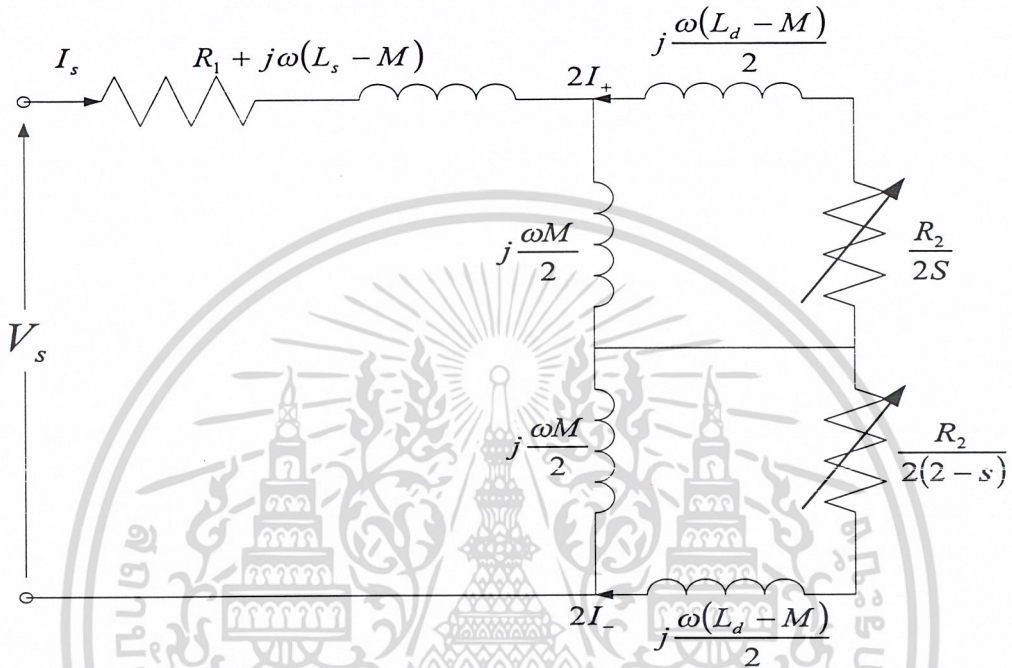
แรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดสเตเตอร์ คือ E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

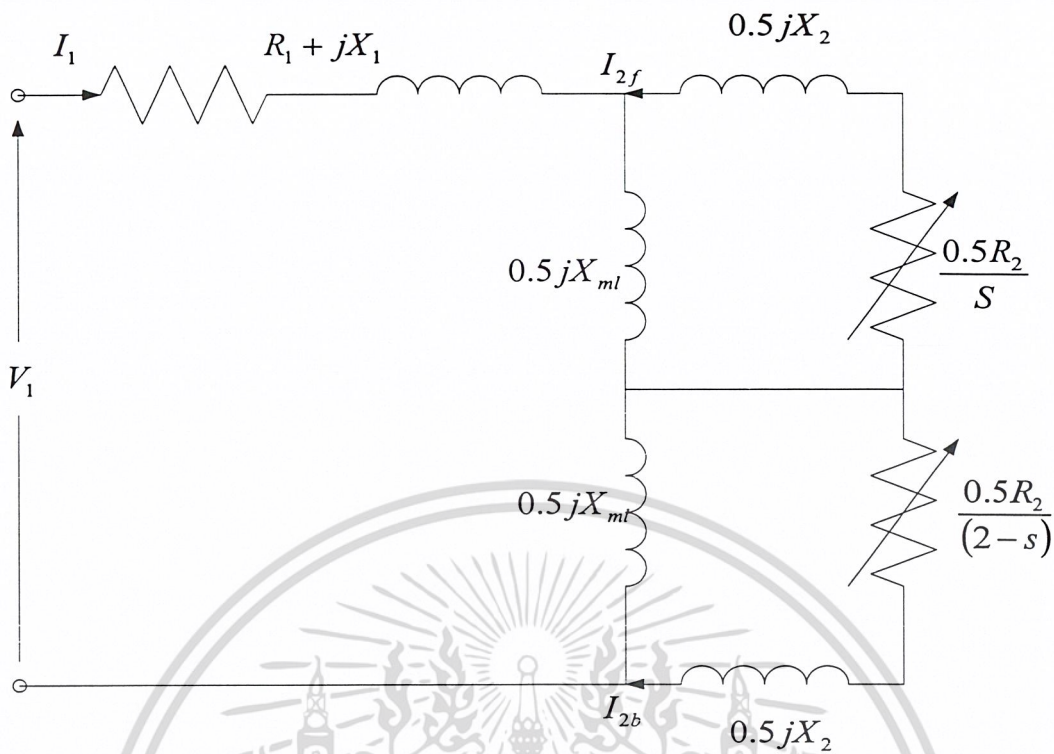
ในส่วนของวงจรมูลยที่แสดงดังรูปที่ 2.10 (ข) และ (ค) เป็นวงจรมูลยที่ได้จากการถ่ายโอนค่าตามข้อกำหนดข้างต้น ส่วนรูปที่ 2.10 (ง) เป็นวงจรมูลยที่เขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายและสำหรับกระแสโรเตอร์ที่ถ่ายโอนไปทางสเตเตอร์กำหนดใหม่ได้ดังนี้คือ

องค์ประกอบของกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กไปข้างหน้า $I_{2f} = -2I_f I_N$

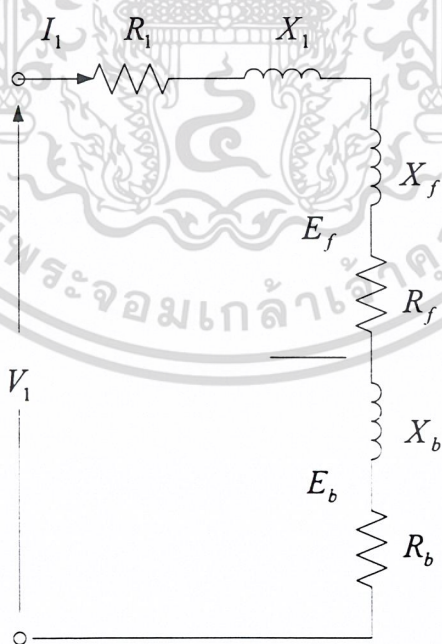
องค์ประกอบของกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กไปข้างหน้า $I_{2b} = -2I_b I_N$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรสมมูลยซ์ณะโรเตอร์หมุน



(ง) วงจรสมมูลยซ์ณะโรเตอร์หมุนที่เขียนในรูปอย่างง่าย

รูปที่ 2-10 วงจรของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณลักษณะของแรงบิด-สลิป

แรงบิดทางไฟฟ้า (electromagnetic torque) ที่มอเตอร์สร้างขึ้นนั้นสามารถเขียนในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ดังนี้ คือ

$$T = \text{Re}\{ (\text{pole-pairs}) [I_r^*] [G] [I] \} \quad (2.17)$$

แทนค่า $[I_r^*]$, $[G]$ และ $[I]$ จากสมการ (2.8) ลงในสมการ (2.17) ดังนั้นสมการแรงบิดเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$T = \text{Re} \left\{ (\text{pole-pairs}) [I_s^* I_d^* I_q^*] \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 - L_d \\ M L_d & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_d \\ I_q \end{bmatrix} \right\}$$

$$= \text{Re} [(\text{pole-pairs}) (-L_d I_d^* I_q + M I_q^* I_s + L_d I_q^* I_d)] \quad (2.18)$$

เมื่อ $L_d(-I_d^* I_q + I_q^* I_d)$ คือ เทอมจินตภาพสามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้นสมการแรงบิด คือ

$$T = \text{Re} [(\text{pole-pairs}) M I_q^* I_s] \quad (2.19)$$

แทนค่า I_q^* จากสมการ (2.5) ลงในสมการ (2.19) ดังนั้น

$$T = \text{Re} [(\text{pole-pairs}) (j M I_s) (I_f^* - I_b^*)] \quad (2.20)$$

นำค่า I_b^* และ I_f^* จากสมการ (2.14) และ (2.15) ตามลำดับ ดังนั้นเขียนเป็นสมการใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$0 = j\omega M I_s I_b^* + \left[\frac{R_d}{(2-s)} + j\omega L_d \right] 2I_b I_b^* \quad (2.21)$$

$$0 = j\omega M I_s I_f^* + \left[\frac{R_d}{s} + j\omega L_d \right] 2I_f I_f^* \quad (2.22)$$

ดังนั้นสมการของเทอมส่วนจริง คือ

$$\text{Re}(-j M I_s I_f^*) = \text{Re} \left[\frac{R_d}{s\omega} 2I_f^2 + jL_d 2I_f^* \right] = \frac{2R_d}{s\omega} I_f^2 \quad (2.23)$$

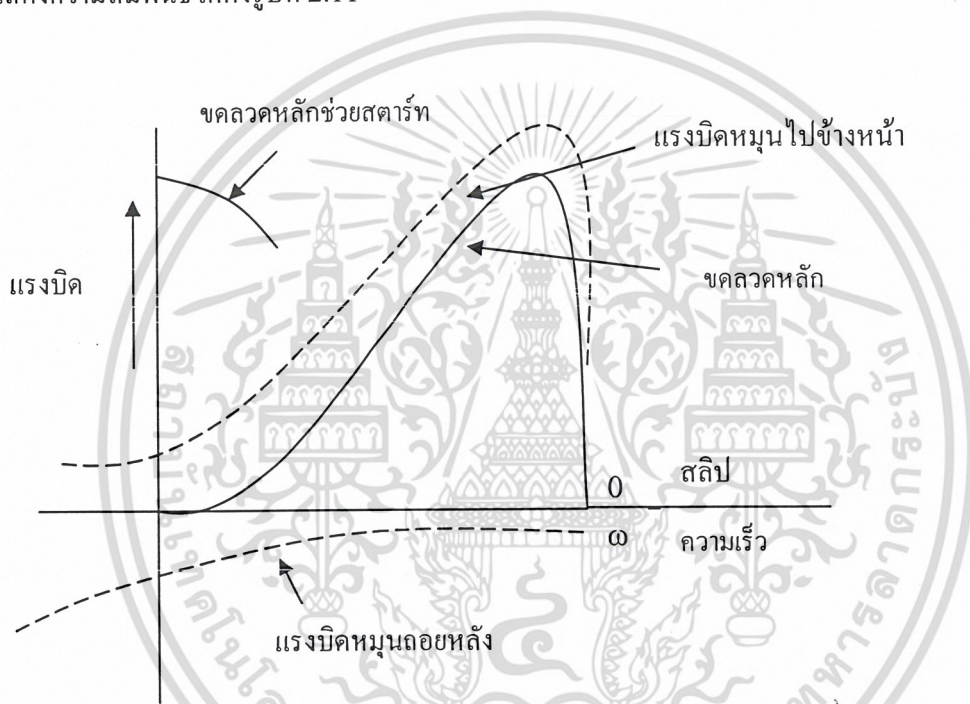
$$\text{Re}(+j M I_s I_b^*) = \text{Re} \left[\frac{R_d}{(2-s)\omega} 2I_b^2 + jL_d 2I_b^* \right] = \frac{-2R_d}{(2-s)\omega} I_b^2 \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแทนค่าสมการ (2.23) และ (2.24) ลงในสมการ (2.20) ดังนั้นสมการแรงบิด คือ

$$T = (\text{pole} - \text{pairs})2 \left(\frac{R_d}{s\omega} I_f^2 - \frac{R_d}{(2-s)\omega} I_b^2 \right) \tag{2.25}$$

จากสมการ (2.25) เห็นได้ว่าแรงบิดที่มอเตอร์สร้างขึ้นนั้นเกิดจากองค์ประกอบสองส่วนด้วยกัน คือองค์ประกอบของกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง ที่สัมพันธ์กับค่า สลิป s และ (2 - s) ตามลำดับ และจากสมการดังกล่าวนี้ ถ้าพิจารณาผลลัพธ์ของคุณลักษณะแรงบิด-สลิป ที่เกิดจากผลรวมเนื่องจากองค์ประกอบทั้งสองส่วนและไม่คิดผลของแรงบิดขณะมอเตอร์เริ่มหมุนนั้น สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2-11 คุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว

จากทฤษฎีสถนามแม่เหล็กหมุนคู่ วงจรสมมูลย์สามารถแยกได้เป็นสองส่วนดังรูปที่ 2.10 (ง) โดยส่วนที่แยกออกมานั้นแทนด้วยผลของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า และสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง นั่นคือ

$$E_f = 4.44fN\Phi_f \tag{2.26}$$

$$E_b = 4.44fN\Phi_b \tag{2.27}$$

สำหรับขณะโรเตอร์อยู่นิ่งนั้น $\Phi_f = \Phi_b$ และ $E_f = E_b$ ดังนั้นผลรวมของแรงดัน คือ V_t เมื่อ Φ คือ เส้นแรงในช่องอากาศ

เมื่อพิจารณาการหมุนของมอเตอร์แต่ละช่วงความเร็ว ในทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า ที่สลิปเริ่มต้นเท่ากับ s การเหนี่ยวนำเนื่องจากกระแสในโรเตอร์โดยสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า มีความถี่เท่ากับ sf และกำหนดให้ f คือความถี่ที่สเตเตอร์ ดังนั้นผลของ F_r ที่สเตเตอร์และโรเตอร์ทำให้เกิด Φ_r ในช่องอากาศ ซึ่งเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงดัน E_r สำหรับอิมพีแดนซ์ของวงจรรโรเตอร์ที่ปรากฏอยู่ในส่วนวงจรสเตเตอร์มีค่า $0.5R_2/s + j0.5X_2$ ดังรูปที่ 2.10 (ค)

การพิจารณาสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลังซึ่งทำให้เกิดการเหนี่ยวนำโรเตอร์ที่ความถี่สลิปเท่ากับ (2-s) f ลักษณะการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนดังกล่าวนี้สอดคล้องกับในตอนแรก โดยที่แรงเคลื่อนแม่เหล็กหมุนของโรเตอร์ในช่องอากาศที่ความเร็วซิงโครนัสและมีทิศทางตรงข้ามกับ F_r ผลของ F_b ที่สเตเตอร์ และที่โรเตอร์ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กหมุนในช่องอากาศถอยหลังซึ่งเป็นผลทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่ E_b และสำหรับในส่วนของวงจรรโรเตอร์อิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ $0.5R_2/(2/(2-s)) + j0.5X_2'$ ดังแสดงในรูปที่ 2.10 (ค) สำหรับที่สลิปค่าต่ำๆรูปคลื่นของกระแสโรเตอร์มีองค์ประกอบของความถี่สูง $[(2-s)f \cong 2f]$ ซึ่งกำหนดได้โดยสนามแม่เหล็กหมุนถอยหลัง สำหรับองค์ประกอบของความถี่ต่ำกำหนดได้โดยสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า (sf)

เมื่อพิจารณาเงื่อนไขขณะมอเตอร์จากวงจรมูลย์กำหนดโดย $Z_r > Z_b$, $E_r > E_b$ ดังนั้น Φ_r ในช่องอากาศมีค่ามากกว่า Φ_b และวงจรมูลย์ดังกล่าวมานั้นสามารถกำหนดสมรรถนะของมอเตอร์ได้โดยการคำนวณ หาค่ากระแสเตเตอร์กำลังอินพุท แรงบิดที่สร้างขึ้นและประสิทธิภาพ เป็นต้น โดยใช้วงจรมูลย์ในรูปที่ 2.10 (ค) และเพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณจึงใช้วงจรมูลย์ดังรูปที่ 2.10 (ง) ค่าวนค่าต่างๆแทน โดยค่าพารามิเตอร์แต่ละส่วนกำหนดได้ดังนี้

$$Z_f = R_f + jX_f = \frac{j0.5X_{m1}(j0.5X_2' + 0.5R_2'/s)}{0.5R_2'/(2-s) + j0.5(X_{m1} + X_2')} \quad (2.29)$$

$$Z_b = R_b + jX_b = \frac{j0.5X_{m1}[j0.5X_2' + 0.5R_2'/(2-s)]}{0.5R_2'/(2-s) + j0.5(X_{m1} + X_2')} \quad (2.30)$$

และกำลังในช่องอากาศที่กำหนดโดยสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลัง คือ

$$P_{gf} = I_1^2 R_f \quad (2.31)$$

$$P_{gb} = I_1^2 R_b \quad (2.32)$$

สำหรับแรงบิดกำหนดได้ดังนี้ คือ

$$T_f = \frac{P_{gf}}{\omega} \quad (2.33)$$

$$T_b = \frac{P_{gb}}{\omega} \quad (2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และผลรวมของแรงบิด คือ

$$T = T_f - T_b = \frac{I_1^2}{\omega} (R_f - R_b) \quad (2.35)$$

สำหรับกำลังทางกลที่เกิดขึ้นกำหนดได้ดังนี้คือ

$$P_{\text{mech}} = T\omega_r = T\omega(1-s) \quad (2.36)$$

$$= I_1^2 (R_f + R_b) (1-s) \quad (2.37)$$

$$= (P_{gf} - P_{gb}) (1-s) \quad (2.38)$$

และกำลังด้านเอาต์พุต คือ

$$P_{\text{out}} = P_{\text{mech}} - P_{\text{rot}} \quad (2.39)$$

โดยที่ P_{out} ประกอบด้วยการสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงลมบวกกับการสูญเสียที่แกนรวมเป็นการสูญเสียเนื่องจากการหมุน สนามแม่เหล็กในช่องอากาศทั้งสองทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำในวงจรโรเตอร์ที่ความถี่ต่างๆกัน ดังนั้นการสูญเสียเนื่องจากทองแดงในโรเตอร์ (I^2R) คือ ผลรวมเชิงตัวเลขของการสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากสนามแม่เหล็กแต่ละส่วน โดยที่การสูญเสียเนื่องจากทองแดงในโรเตอร์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้าและถอยหลังกำหนดได้ดังนี้

$$P_{2f} = sP_{gf} \quad (2.40)$$

$$P_{2b} = (2-s)P_{gb} \quad (2.41)$$

และผลรวมของการสูญเสียเนื่องจากทองแดงในโรเตอร์

$$P_2 = sP_{gf} + (2-s)P_{gb} \quad (2.42)$$

ผลรวมของกำลังในช่องอากาศ เนื่องจากองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กในช่องอากาศทั้งสองสามารถกำหนดได้ดังนี้ คือ

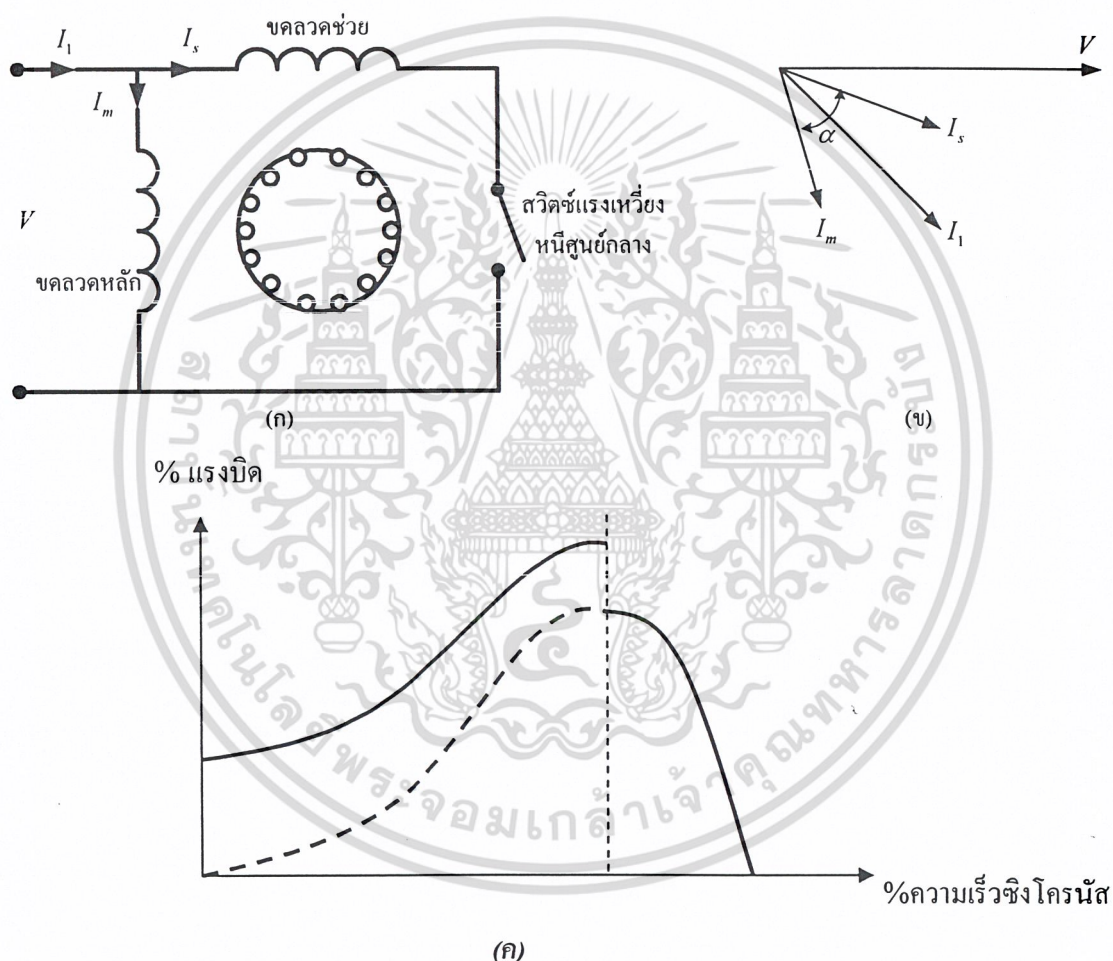
$$P_g = P_{gf} + P_{gb} \quad (2.43)$$

2.2.2 ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีด้วยกันหลายชนิดซึ่งเรียกชื่อแตกต่างกันไป ในแต่ละชนิดสามารถอธิบายได้จากหลักการที่ทำให้เกิดการต่างเฟสระหว่างกระแสที่ไหลในขดลวดหลัก และลวดลวดช่วย แต่ในบางครั้งเราเรียกชื่อรวมกันว่า มอเตอร์ชนิดเหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยแบ่งออกเป็นชนิดต่างๆได้ดังนี้ คือ

2.2.2.1 มอเตอร์แบบแยกเฟส (Split-Phase Motor)

โครงสร้างของมอเตอร์ชนิดแบบแยกเฟสแสดงไว้ในรูปที่ 2.12 (ก) ขดลวดช่วยมีอัตราส่วนค่าความต้านทานต่อรีแอกแตนซ์สูงกว่าขดลวดหลัก โดยที่กระแสซึ่งไหลผ่านขดลวดทั้งสองมีเฟสต่างกันดังรูปที่ 2.12 (ข) การทำให้อัตราส่วนค่าความต้านทานต่อรีแอกแตนซ์ของขดลวดช่วยมีค่าสูงนั้นเพื่อใช้ในระหว่างการเริ่มต้นหมุนของมอเตอร์เท่านั้น หลังจากนั้นเมื่อมอเตอร์หมุนไปแล้วจนกระทั่งความเร็วที่ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วจึงโครนัส ขดลวดช่วยถูกตัดออกด้วยสวิทช์แรงเหวี่ยง (Centrifugal Switch) สำหรับคุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ดังรูปที่ 2.12 (ค) มอเตอร์ชนิดนี้มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนต่ำจนถึงปานกลาง

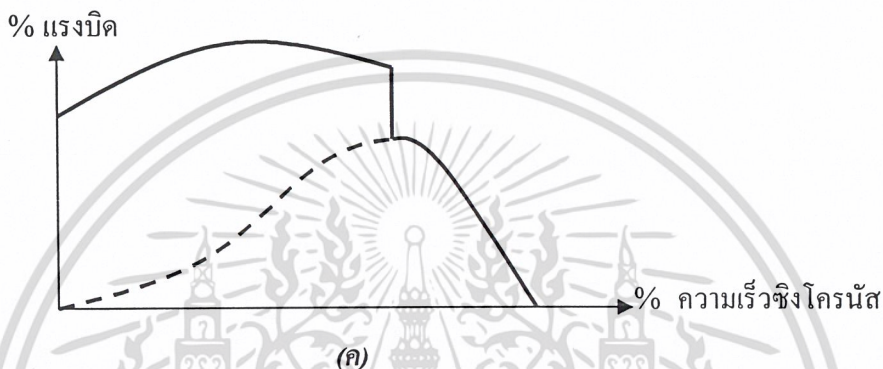
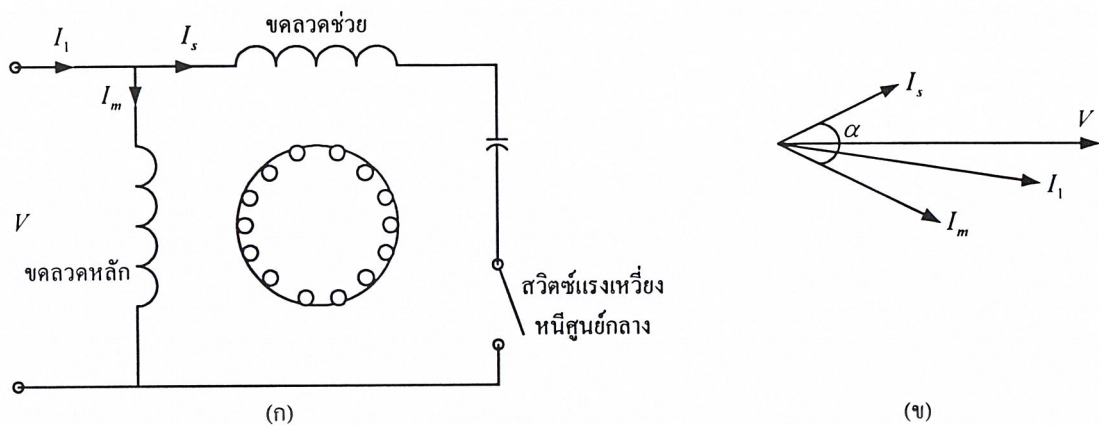


รูปที่ 2-12 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดขดลวดแยก

2.2.2.2 มอเตอร์ชนิดเริ่มต้นหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-Start Motor)

มอเตอร์ชนิดนี้มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนสูงมาก เนื่องจากได้ต่อตัวเก็บประจุนุกรมเข้ากับขดลวดช่วย ดังรูปที่ 2.13 (ก) นั่นคือเป็นการเพิ่มมุมเฟสระหว่างกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งสองดังรูปที่ 2.13 (ข) สำหรับคุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วจึงโครนัส สวิทช์แรงเหวี่ยงจะตัดขดลวดช่วยออก

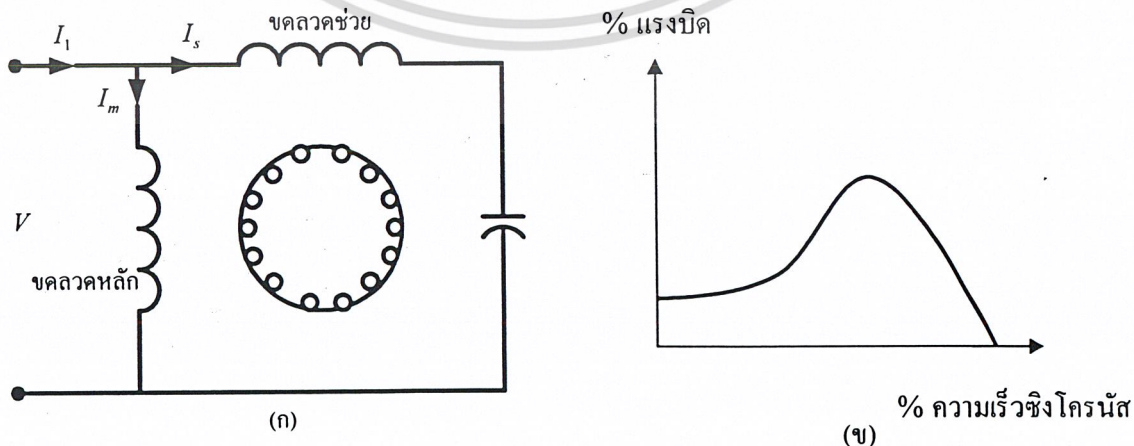
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-13 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดเริ่มหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

2.2.2.3 มอเตอร์ชนิดด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-Run Motor)

มอเตอร์ชนิดนี้มีโครงสร้างดังรูปที่ 2.14 (ก) โดยที่ตัวเก็บประจุถูกต่ออนุกรมกับขดลวดช่วยและไม่ถูกตัดออกหลังจากที่มอเตอร์หมุนไปแล้ว ซึ่งโครงสร้างและลักษณะวงจรแบบนี้สามารถลดต้นทุนให้ต่ำลงได้ เนื่องจากไม่จำเป็นต้องมีสวิทช์แรงเหวี่ยงที่สำคัญ โครงสร้างลักษณะเช่นนี้ ทำให้สามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลัง การสั่น และประสิทธิภาพของมอเตอร์ให้ดีขึ้นเนื่องจากมอเตอร์ทำงาน (หมุน) เป็นแบบมอเตอร์สองเฟส ซึ่งทำให้มอเตอร์หมุนได้เร็วขึ้นสำหรับคุณลักษณะของ แรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ในรูปที่ 2.14 (ข)

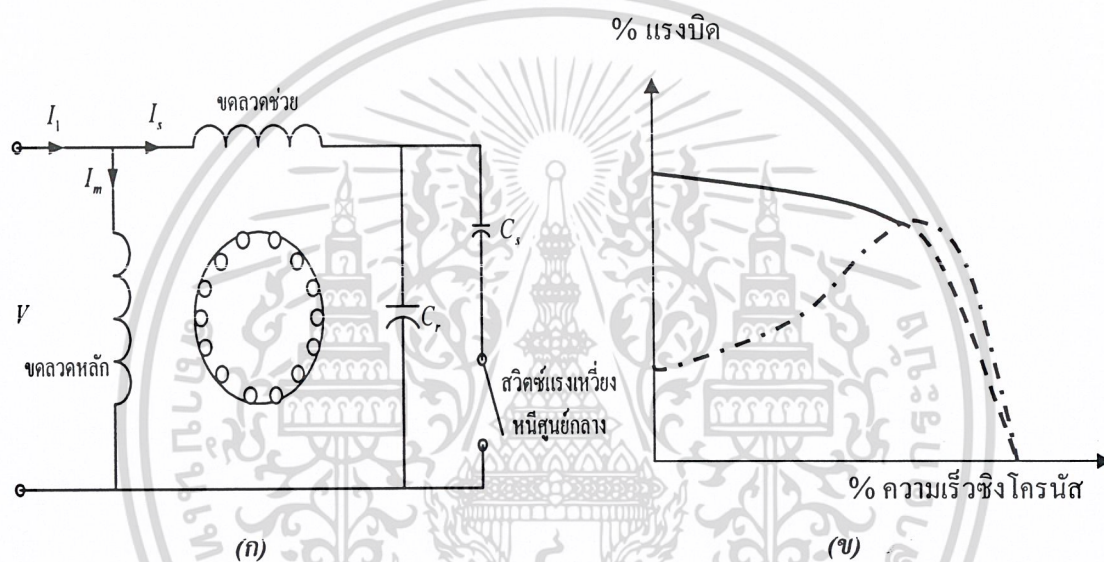


รูปที่ 2-14 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวชนิดหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.4 มอเตอร์ชนิดเริ่มหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ (Capacitor-Start Capacitor-Run Motor)

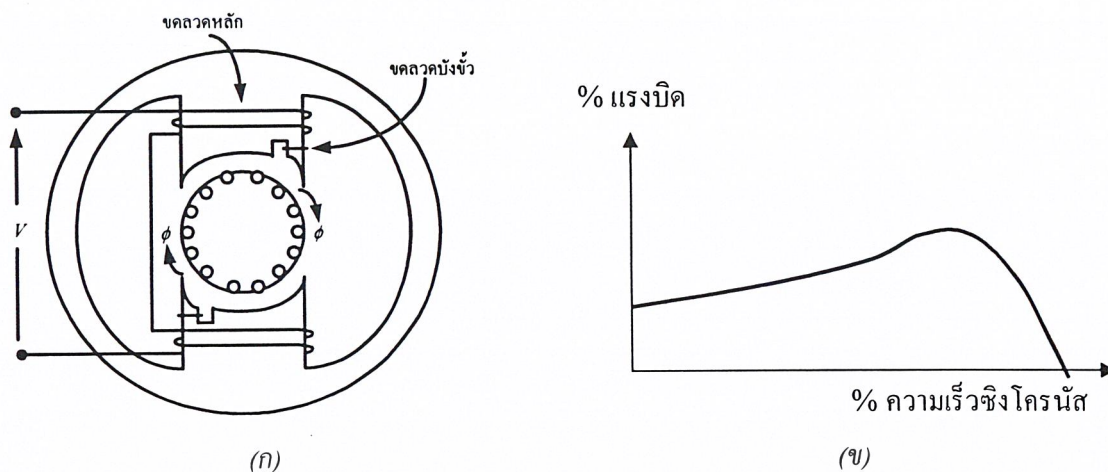
โครงสร้างของมอเตอร์ชนิดนี้จะมีตัวเก็บประจุสองตัวประกอบอยู่ในวงจร โดยที่ตัวแรกจะใช้เพื่อการเริ่มต้นหมุนส่วนอีกตัวหนึ่งใช้ขณะมอเตอร์หมุน ดังรูปที่ 2.15 (ก) ตามทฤษฎีนั้น จุดที่เหมาะสมสำหรับการเริ่มต้น และสมรรถนะของมอเตอร์ขณะหมุนสามารถกำหนดได้โดยตัวเก็บประจุทั้งสอง ตัวเก็บประจุสำหรับหมุน C_s มีขนาดใหญ่และเป็นชนิด ac electrolytic ส่วนตัวเก็บประจุขณะมอเตอร์หมุน C_r ถูกต่ออนุกรมอย่างถาวรกับขดลวดเริ่มต้นหมุนซึ่งมีขนาดเล็กเป็นชนิด paper oil สำหรับคุณลักษณะของแรงบิด-ความเร็วแสดงในรูปที่ 2.15 (ข) มอเตอร์ชนิดดังกล่าวนี้มีราคาแพงเมื่อเปรียบเทียบกับชนิดอื่น ๆ อย่างไรก็ตามถือได้ว่าเป็นมอเตอร์ที่สมรรถนะที่ดีที่สุดชนิดหนึ่งของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว



รูปที่ 2-15 มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ชนิดเริ่มต้นหมุนและหมุนด้วยตัวเก็บประจุ

2.2.2.5 มอเตอร์แบบบังขั้ว (Shaded-pole Motor)

มอเตอร์ชนิดนี้โครงสร้างของขั้วแม่เหล็ก (Pole) ที่สเตเตอร์แบบบังขั้วดังรูปที่ 2.16 (ก) โดยที่ขั้วขึ้นดังกล่าวจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วน และมีส่วนหนึ่งที่ถูกปิดล้อมด้วยวงแหวนทองแดงเรียกว่า Shaded coil สำหรับขดลวดหลักพันอยู่บนขั้วขึ้นของมอเตอร์ ซึ่งมีผลทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำบน Shaded coil เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนขั้วบัง (Shaded) ล้าหลังส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อม ลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนขั้วบังมีค่าสูงสุด หลังจากเส้นแรงในส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อมมีค่าถึงจุดสูงสุดก่อน สำหรับวงจรสมมูลย์เมื่อพิจารณาเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อมจะต่างเฟสกับส่วนขั้วบังซึ่งจะเห็นได้ว่าสนามแม่เหล็กหมุนเคลื่อนที่จากส่วนที่ไม่ได้ถูกปิดล้อมไปยังส่วนขั้วบัง ยังผลให้เกิดแรงบิดเริ่มต้นหมุน และคุณลักษณะ แรงบิด-ความเร็ว แสดงไว้ดังรูปที่ 2.16 (ข) มอเตอร์แบบบังขั้วส่วนใหญ่ถูกสร้างขึ้นในช่วงประมาณ 1/20 แรงม้า



รูปที่ 2-16 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบบังขั้ว

2.3 ทฤษฎีพื้นฐานอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ หรือการแปลงไฟตรงเป็นไฟสลับ (DC to AC converter) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการแปลงแรงดันอินพุตไฟตรงเป็นไฟสลับ ที่สามารถปรับความถี่และขนาดได้ตามต้องการ

2.3.1 ประเภทของอินเวอร์เตอร์

แบ่งเป็นลักษณะของจำนวนเฟสของเอาต์พุตได้ 2 ประเภท คือ

1. อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่เอาต์พุตเป็นไฟกระแสสลับเฟสเดียว
2. อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส (Three Phase Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่เอาต์พุตเป็นไฟกระแสสลับ 3 เฟส

แบ่งตามลักษณะการใช้งานได้ 2 ประเภท คือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSIs) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่อินพุตที่จ่ายให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง (DC Voltage Source)
2. อินเวอร์เตอร์แบบป้อนกระแส (Current Source Inverter : CSIs) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่อินพุตที่จ่ายให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟตรง (DC Current Source) ซึ่งอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ส่วนใหญ่จะใช้กับงานที่ต้องการกำลังสูงๆ

2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน (Voltage Source Inverter : VSIs)

อินเวอร์เตอร์แบบป้อนแรงดัน ยังสามารถแบ่งได้อีก 3 ชนิด ตามลักษณะของสัญญาณที่ใช้ป้อนอุปกรณ์สวิตช์ ดังนี้

1. อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulated Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับขนาดและความถี่ของเอาต์พุต ได้ที่อินเวอร์เตอร์เลยโดยแรงดันอินพุตจะมีค่าคงที่ สัญญาณที่นำไปสวิตช์ตัวอุปกรณ์จะเกิดจากวิธีที่เรียกว่า PWM มีวิธีการในสร้างสัญญาณโดยวิธีนี้หลายวิธีซึ่งจะกล่าวต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. อินเวอร์เตอร์แบบคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave Inverter) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ขนาดแรงดันเอาต์พุตถูกควบคุมโดยการปรับแรงดันอินพุต ส่วนการปรับความถี่ที่อินเวอร์เตอร์ได้เพียงอย่างเดียว และ สัญญาณที่นำมาสวิตช์จะเป็นสี่เหลี่ยมเป็นผลทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยม

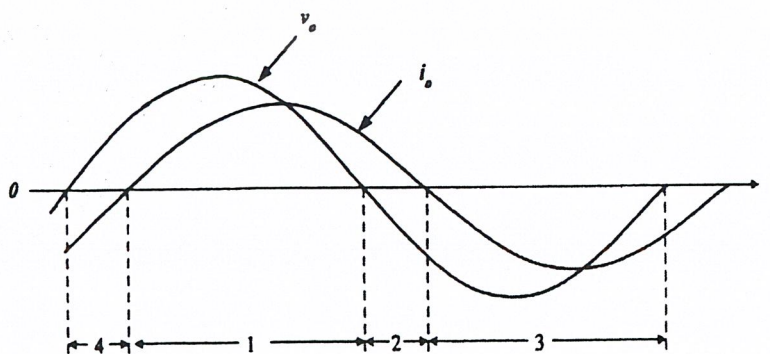
3. อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียวที่มีโวลต์เทจแคนเซิลเลชั่น (Single Phase Inverter Cancellation) เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ไม่สามารถปรับความถี่และขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ตัวอินเวอร์เตอร์แต่เราจะสามารถใช้เทคนิคที่เรียกว่าโวลต์เทจแคนเซิลเลชั่นมาช่วยได้

2.3.3 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการทำงานของอินเวอร์เตอร์

เราสามารถอธิบายการทำงานพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ได้ โดยพิจารณาอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่มีบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 2.17 จากรูปสมมุติได้ว่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) จะถูกกรองจนกระทั่งสัญญาณมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์และถ้าเราเอาอินเวอร์เตอร์ไปต่อกับโหลดที่ลักษณะเป็นอินดักทีฟ (Inductive load) กระแสเอาต์พุต ดังรูปที่ 2.18 แสดงให้เห็นว่าช่วงหมายเลข 1 และ 3 v_o และ i_o เป็นบวกทั้งคู่ แสดงว่ามีการไหลของกำลังงาน ($p_o = v_o i_o$) จากด้านไฟตรงเป็นด้านไฟสลับของอินเวอร์เตอร์ ในทางตรงข้ามกันในช่วงที่ 2 และ 4 v_o และ i_o จะเครื่องหมายตรงกันข้าม แสดงว่ามีการไหลของกำลังงานจากด้านไฟสลับไปทางด้านไฟตรง ซึ่งเป็นลักษณะการทำงานเป็นเรกติไฟร์ (rectifier) ดังนั้น อินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.17 จะสามารถทำงานได้ 4 ลักษณะตามกราฟ v_o และ i_o ในรูปที่ 2.19 ในแต่ละไซเคิลของเอาต์พุตไฟสลับ

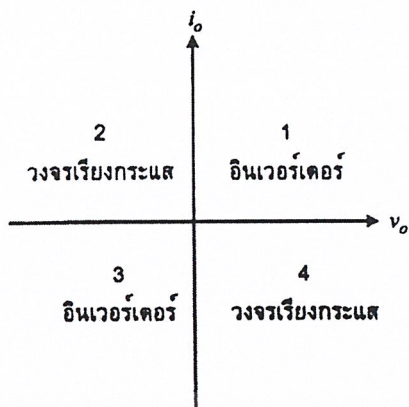


รูปที่ 2-17 บล็อกไดอะแกรมพื้นฐานทางอินเวอร์เตอร์



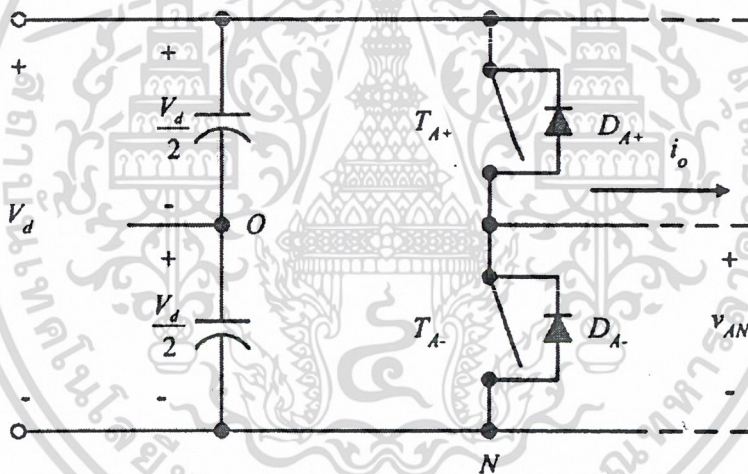
รูปที่ 2-18 ลักษณะของเอาต์พุตที่มีโหลดแบบอินดักทีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-19 กราฟ v_o และ i_o แสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ใน 1 ไซเคิล

วงจรที่ใช้ในการทำงานหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทุกวงจร จะมีพื้นฐานมาจากรูปที่ 2.20 ซึ่งจะมีวงจรพื้นฐานง่ายๆ ของอินเวอร์เตอร์จะมีลักษณะเป็นวงจรฮาล์ฟเวฟอินเวอร์เตอร์นั่นเอง



รูปที่ 2-20 แสดงวงจรของอินเวอร์เตอร์

2.3.4 วิธีการในการควบคุมแรงดันและความถี่ของอินเวอร์เตอร์

วิธีการควบคุมสามารถแบ่งได้คร่าวๆ 3 แบบ คือ

1. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation : PWM)
2. การควบคุมโดยใช้สัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave Operation)
3. การควบคุมโดยใช้หลักการอื่นๆเข้ามาช่วย

วิธีการในการควบคุมแรงดันและความถี่ของอินเวอร์เตอร์มีอยู่หลายแบบ แต่วิธีที่นิยมที่สุดในปัจจุบันและมีประสิทธิภาพดี คือ วิธีควบคุมโดยใช้สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้ในโครงงานนี้ด้วย ดังนั้นจะขอกล่าวในรายละเอียดของวิธีการนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์

เทคนิคของ PWM จะเริ่มจากการผลิตที่มีแอมพลิจูดคงที่ (อาจเป็นสามเหลี่ยมหรือฟันเลื่อยก็ได้) และนำไปเปรียบเทียบกับรูปคลื่นแบบต่างๆ ขึ้นอยู่กับรูปแบบในการทำ PWM รูปแบบในการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบ่งได้ 3 แบบ คือ

1. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว (Single pulse modulation)
2. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ (Multiple pulse modulation)
3. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal pulse modulation)

2.3.5.1 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว (Single pulse modulation)

เป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์ที่สัญญาณที่นำไปสวิตซ์ไทรสเตอร์มีจำนวน 1 พัลส์ในครึ่งไซเคิลทำให้รูปคลื่นแรงดันมีจำนวน 1 ลูกคลื่นในครึ่งไซเคิลเช่นกัน

การควบคุมความกว้างของพัลส์สามารถทำได้โดย

- คงที่ขอบเขตบน (leading edge) แต่แปรเปลี่ยนขอบเขตล่าง (trailing edge) ของพัลส์
- คงที่ขอบเขตล่าง (trailing edge) แต่แปรเปลี่ยนขอบเขตบน (leading edge) ของพัลส์
- แปรเปลี่ยนทั้งขอบเขตล่างและบน โดยคงที่ความสมมาตรของรูปพัลส์เอาไว้

ลักษณะการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว พัลส์จะมีเส้นสมมาตรอยู่ที่ $\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \frac{5\pi}{2}, \dots$ และสามารถหาอนุกรมฟูเรียร์ของรูปคลื่นแรงดันออกมาได้ ดังนี้

$$V(\omega t) = \frac{4V}{\pi} \left(\frac{\sin \delta}{2 \sin \omega s} - \frac{1}{3} \frac{\sin 3\delta}{2 \sin 3\omega s} + \frac{1}{5} \frac{\sin 5\delta}{2 \sin 5\omega s} - \dots \right) \quad (2.44)$$

δ เป็นความกว้างของพัลส์และมีค่าสูงสุด = π

สำหรับฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ n ค่าสูงสุดของความกว้างของพัลส์ได้จาก

$$\delta = 2\pi / n \quad (2.45)$$

จะเห็นว่าฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆ มาเกี่ยวข้องด้วย ทำให้ค่าแรงดันมูลฐานมีค่าลดลงเรื่อยๆ และค่า rms ของรูปคลื่นพัลส์เดี่ยวหาได้จาก

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\alpha}{2}}^{\frac{\pi+\alpha}{2}} V^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ n จะมีค่าสูงสุดของรูปคลื่นแรงดัน V_n เท่ากับ

$$V_n = \frac{4V}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \quad (2.47)$$

ค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Distortion Factor : DF) จะมีค่าเท่ากับ

$$DF = \frac{(V_1 / \sqrt{2})}{V_{rms}} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\pi\delta}} \sin \frac{\delta}{2} \quad (2.48)$$

จะเห็นได้ว่าค่าสูงสุดมีค่า = 0.8 เมื่อ $\delta = \pi$

2.3.5.2 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ (Multiple pulse modulation)

เป็นการทำให้จำนวนพัลส์ในแต่ละไซเคิลของรูปคลื่นแรงดันมีจำนวนมากกว่าเดิม และสามารถลดองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ในคลื่นแรงดันเอาท์พุท จะเห็นว่าพื้นที่ใต้กราฟในครึ่งไซเคิลของการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ (multiple pulse modulation) มีค่าเท่ากับการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว เป็นผลทำให้ค่าแรงดัน rms มีค่าเท่ากัน แต่ฮาร์โมนิกส์จะแตกต่างกันออกไปถ้าความถี่แคริเออร์ (carrier) เป็น f_c และความถี่ของการมอดูเลตมีค่า f โดยที่ $f_c > f$

แล้วจำนวนลูกคลื่นใน 1 ไซเคิล (N) จะมีค่าเท่ากับ

$$N = \frac{f_c}{2f} = \frac{\omega_s}{2\omega} \quad (2.49)$$

และค่า rms ของแรงดันเอาท์พุทหาได้จาก

$$V_{rms} = \left[\frac{2N}{2\pi} \int_{\frac{(\pi/2)-\alpha}{2}}^{\frac{(\pi/2)+\alpha}{2}} V^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.50)$$

2.3.5.3 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal-pulse modulation)

เป็นการนำสัญญาณไซน์มาทำเป็นสัญญาณมอดูเลต (modulation signal) แทนสัญญาณที่เหลี่ยมความกว้างของพัลส์จะมีค่าไม่คงที่ผ่านมาโดยจะแปรตามรูปของสัญญาณไซน์

สัญญาณมอดูเลต ซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ $V_m(\omega t) = V_m \sin \omega t$ ได้นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะ $V_c(\omega t)$ ที่มีค่าแอมพลิจูดเท่ากับ V_c จุดตัดของสัญญาณทั้งสองจะทำให้เกิดช่วงเวลาของการ on-off ก็จะมีการจำสัญญาณดังกล่าวนี้ไปใช้

ความกว้างของพัลส์จะขึ้นอยู่กับ อัตราส่วนของค่าสูงสุดของสัญญาณมอดูเลต (V_m) กับ ค่าสูงสุดของสัญญาณคลื่นพาหะ (V_c) หรือเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ (m_a) นั่นคือ

$$m_a = \frac{V_m}{V_c} \quad (2.51)$$

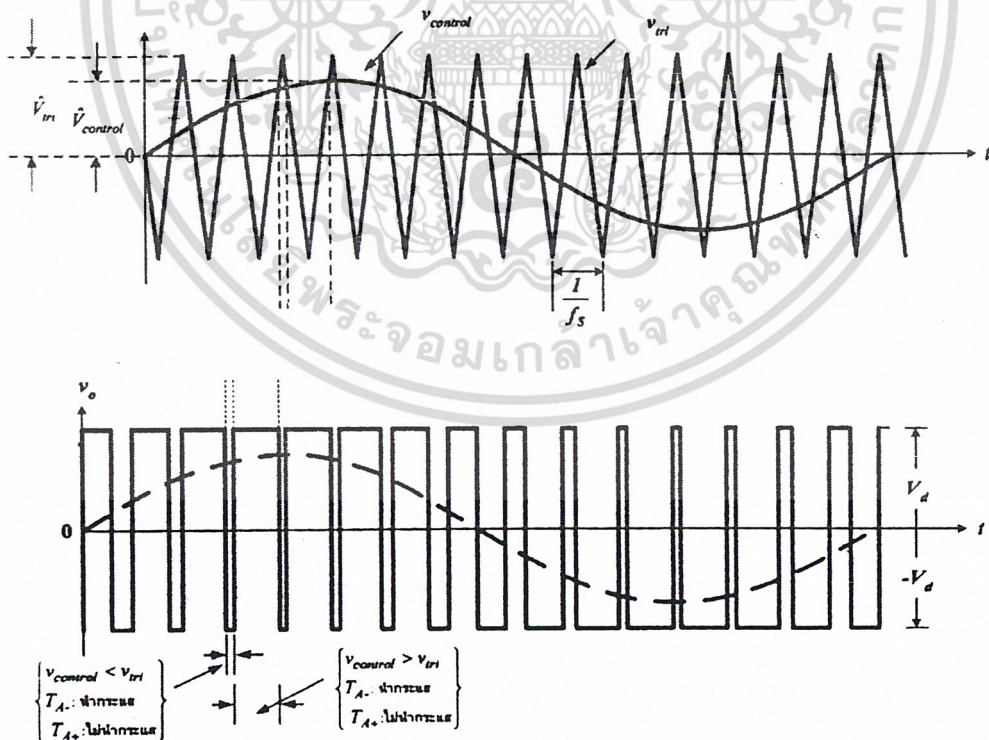
ค่าแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุตจะแปรตามค่า (modulation index) โดยค่าสูงสุดของ m_a คือ 1 ถ้า $m_a > 1$ หรือ $V_m > V_c$ จะเกิดฮาร์โมนิกส์ต่ำๆ ที่ไม่ต้องการเกิดขึ้น

อัตราส่วน $N = \frac{f_c}{2f} = \frac{\omega_c}{2\omega}$ ยังสามารถนำไปใช้ได้และเราสามารถนำมาช่วยหาค่าฮาร์โมนิกส์ที่สูงสุดจะเกิดขึ้นที่ไหนจาก $2N \pm 1$ การเพิ่มของ N จะทำให้ฮาร์โมนิกส์ลดสเพิ่มและจะมีผลคือ

PWM จะทำให้จำนวนฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้นแต่ขนาดฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้น

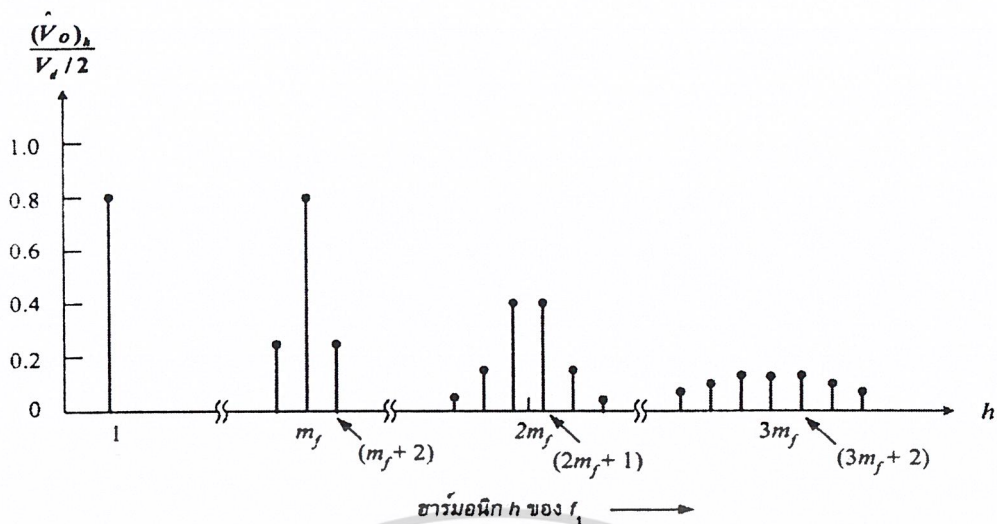
SPWM จะทำให้จำนวนฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้นแต่ขนาดฮาร์โมนิกส์ยังคงเดิม

การใช้สัญญาณสามเหลี่ยมที่มีทั้งซีกบวกและลบมาเป็นสัญญาณพาหะ (double - sided triangle wave) เป็นการนำเอาสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีทั้งซีกบวกและซีกลบมาเปรียบเทียบกับสัญญาณไซน์ดังรูปที่ 2.21 จะมีผลดีหลายอย่างทั้งช่วยลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณและสามารถนำไปพัฒนาในวงจรอินเวอร์เตอร์ต่างๆได้



รูปที่ 2-21 แสดงสัญญาณ PWM ที่เกิดจากการใช้ double-sided triangle wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-22 แสดงค่าฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นที่ค่า m_f ต่างๆที่เกิดจากการใช้ *double-sided triangle wave*

จากรูปที่ 2.22 ค่ามอดดูเลทชันอินเด็กซ์ (modulation index) ของสัญญาณยังคงหาได้ดังเดิม

คือ

$$m_a = \frac{\hat{V}_{con}}{\hat{V}_{tri}} \tag{2.52}$$

ยังมีค่าคงที่จะกล่าวถึง คือ อัตราส่วนการมอดดูเลทชันของความถี่ (frequency modulation ratio : m_f) หาได้จาก

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{2.53}$$

ค่า m_f จะช่วยในการหาการเกิดฮาร์มอนิกส่วาเกิดที่ใดได้ (ดังรูปที่ 2.22) และวิธีการในการหาจุดตัดต่างๆบนกราฟหาได้จากสมการ

$$V_m \sin \omega t = V_c \left[\left(1 - \frac{4N}{\pi} \right) \omega t \right] \tag{2.54}$$

2.3.6 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single phase inverter)

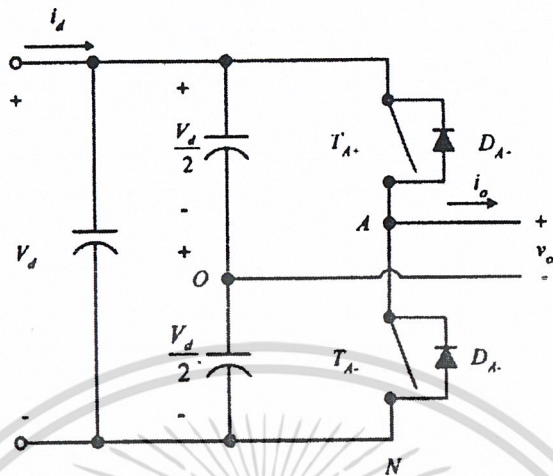
สามารถแบ่งเป็นชนิดย่อยได้ 3 ชนิด คือ

1. ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (half bridge inverter)
2. ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (full bridge inverter)
3. พูชพูลอินเวอร์เตอร์ (push pull inverter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.6.1 ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (half bridge inverter)

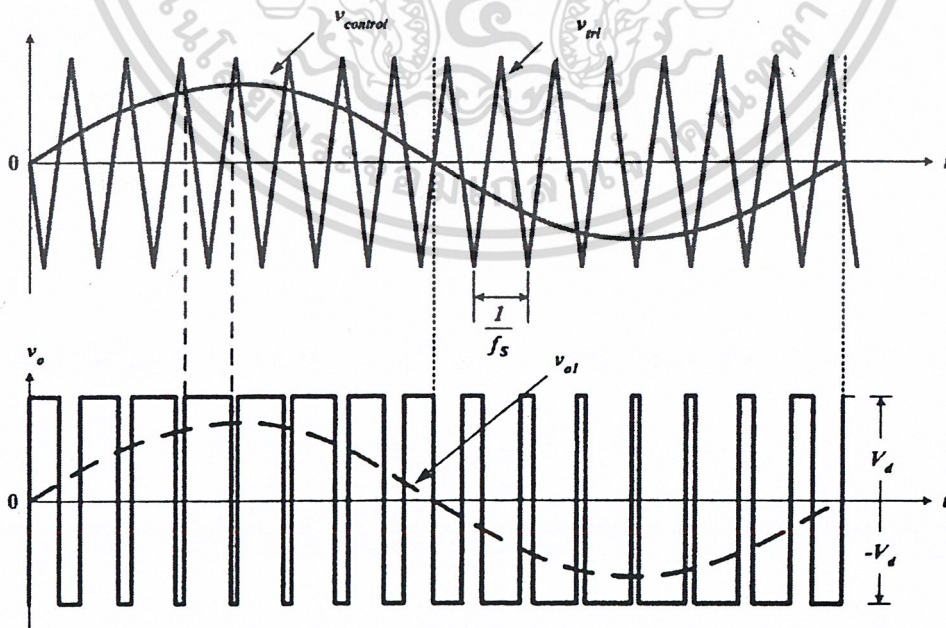
วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้สวิทช์ในการควบคุมเพียง 2 ตัว ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2-23 แสดงวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (half bridge inverter)

จากรูปวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (half bridge inverter)

สวิทช์ T_+ จะเปิดเมื่อ $V_{control} > V_{in}$ และจะใช้แรงดันสัญญาณเอาต์พุต (V_{ac}) = $\frac{1}{2} V_d$
 สวิทช์ T_- จะเปิดเมื่อ $V_{control} < V_{in}$ และจะใช้แรงดันสัญญาณเอาต์พุต (V_{ac}) = $-\frac{1}{2} V_d$
 ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2-24 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

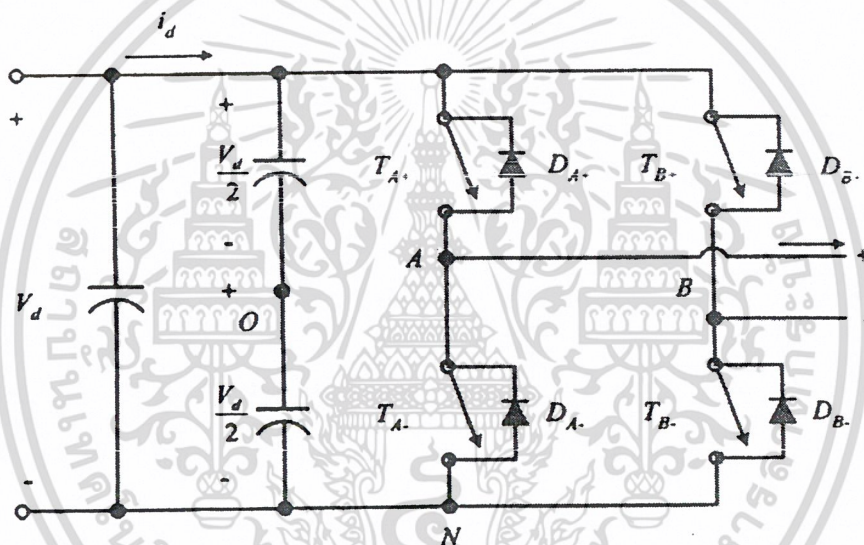
จะสังเกตได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ (V_T) สูงสุดจะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุท

$$V_T = V_d \tag{2.55}$$

และกระแสไหลผ่านสวิตช์สูงสุดจะมีค่า $I_T = I_{o(peak)}$

2.3.6.2 ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (full bridge inverter)

มีวงจรดังรูปที่ 2.25 อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะประกอบไปด้วยสวิตช์ 4 ตัว และมี 2 สวิตช์ในแต่ละกึ่งจะ On พร้อมกันไม่ได้ อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะได้เปรียบกว่าแบบแรกคือสามารถที่จะรับกำลังได้สูงๆ เพราะสวิตช์แต่ละตัวจะรับแรงดันครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุท ไม่เหมือนแบบฮาล์ฟบริดจ์ (half bridge) และอุปกรณ์ที่ต้องจะมีขนาดเล็กลงด้วย



รูปที่ 2-25 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (full bridge inverter)

การใช้สัญญาณ PWM ควบคุมแบบไบโพลาร์โวลต์เดจสวิตช์ (PWM with bipolar voltage switching) เป็นการควบคุมในลักษณะการสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมาควบคุมสวิตช์ให้เปิดหรือปิดพร้อมกันเป็นคู่ๆ โดยสวิตช์ที่อยู่กึ่งเดียวกันจะเปิดพร้อมกันไม่ได้ดังนั้นจากรูปที่ 2.26 เราจะได้ว่า

$$T_{A-} \text{ และ } T_{B-} \text{ จะเปิดเมื่อ } V_{control} > V_{in} \text{ และ } V_{ac} = \frac{1}{2} V_d$$

$$T_{A+} \text{ และ } T_{B+} \text{ จะเปิดเมื่อ } V_{control} < V_{in} \text{ และ } V_{ac} = -\frac{1}{2} V_d$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

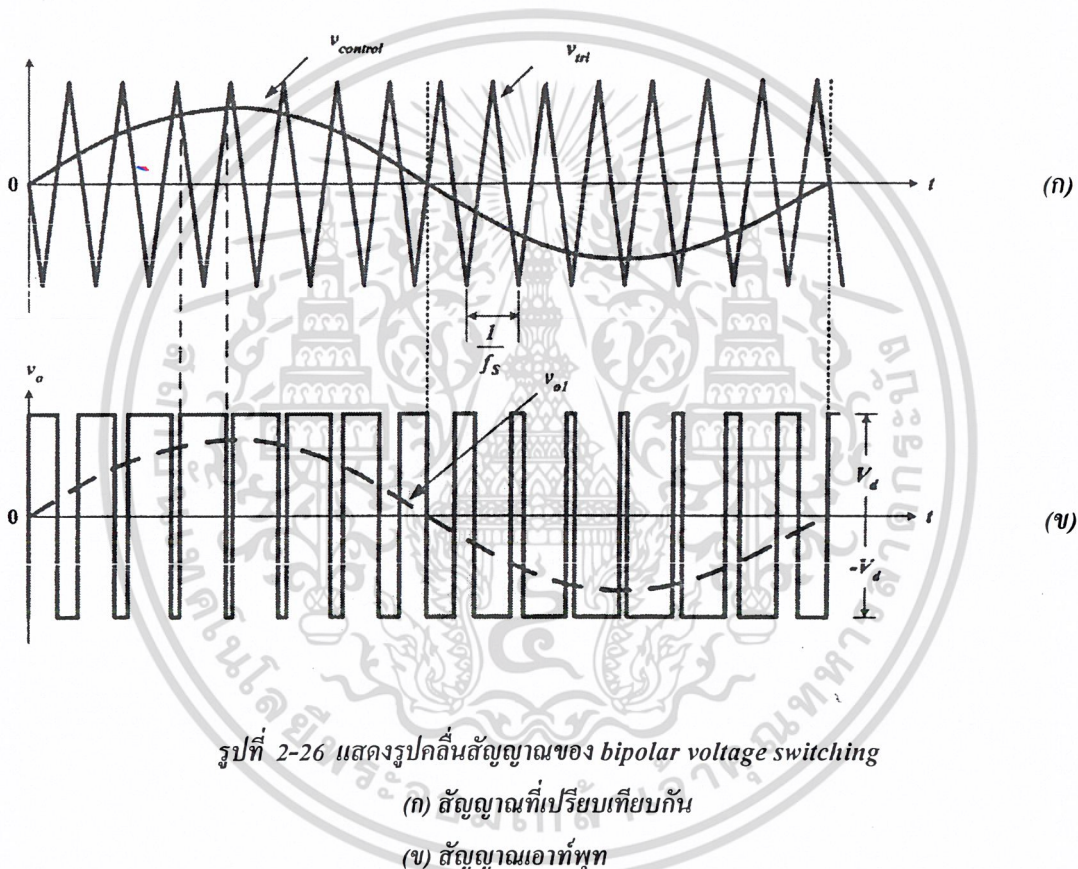
สัญญาณทั้งสองจะมีลักษณะอินเวอร์สกันและจะมี dead time ด้วยและจะเห็นได้ว่า

$$V_o(t) = V_{AO}(t) - V_{BO}(t) = 2V_{AO}(t) = V_d(\text{peak}) \tag{2.56}$$

ถ้า $m_a \leq 1$; $m_a V_d$ (ค่า voltage fundamental) (2.57)

ถ้า $m_a > 1$; $V_d < V_{o1} < \frac{4V_d}{\pi}$ (2.58)

รูปคลื่นสัญญาณที่เอาไปสวิตซ์และรูปสัญญาณเอาที่พืท จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.26



ฮาร์โมนิกส์ที่เอาที่พืทของอินเวอร์เตอร์สามารถวิเคราะห์ได้จาก

$$f_h = (jm_f \pm k) f_i \tag{2.59}$$

$$h = j(m_f) \pm k \tag{2.60}$$

$$(V_{AO})_h = \frac{(V_{ao})_1}{h} \tag{2.61}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2-1 แสดงแรงดันเอาต์พุตของ $1-\phi$ inverter

แรงดันขาออก	PWM full – bridge	Square – wave
\hat{V}_{01}	$m_a V_d$	$V_d \frac{4}{\pi}$
$V_{01(\text{rms})}$	$0.707 m_a V_d$	$0.707 V_d \frac{4}{\pi}$
V_{01}	$m_a \frac{V_d}{2}$	$\frac{V_d}{2} \cdot \frac{4}{\pi}$
$(\hat{V}_{AO})_h$	$\frac{(\hat{V}_{AO})_1}{h}$	$\frac{(\hat{V}_{AO})_1}{h}$

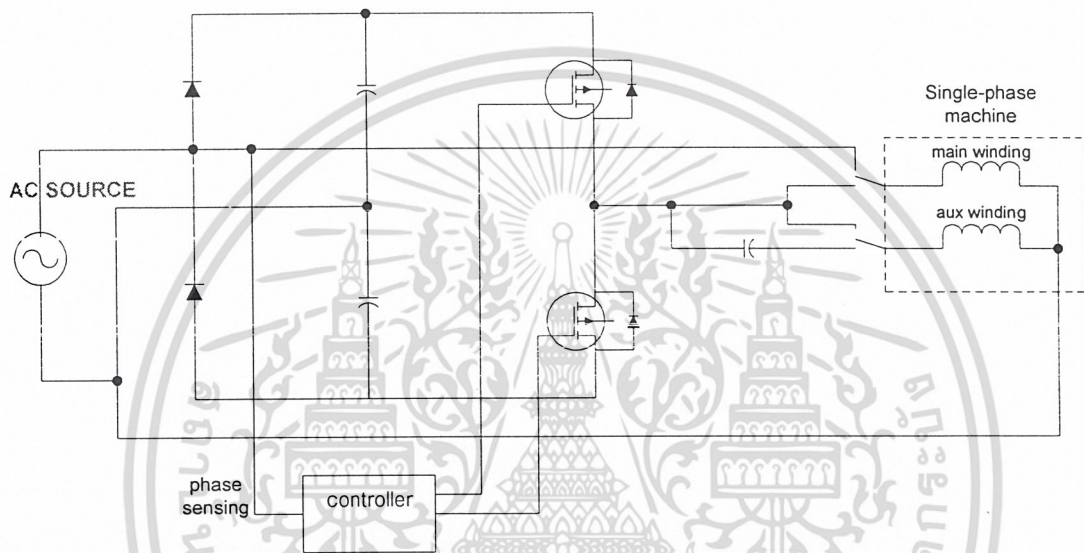


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการการทำงานของวงจร

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการการทำงานของโครงการนี้โดยประกอบด้วยส่วนของวงจรกำลังกับวงจรควบคุม โดยสามารถแสดงรายละเอียดต่างๆดังที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้



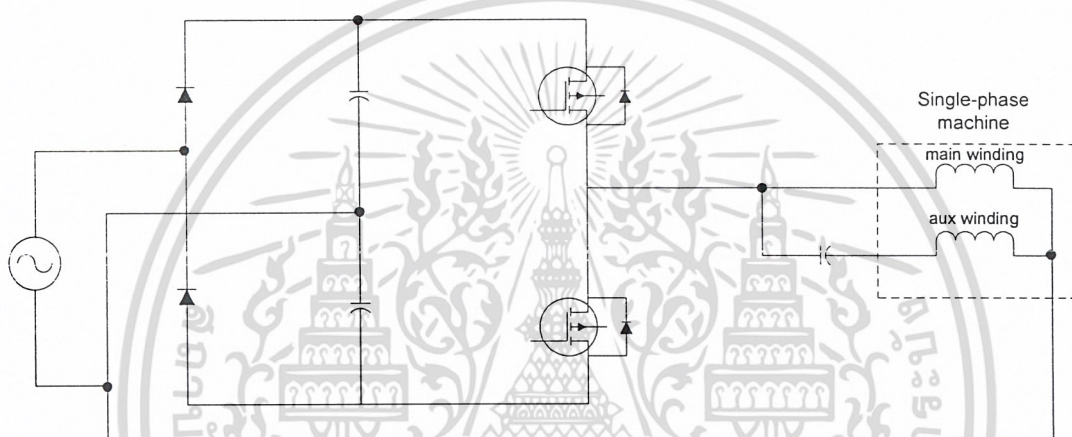
รูปที่ 3-1 การทำงานของระบบ

เมื่อพิจารณาตามรูปที่ 3.1 ในส่วนแรกเป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับ INVERTER แบบแรงดันสองเท่า (Double Voltage) ถูกต่อกับแหล่งจ่ายแรงดัน และในส่วนที่สองหรือส่วนสุดท้ายประกอบด้วยอุปกรณ์ Switch 2 ตัวใช้สวิตช์ IGBT (Insulated gate bipolar transistor) ให้กำเนิดแรงดัน Pulse แก่ขดลวดทั้งของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส เมื่อพิจารณาตามรูปที่ 1 ตำแหน่งของ Relay สามารถเลือก Output ของ Inverter การทำงานของวงจรโดยตำแหน่งที่ 1 เป็น Full-Speed Mode และตำแหน่งที่ 2 เป็น Reduced-Speed Mode

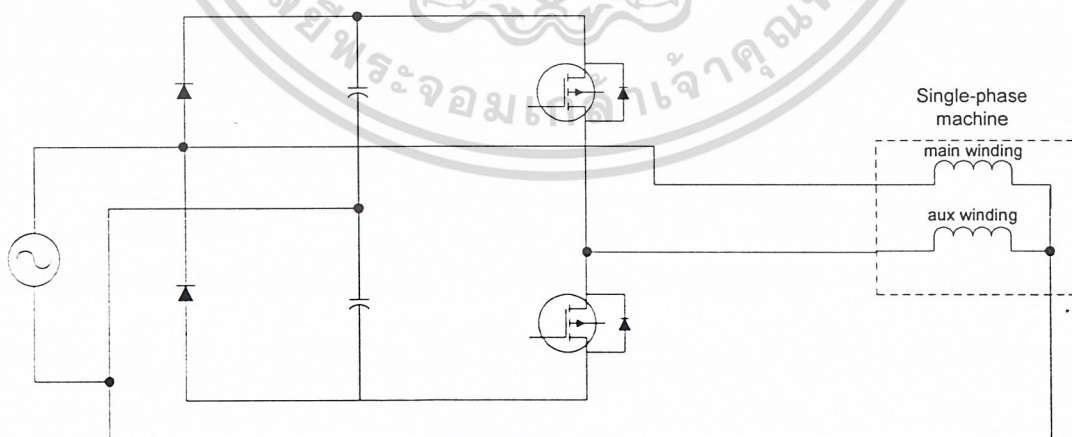
ในตำแหน่ง Full-Speed Mode นี้ ขดลวดหลักถูกต่อเข้าโดยตรงกับแหล่งจ่ายแรงดันการไฟฟ้า เพราะฉะนั้น แรงดันไฟฟ้าและความถี่ในขดลวดหลักจะเท่ากับแหล่งจ่ายการไฟฟ้า และในส่วนของ Inverter จะสร้างแรงดันให้กับขดลวดช่วย (Auxiliary Winding) โดยมีขนาดความถี่เท่ากับแหล่งจ่ายการไฟฟ้า โดยขนาดและเฟสของแรงดันนี้จะถูกปรับโดย Semiconductor Switches ให้มุมทางไฟฟ้าห่างกัน 90 องศา

ในตำแหน่ง Reduced-Speed Mode ทั้งขดลวดหลักและขดลวดช่วยจะรับแรงดันจาก Inverter โดยจะต่อ Capacitor เข้ากับขดลวดช่วยเพื่อให้เกิดมุมเฟสระหว่างกระแสในขดลวดทั้งสอง โดยความถี่ของแหล่งจ่ายแรงดันสามารถปรับได้อย่างต่อเนื่องจากศูนย์ถึงความถี่ปกติความเร็วของมอเตอร์ก็จะปรับเปลี่ยนตามความถี่ โดย Run capacitor จะสามารถให้ค่าที่เหมาะสมกับบางความถี่เท่านั้น มุมระหว่างกระแสไม่สามารถรักษาให้มีค่าคงที่ได้สำหรับทุกๆ ความถี่

ในส่วนของแหล่งกำเนิดสัญญาณ Pulses จาก Switches และ Relay จะถูกควบคุมโดย Mcs-51 สำหรับฟังก์ชันของการขับใน Full-Speed Mode จำเป็นที่จะต้องให้มีความสัมพันธ์กับแหล่งจ่ายแรงดันการไฟฟ้า ดังนั้น จะต้องมีอุปกรณ์ตรวจจับค่าแรงดันแหล่งจ่ายการไฟฟ้าและส่งให้กับตัว Controller



รูป 3-2 วงจรการทำงานในโหมด reduce-speed



รูป 3-3 วงจรการทำงานในโหมด full-speed

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

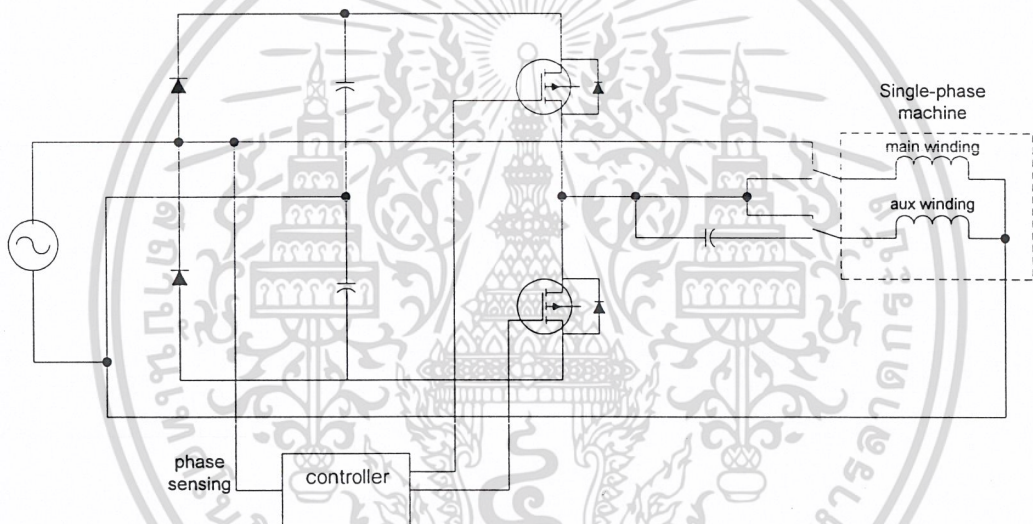
บทที่ 4

โครงสร้างและส่วนประกอบโครงการ

ส่วนประกอบของโครงการ

ส่วนประกอบของโครงการทั้งหมดสามารถแบ่งย่อยออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ ได้แก่ ชุดวงจรกำลัง และชุดควบคุม และสามารถที่จะแยกอธิบายโครงสร้างและส่วนประกอบทั้งสองส่วนอย่างละเอียด ได้ดังนี้

4.1 วงจรกำลัง (Power Circuit)



รูปที่ 4-1 วงจรกำลัง (Power Circuit)

ในส่วนของวงจรกำลังด้านอินพุตจะรับไฟสลับ 1 เฟส ที่แรงดัน 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต และทางเอาต์พุตจะจ่ายไฟดับบลิวเอ็ม (ไฟสลับ) 1 เฟส ที่สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ให้กับมอเตอร์ เพื่อปรับเปลี่ยนความเร็วรอบ โดยรักษาให้แรงบิดมีค่าคงที่ โดยวงจรกำลังแบ่งเป็นส่วนประกอบหลักๆ ได้ 2 ส่วนด้วยกัน คือ

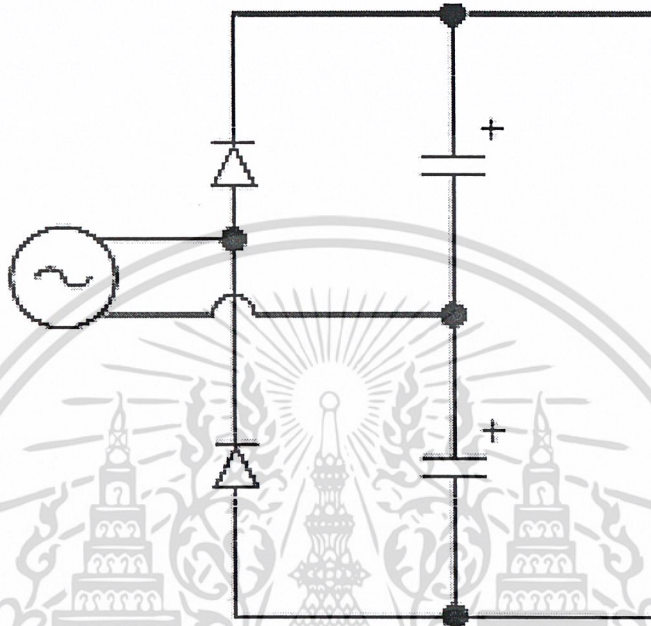
1. วงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน (Double Voltage Rectifier)
2. ฮาล์ฟ – บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ (Half Bridge inverter)

4.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน (Double Voltage Rectifier)

จากรูปที่ 4.2 เป็นวงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตที่ออกมาเป็น 2 เท่าของแรงดันที่ป้อนเข้ามา เมื่อไฟซีกบวกเข้ามาแรงดันส่วนหนึ่งจะจ่ายออกไปยังเอาต์พุต ขณะเดียวกันก็ทำ

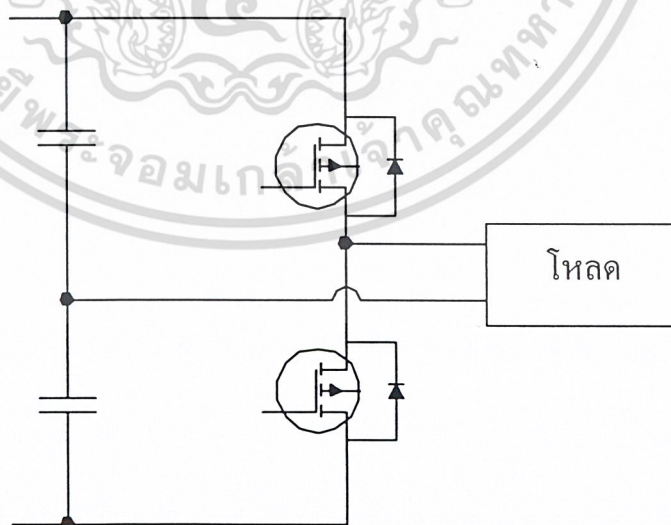
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การชาร์จประจุคาปาซิเตอร์ไปด้วย เมื่อซีกลบเข้ามาแรงดันที่จ่ายไปยังเอาต์พุตก็จะเป็นแรงดันที่ได้จากการเรกติไฟร์ร่วมกับแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ ทำให้แรงดันเอาต์พุตออกมาเป็น 2 เท่าของแรงดันที่ป้อนเข้าไป และเมื่อซีกลบเข้ามาอีกครั้งแรงดันที่จ่ายออกไปก็จะเป็นแรงดันที่ได้จากการเรกติไฟร์ร่วมกับแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ทำให้แรงดันเอาต์พุตเป็น 2 เท่าตลอดการทำงาน



รูปที่ 4-2 วงจรเรียงกระแสแบบทวีแรงดัน

4.1.2 อินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส



รูปที่ 4-3 อินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟสแบบฮาล์ฟบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการนี้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้จะเป็นแบบฮาล์ฟ – บริดจ์ อินเวอร์เตอร์ ที่มีการควบคุมการสวิตช์ ด้วยวิธีพีดับบลิวเอ็มไบโพลาร์โวลเตจสวิตช์ ซึ่งมีรายละเอียดดังได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยใช้ไอจีบีทีที่เป็นสวิตช์ ไอจีบีทีที่เลือกใช้มีฟรีวิลลิ่งไดโอด (Free Wheeling diode) อยู่ภายในแล้ว เนื่องจากแรงดันอินพุตจากวงจรเรียงกระแสแบบทวิแรงดัน มีค่าแรงดันสูงสุดประมาณ 620 V จำให้กับชุดสวิตช์กำลัง ดังนั้น ไอจีบีทีที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้ 620 V ซึ่งในโครงการนี้เลือก ไอจีบีทีเบอร์ IRPH50KD ซึ่งสามารถทนแรงดันได้สูงถึง 1200 Volt

4.2 ส่วนการควบคุม (Controller)

ในโครงการนี้ การควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ (ไอจีบีที) จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS – 51 ในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งมีข้อดี คือมีขนาดเล็ก, ใช้อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับตัวมันน้อย, มีการควบคุมที่เป็นลำดับขั้นตอนที่แน่นอน และลดผลของสัญญาณรบกวนที่มีต่อระบบควบคุมได้ โครงสร้างของ MCS – 51 มีรายละเอียดดังแสดงไว้ในภาคผนวก ค.

4.2.1 การออกแบบส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์

การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่มีการมอดูเลทแบบ SPWM โดยการออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้น เราจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมการทำงาน โดยในโครงการนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ P89C51RD2 ของ PHILIPS ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS – 51 ใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมในแต่ละเทคนิคการควบคุม ซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นี้จะมีคุณสมบัติเด่นกว่าเบอร์อื่นในตระกูลเดียวกันดังต่อไปนี้

- มี RAM ภายใน 1 กิโลไบต์
- มี ROM ภายใน (เป็นแบบ Flash memory) 64 กิโลไบต์
- ใช้สัญญาณนาฬิกา 6 พัลส์ต่อ 1 แมกซ์ซินไซเคล (โดยปรกติเบอร์อื่นในตระกูลนี้จะใช้สัญญาณนาฬิกา 12 พัลส์)
- สามารถทำการเขียนโปรแกรมในการทำงานลงในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องเขียนโปรแกรม

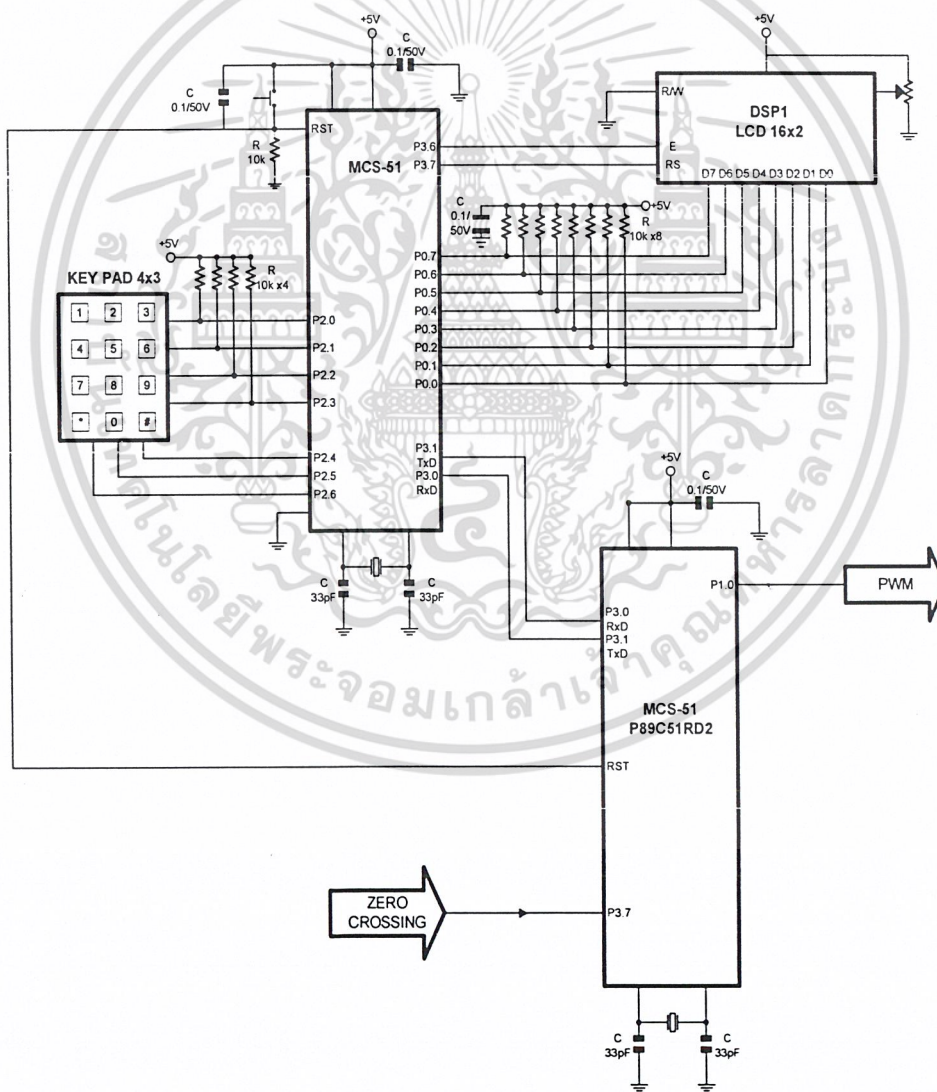
สำหรับรายละเอียดเพิ่มเติมของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นี้ สามารถดูได้ในภาคผนวก ข. และในการออกแบบวงจรควบคุมการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจะมี LCD ในการแสดงเมนูในการเลือกรูปแบบของสัญญาณควบคุมโดยการกดคีย์ได้กำหนดไว้ โดยสัญญาณควบคุมจะส่งออกทางพอร์ต 0 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อส่งไปยังวงจรขับเคลื่อนต่อไป ในวงจรขับเคลื่อนจะมีวงจรสร้างเดคไทม์รวมอยู่ด้วย ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดต่อไป

การออกแบบในการสร้างสัญญาณจะใช้ความถี่มูลฐาน 50 Hz ดังนั้นคาบเวลาในการทำงานก็คือ 20 ms ซึ่งในช่วงเวลานี้จะทำการแบ่งช่วงเวลาในการแซมปลิงทั้งหมด 4,000 จุด ในการเก็บค่าของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณควบคุมพีดีบีทีเอ็ม โดยจะทำการถูกเรียกใช้เมื่อตรวจสอบเงื่อนไขได้ตรงกับที่ได้เลือกผ่านคีย์ที่ต้องการ

แผงผังการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

ในโครงงานนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทั้งหมด 2 ตัว โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวแรกใช้ในการแสดงผลและไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่สองใช้สร้างสัญญาณพีดีบีทีเอ็มโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวแรกจะแสดงผลทางหน้าจอ LCD และเป็นตัวรับคำสั่งจากภายนอกผ่านสวิทช์ (KEY PAD) โดยข้อมูลที่รับเข้ามานี้จะถูกส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่สองผ่านทาง SERIAL PORT เพื่อสร้างสัญญาณพีดีบีทีเอ็ม ตามข้อมูลที่รับมาโดยสัญญาณที่เข้ามาและออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์จะถูกแยกกราวด์โดย OPTO TLP 550 เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนที่มาตามสายไฟ



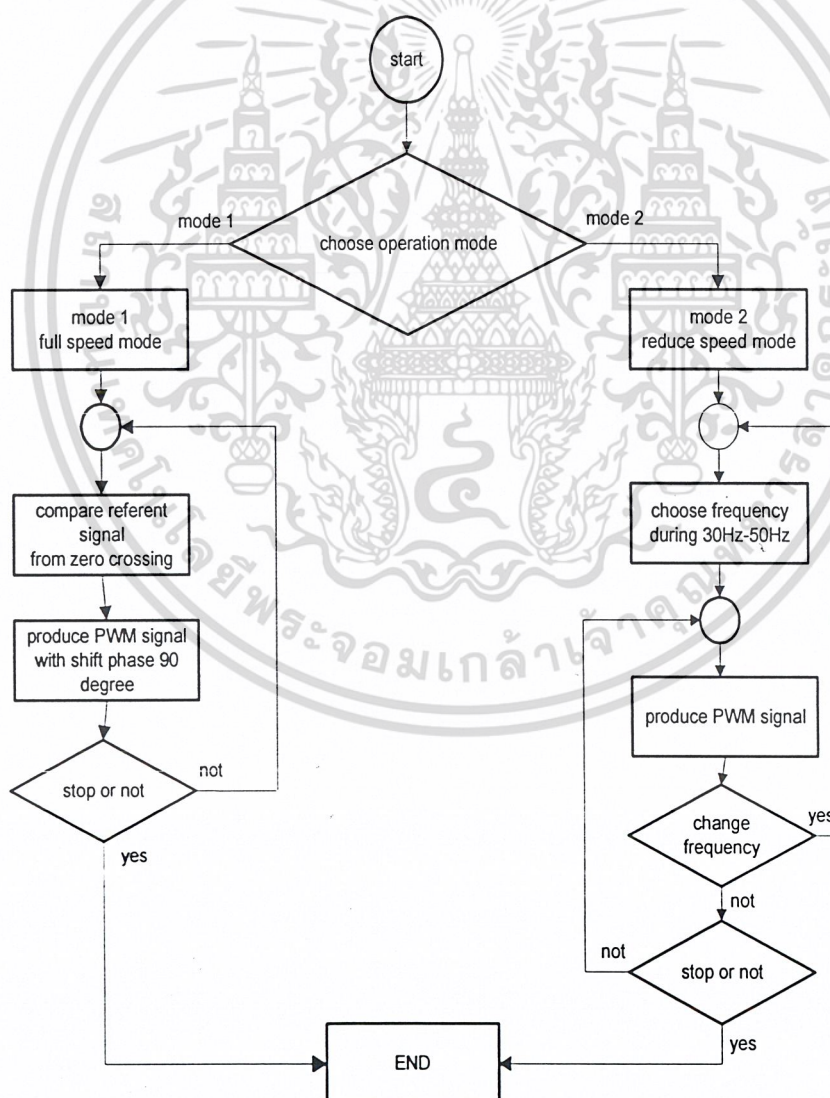
รูปที่ 4-4 การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรควบคุมการสร้ําสัญญานพีดับเบิลยูเอ็ม

การทํางานของวงจรสร้ําสัญญานควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม จะทํางานควบคุมโดยทําคําสั่งที่ได้โปรแกรมไว้ กล่าวคือ จะเริ่มด้วยการเลือกการทํางานได้ 2 แบบ คือ แบบความเร็วเต็มพิกัด และแบบที่สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ เมื่อเลือกแบบความเร็วเต็มพิกัด โปรแกรมจะสร้ําสัญญานพีดับเบิลยูเอ็ม ที่เลื่อนเฟส 90° จากสัญญาณอ้างอิงที่มาจากชุดวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์และสร้ําสัญญานพีดับเบิลยูเอ็ม ส่วนในแบบการควบคุมความเร็ว หลังจากเลือกการทํางานในแบบนี้จะต้องเลือกค่าความถี่จาก Key Pad แล้วโปรแกรมจะตรวจสอบว่าตรงตามเงื่อนไขที่ต้องการแล้วหรือยัง หลังจากนั้นก็จะเรียกส่วนของโปรแกรมย่อยในการสร้ําสัญญานพีดับเบิลยูเอ็ม ตามที่เลือกไว้ซึ่งสามารถแสดงไคอะแกรมการทํางานของระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังนี้

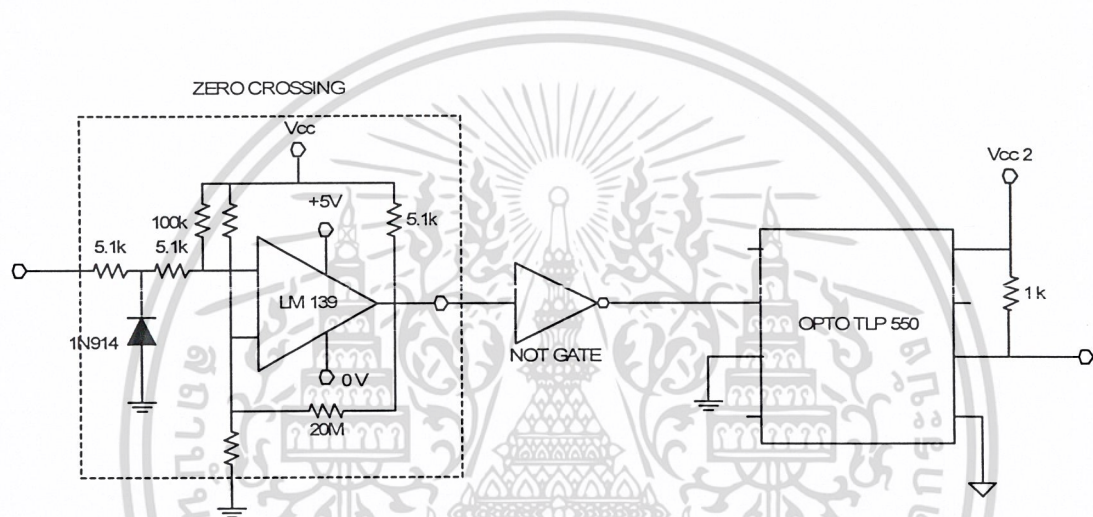
บล็อกไคอะแกรมการทํางานของไมโครคอนโทรลเลอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโปรแกรมย่อยสำหรับสร้างสัญญาณพีดับเบิลวเอ็ม จากที่แบ่งข้อมูลของสัญญาณควบคุมออกเป็น 4,000 จุดใน 1 คาบการทำงาน(ข้อมูลจะถูกเก็บในระดับบิต คือ 0 และ 1 ในหนึ่งเฟสของสัญญาณควบคุม) และในการส่งข้อมูลออกพอร์ตในแต่ละครั้งของไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องคงค่านั้นไว้เป็นเวลาเท่ากับ $(20 \text{ ms} / 4,000) = 5 \mu\text{s}$ ดังนั้นภายในช่วงเวลานี้ไมโครคอนโทรลเลอร์จะต้องทำงานตามคำสั่งในการอ่านค่าส่งออกพอร์ตให้เสร็จภายในเวลาดังกล่าวเพื่อที่จะได้อ่านข้อมูล

4.2.2 วงจรตรวจจับแรงดันศูนย์ (ZERO CROSSING)



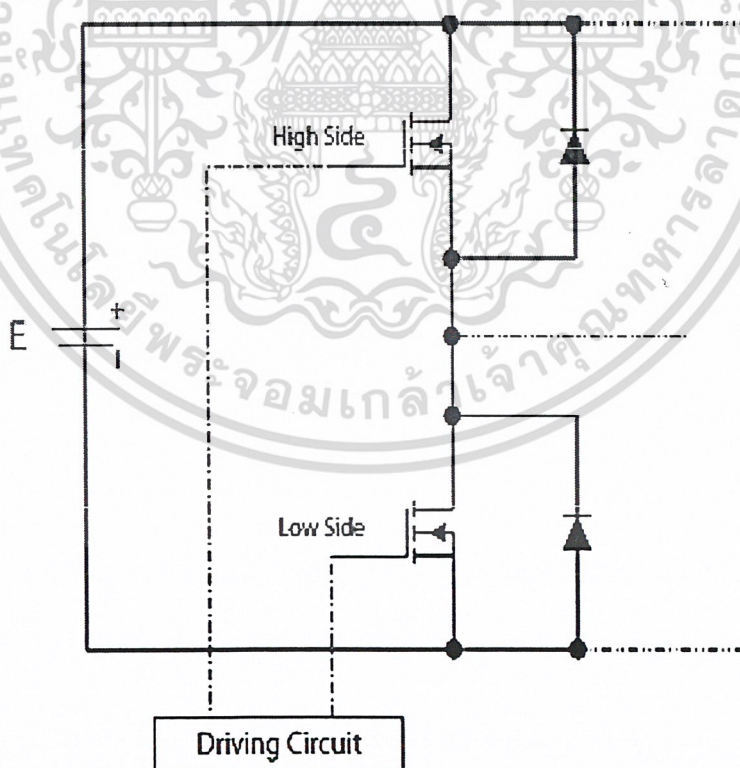
รูปที่ 4-5 แสดงวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์

ในส่วนของ PHASE SENSING จะใช้วงจร ZERO CROSSING สำหรับตรวจจับแรงดันจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าสัญญาณที่ได้จากวงจร ZERO CROSSING จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมและมีเฟสเดียวกับสัญญาณอินพุตสัญญาณที่ได้นี้จะถูกนำเข้าไป OPTO TPL550 เพื่อแยกกราวด์ของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ และป้องกันสัญญาณรบกวนจากวงจรตรวจจับแรงดันศูนย์โดยสัญญาณที่ได้จาก OPTO จะส่งเข้าพอร์ต 3 ของ MICROCONTROLLER เพื่อสร้างสัญญาณพีดับเบิลวเอ็ม ซึ่งมีการออกแบบให้มีการเลื่อนเฟส แต่เนื่องจากสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จาก OPTO จะตรงกันข้ามกับสัญญาณที่เข้ามา ดังนั้นจึงต่อ NOT GATE ก่อนต่อเข้า OPTO เพื่อให้ได้สัญญาณตรงตามที่ต้องการ

4.2.3 การออกแบบวงจรเดคโทม์

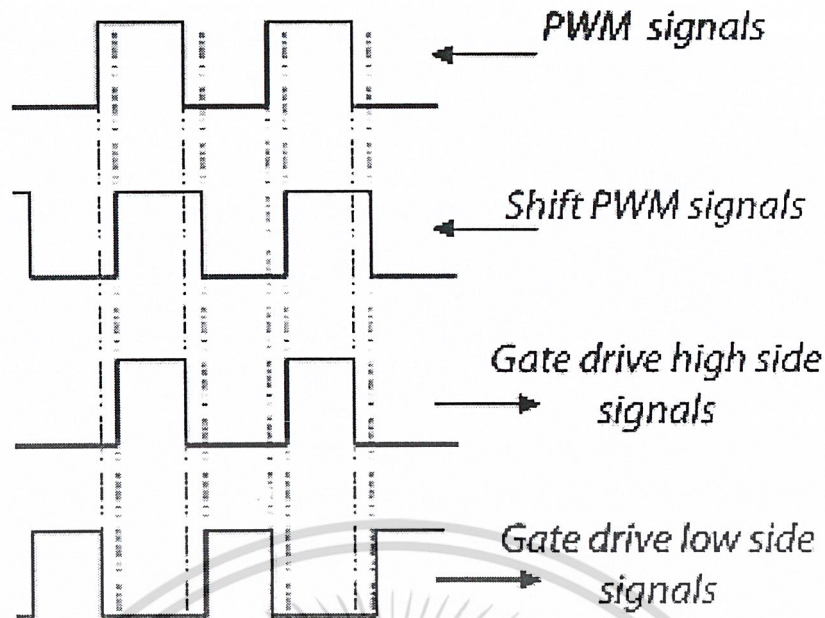
วงจรสร้างเดคโทม์คือ วงจรเพื่อใช้ในการป้องกันการลัดวงจรภายในกิ่ง (branch) เดียวกันของ อินเวอร์เตอร์ เนื่องจากในทางปฏิบัติ คุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งไม่สามารถจะเปลี่ยนสถานะอย่างทันทีทันใดได้ ทำให้ต้องมีช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะที่เรียกว่าเวลาขาขึ้น (rise time) และเวลาขาลง (fall time) โดยจะขึ้นอยู่กับชนิดและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่นำมาเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งในการทำงานของ อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส จะใช้กิ่งทั้งหมด 3 กิ่ง ซึ่งในแต่ละกิ่งจะใช้สัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ในแต่ละเฟสในการควบคุม โดยวิธีการควบคุมก็คือ ใช้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ต้องการควบคุมสวิตซ์ที่อยู่ด้านบน (High side) ของอินเวอร์เตอร์ และใช้สัญญาณที่ตรงกันข้ามกับสัญญาณพีดับบลิวเอ็มข้างต้นในการควบคุม สวิตซ์ที่อยู่ด้านล่าง (Low side) ดังแสดงในรูปที่ 4.6 (ก) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการสร้างวงจรเดคโทม์เพื่อป้องกันการลัดวงจร

การสร้างสัญญาณควบคุมพีดับบลิวเอ็มที่มีเดคโทม์ จะนำสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มที่สร้างจากวงจรกำเนิดสัญญาณ จะนำมาเป็นสัญญาณอ้างอิงมาทำการเลื่อนเวลาออกไปเป็นเวลาเท่ากับเวลาของเดคโทม์ที่ต้องการ และเมื่อได้สัญญาณที่เลื่อนเวลาออกไปแล้ว ก็จะนำสัญญาณที่ได้มาทำการแอนด์และทำการออร์กับสัญญาณอ้างอิง ก็จะทำให้ได้สัญญาณขับเกตที่มีเดคโทม์เพื่อใช้ในการควบคุมสวิตซ์ต่อไป ซึ่งกระบวนการดังกล่าวจะแสดงในรูปที่ 4.6 (ข)



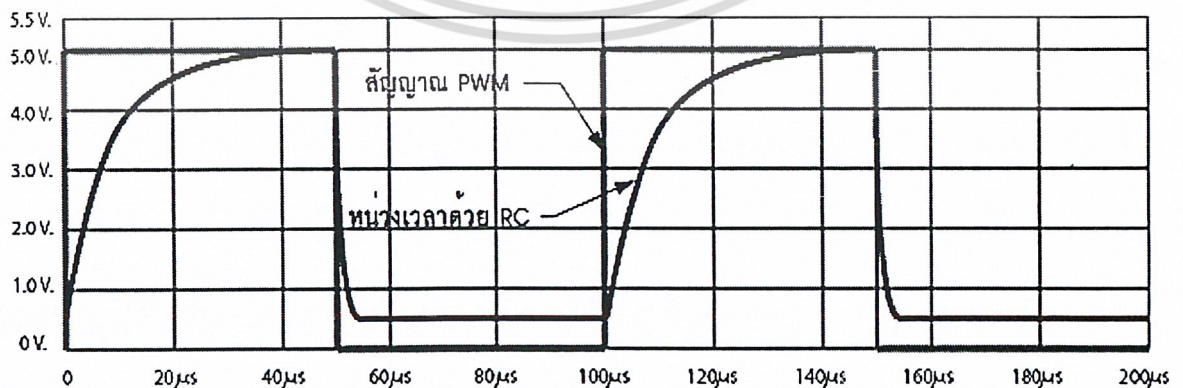
(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์ 1 กิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



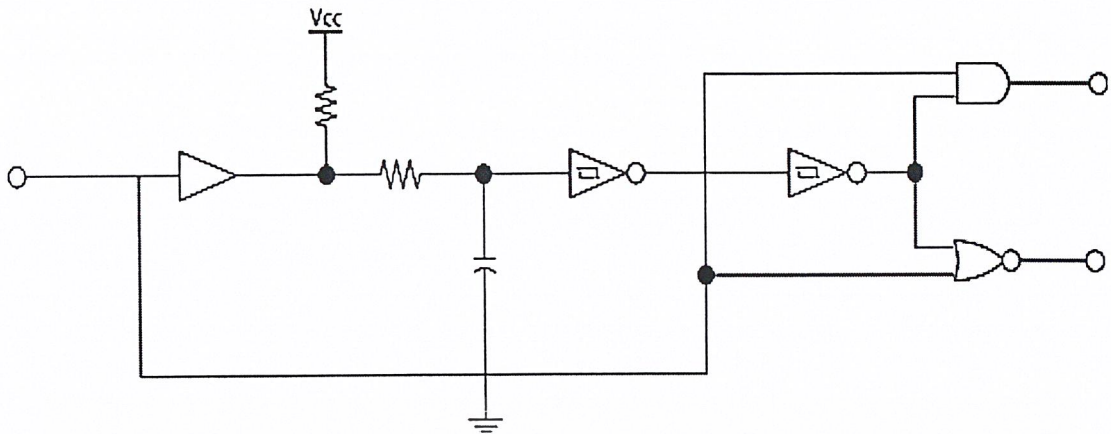
(ข) สัญญาณควบคุมที่ดับเบิลยูเอ็ม
รูปที่ 4-7 วิธีการสร้างเคดไทม์

ในการเลื่อนเวลาของสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มจะอาศัยคุณสมบัติของไอซีลอจิกที่เป็นขมิตริกเกอร์ (Schmitt – trigger) ที่จะทำงานเมื่อระดับแรงดันอินพุตจะถึงระดับที่สามารถทำให้อุปกรณ์ทำงานได้ โดยใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในการหน่วงเวลาของสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็ม ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.7 หลังจากนั้นแล้วก็จะนำสัญญาณดังกล่าวมาผ่าน ไอซีเบอร์ 74HC14 ซึ่งเป็นไอซีอินเวอร์เตอร์แบบขมิตริกเกอร์ ก็จะทำให้ได้สัญญาณที่เลื่อนเวลาออกไป สำหรับในการแอนด์และออร์จะใช้ไอซีเบอร์ 74HC08 และ 74HC02 ซึ่งเป็น ไอซีแอนด์เกตและออร์เกตตามลำดับ วงจรสำหรับการสร้างเคดไทม์จะแสดงดังรูปที่ 4.8 โดยในส่วนของวงจรจับเกตจะใช้ OPTO TLP 251 เป็นสวิทซ์แสงที่สามารถใช้ในการขับไอจีบีทีได้เลย โดย สามารถจ่ายกระแสได้ 0.4 A ซึ่งแสดงรายละเอียดในภาคผนวก



รูปที่ 4-7 การหน่วงเวลาด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ

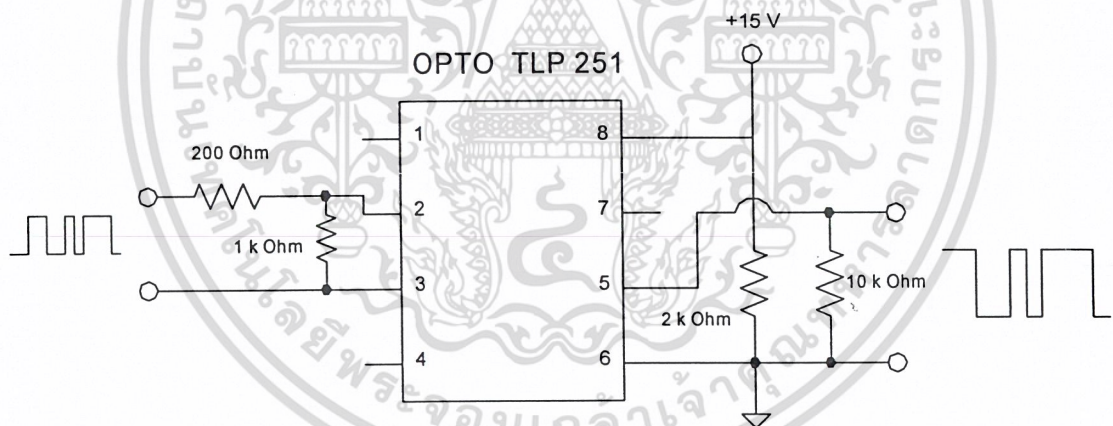
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-8 วงจรสร้างเดคไทม์

4.2.4 การออกแบบวงจรขั้วเกิด

สำหรับวงจรขั้วเกิด จะใช้ ไอซีเบอร์ TLP 251 ซึ่งเป็นไอซีที่มีการแยกกราวด์ในตัวระหว่างอินพุตและเอาต์พุต และสามารถขั้วเกิดได้ในตัว ซึ่งสามารถจ่ายกระแสเอาต์พุตสูงสุดได้ 400 mA ซึ่งลักษณะการต่อวงจรของ ไอซี TLP 251 แสดงตามรูปที่ 4.9 ซึ่งข้อมูลรายละเอียดของไอซี TLP 251 แสดงในภาคผนวก



รูปที่ 4-9 วงจรขั้วเกิด

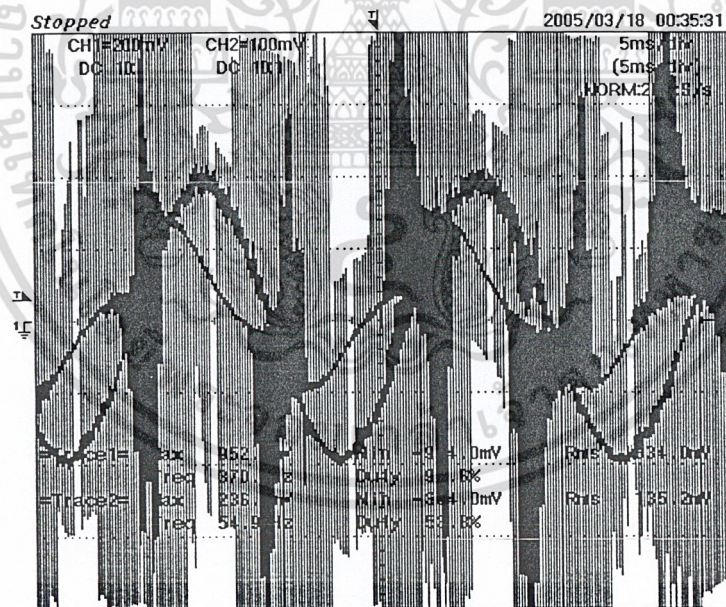
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดลอง

5.1 การทำงานแบบความเร็วเต็มพิกัด

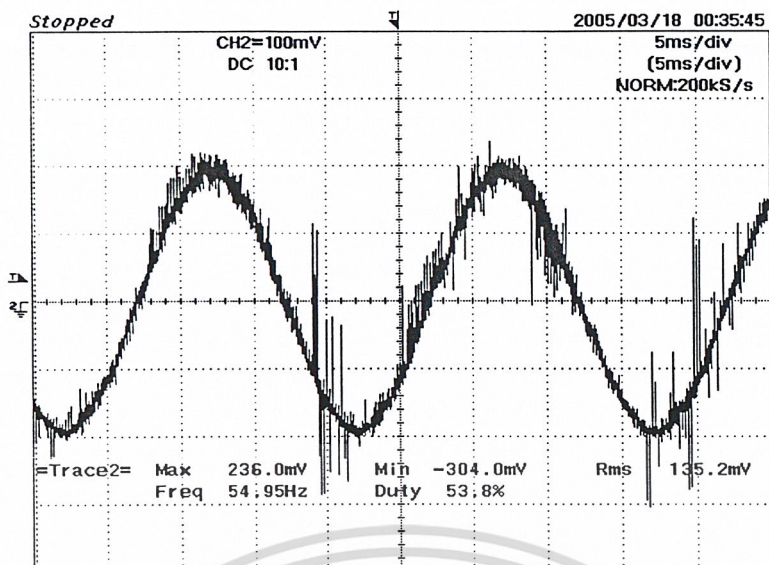
การทดลองการทำงานในแบบที่หนึ่ง โดยทำการจ่ายแรงดันจากการไฟฟ้าเข้าที่ขดลวดหลัก และจ่ายแรงดันจากชุดอินเวอร์เตอร์ให้กับขดลวดช่วย โดยออกแบบสร้างสัญญาณ PWM โดยให้กระแสที่ขดลวดช่วยมีเฟสเลื่อนจากกระแสที่ขดลวดหลักเป็นมุมประมาณ 90 องศาทางไฟฟ้าจากการทดลองจะพบว่ากระแสที่ได้จากชุดอินเวอร์เตอร์ที่จ่ายให้กับขดลวดช่วยจะมีเฟสเลื่อนจากขดลวดหลักประมาณ 90 องศา ตามรูปที่แสดงในรูป เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้วัดค่ากระแสเป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาจาก โดยใช้ค่าความต้านทานวัดรูปคลื่นกระแส ดังนั้นสัญญาณที่ได้จึงมีสัญญาณรบกวนในรูปคลื่นมาก



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0.000V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.000V Zoom : 4K Type : EDGE CH1 \neq
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

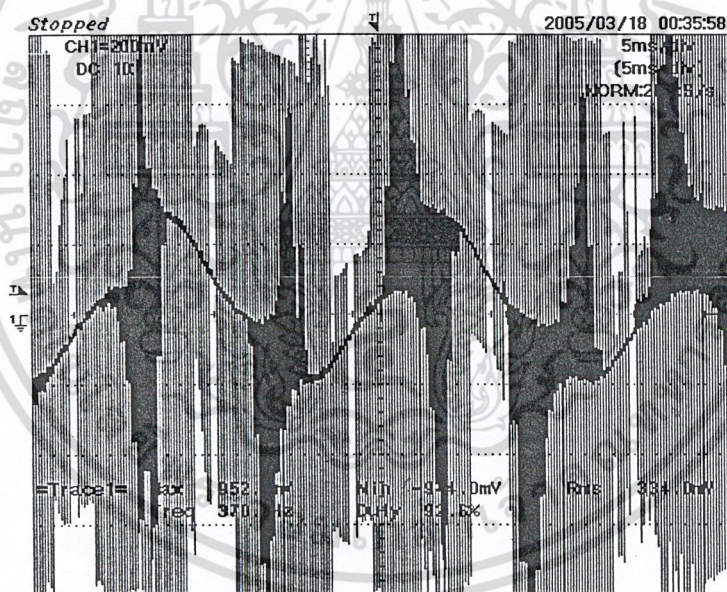
(ก) วัดเทียบกระแสไฟฟ้าขดลวดหลักและขดลวดช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= Smoothing : ON BW : FULL
=Offset= CH1 : 0.000V CH2 : 0.000V
=Record Length= Main : 10K Zoom : 4K
=Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

(ข) กระแสไฟฟ้าที่ขดหลักรับแรงดันจากการไฟฟ้า



=Filter= Smoothing : ON BW : FULL
=Offset= CH1 : 0.000V CH2 : 0.000V
=Record Length= Main : 10K Zoom : 4K
=Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

(ค) กระแสไฟฟ้าที่ขดช่วยรับแรงดันจากชุดอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 5-1 แสดงรูปกระแสในการทำงานแบบ ความเร็วเต็มพิกัด

- (ก) วัดเทียบกระแสไฟฟ้าขดลวดหลักและขดลวดช่วย
- (ข) กระแสไฟฟ้าที่ขดหลักรับแรงดันจากการไฟฟ้า
- (ค) กระแสไฟฟ้าที่ขดช่วยรับแรงดันจากชุดอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การทดลองในแบบที่สามารถปรับความเร็วได้

หลักการทดสอบการขับเคลื่อนทางกลของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โดยใช้มู่เล่ที่มีช่องใส่น้ำสำหรับการระบายความร้อน



ซึ่งสามารถคำนวณแรงบิดที่มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำขับเคลื่อนทางกลได้จาก

$$T_o = (9.8)(W_1 - W_2) \frac{D}{2}$$

เมื่อ W_1 : เป็นน้ำหนักของลูกตุ้ม Kg

W_2 : เป็นน้ำหนักที่อ่านจากตุ้ม Kg

D : เป็นเส้นผ่าศูนย์กลางของ Pullym

N_r : Pully speed rpm

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

- 1) แท่นทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส
- 2) หม้อแปลง 1 เฟส auto-transformer
- 3) Oscilloscope พร้อม Probe คูณ 10 และ คูณ 100
- 4) Tachometer

โดยมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสที่ใช้ในการทดลองขนาด ¼ แรงม้า 220 V, 1.5 A

ทำการทดลองขับเคลื่อนทางกล โดยเพิ่มลูกน้ำหนัก โดยทำการบันทึกค่า W_1 , W_2 , N_r และ T_o ใน

แต่ละจุดการทดลองโดยค่าเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 0.12 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5-1 ที่น้ำหนัก W_1 เท่ากับ 0.8 กิโลกรัม

ความถี่ (Hz)	W_1 (Kg)	W_2 (Kg)	N_r ที่โหลด 0.8 Kg (rpm)	T_o (N-m)
50 Hz	0.8	0.2	1450	0.3528
49 Hz	0.8	0.2	1436	0.3528
48 Hz	0.8	0.2	1401	0.3528
47 Hz	0.8	0.2	1368	0.3528
46 Hz	0.8	0.2	1337	0.3528
45 Hz	0.8	0.2	1309	0.3528
44 Hz	0.8	0.2	1273	0.3528
43 Hz	0.8	0.2	1247	0.3528
42 Hz	0.8	0.2	1214	0.3528
41 Hz	0.8	0.2	1180	0.3528
40 Hz	0.8	0.2	1150	0.3528
39 Hz	0.8	0.2	1125	0.3528
38 Hz	0.8	0.2	1098	0.3528
37 Hz	0.8	0.2	1062	0.3528
36 Hz	0.8	0.2	1029	0.3528
35 Hz	0.8	0.2	998	0.3528
34 Hz	0.8	0.2	965	0.3528
33 Hz	0.8	0.2	936	0.3528
32 Hz	0.8	0.2	907	0.3528
31 Hz	0.8	0.2	875	0.3528
30 Hz	0.8	0.2	844	0.3528

หมายเหตุ เนื่องจากจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดต้องใช้สายตาในการคาดคะเน รวมถึงความละเอียดของ
อุปกรณ์การวัด ค่าที่ได้จึงเป็นค่าที่ประมาณจากสายตา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5-2 ที่น้ำหนัก W_1 เท่ากับ 1.0 กิโลกรัม

ความถี่ (Hz)	W_1 (Kg)	W_2 (Kg)	N_r ที่โหลด 1.0 Kg (rpm)	T_o (N-m)
50 Hz	1.0	0.3	1448	0.4116
49 Hz	1.0	0.3	1422	0.4116
48 Hz	1.0	0.3	1387	0.4116
47 Hz	1.0	0.3	1351	0.4116
46 Hz	1.0	0.3	1322	0.4116
45 Hz	1.0	0.3	1289	0.4116
44 Hz	1.0	0.3	1258	0.4116
43 Hz	1.0	0.3	1237	0.4116
42 Hz	1.0	0.3	1198	0.4116
41 Hz	1.0	0.3	1162	0.4116
40 Hz	1.0	0.3	1136	0.4116
39 Hz	1.0	0.3	1104	0.4116
38 Hz	1.0	0.3	1076	0.4116
37 Hz	1.0	0.3	1042	0.4116
36 Hz	1.0	0.3	1007	0.4116
35 Hz	1.0	0.3	972	0.4116
34 Hz	1.0	0.3	943	0.4116
33 Hz	1.0	0.3	913	0.4116
32 Hz	1.0	0.3	883	0.4116
31 Hz	1.0	0.3	850	0.4116
30 Hz	1.0	0.3	819	0.4116

หมายเหตุ เนื่องจากจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดต้องใช้สายตาในการคาดคะเน รวมถึงความละเอียดของ
อุปกรณ์การวัด ค่าที่ได้จึงเป็นค่าที่ประมาณจากสายตา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5-3 ที่น้ำหนัก W_1 เท่ากับ 1.5 กิโลกรัม

ความถี่ (Hz)	W_1 (Kg)	W_2 (Kg)	N_r ที่โหลด 1.5 Kg (rpm)	T_o (N-m)
50 Hz	1.5	0.4	1417	0.6468
49 Hz	1.5	0.4	1383	0.6468
48 Hz	1.5	0.4	1354	0.6468
47 Hz	1.5	0.4	1322	0.6468
46 Hz	1.5	0.4	1289	0.6468
45 Hz	1.5	0.4	1256	0.6468
44 Hz	1.5	0.4	1219	0.6468
43 Hz	1.5	0.4	1194	0.6468
42 Hz	1.5	0.4	1156	0.6468
41 Hz	1.5	0.4	1123	0.6468
40 Hz	1.5	0.4	1088	0.6468
39 Hz	1.5	0.4	1058	0.6468
38 Hz	1.5	0.4	1037	0.6468
37 Hz	1.5	0.4	988	0.6468
36 Hz	1.5	0.4	955	0.6468
35 Hz	1.5	0.4	914	0.6468
34 Hz	1.5	0.4	864	0.6468
33 Hz	1.5	0.4	848	0.6468
32 Hz	1.5	0.4	825	0.6468
31 Hz	1.5	0.4	769	0.6468
30 Hz	1.5	0.4	751	0.6468

หมายเหตุ เนื่องจากจากอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดต้องใช้สายตาในการคาดคะเน รวมถึงความละเอียดของ
อุปกรณ์การวัด ค่าที่ได้จึงเป็นค่าที่ประมาณจากสายตา

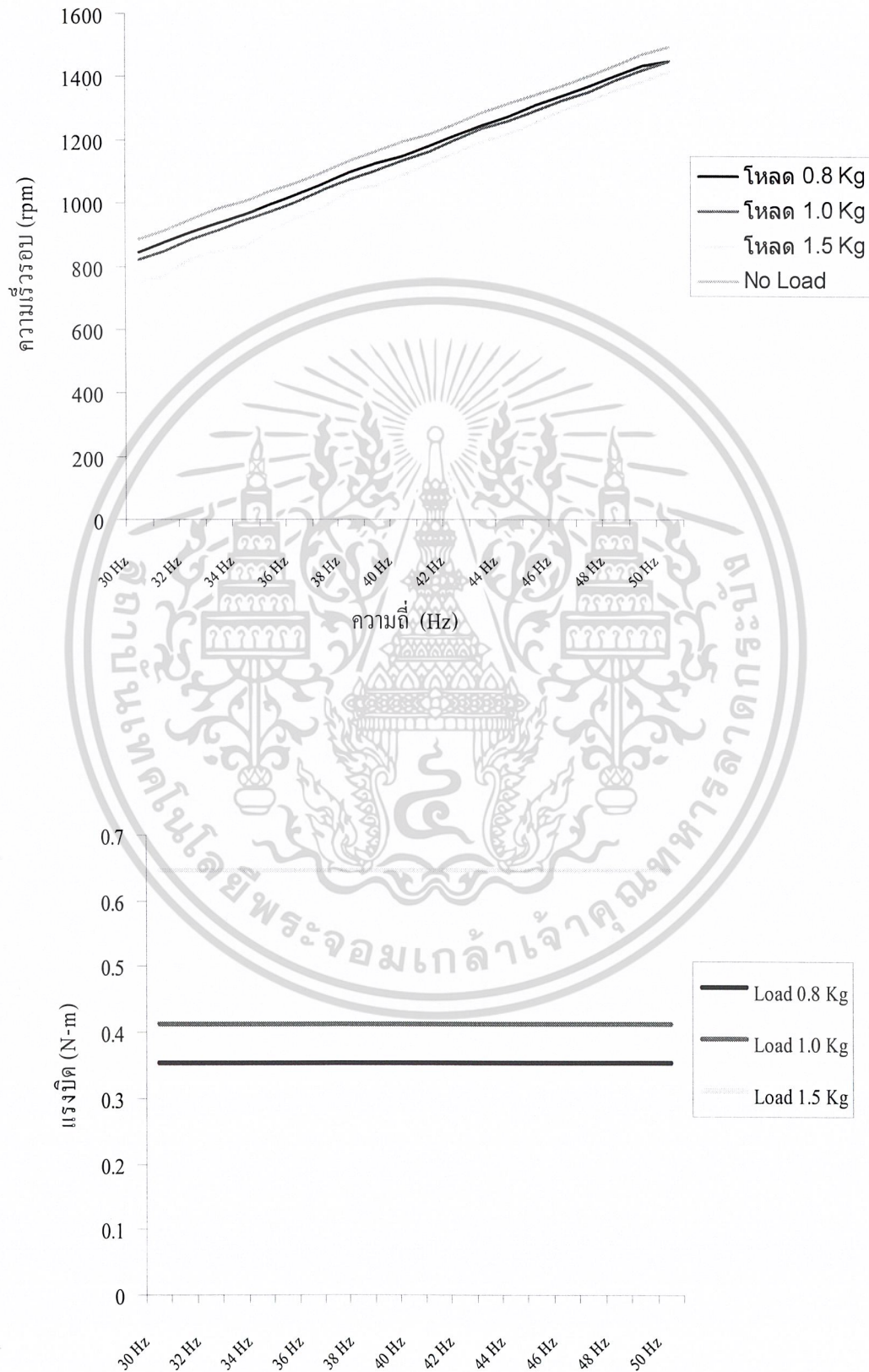
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกวนนำไปใช้

ตารางที่ 5-4 ที่แรงดันเต็มพิกัดขณะ No Load

ความถี่ (Hz)	แรงดัน (volt)	N _r ที่ No load (rms)
50	220	1492
49	220	1469
48	220	1434
47	220	1403
46	220	1370
45	220	1340
44	220	1312
43	220	1285
42	220	1250
41	220	1217
40	220	1193
39	220	1162
38	220	1133
37	220	1099
36	220	1067
35	220	1036
34	220	1007
33	220	980
32	220	949
31	220	915
30	220	887

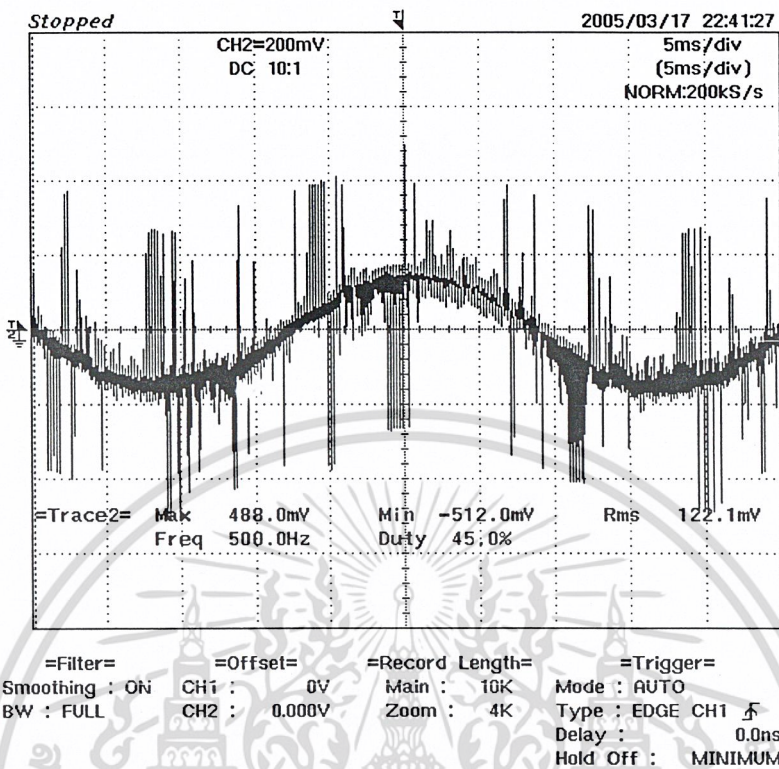
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5-3 ค่าที่ได้สามารถนำมาเปรียบเทียบที่สภาวะโหลดต่างๆ

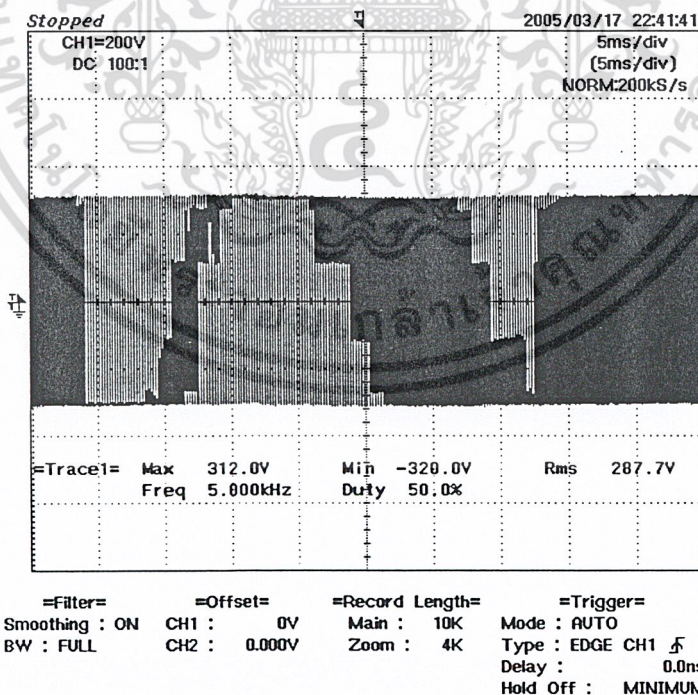


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงรูปคลื่นที่ความถี่ต่างๆ



(ก)



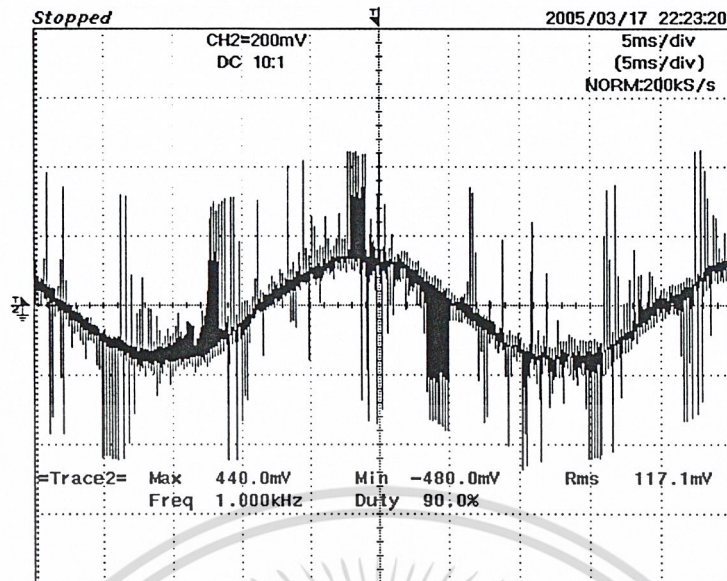
(ข)

รูปที่ 5-4 ค่ารูปคลื่นที่ความถี่ 30 Hz

ก) รูปคลื่นกระแสที่ความถี่ 30 Hz

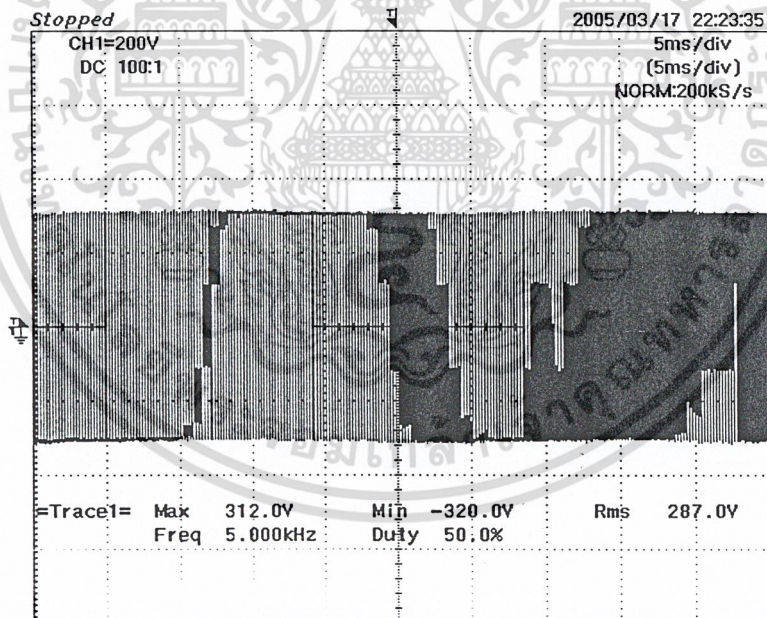
ข) รูปคลื่นแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ที่ความถี่ 30 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.000V Zoom : 4K Type : EDGE CH1 ∇
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

(ก)



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.000V Zoom : 4K Type : EDGE CH1 ∇
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

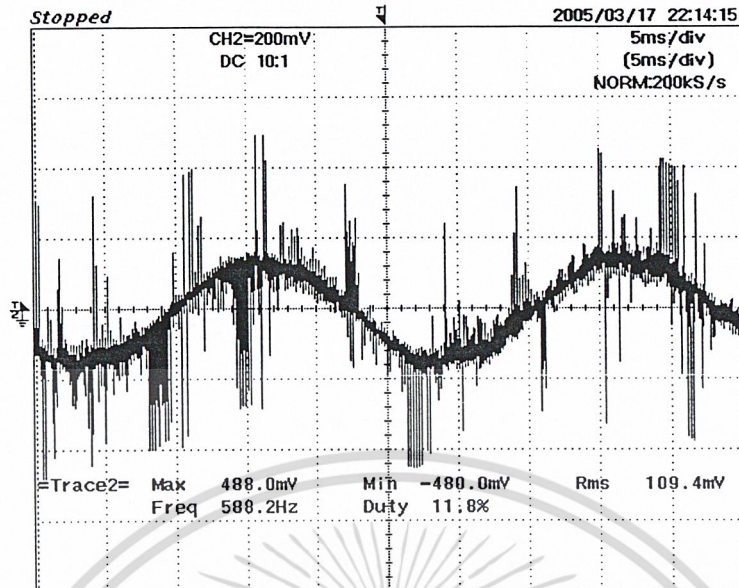
(ข)

รูปที่ 5-5 ค่ารูปคลื่นที่ความถี่ 35 Hz

ก) รูปคลื่นกระแสที่ความถี่ 35 Hz

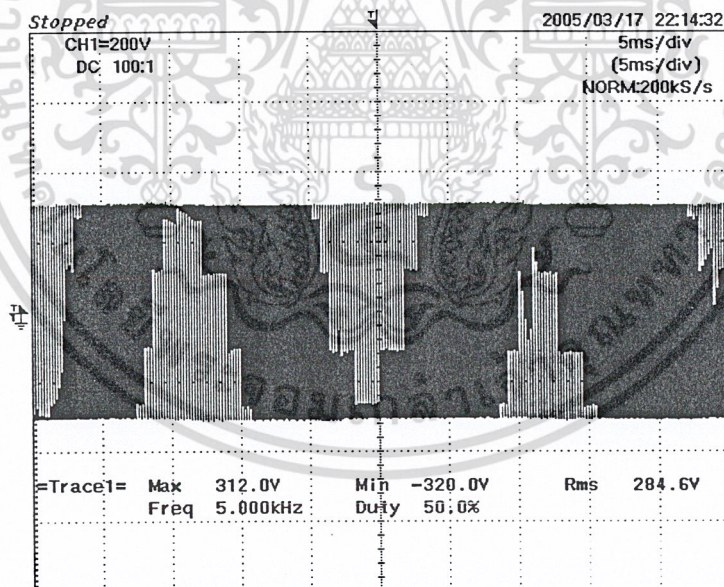
ข) รูปคลื่นแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ที่ความถี่ 35 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.000V Zoom : 4K Type : EDGE CH1
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

(ก)



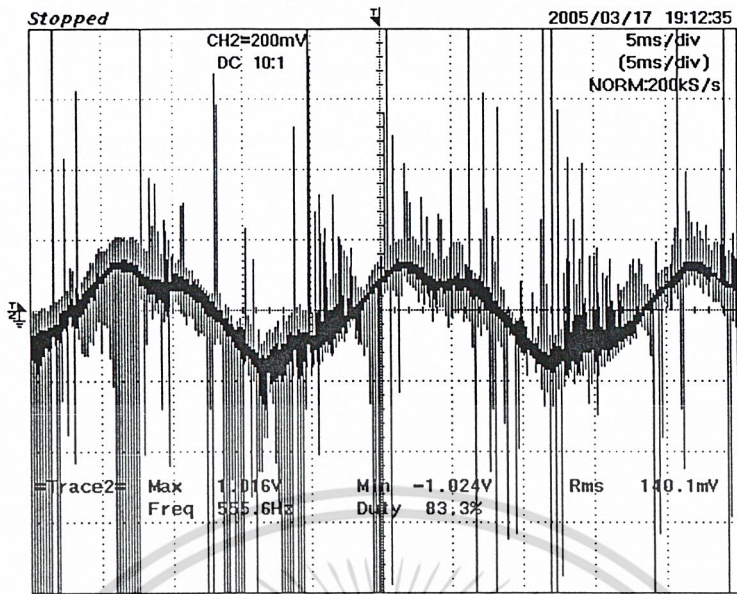
=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.000V Zoom : 4K Type : EDGE CH1
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

(ข)

รูปที่ 5-6 ค่ารูปคลื่นที่ความถี่ 39 Hz ก) รูปคลื่นกระแสที่ความถี่ 39 Hz

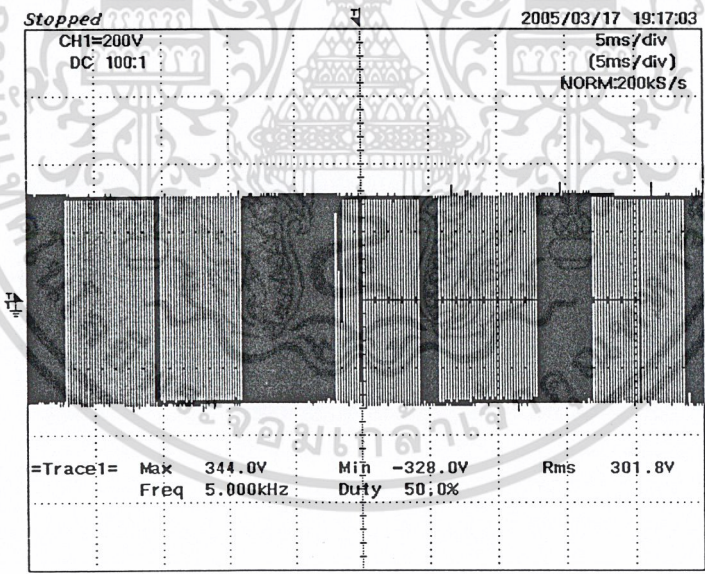
ข) รูปคลื่นแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ที่ความถี่ 39 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : OFF CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.000V Zoom : 4K Type : EDGE CH1
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

(ก)



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : OFF CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.000V Zoom : 4K Type : EDGE CH1
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

(ข)

รูปที่ 5-7 ค่ารูปคลื่นที่ความถี่ 50 Hz

ก) รูปคลื่นกระแสที่ความถี่ 50 Hz

ข) รูปคลื่นแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ที่ความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปโครงการงาน

จากวัตถุประสงค์ในการทำโครงการนี้ เพื่อสร้างอินเวอร์เตอร์ 1 เฟส ชนิด PWM ที่สามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ 1 เฟส โดยอาศัยหลักการ v/f คงที่และสร้างแรงดันจากชุดอินเวอร์เตอร์ทำงานร่วมกับแรงดันการไฟฟ้าจ่ายให้มอเตอร์ โดยออกแบบให้กระแสทั้งสองของขดลวดคุมเฟสห่างกัน 90° และตามขอบเขตของโครงการนี้ที่ดั่งไว้ คือ เขียนโปรแกรมเพื่อสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม เพื่อไปควบคุมการทำงานของ IGBT และสามารถปรับความเร็วรอบมอเตอร์ในช่วง 30-50 Hz ของความเร็วพิกัด

จากผลการทดลองและผลการดำเนินงานของโครงการทั้งหมดสรุปได้ว่า ในส่วนของโปรแกรมสามารถที่จะเขียนโปรแกรมสร้าง SPWM ได้จริง และสามารถนำสัญญาณดังกล่าวนี้ไปทริก IGBT ทั้งสองตัวที่เป็น complementary กันได้ โดยมีส่วนของ dead time 4 μsec และสามารถเปลี่ยนความถี่โดยการเปลี่ยนจากโปรแกรมให้อยู่ในช่วง 70-100 % ของความเร็วพิกัดได้เมื่อนำสัญญาณพีดับบลิวเอ็มต่อเข้ากับวงจรเพื่อขับเชื่อมมอเตอร์ โดยทำการทดสอบเพื่อวัดความเร็วรอบมอเตอร์ ที่ 30 Hz – 50 Hz ปรากฏว่ามอเตอร์สามารถหมุนด้วยความเร็วรอบที่เปลี่ยนไปตามความถี่ดังกล่าวได้จริง

จากผลที่สรุปทั้งหมดนี้ สรุปได้ว่าสามารถทำโครงการนี้ให้บรรลุวัตถุประสงค์ตามเป้าหมายได้ โดยปรับความเร็วของมอเตอร์ที่ 30 Hz – 50 Hz และขับมอเตอร์โดยใช้แหล่งจ่ายอินเวอร์เตอร์เลื่อนเฟสขดลวดช่วยแทนคาปาซิเตอร์ได้ ซึ่งในอนาคตสามารถที่จะพัฒนาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์นี้ให้มีสมรรถนะเพิ่มขึ้นจากเดิมต่อไป

ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการค้นคว้าและทดลอง

1. ในการออกแบบโปรแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์ ในการทำงานที่ความเร็วเต็มพิกัดเนื่องมาจากสัญญาณอ้างอิงที่รับมาจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า มีความถี่ไม่คงที่ ที่ 50 Hz ตลอดการทำงานดังนั้นการออกแบบโปรแกรมต้องมีการออกแบบโปรแกรมสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม ให้เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอ้างอิงจากการไฟฟ้า

2. ที่ความถี่สวิทซ์สูงๆ จะมีสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งส่งผลให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานผิดพลาด โดยวิธีการแก้ไขเราได้ทำการชิวล์กราวด์รอบตัวไมโครคอนโทรลเลอร์แต่มีผลน้อยมาก ดังนั้นเราจึงทำการค้นคว้าข้อมูลจากห้องสมุด พบว่าสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์สวิทซ์เกิดจากสาเหตุหลายประการ เช่น ความถี่สวิทซ์ แรงดันที่จ่ายให้อุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งสับ ค่า dv/dt ของสัญญาณขับเคลื่อน

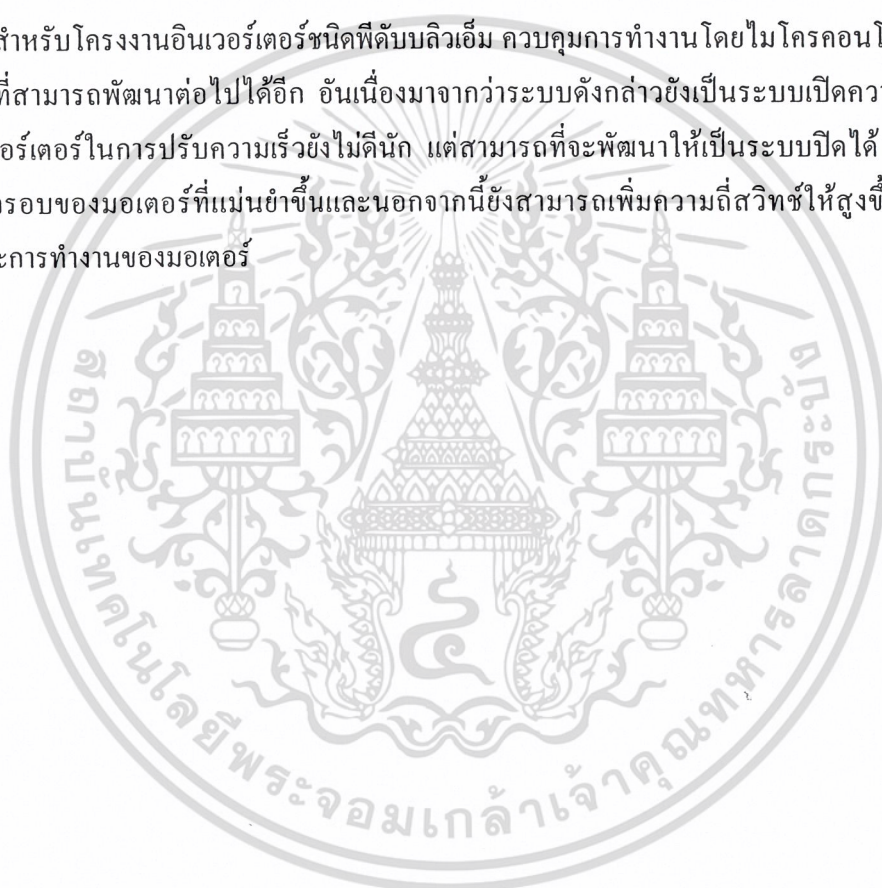
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นต้น ดังนั้นเราจึงลดค่า dv/dt โดยการต่อความต้านทานที่ขาเกตเพิ่มขึ้นเป็น 40 โอห์ม และลด ความถี่ สวิตช์ซึ่งให้อยู่ในย่านที่ไม่โครคอนโทรลเลอร์สามารถทำงานในสภาวะปกติได้

3. ในเริ่มแรกเราใช้ IR2110 เป็นชุดขับแต่เนื่องจาก IR2110 นี้ต้องเลือกค่าคาปาซิเตอร์บูสเตป ให้เหมาะกับความเร็วสวิตช์ ดังนั้นในการเปลี่ยนค่าความถี่สวิตช์ซึ่งแต่ละค่าจึงต้องเลือกหาค่าคาปาซิเตอร์ ใหม่ ด้วยเหตุที่กล่าวมาและจากที่เราลดความถี่เหลือ 5 kHz จึงเปลี่ยนชุดขับใหม่เป็น TLP251 เป็นชุด ขับที่มีการแยกกราวด์โดยแสงภายในตัว

แนวทางการพัฒนา

สำหรับโครงการอินเวอร์เตอร์ชนิดพีดีบีบลิวเอ็ม ควบคุมการทำงานโดยไมโครคอนโทรลเลอร์นี้ ยังมีส่วนที่สามารถพัฒนาต่อไปได้อีก อันเนื่องมาจากว่าระบบดังกล่าวยังเป็นระบบเปิดความถี่โดยตรง ของอินเวอร์เตอร์ในการปรับความเร็วยังไม่ดีนัก แต่สามารถที่จะพัฒนาให้เป็นระบบปิดได้ เพื่อที่จะได้ ความ เร็วรอบของมอเตอร์ที่แม่นยำขึ้นและนอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มความถี่สวิตช์ให้สูงขึ้น เพื่อเพิ่ม สมรรถนะการทำงานของมอเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] รัชชัย อัดตวิบูลย์กุล , เครื่องกลไฟฟ้า 2 , กรุงเทพฯ ๑ , โรงพิมพ์เจริญธรรม 2533
- [2] รศ.ดร. วีรเชษฐ์ ชันเงิน / วุฒิปต ธาราธิรเศรษฐ์ , อิเล็กทรอนิกส์กำลัง , กรุงเทพฯ ๑ , ห้อง
หุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ. พรินต์ 2547
- [3] รศ. สมยศ จุณณะปิยะ “การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51”
- [4] คมกริช กระจะนันท์ “การวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำที่เกิด
จากการทำงานของพีดีบีเบิลยูเอ็มอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสต่างชนิด” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตร
มหาบัณฑิต สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบัง.2546
- [5] นายรัชชัย ก้อมชัยภูมิ, นายบุญเลิศ พลเดช, นายสำราญ ใจอ้าย, นายสุรินทร์ นาหัวนิต
“การศึกษาการปรับความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 1 เฟส” วิทยานิพนธ์วิทยานิพนธ์
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง
- [6] N.Mohan, T.Undeland and W.Robbins, “Power Electronics: converter, Applications,
and Design” , John Wiley Sons, 3rd edition, 2003
- [7] W.Leonhard, “Control of Electronics Drive” , Springer-verlagBerlin, Heidelberg,
Germany, 1985
- [8] B.K. Base “Power Electronics and AC Drive”,Prentice Hall,New Jersey, 1987
- [9] Chomat and Lipo “Adjustable-Speed Single-Phase Induction Motor with Reduced
Number of Swithes”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39 No.3,
May/June 2003

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLP251

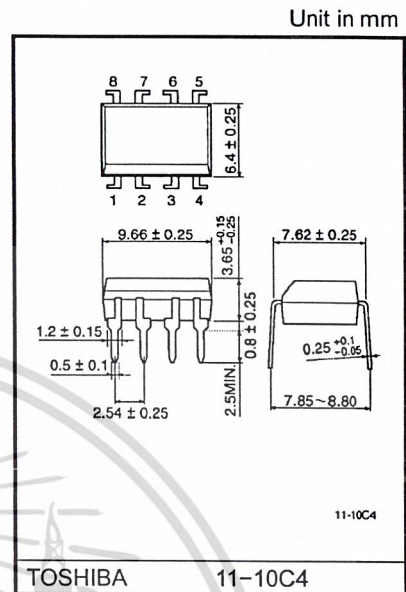
Inverter For Air Conditionor
 Induction Heating
 Transistor Inverter
 Power MOS FET Gate Drive
 IGBT Gate Drive

The TOSHIBA TLP251 consists of a GaAsIred light emitting diode and a integrated photodetector.

This unit is 8-lead DIP package.

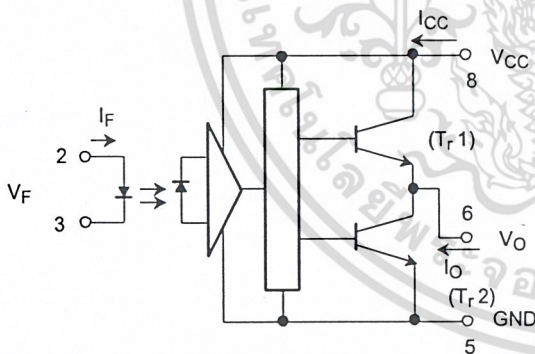
TLP251 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET. Especially TLP251 is capable of "direct" gate drive of lower power IGBTs. (~15A)

- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\sim 35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 0.4\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH} / t_{pHL}): $1\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500\text{Vrms}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file no.E67349



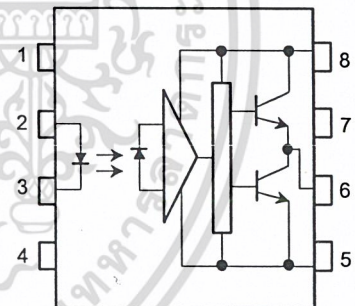
Weight: 0.54g

Schematic



A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5(see Note 5).

Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : Gnd
- 6 : V_O (Output)
- 7 : N.C.
- 8 : V_{CC}

Truth Table

		Tr1	Tr2
		On	Off
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	I_F	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	I_{FPT}	1	A	
	Reverse voltage	V_R	5	V	
	Junction temperature	T_j	125	°C	
Detector	"H" peak output current ($P_W \leq 2.0\mu s$, $f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPH}	-0.4	A	
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.0\mu s$, $f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPL}	0.4	A	
	Output voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_O	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_{CC}	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Junction temperature	T_j	125	°C	
	Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz	
Operating temperature range	T_{opr}	-20~85	°C		
Storage temperature range	T_{stg}	-55~125	°C		
Lead soldering temperature(10s)	T_{sol}	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)	BV_S	2500	Vrms		

(Note 1) Pulse width $P_W \leq 1\mu s$, 300pps

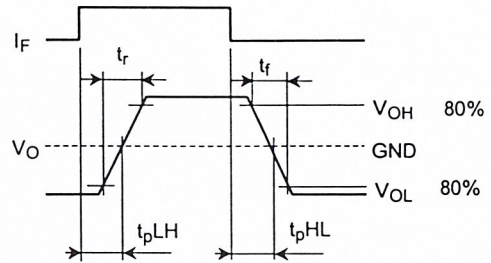
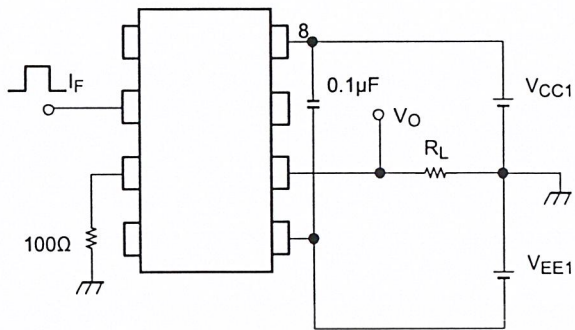
(Note 2) Exponential waveform

(Note 3) Exponential waveform, $I_{OPH} \leq -0.25A(\leq 2.0\mu s)$, $I_{OPL} \leq +0.25A(\leq 2.0\mu s)$

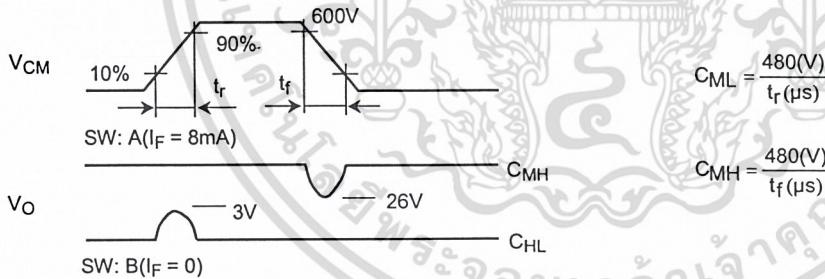
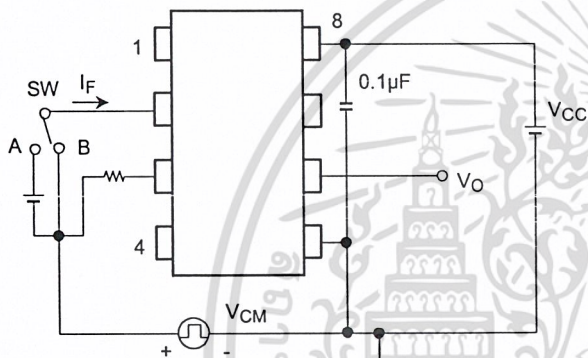
(Note 4) Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

(Note 5) A ceramic capacitor(0.1μF)should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property.The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

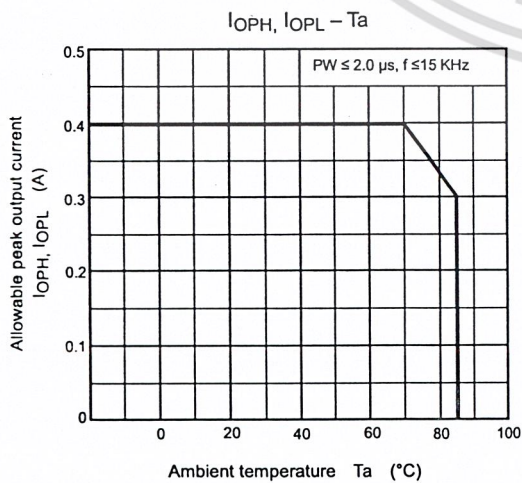
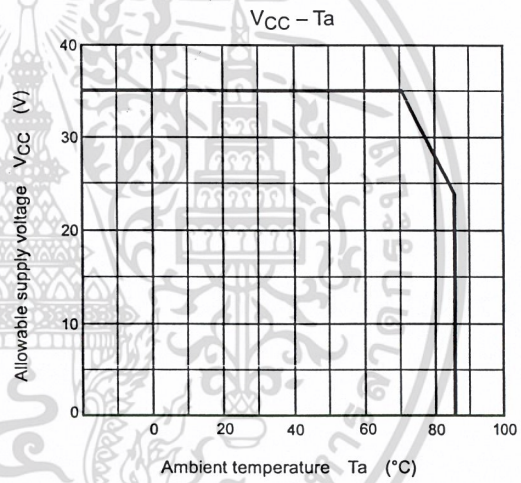
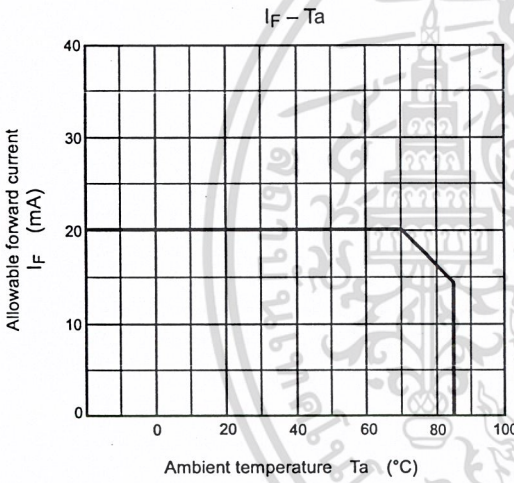
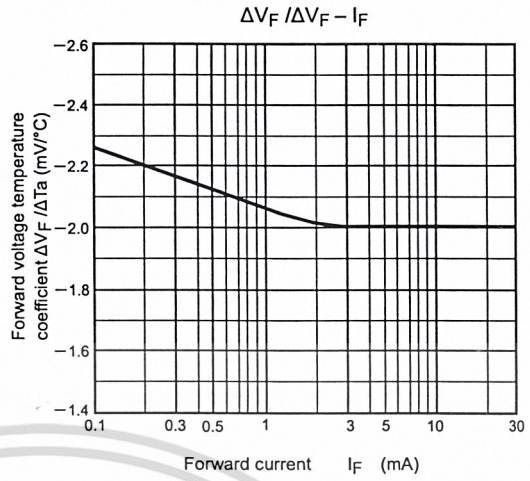
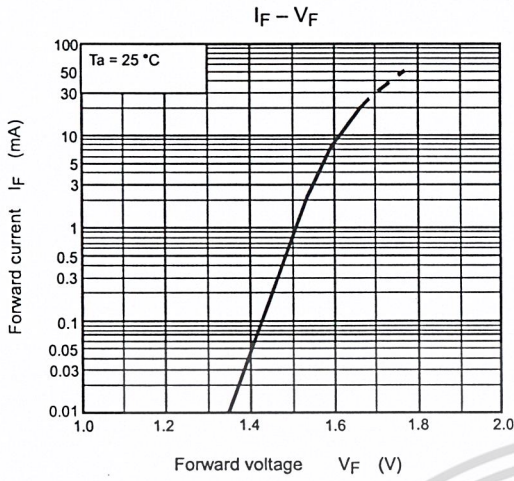
Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML}



C_{ML} (C_{MH}) is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.



RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EBC

- 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.
- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- 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.

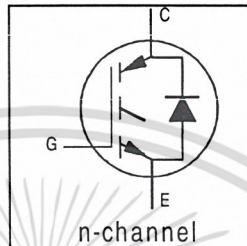
IRG4PH50KD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Short Circuit Rated
UltraFast IGBT

Features

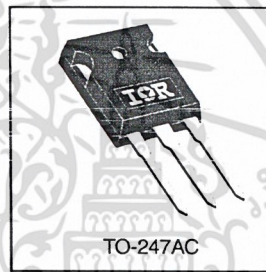
- High short circuit rating optimized for motor control, $t_{sc} = 10\mu s$, $V_{CC} = 720V$, $T_J = 125^\circ C$, $V_{GE} = 15V$
- Combines low conduction losses with high switching speed
- Tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generations
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultrasoft recovery antiparallel diodes



$V_{CES} = 1200V$
$V_{CE(on)} \text{ typ.} = 2.77V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 24A$

Benefits

- Latest generation 4 IGBT's offer highest power density motor controls possible
- HEXFRED™ diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics reduce noise, EMI and switching losses
- This part replaces the IRGPH50KD2 and IRGPH50MD2 products
- For hints see design tip 97003



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	45	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	24	
I_{CM}	Pulsed Collector Current $\text{\textcircled{D}}$	90	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current $\text{\textcircled{D}}$	90	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	16	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	90	μs
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf*in (1.1 N*m)	

Thermal Resistance

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

IRG4PH50KD

International
IR Rectifier

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ^③	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.91	—	V/ $^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.77	3.5	V	$I_C = 24A$ $I_C = 45A$ $I_C = 24A, T_J = 150^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 2, 5
		—	3.28	—		
		—	2.54	—		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-10	—	mV/ $^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fe}	Forward Transconductance ^④	13	19	—	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 24A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$ $V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 150^\circ\text{C}$
		—	—	6500		
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	2.5	3.5	V	$I_C = 16A$ $I_C = 16A, T_J = 150^\circ\text{C}$ See Fig. 13
		—	2.1	3.0		
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	180	270	nC	$I_C = 24A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	25	38		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	70	110		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	87	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 24A, V_{CC} = 800V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$
t_r	Rise Time	—	100	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	140	300		
t_f	Fall Time	—	200	300		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	3.83	—	mJ	Energy losses include "tail" and diode reverse recovery See Fig. 9,10,18
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	1.90	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	5.73	7.9		
t_{sc}	Short Circuit Withstand Time	10	—	—	μs	$V_{CC} = 720V, T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	67	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 10,11,18 $I_C = 24A, V_{CC} = 800V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery
t_r	Rise Time	—	72	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	310	—		
t_f	Fall Time	—	390	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	8.36	—	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	2800	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7
C_{oes}	Output Capacitance	—	140	—		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	53	—		
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	90	135		
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	164	245		
		—	5.8	10	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 15
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	—	8.3	15		
		—	260	675		
$d_{i(rec)}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	—	680	1838	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 17 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 17
		—	120	—		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

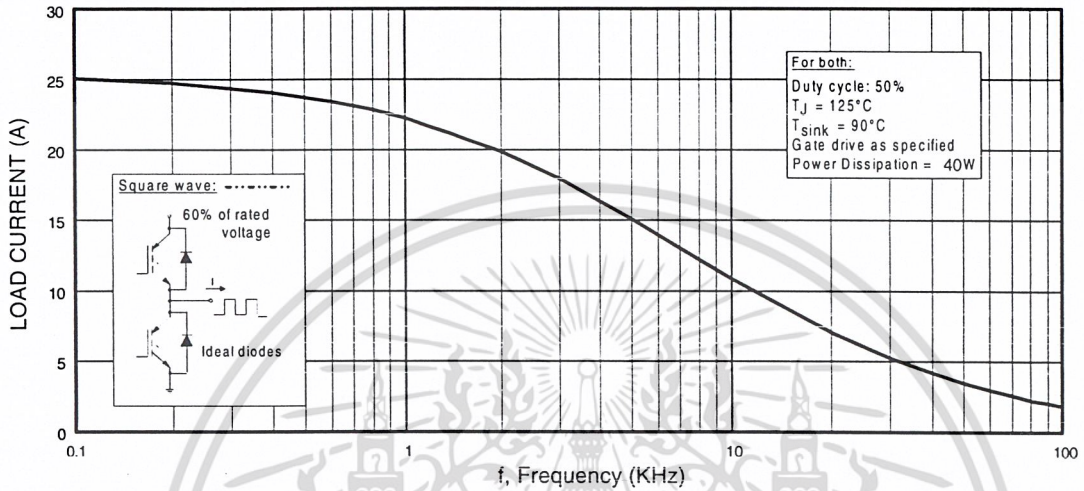


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
 (Load Current = I_{RMS} of fundamental)

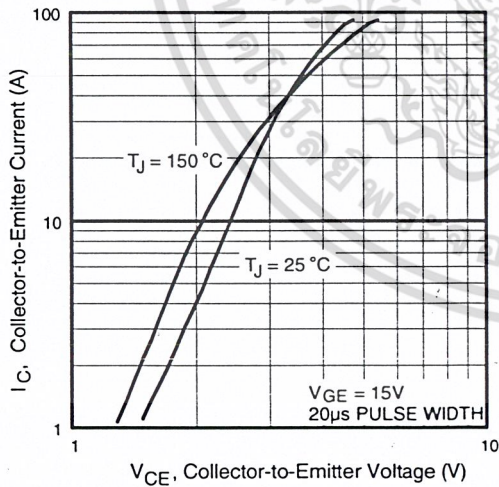


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

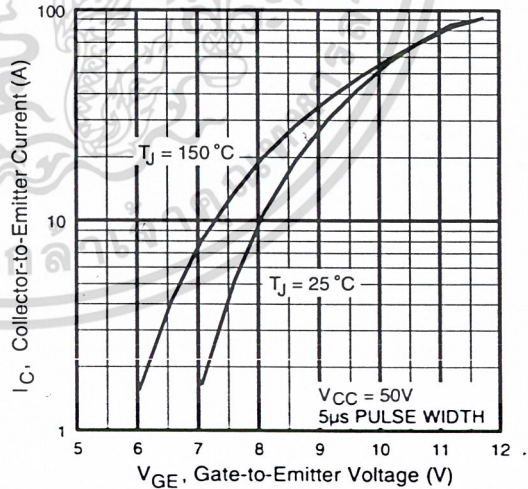


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRG4PH50KD

International
IRF Rectifier

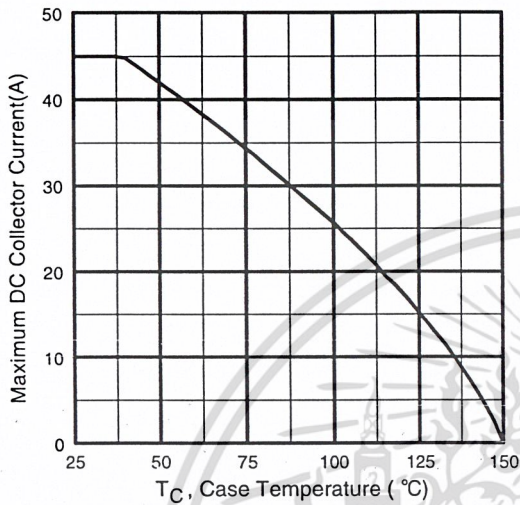


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

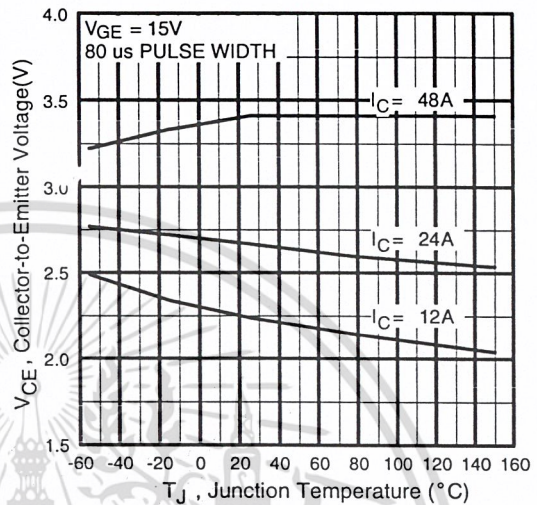


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

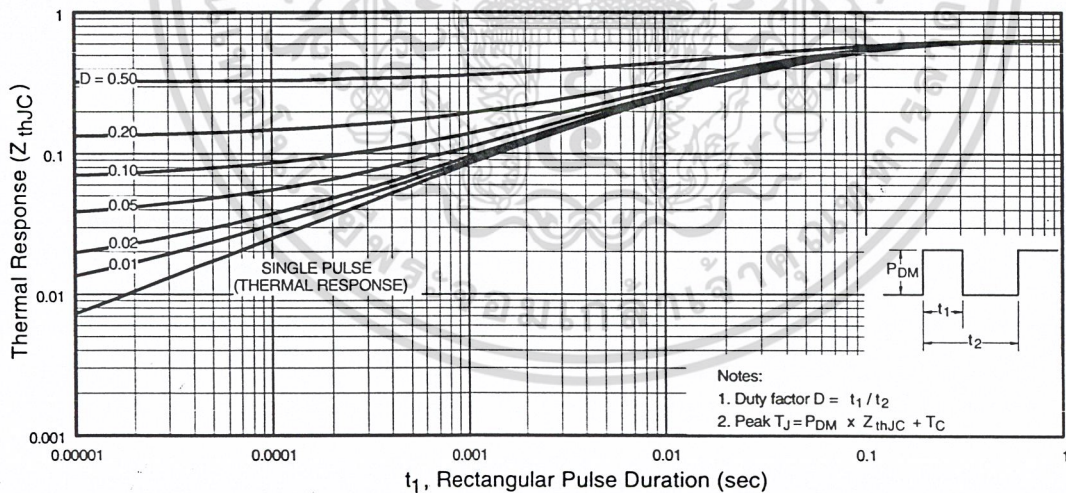


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

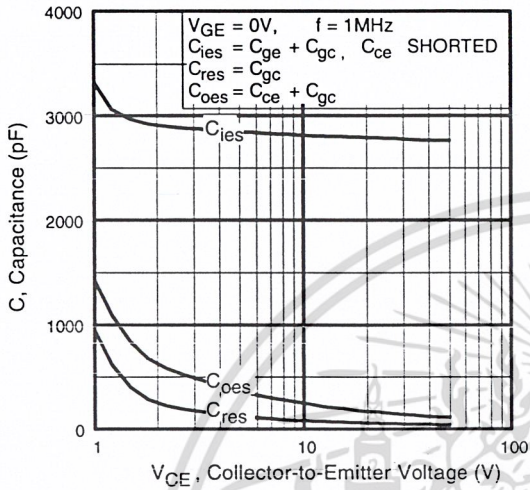


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

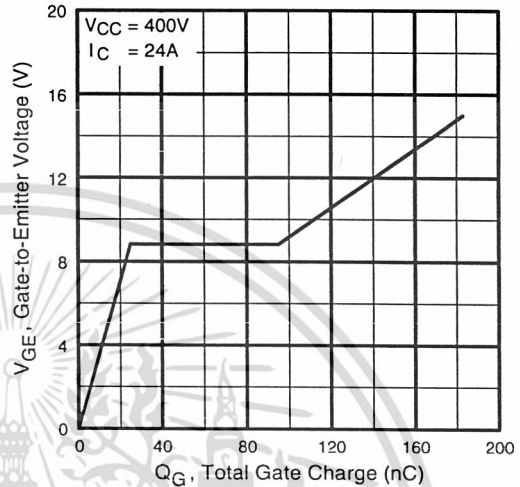


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

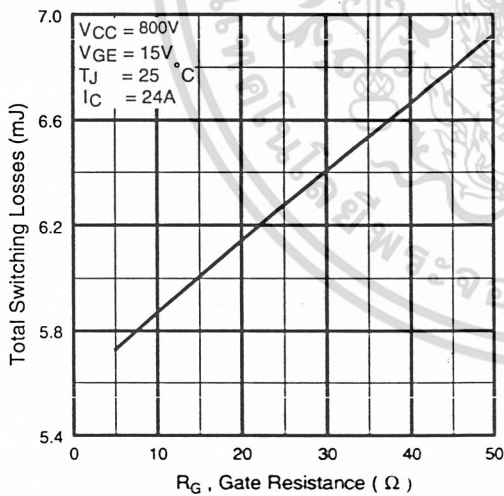


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

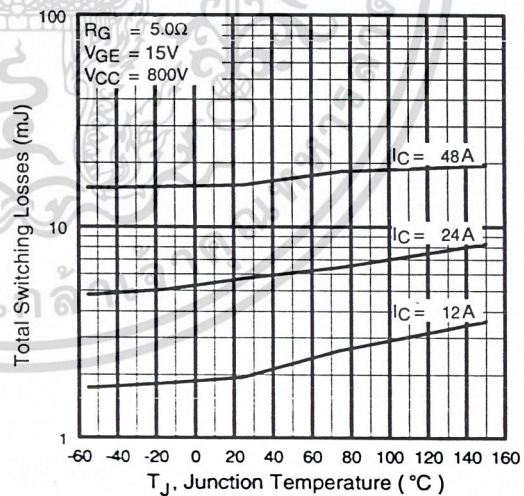


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

IRG4PH50KD

International
IR Rectifier

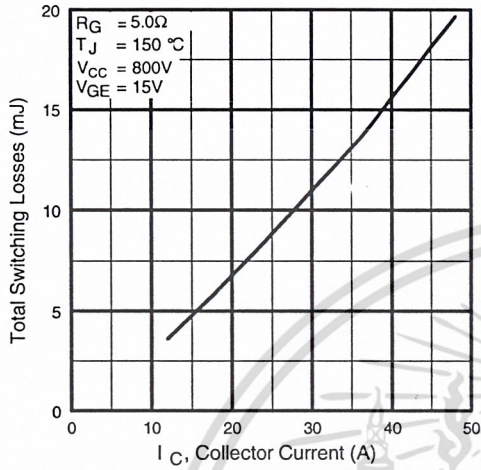


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector Current

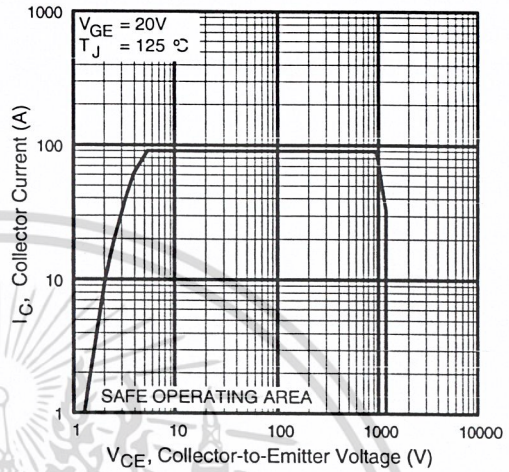


Fig. 12 - Turn-Off SOA

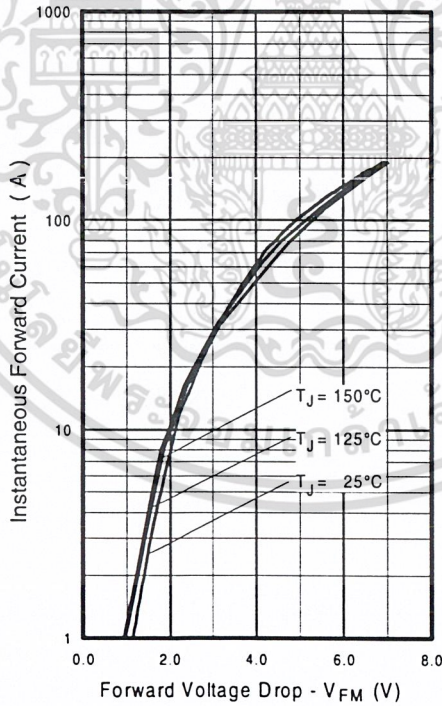


Fig. 13 - Typical Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

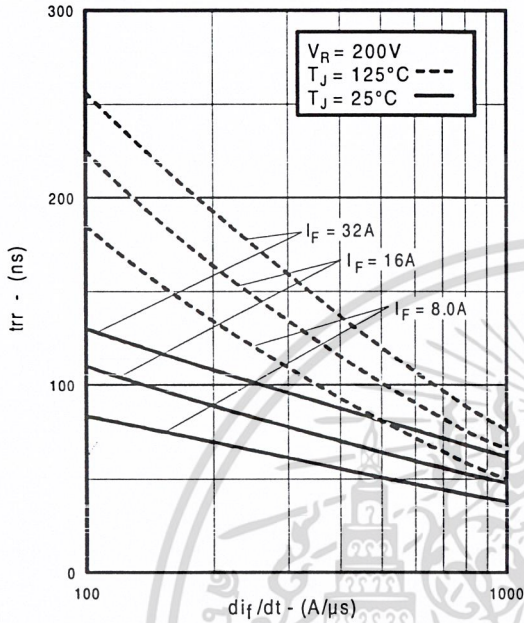


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di_f/dt

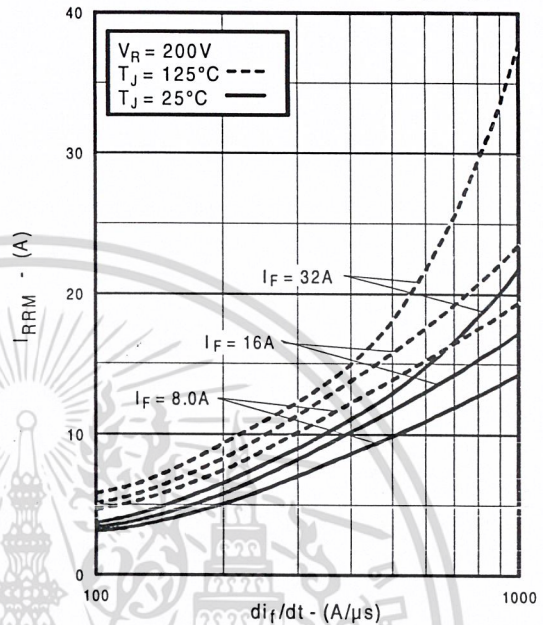


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di_f/dt

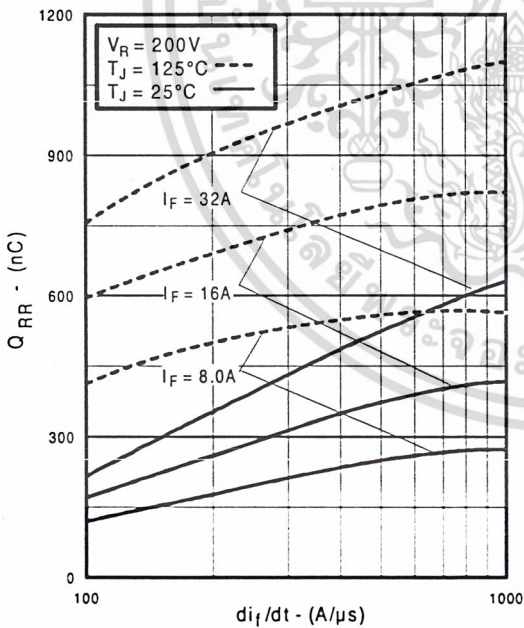


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di_f/dt

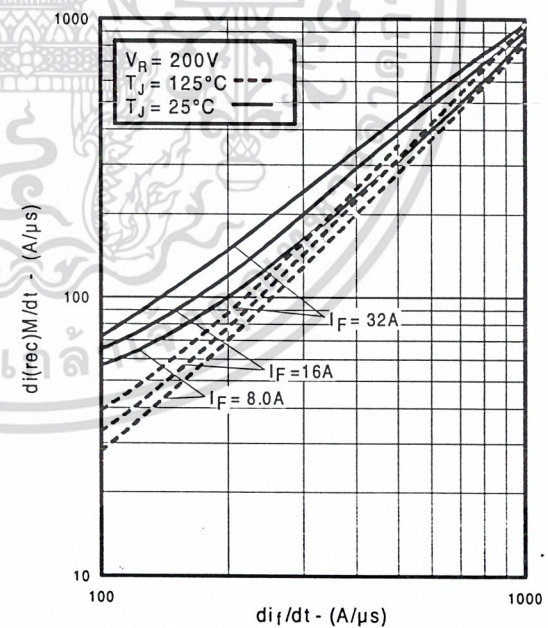


Fig. 17 - Typical $di_{(rec)}M/dt$ vs. di_f/dt

IRG4PH50KD

International
IR Rectifier

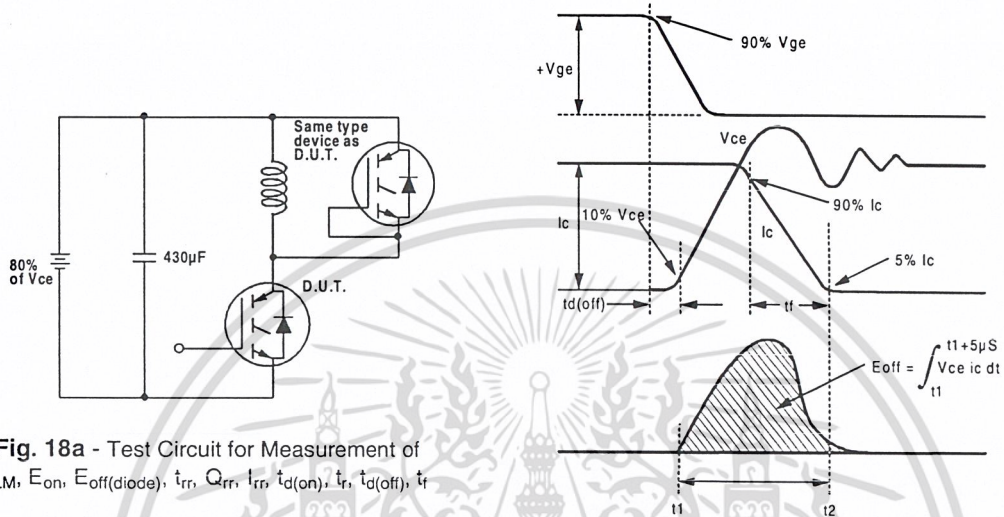


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off}(\text{diode})$, t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

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

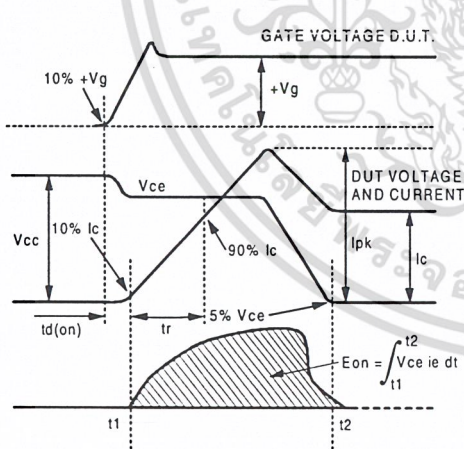


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_r

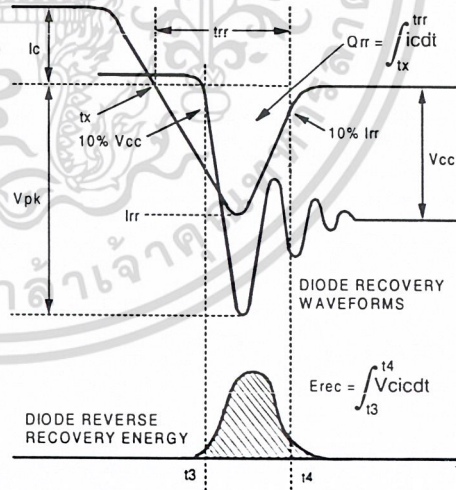


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

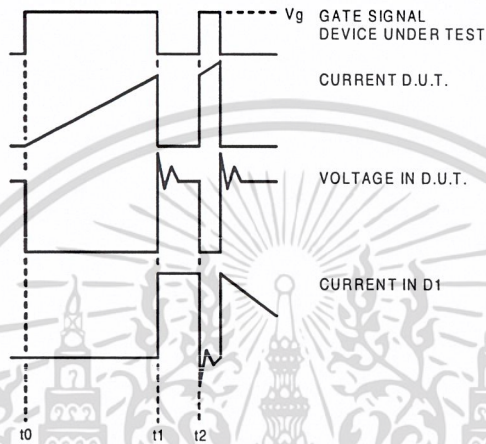


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

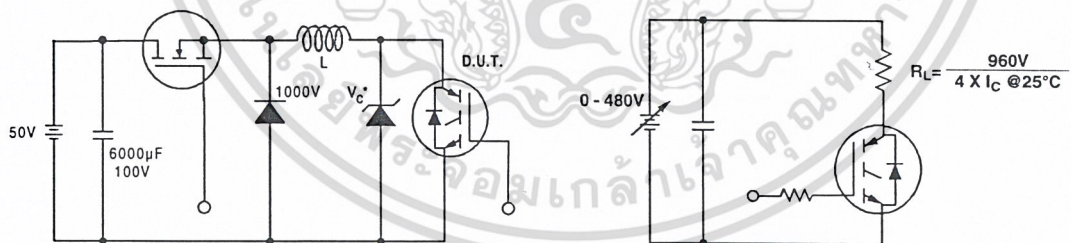


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

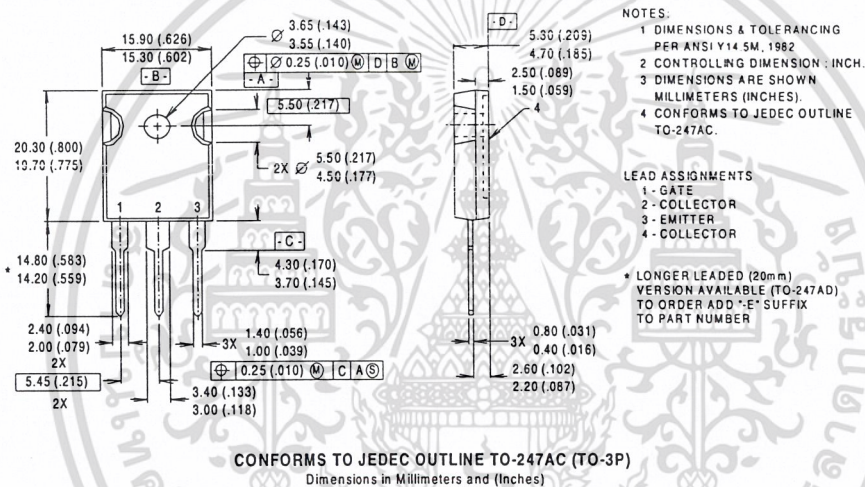
IRG4PH50KD

International
IR Rectifier

Notes:

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

Case Outline — TO-247AC



International
IR Rectifier

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้