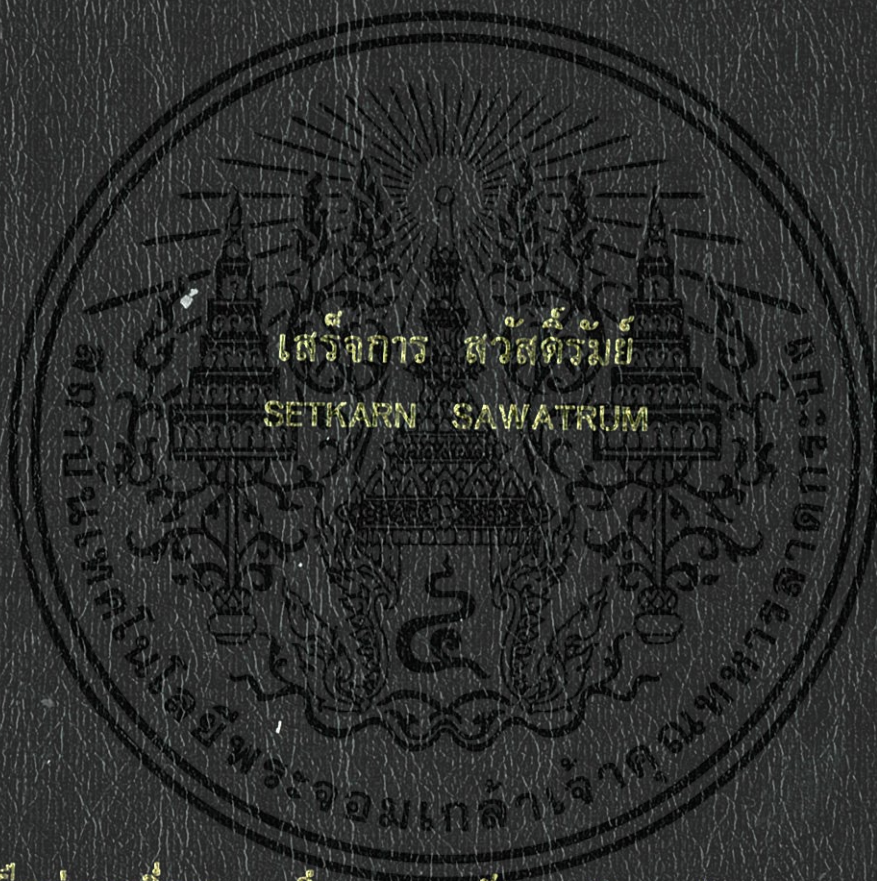


การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุม
แบบเวกเตอร์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์

SPEED CONTROL OF A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR USING
VECTOR CONTROL BASED ON DOUBLE HYSTERESIS BAND CURRENT
CONTROL



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-020-155

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุม
แบบเวกเตอร์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบคู่

SPEED CONTROL OF A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR USING
VECTOR CONTROL BASED ON DOUBLE HYSTERESIS BAND CURRENT
CONTROL



ศษ.
๑๙๒๑๗
๒๕๕๒

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....105480
วัน,เดือน,ปี.....2.4.๗๕...2552

b. 12169808
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL 2009-EN-M-020-155
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SPEED CONTROL OF A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR USING
VECTOR CONTROL BASED ON DOUBLE HYSTERESIS BAND CURRENT
CONTROL**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (KMUTL) 2009-EN-M-020-155 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีสแถบคู่

Thesis Title Speed Control of a Three-Phase Induction Motor Using Vector Control Based on Double Hysteresis Band Current Control

นักศึกษา นายเสรีจากร สวัสดิ์รัมย์

รหัสประจำตัว 47060252

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-020-155

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ดร.สุรินทร์	คำฝอย	
ดร.วรชาติ	แซ่ก๊ก	
ดร.จักรพงษ์	จารุมิทร์	
ดร.ภพ	จันทร์เจริญสุข	
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 7 ตุลาคม พ.ศ. 2552 เวลา 14.30-16.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 7 ตุลาคม พ.ศ. 2552

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.
วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์
วันที่ 30 เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2552
ลงชื่อ.....
ไม่จำเป็นต้องติด ทั้งต้น และ ต้นที่ เสร็จให้ตัดแปงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีแกนคู่
นักศึกษา	นายเสรีการ สวัสดิ์รัมย์
รหัสนักศึกษา	47060252
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2552
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการควบคุมแบบเวกเตอร์เพื่อนำมาควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบเหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งการขับเคลื่อนของมอเตอร์นี้จะถูกควบคุมโดยอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดันด้วยเทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีแกนคู่ ซึ่งจะให้ข้อดีในเรื่องของการลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ การทำงานของเทคนิคการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีแกนคู่จะได้รับการเปรียบเทียบของแกนอ้างอิงหยุดนิ่งระหว่างค่ากระแสไซน์อ้างอิงกับค่ากระแสจริงของมอเตอร์ หลังจากนั้นค่าผิดพลาดที่ได้จากการเปรียบเทียบจะถูกส่งผ่านไปยังฮิสเตอร์ซีแกนจำนวน 4 ชุด ซึ่งทำให้เกิดขอบเขตของกระแสเป็นแกมมาอ้างอิง ผลที่ได้จากการเปรียบเทียบจะถูกนำไปใช้ในการเปิดตารางการสวิตช์เพื่อนำไปควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ต่อไป ในการรักษาระดับความเร็วรอบจะใช้กระบวนการควบคุมความเร็วรอบแบบวงรอบปิดโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอทำงานร่วมกับการควบคุมเวกเตอร์ฟลักซ์การทำงานทั้งหมดจะใช้ DSP เป็นฐานการประมวลผลและวงรอบการทำงาน ทั้งหมดจะกระทำในระบบดิจิทัล นอกจากนี้ยังได้มีการจำลองการทำงานของ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ฟลักซ์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีแกนคู่ โดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ในตอนท้ายได้นำเครื่องต้นแบบไปทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสขนาด 3 แรงม้า ภายใต้สภาวะการทำงานร่วมกับโหลดที่เป็นลักษณะสภาวะคงตัวและการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดและคำสั่งความเร็วและการกลับทิศทางหมุน เพื่อตรวจสอบสมรรถนะของระบบรวม

Thesis Title	Speed Control of a Three-Phase Induction Motor Using Vector Control Based on Double Hysteresis Band Current Control
Student	Mr. Setkarn Sawatrum
Student ID.	47060252
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

This thesis presents the speed control of a three-phase induction motor using vector control based on double hysteresis band current control offering a decrease in a commutation number of switching devices. The induction motor drive is controlled by a voltage source inverter. The operation of the double hysteresis band current control technique is obtained from a comparison between reference and actual currents in a stationary frame. The resultant error is passed through 4 sets of the hysteresis controller resulting in double bandwidth of the reference current. The outputs are used to select switching voltage vectors in a lookup table for controlling inverter operation. The closed loop speed control uses a proportional and integral (PI) controller in conjunction with flux vector control in order to keep motor speed constant. All of control systems are implemented on the DSP controller. The system is accomplished by controlling program in the DSP and all of the process cycles are performed in a digital system. In addition, the simulation is included for emulating the speed control of a three-phase induction motor using the flux vector control based on double hysteresis band width current control using MATLAB/Simulink. Finally, a prototype of the proposed system is tested by driving a 3 phase 3 HP., induction motor under steady state, changes in step load and speed command, and speed reversal conditions in order to investigate the system performance.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาของอาจารย์ที่ปรึกษา คือ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ ที่ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ เพื่อทำให้เกิดแนวความคิดในการทำงานจนทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงได้ ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอบคุณนักศึกษาในห้องปฏิบัติการ Power Electronics and Machine Control ที่ให้ทั้งคำแนะนำ, กำลังใจ, ร่วมทุกข์, ร่วมสุข และช่วยพยุงให้ก้าวเดินต่อมาเรื่อยๆ ในทุกๆ สถานะที่

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และญาติพี่น้องทุกท่าน รวมถึงขอบคุณ ภรรยา บุตรชาย-หญิง ทั้ง 2 คนที่เป็นกำลังใจตลอดมา

เสรีจักร สวัสดิ์รัมย์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 วิธีการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 โครงสร้างและส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	5
2.2.1 แบบกรงกระรอก.....	5
2.2.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา.....	6
2.3 ทฤษฎีมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	7
2.3.1 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส.....	7
2.3.2 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	8
2.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	11
2.4.1 การนำเสนอในรูปแบบสเปซเวกเตอร์.....	12
2.4.2 การย้ายแกนอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์.....	14
2.5 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	14
2.5.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงแกนหนึ่ง ($\alpha - \beta$).....	14

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
$(d-q)$	17
2.6 อินเวอร์เตอร์และสเปซเวกเตอร์แรงดัน.....	18
2.6.1 ระบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส.....	18
2.6.2 ระบบแหล่งจ่ายไฟแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	20
2.6.3 เวกเตอร์แรงดันในกรอบอ้างอิงสแตเตอร์($\alpha - \beta$).....	21
2.7 แนวคิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์.....	22
2.8 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆในงานอุตสาหกรรม.....	26
2.8.1 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ V/F.....	26
2.8.2 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์คอนโทรล.....	27
2.8.3 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว.....	28
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบการควบคุมกระแส.....	29
3.1 บทนำ.....	29
3.2 เทคนิคการควบคุมกระแส.....	29
3.3 การควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกซิมพลิง (Periodical Sampling, PS).....	31
3.4 การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่ (Triangular Carrier Control with Stationary PI).....	32
3.5 การควบคุมกระแสแบบเดลต้ามีอดูเลชัน(Delta Modulation Current Control).....	34
3.6 การควบคุมกระแสแบบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Current Control).....	35
3.7 การควบคุมกระแสแบบฮิสเทอรีซิส 3 ระดับ (Three Level Hysteresis, TH).....	37
3.8 การควบคุมกระแสแบบฮิสเทอรีซิสสำหรับอินเวอร์เตอร์ไฟฟ้า 3 เฟส (Hysteresis Current Control for 3 Phase Inverter).....	40
บทที่ 4 เทคนิคการควบคุมความเร็วและแบบจำลอง.....	42
4.1 ระบบควบคุมกระแสฮิสเทอรีซิสแถบคู่.....	42
4.2 วิเคราะห์เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮิสเทอรีซิส.....	45
4.3 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน.....	49
4.4 แบบจำลองระบบควบคุม.....	58
4.4.1 การออกแบบระบบควบคุมความเร็ว.....	58

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4.2 การออกแบบขอบเขตของฮีสเตอร์ซิส.....	60
4.4.3 การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในระบบควบคุม.....	61
4.5 ผลการจำลองการทำงาน.....	62
บทที่ 5 การสร้างระบบทดสอบจริง.....	68
5.1 ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	68
5.2 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์.....	69
5.3 ชุดวงจรขับนำสวิตช์.....	71
5.4 ชุดวงจรตรวจจับกระแส.....	73
5.5 ชุดวงจรตรวจจับแรงดัน.....	73
5.6 ชุดวงจรขยายและยกระดับแรงดัน.....	74
5.7 ชุดวงจรป้องกันต่างๆ.....	75
5.7.1 ชุดวงจรป้องกันแรงดันเกิน.....	75
5.7.2 ชุดวงจรป้องกันกระแสเกิน.....	76
5.8 ชุดประมวลผล dSPACE DS1104 R&D Controller Board.....	77
5.8.1 ลักษณะสมบัติของการควบคุมแบบเวลาจริง (Real-time control) dSPACE รุ่น DS1104.....	77
5.8.2 การใช้งาน dSPACE ใน SIMULINK.....	79
บทที่ 6 ผลการทดสอบการทำงานของระบบ.....	83
6.1 บทนำ.....	83
6.2 โปรแกรม dSPACE Control Desk.....	83
6.3 ผลการทดสอบในสถานะอยู่ตัว.....	83
6.4 ผลการทดสอบในสถานะชั่วคราว.....	88
6.5 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วในช่วงแคบ.....	92
6.6 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	95
6.7 ผลการทดสอบหาการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์.....	96
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตี VI อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
7.1 สรุปผลงานวิจัย.....	99
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	99
บรรณานุกรม.....	101
ภาคผนวก.....	103
ภาคผนวก ก. อุปกรณ์เครื่องมือที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	104
ภาคผนวก ข. เครื่องต้นแบบของงานวิทยานิพนธ์.....	106
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	107
ประวัติผู้เขียน.....	120



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VIII อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบจุดสเทินเสมือนของอินเวอร์เตอร์.....	21
2.2 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบจุดนิวตรอลของอินเวอร์เตอร์.....	21
2.3 รูปแบบการสวิตช์และค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตอร์	22
3.1 ตารางความจริง (Truth Table) ของ D Flip-Flop.....	32
4.1 สถานะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และผลตอบสนองของสเปซเวกเตอร์แรงดัน.....	52
4.2 ตารางแผนผังการสวิตช์ของระบบควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส.....	57
4.3 เปรียบเทียบค่าต่างๆ กรณีเปลี่ยนค่าขอบเขตฮีสเตอร์ซิสแถบนอก.....	60
4.4 ค่าพิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและอัตราขยายระบบควบคุมความเร็ว.....	63
6.1 การทดสอบกำลังการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์.....	98



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โรเตอร์แบบกรงกระรอก(Squirrel Cage rotor).....	5
2.2 โรเตอร์แบบขดลวดพันรอบ โรเตอร์(Wound rotor).....	6
2.3 โครงสร้างและส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	6
2.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	8
2.5 การไหลของกำลังในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	9
2.6 วงจรสมมูลอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	10
2.7 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงแกนหมุนซึ่งโครนิส.....	11
2.8 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก.....	13
2.9 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงแกนนิ่งสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอก.....	15
2.10 แหล่งจ่ายไฟอิสระ 3 ชุด.....	19
2.11 แสดงแหล่งจ่ายไฟแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	20
2.12 สถานะของอินเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ 100.....	20
2.13 เวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์.....	22
2.14 เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกกระตุ้น.....	23
2.15 มอเตอร์เหนี่ยวนำและเครื่องกลไฟฟ้าในรูปของ Vector control	24
2.16 เฟสเซอร์ไดอะแกรมในการควบคุมเวกเตอร์แบบทางตรง.....	25
2.17 การหาค่าต่างๆ โดยวิธี Vector control โดยใช้แบบจำลองเครื่องกลไฟฟ้า.....	26
2.18 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ V/F	27
2.19 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ Vector Control	28
2.20 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ Sensorless Vector Control	28
3.1 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบต่างๆ.....	29
3.2 ตัวควบคุมกระแสต่อกับพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบลูเปิด	30
3.3 ตัวควบคุมแบบ on-off	30
3.4 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ PS.....	31
3.5 การต่อวงจร D Flip-Flop เพื่อใช้ในวงจร PS.....	32
3.6 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพี ไอคงที่.....	33
3.7 วงจรเคลด้ามีอคคูเลชั่น.....	34
3.8 รูปคลื่นเคลด้ามีอคคูเลชั่น.....	34
3.9 การเกิดรูปคลื่นสวิตชิงเคลด้ามีอคคูเลชั่นที่มีคาบไม่คงที่.....	34

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบฮีสเทอรีซิส.....	35
3.11 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบฮีสเทอรีซิส พี ดับเบิ้ลยู เอ็ม.....	36
3.12 สัญญาณของการควบคุมกระแสแบบฮีสเทอรีซิส พี ดับเบิ้ลยู เอ็ม.....	36
3.13 เปรียบเทียบสัญญาณแรงดันระหว่างสัญญาณพี ดับบลิว เอ็มแบบ 2 ระดับกับแบบ 3 ระดับ...38	
3.14 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ TH.....	38
3.15 การควบคุมการมอดูเลตแบบ 3 ระดับ.....	39
3.16 ชุดขับเคลื่อน พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์มอเตอร์ 3 เฟสด้วยระบบควบคุมกระแสฮีสเทอรีซิส.....	40
3.17 ทราเจ็คทอรี ของสวิตซ์ในแต่ละสถานะ.....	41
4.1 ลักษณะกระแสและการสวิตซ์ของระบบควบคุมกระแสฮีสเทอรีซิสแถบคู่.....	43
4.2 ไดอะแกรมของระบบควบคุมกระแสฮีสเทอรีซิสแถบคู่.....	43
4.3 จำนวนการสวิตซ์ในหนึ่งคาบเวลาระหว่างระบบควบคุมกระแสฮีสเทอรีซิสแถบเดี่ยวและแถบคู่.....	44
4.4 สัญญาณความเร็วขณะมีโหลด 1 นิวตันเมตรของระบบควบคุมกระแสฮีสเทอรีซิส (ก) แถบเดี่ยว (ข) แถบคู่.....	45
4.5 สัญญาณแรงบิดขณะมีโหลด 1 นิวตันเมตรของระบบควบคุมกระแสฮีสเทอรีซิส (ก) แถบเดี่ยว (ข) แถบคู่.....	45
4.6 ระบบควบคุมกระแสของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อต่อกับแหล่งจ่ายแรงดัน.....	46
4.7 ไดอะแกรมการสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์.....	49
4.8 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์.....	52
4.9 การควบคุมกระแสด้วย PI บนแกนนิ่ง.....	53
4.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็ว.....	53
4.11 แผนภาพโบเดของระบบควบคุมความเร็วจากการออกแบบ.....	54
4.12 เวกเตอร์ V_0, V_7 ของแรงดันเอาต์พุต.....	55
4.13 เวกเตอร์ V_1 ของแรงดันเอาต์พุต.....	55
4.14 เวกเตอร์ V_2 ของแรงดันเอาต์พุต.....	55
4.15 เวกเตอร์ V_3 ของแรงดันเอาต์พุต.....	56
4.16 เวกเตอร์ V_4 ของแรงดันเอาต์พุต.....	56
4.17 เวกเตอร์ V_5 ของแรงดันเอาต์พุต.....	57

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 เวกเตอร์ V_6 ของแรงดันเอาต์พุต.....	57
4.19 การควบคุมกระแสด้วย PI บนแกนนิ่ง.....	58
4.20 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็ว.....	59
4.21 แผนภาพโบเดของระบบควบคุมความเร็วจากการออกแบบ.....	59
4.22 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็ว จาก 0 ถึง 1500 rpm.....	63
4.23 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบสเตป จาก 500 ถึง 1500 rpm และจาก 1500 ถึง 500 rpm.....	64
4.24 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบสเตป จาก 1500 เป็น 500 rpm.....	65
4.25 ทดสอบการกลับทางหมุนจาก 1500 เป็น -1500 rpm และ จาก -1500 เป็น 1500 rpm.....	66
4.26 ทดสอบขณะป้อนโหลดและปลดโหลดขนาด 2 Nm. อย่างทันทีทันใด.....	67
5.1 โครงสร้างของระบบทดสอบจริง.....	68
5.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และวงจรกรอง.....	69
5.3 ทรานซิสเตอร์โมดูลกำลังแบบ IGBT รุ่น PM30CSJ060.....	70
5.4 วงจรแยกโอดีและชุดขับนำทรานซิสเตอร์โมดูลกำลังแบบ IGBT.....	71
5.5 วงจรควบคุมและหยุดพัลส์สัญญาณขับนำสวิตซ์.....	72
5.6 วงจรตรวจจับกระแส (ก) ลักษณะของอุปกรณ์ตรวจจับกระแส LEM รุ่น LA55-P (ข) วงจรตรวจจับกระแสที่ใช้ในงานวิจัย.....	73
5.7 วงจรตรวจจับแรงดัน (ก) ลักษณะของอุปกรณ์ตรวจจับแรงดัน LEM รุ่น LV25-P (ข) วงจรตรวจจับแรงดันที่ใช้ในงานวิจัย.....	74
5.8 วงจรขยายและยกระดับแรงดัน.....	74
5.9 วงจรป้องกันแรงดันเกิน.....	75
5.10 วงจรป้องกันกระแสเกิน.....	76
5.11 การ์ดอินเทอร์เฟซ dSPACE รุ่น DS1104.....	78
5.12 บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ของการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104.....	79
5.13 rtlib1104 blocksets.....	79
5.14 (ก) DS1104 Master PPC และ (ข) DS1104 SLAVE DSP blocksets.....	80
6.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อทดสอบระบบ.....	83
6.2 รูปโปรแกรม dSPACE ControlDesk.....	84
6.3 รูปหน้าจอโปรแกรม dSPACE Control Desk.....	84

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่คำสั่ง 10 Hz.	85
6.5 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่คำสั่ง 20 Hz.....	85
6.6 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่คำสั่ง 30 Hz.	86
6.7 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่คำสั่ง 40 Hz.....	86
6.8 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่คำสั่ง 50 Hz.....	87
6.9 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่คำสั่ง 60 Hz.	87
6.10 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์ขณะเปลี่ยนความเร็วจาก -1410 rpm. → 1410 rpm.	88
6.11 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวขณะเปลี่ยนความเร็วจาก -1410 rpm. →1410 rpm.	89
6.12 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์ขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 1410 rpm. → -1410 rpm.	89
6.13 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 1410 rpm. →-1410 rpm.	90
6.14 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์ขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 0 rpm. → 1410 rpm.	90
6.15 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวขณะเปลี่ยนความเร็วจาก 0 rpm. → 1410 rpm.	91
6.16 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์ความเร็วจาก 1410 rpm. →0 rpm.	91
6.17 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวความเร็วจาก 1410 rpm →0 rpm.....	92
6.18 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์ความเร็วจาก 600 rpm →1500 rpm. → 0 rpm.	93
6.19 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวความเร็วจาก 600 rpm. →1500 rpm. →0 rpm.	93
6.20 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์ความเร็วจาก 600 rpm → 1500 rpm....	94
6.21 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวความเร็วจาก 600 rpm →1500 rpm.	94
6.22 แสดงผลตอบสนองต่อ โหลดของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแอมป์ขณะป้อน โหลดขนาด 2 Nm. และปลดโหลดทันทีทันใด	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และข้อมูลอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.23 แสดงผลตอบสนองต่อโหลดของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแกบเดี่ยวขณะป้อนโหลดขนาด 2 Nm. และปลดโหลดทันทีทันใด.....	96
6.24 แสดงการใช้ Power meter เพื่อทำการวัดค่าการสูญเสียของการสวิตช์.....	97
6.25 การใช้ Power Analyzer วัดกำลังอินพุตและเอาต์พุตของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแกบคู่.....	97
6.26 การใช้ Power Analyzer วัดกำลังอินพุตและเอาต์พุตของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแกบเดี่ยว.....	98



1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ต้องการนำเสนอแนวทางการศึกษา การค้นคว้าและพัฒนาต้นแบบของระบบควบคุมที่นำเอาเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิสแกลบคู่มาใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้การทำงานร่วมกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งการควบคุมการทำงานของระบบจะใช้ dSPACE DS1104 เป็นอุปกรณ์ในการประมวลผลการทำงานของระบบทั้งหมด และเมื่อจัดทำเครื่องต้นแบบจะนำมาทดสอบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 3 แรงม้า ภายใต้สภาวะการทำงานร่วมกับ โหลด เพื่อใช้ในการตรวจสอบสมรรถนะของระบบ

1.3 วิธีการวิจัย

1. ค้นคว้าและศึกษาทฤษฎีจากบทความ วารสาร เอกสารและตำราต่างๆที่ใช้เป็นข้อมูลเกี่ยวกับเทคนิคการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟสแบบเวกเตอร์โดยการควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแกลบคู่
2. วิเคราะห์และออกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์แบบเวกเตอร์ โดยการควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแกลบคู่
3. ออกแบบวงจรการทำงาน โดยใช้การจำลองวงจรจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์
4. ศึกษา ทดลองและควบคุมการทำงานของ DSPACE DS1104
5. สร้าง ติดตั้งและแก้ไขส่วนของฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในโครงงานวิจัย
6. สร้าง ทดลองและแก้ไขวงจรที่ทำการวิจัยในแต่ละส่วน
7. นำแต่ละส่วนมาประกอบรวมกันและทดลองร่วมกันทั้งหมด
8. แก้ไข ปรับปรุงวงจรและทำการทดสอบวงจรทั้งหมด
9. เก็บผลที่ได้จากการทดลองเทียบกับผลการจำลอง
10. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองแล้วพิมพ์วิทยานิพนธ์

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1. จะต้องวิเคราะห์หลักการควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งใช้เทคนิคการควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแกลบคู่เพื่อใช้ในการออกแบบวงจร
2. การควบคุมดังกล่าวจะต้องใช้ dSPACE DS1104 เป็นตัวประมวลผลและสั่งการควบคุมทั้งหมด
3. จะต้องสร้างเครื่องต้นแบบของชุดอินเวอร์เตอร์และฮาร์ดแวร์ทั้งหมดที่ใช้กับหลักการดังกล่าว เพื่อทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 3 แรงม้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้การศึกษา วิเคราะห์ วิจัยเพื่อออกแบบระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีสแถบคู่ เพื่อรักษาความเร็วรอบให้คงที่ ซึ่งรายละเอียดของวิทยานิพนธ์แบ่งเป็นบทๆ ได้ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมุติฐานของการศึกษา วิธีการวิจัย ขอบเขตของการศึกษา เนื้อหาโดยย่อในแต่ละบท และประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย จะกล่าวถึงโครงสร้างและส่วนประกอบของมอเตอร์แบบต่างๆ ทฤษฎีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ อินเวอร์เตอร์และสเปซเวกเตอร์แรงดัน เทคนิคสเปซเวกเตอร์พีดับบลิว เอ็ม แนวคิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์และการควบคุมอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ ในงานอุตสาหกรรม

บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบควบคุมกระแส โดยกล่าวถึงการควบคุมกระแสแบบต่างๆ ทั้ง 1 เฟสและ 3 เฟส

บทที่ 4 เทคนิคการควบคุมความเร็วและแบบจำลอง จะกล่าวถึงระบบการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีสแถบคู่ หลักการของการควบคุมแบบเวกเตอร์ อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันแบบจำลองระบบควบคุม และผลการทดลองการทำงานของระบบ

บทที่ 5 การออกแบบและการสร้าง ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ ชุดวงจรขับนำสวิตช์ ชุดวงจรตรวจจับกระแส ชุดวงจรตรวจจับแรงดัน ชุดวงจรป้องกันต่างๆ และคุณสมบัติและการใช้งานของ dSPACE DS1104

บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลองการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีสแถบคู่ ภายใต้สภาวะการทำงานร่วมกับโหลดที่เป็นลักษณะสภาวะคงตัวและสเปปโหลด การทดสอบกลับทิศทางหมุนของมอเตอร์ ทดสอบหาการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์

บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ภาคผนวก ก. เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ข. เครื่องต้นแบบของงานวิจัย

ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1.6 ประโยชน์ที่ได้จากการวิจัย

1. เป็นการประยุกต์ใช้หลักการของมอเตอร์ในการควบคุมกระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ซึ่งหลักการควบคุมกระแสดังกล่าวเป็นอีกหลักการหนึ่งที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ได้
2. รู้จักการใช้งานอุปกรณ์ต่างๆ ร่วมกับ dSPACE DS1104
3. รู้จักการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นจากการควบคุมโดยใช้ dSPACE DS1104 ร่วมกับอุปกรณ์อื่นๆ
4. ได้รู้จักพื้นฐานอีกรูปแบบหนึ่งในการศึกษาวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ด้วยอินเวอร์เตอร์
5. สามารถนำเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์ไปใช้งานในด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย

2.1 บทนำ

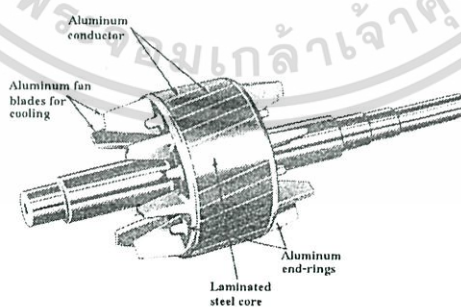
ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โครงสร้างส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ พื้นฐานการควบคุมกระแส และอินเวอร์เตอร์แบบต่างๆ เพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบระบบขับเคลื่อนต่อไป

2.2 โครงสร้างและส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำ เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับที่หมุนได้ด้วยการเหนี่ยวนำมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ ส่วนที่อยู่กับที่(Stator)มีขดลวดพันอยู่ 3 ชุด เพื่อสร้างสนามแม่เหล็กหมุน(Rotating magnetic field) และส่วนที่หมุน(Rotor) แบ่งออกเป็น 2 แบบคือ

2.2.1 แบบกรงกระรอก(Squirrel cage rotor)

แกนโรเตอร์ทำด้วยแผ่นลามิเนตเซาะผิวด้านนอกให้เป็นร่องโดยรอบเรียกว่า สล็อต(Slot) ตรงกลางแผ่นจะเจาะรูสำหรับสอดเพลล เมื่อนำแผ่นเหล็กมาอัดเข้าด้วยกันจะได้เป็นแกนโรเตอร์ นำแกนโรเตอร์ไปวางในพิมพ์เพื่อฉีดอลูมิเนียมเหลวเข้าไปจะได้อลูมิเนียมอัดแน่นอยู่ในร่อง สล็อต และมีครีบยื่นออกไปสองข้างเพื่อใช้เป็นใบพัดระบายความร้อน

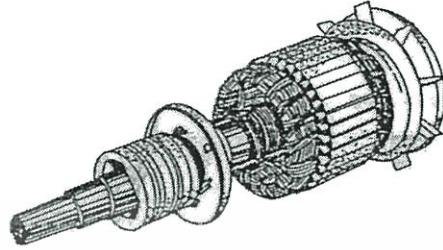


รูปที่ 2.1 โรเตอร์แบบกรงกระรอก(Squirrel cage rotor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

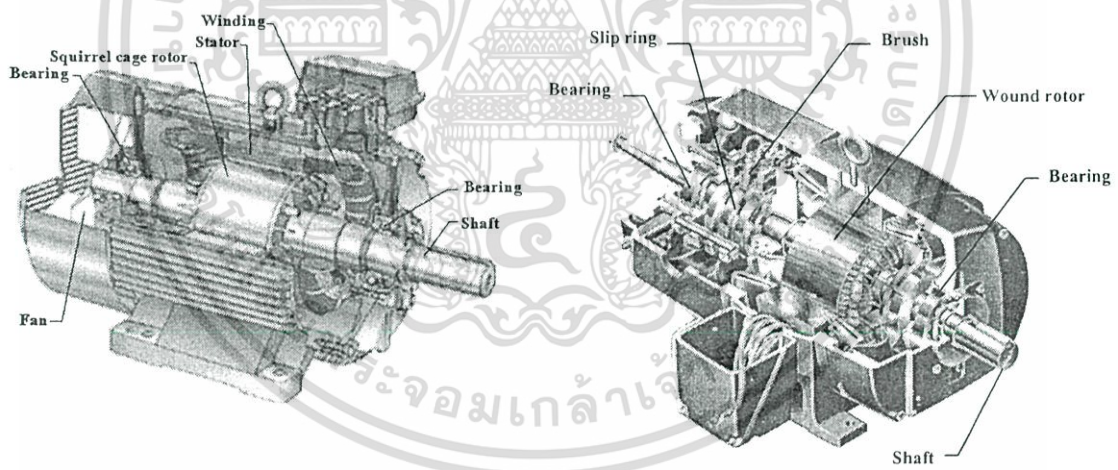
2.2.2 แบบขดลวดพันรอบโรเตอร์(Wound rotor)

โรเตอร์แบบนี้แตกต่างจากกรงกระรอกคือ มีขดลวดทองแดงพันรอบ โรเตอร์ส่วนปลายของขดลวดนี้จะต่อกับวงแหวนเลื่อน(Slip ring) ที่ถูกสัมผัสกับแปรงถ่าน(Brush)



รูปที่ 2.2 โรเตอร์แบบขดลวดพันรอบ โรเตอร์(Wound rotor)

เนื่องจากโรเตอร์ถูกแบ่งออกเป็น 2 แบบมอเตอร์เหนี่ยวนำจึงถูกแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ มอเตอร์แบบกรงกระรอก(squirrel cage motor) และมอเตอร์แบบขดลวดพันรอบโรเตอร์(wound rotor motor)



มอเตอร์แบบกรงกระรอก
(squirrel cage motor)

มอเตอร์แบบขดลวดพันรอบ โรเตอร์
(wound rotor motor)

รูปที่ 2.3 โครงสร้างและส่วนประกอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ทฤษฎีมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.3.1 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

เมื่อทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส จะทำให้เกิดกระแสไหลในขดลวดเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่ขดลวดสเตเตอร์โดยสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์นี้จะยุบและพองตัวตามการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นไซน์ของแหล่งจ่ายที่ป้อนให้กับมอเตอร์ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนที่เคลื่อนที่ไปตัดกับตัวนำในโรเตอร์เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำไปสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นที่โรเตอร์ สนามแม่เหล็กหมุนที่ขดลวดสเตเตอร์นี้จะไปดึงดูดกับสนามแม่เหล็กที่โรเตอร์ให้หมุนไปในทิศทางเดียวกัน โดยที่ความเร็วรอบของโรเตอร์จะหมุนต่ำกว่าความเร็วสนามแม่เหล็กหมุน (synchronous speed : ω_s, N_s) หรือที่เรียกว่าความเร็วซิงโครนัสซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.1 และสมการที่ 2.2

$$\omega_s = \frac{2\omega}{P} \text{ rad/s.} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ 2.1 สามารถเขียนให้อยู่ในหน่วยของรอบต่อนาที (rpm) จะได้ดังสมการที่ 2.2

$$N_s = \frac{60 \cdot \omega}{2\pi} = \frac{120f}{P} \text{ rpm} \quad (2.2)$$

เมื่อ N_s = ความเร็วซิงโครนัส (rpm)
 ω_s = ความเร็วซิงโครนัส (rad/s)
 ω = ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้า (rad/s)
 f = ความถี่ของแหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับมอเตอร์ (Hz)
 P = จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

สลลิป (Slip, s) คืออัตราส่วนระหว่างส่วนต่างของความเร็วสลลิป (ω_{sl}) ต่อความเร็วซิงโครนัส (ω_s) เขียนดังสมการที่ 2.3 และ 2.4

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (2.3)$$

$$s = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} \quad (2.4)$$

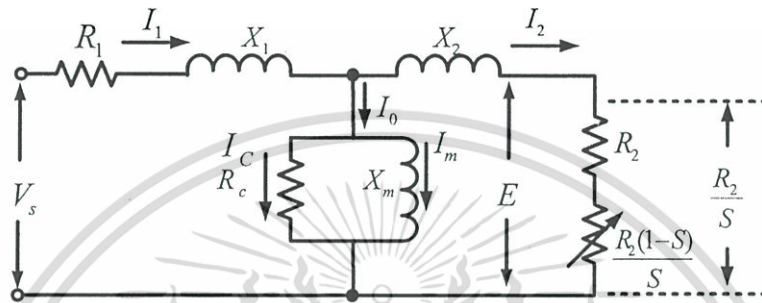
เมื่อ s = สลลิป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ω_r = ความเร็วโรเตอร์

2.3.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส นั้นจะเหมือนกับวงจรสมมูลของหม้อแปลงแต่จะต่างกันตรงขดลวดทุติยภูมิ กล่าวคือ ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไม่มีส่วนที่เคลื่อนที่แต่กรณีมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นขดลวดทุติยภูมิจะเคลื่อนที่ซึ่งก็คือ โรเตอร์ของมอเตอร์นั่นเอง



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.4 เป็นวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่างๆดังต่อไปนี้

V_s = ค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเฟส

R_1 = ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

R_2 = ค่าความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ที่โอนย้ายมาทางด้านสเตเตอร์

R_c = ค่าความต้านทานของแกนเหล็ก

X_m = ค่ารีแอกแตนซ์เหนี่ยวนำในการสร้างสนามแม่เหล็ก

X_1 = ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์

X_2 = ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดโรเตอร์ที่โอนย้ายมาทางด้านสเตเตอร์

I_1 = กระแสสเตเตอร์

I_2 = กระแสโรเตอร์

I_c = กระแสที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก

I_m = กระแสไฟฟ้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก

จากวงจรสมมูลที่ได้จะนำมาใช้ในการคำนวณหาค่าต่างๆดังต่อไปนี้

กำลังไฟฟ้าขาเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{in} = 3V_s I_1 \cos \theta \quad (2.5)$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์

$$P_{ls} = 3 I_1^2 R_1 \tag{2.6}$$

กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องว่างอากาศ (air gap)

$$P_g = 3 I_2^2 \frac{R_2}{S} \tag{2.7}$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์

$$P_{lr} = 3 I_2^2 R_2 \tag{2.8}$$

กำลังไฟฟ้าทางกล

$$P_{em} = P_g - P_{lr} = \frac{3 I_2^2 R_2 (1-S)}{S} \tag{2.9}$$

กำลังไฟฟ้าที่เพลา

$$P_{sh} = P_{em} - P_{fw} \tag{2.10}$$

เมื่อ P_{fw} คือ กำลังสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงลม

แรงบิดของมอเตอร์

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = \frac{3 I_2^2 R_2}{S \omega_s} \tag{2.11}$$

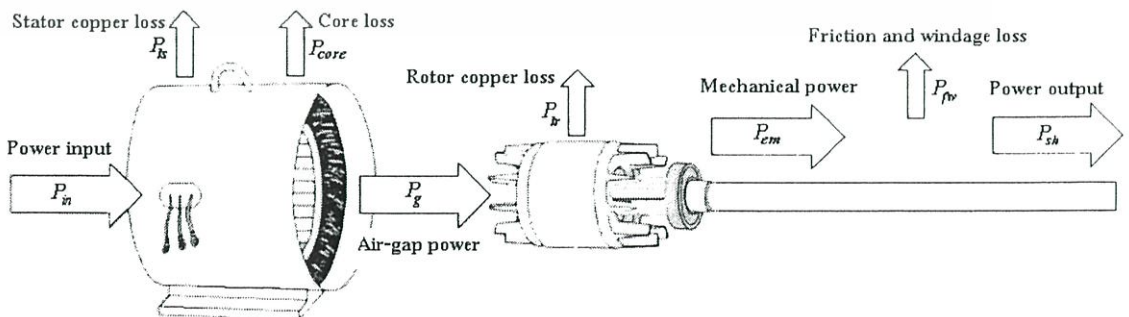
ซึ่ง

$$\omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} = \frac{4\pi f}{P} \tag{2.12}$$

แทนค่าสมการที่ 2.12 ลงในสมการที่ 2.11 จะได้

แรงบิดของมอเตอร์

$$T_{em} = \frac{3 I_2^2 R_2 P}{4\pi f S} \tag{2.13}$$



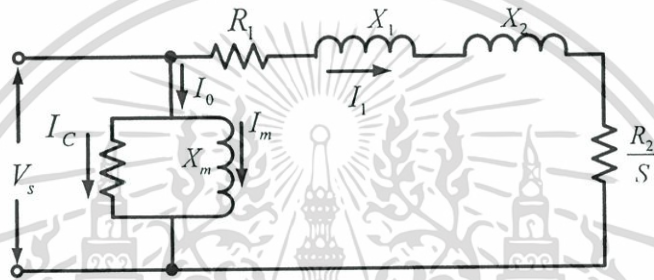
เอกสารรูปที่ 2.5 การไหลของกำลังในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 สามารถนำมาเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ของกำลังขาเข้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$P_{in} = P_{Core} + P_{ls} + P_g \quad (2.14)$$

และสามารถนำมาเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ของความสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$P_{Core} = P_{in} - P_{ls} - P_g \quad (2.15)$$



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรสมมูลดังรูปที่ 2.4 สามารถเขียนให้ง่ายขึ้นดังรูปที่ 2.6 ซึ่งค่ากระแส I_2 สามารถหาได้ดังนี้

$$I_2 = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (2.16)$$

เมื่อค่าสลิปที่แรงบิดสูงสุดหาได้จากสมการที่ 2.17

$$S_m = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2}} \quad (2.17)$$

เมื่อไม่คำนึงถึงผลของพารามิเตอร์ทางด้านสเตเตอร์ (R_1, X_1) ซึ่งไม่มีผลต่อกำลังทางด้านเออร์ทพุทของมอเตอร์จะได้สมการดังนี้

$$I_2 = \frac{SV_s}{\sqrt{R_2^2 + S^2 X_2^2}} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_m = \frac{R_2}{X_2} \quad (2.19)$$

แทนค่าสมการที่ 2.19 และ 2.18 ลงในสมการที่ 2.13 จะได้สมการแรงบิดสูงสุดดังสมการที่ 2.20

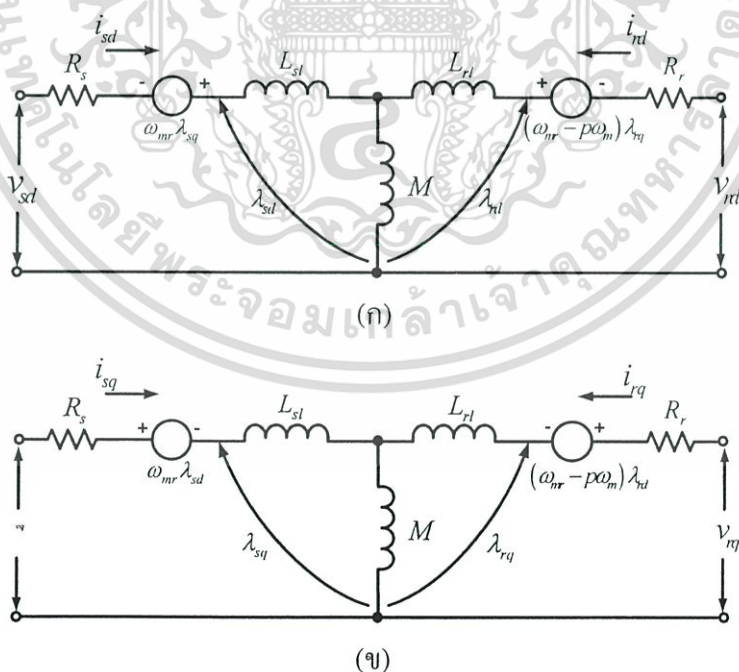
$$T_m = \frac{3PV_s^2}{8\pi fX_2} \quad (2.20)$$

โดยที่ $\omega = 2\pi f$ และ $X_2 = 2\pi fL_2$ เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ 2.20 จะได้

$$T_m = \frac{3P\left(\frac{V_s}{f}\right)^2}{16\pi^2 L_2} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ 2.21 จะเห็นว่าแรงบิดสูงสุดจะมีค่าคงที่ก็ต่อเมื่อ อัตราส่วน $\left(\frac{V_s}{f}\right)$ มีค่าคงที่ด้วย

2.4 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (Synchronously rotating

reference frame) (ก) วงจรสมมูลแกน d (ข) วงจรสมมูลแกน q

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสมมูลทางพลวัต $d-q$ (dynamic d-q equivalent circuit) ที่มีแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซึ่งโคโรนัส (Synchronously rotating reference frame) ของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ แสดงได้ดังรูปที่ 2.7 โดยมีแกน d และแกน q แยกอิสระต่อกัน ปริมาณดังกล่าวอยู่ในรูปของไฟตรงและแสดงถึงการจ่ายแรงดัน 2 ทิศทาง คือสามารถจ่ายแรงดันเข้าด้านสเตเตอร์ (v_{sd}, v_{sq}) และจ่ายแรงดันเข้าด้านโรเตอร์ (v_{rd}, v_{rq}) ซึ่งลักษณะแบบนี้เป็นการควบคุมเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดวาวด์โรเตอร์ (wound rotor machine)

พารามิเตอร์ที่ปรากฏดังรูปที่ 2.7 มีความหมายดังนี้

v_{sd}, v_{sq} : แรงดันด้านสเตเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

v_{rd}, v_{rq} : แรงดันด้านโรเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

i_{sd}, i_{sq} : กระแสด้านสเตเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

i_{rd}, i_{rq} : กระแสด้านโรเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

$\lambda_{sd}, \lambda_{sq}$: ฟลักซ์สเตเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

$\lambda_{rd}, \lambda_{rq}$: ฟลักซ์โรเตอร์บนแกน $d-q$ ตามลำดับ

R_s, R_r : ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

L_{st}, L_{rt} : ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

M : ค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

ω_{mr} : ความถี่ของฟลักซ์โรเตอร์

ω_m : ความเร็วโรเตอร์ (rotor speed)

p : จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็ก (Number of pole pairs)

2.4.1 การนำเสนอในรูปแบบสเปซเวกเตอร์

สำหรับรูปแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในการขับเคลื่อนจะใช้ทฤษฎีของสเปซเวกเตอร์ ซึ่งเราจะเขียนปริมาณต่างๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้เป็นเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\bar{v}_s(t) = \frac{2}{3} [v_{sA}(t) + v_{sB}(t)e^{j\theta} + v_{sC}(t)e^{j2\theta}] = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad (2.22)$$

$$\bar{i}_s(t) = \frac{2}{3} [i_{sA}(t) + i_{sB}(t)e^{j\theta} + i_{sC}(t)e^{j2\theta}] = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (2.23)$$

$$\bar{i}_r(t) = \frac{2}{3} [i_{rA}(t) + i_{rB}(t)e^{j\theta} + i_{rC}(t)e^{j2\theta}] = i_{r\alpha} + ji_{r\beta} \quad (2.24)$$

$$\bar{\lambda}_s(t) = \frac{2}{3} [\lambda_{sA}(t) + \lambda_{sB}(t)e^{j\theta} + \lambda_{sC}(t)e^{j2\theta}] = \lambda_{s\alpha} + j\lambda_{s\beta} \quad (2.25)$$

$$\bar{\lambda}_r(t) = \frac{2}{3} [\lambda_{rA}(t) + \lambda_{rB}(t)e^{j\theta} + \lambda_{rC}(t)e^{j2\theta}] = \lambda_{r\alpha} + j\lambda_{r\beta} \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อ $\bar{v}_s(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์แรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\bar{i}_s(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์กระแสที่ขดลวดสเตเตอร์

$\bar{i}_r(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์กระแสที่ขดลวดโรเตอร์

$\bar{\lambda}_s(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์ที่เกิดขึ้นในขดลวดสเตเตอร์

$\bar{\lambda}_r(t)$ คือ สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์ที่เกิดขึ้นในขดลวดโรเตอร์

และ θ คือ $\frac{2\pi}{3}$

ดังนั้นจากโครงสร้างของมอเตอร์ 3 เฟสแบบกรงกระรอกสามารถเขียนแทนได้ดังรูปที่ 2.8 (ก) โดยที่กระแสและแรงดันมีความสัมพันธ์กันดังสมการ (2.27)

$$\begin{aligned} v_{sA}(t) + v_{sB}(t) + v_{sC}(t) &= 0 \\ i_{sA}(t) + i_{sB}(t) + i_{sC}(t) &= 0 \\ i_{rA}(t) + i_{rB}(t) + i_{rC}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (2.27)$$

จากความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสในรูปสเปซเวกเตอร์ในสมการ (2.22) ถึง (2.26) เราเขียนโครงสร้างของมอเตอร์ใหม่เสมือนว่ามีขดลวดเพียงสองขด ($\alpha - \beta$) ที่ตั้งฉากกันแสดงได้ดังรูปที่ 2.8 (ข)



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (ก) แบบจำลองแบบ 3 เฟส
(ข) แบบจำลองแบบ 2 เฟส

จากรูปที่ 2.8 (ก) เราทำการแปลงระบบจากสามแกน (ABC) ไปเป็นระบบสองแกน ($\alpha - \beta$) จะ
ได้ [15]

$$f_\alpha = f_A \quad (2.28)$$

$$f_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(f_A + 2f_B) \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ f สามารถแทนตัวแปรกระแส แรงดัน หรือฟลักซ์

และการแปลงระบบจากสองแกน $(\alpha - \beta)$ ไปเป็นระบบสามแกน (ABC) จะได้ [15]

$$f_A = f_\alpha \quad (2.30)$$

$$f_B = \frac{1}{2}(-f_\alpha + \sqrt{3}f_\beta) \quad (2.31)$$

$$f_C = -\frac{1}{2}(f_\alpha + \sqrt{3}f_\beta) \quad (2.32)$$

2.4.2 การย้ายแกนอ้างอิงของสเปซเวกเตอร์

เนื่องจากเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์และกระแสสเตเตอร์อยู่บนแกนอ้างอิงแกนหนึ่ง $(\alpha - \beta)$ ซึ่งเป็นแกนอ้างอิงที่ต่างไปจากแกนอ้างอิงของเวกเตอร์ของกระแสโรเตอร์ที่อยู่บนแกนหมุน $(d - q)$ ซึ่งหมุนไปตามตำแหน่งของโรเตอร์ (θ_m) ดังนั้นในการดำเนินการทางคณิตศาสตร์ร่วมกันระหว่างสมการด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ จึงจำเป็นต้องแสดงเวกเตอร์แรงดันและกระแสอ้างอิงอยู่บนแกนเดียวกัน ดังนั้นเราจะเลือกแกนอ้างอิงสเตเตอร์เป็นแกนอ้างอิงร่วมกันและสามารถแสดงการย้ายแกนอ้างอิงของเวกเตอร์กระแสโรเตอร์ไปยังแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ตามสมการ (2.33)

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_m & -\sin \theta_m \\ \sin \theta_m & \cos \theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

2.5 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.5.1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนอ้างอิงแกนหนึ่ง $(\alpha - \beta)$

งานวิจัยนี้ได้ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงกระรอก ดังนั้นจากรูปที่ 2.7 จะเป็นการจ่ายแรงดันเข้าด้านสเตเตอร์เพียงด้านเดียว ส่วนด้านโรเตอร์จะไม่มีกระแสจ่ายแรงดัน ดังนั้นแรงดันด้านโรเตอร์ (v_{rd}, v_{rq}) มีค่าเท่ากับศูนย์ เราสามารถทำการแปลงจากแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (Synchronously rotating frame) ไปสู่แกนอ้างอิงบนแกนนิ่ง (Stationary reference frame) โดยที่ค่า $\omega_{mr} = 0$ และปริมาณดังกล่าวจะอยู่ในรูปของไฟสลับ ซึ่งวงจรสมมูลทางพลวัตแสดงได้ดังรูปที่ 2.9

พารามิเตอร์ที่ปรากฏดังรูปที่ 2.9 มีความหมายดังนี้ [3]

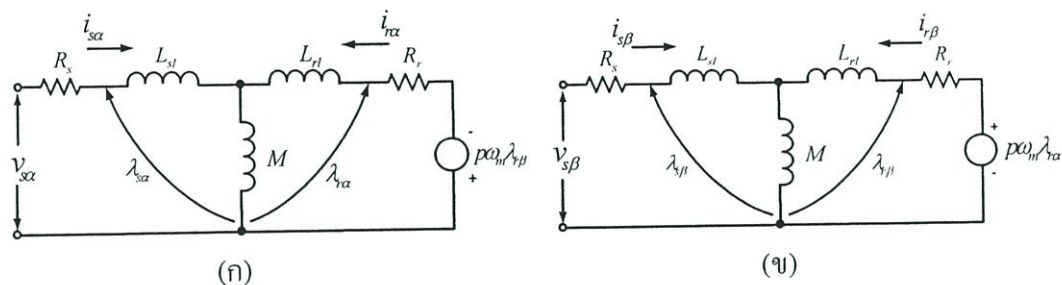
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$: แรงดันด้านสเตเตอร์บนแกน $\alpha - \beta$ ตามลำดับ

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: กระแสด้านสเตเตอร์บนแกน $\alpha - \beta$ ตามลำดับ

$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$: กระแสด้านโรเตอร์บนแกน $\alpha - \beta$ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\lambda_{r\alpha}, \lambda_{r\beta}$: ฟลักซ์โรเตอร์บนแกน $\alpha - \beta$ ตามลำดับ



รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลทางพลวัตที่มีแกนอ้างอิงบนแกนนิ่ง (Stationary reference frame) สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดกรงคกรอก (ก) วงจรสมมูลแกน α (ข) วงจรสมมูลแกน β

รูปที่ 2.9 (ก) เราเขียนสมการของแรงดันด้านสเตเตอร์ให้อยู่ในรูปของสเปซเวกเตอร์ ($\alpha - \beta$) ได้ดังนี้

$$v_{s\alpha} = i_{s\alpha} R_s + L_{sl} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d\lambda_{m\alpha}}{dt} \quad (2.34)$$

$$v_{s\beta} = i_{s\beta} R_s + L_{sl} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d\lambda_{m\beta}}{dt} \quad (2.35)$$

เมื่อฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ (Air gap) [2] มีค่าดังสมการ (2.36) และ (2.37)

$$\lambda_{m\alpha} = \lambda_{s\alpha} - L_{sl} i_{s\alpha} = M(i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \quad (2.36)$$

$$\lambda_{m\beta} = \lambda_{s\beta} - L_{sl} i_{s\beta} = M(i_{s\beta} + i_{r\beta}) \quad (2.37)$$

ฟลักซ์โรเตอร์มีค่าดังสมการ (2.38) และ (2.39)

$$\lambda_{r\alpha} = M i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \quad (2.38)$$

$$\lambda_{r\beta} = M i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \quad (2.39)$$

ทำการกำจัดกระแส $i_{r\alpha}$ และ $i_{r\beta}$ จากสมการ (2.36) และ (2.37) กับสมการ (2.38) และ (2.39) ตามลำดับจะได้เป็นดังสมการ (2.40) และ (2.41)

$$\lambda_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} \lambda_{m\alpha} - L_{rl} i_{s\alpha} \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.41) คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (2.40) ใน (2.34) ซึ่งเขียนใหม่ได้เป็นสมการ (2.42)

$$v_{s\alpha} = \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} + \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{s\alpha} \quad (2.42)$$

เมื่อ $\sigma = \frac{1-M}{L_r L_s}$, $L_{sl} = L_s - M$ และ $L_{rl} = L_r - M$

โดยที่ L_s และ L_r เป็นค่าความเหนี่ยวนำในขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

ดังนั้น

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} v_{s\alpha} - \frac{L_r}{M} \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{s\alpha} \quad (2.43)$$

และ

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} v_{s\beta} - \frac{L_r}{M} \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{s\beta} \quad (2.44)$$

และจากรูปที่ 2.9 (ก) และ 2.9 (ข) เขียนสมการของแรงคั่นด้านโรเตอร์ได้เป็นดังสมการ (2.45) และ (2.46)

$$i_{r\alpha} R_r + \frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} + p\omega_m \lambda_{r\beta} = 0 \quad (2.45)$$

$$i_{r\beta} R_r + \frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} + p\omega_m \lambda_{r\alpha} = 0 \quad (2.46)$$

ทำการกำจัดกระแส $i_{r\alpha}$ จากสมการ (2.45) กับ (2.38) จะได้ดังสมการ (2.47)

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{r\alpha} - p\omega_m \lambda_{r\beta} + \frac{MR_r}{L_r} i_{s\alpha} \quad (2.47)$$

และกำจัดกระแส $i_{r\beta}$ จากสมการ (2.46) กับ (2.47) จะได้ดังสมการ (2.48)

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{r\beta} + p\omega_m \lambda_{r\alpha} + \frac{MR_r}{L_r} i_{s\beta} \quad (2.48)$$

แทนสมการ (2.47) และ (2.48) ลงในสมการ (2.43) และ (2.44) ตามลำดับจะได้ดังสมการ (2.49) และ (2.50)

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r \tau_r} \lambda_{r\alpha} + \frac{Mp\omega_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \quad (2.49)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_r} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) i_{s\beta} + \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} \lambda_{r\alpha} + \frac{Mp\omega_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ ซึ่งห้ามมิให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้นิพนธ์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$

และจากสมการ (2.47) และ (2.48) เขียนใหม่ได้เป็นดังสมการ (2.51) และ (2.52)

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = -\frac{M}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{r\alpha} - p\omega_m \lambda_{r\beta} \tag{2.51}$$

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{s\beta} + p\omega_m \lambda_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{r\beta} \tag{2.52}$$

เราสามารถเขียนสมการ (2.49) ถึง (2.52) ให้ดูง่ายขึ้นดังนี้

สมการด้านสเตเตอร์ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ -\left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r} \right) I \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{M}{L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} - p\omega_m J \right) \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \right\} \tag{2.53}$$

สมการด้านโรเตอร์ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{M}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \left(-\frac{1}{\tau_r} I + p\omega_m J \right) \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{2.54}$$

สมการแรงบิด :

$$T_m = 1.5 p \frac{M}{L_r} (\lambda_{r\alpha} i_{s\beta} - \lambda_{r\beta} i_{s\alpha}) \tag{2.55}$$

2.5.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนกรอบอ้างอิงแกนหมุน (d-q)
 เนื่องจากการควบคุมแบบเวกเตอร์จะควบคุมกระแสสร้างฟลักซ์และแรงบิดบนแกนหมุน จึงต้องทำการแปลงแบบจำลองในสมการ (2.53) ถึง (2.55) ไปอยู่บนแกนหมุนโดยแปลงสเปซเวกเตอร์แรงดัน กระแส และฟลักซ์ไปอยู่บนแกนอ้างอิงแกนหมุนจะได้

กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงแกนหมุน :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{mr} & \sin \theta_{mr} \\ -\sin \theta_{mr} & \cos \theta_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{2.56}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงแกนหมุน :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{mr} & \sin \theta_{mr} \\ -\sin \theta_{mr} & \cos \theta_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

ฟลักซ์โรเตอร์บนแกนอ้างอิงแกนหมุน :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{mr} & \sin \theta_{mr} \\ -\sin \theta_{mr} & \cos \theta_{mr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{r\alpha} \\ \lambda_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

สมการด้านสเตเตอร์ :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ - \left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r} \right) i_{sd} + \sigma L_s \omega_{mr} i_{sq} + \frac{M}{L_r \tau_r} \lambda_{rd} - \frac{Mp\omega_m J}{L_r} \lambda_{rq} + v_{sd} \right\} \quad (2.58)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ \left(R_s + \frac{(1-\sigma)L_s}{\tau_r} \right) i_{sq} - \sigma L_s \omega_{mr} i_{sd} + \frac{M}{L_r \tau_r} \lambda_{rq} - \frac{Mp\omega_m J}{L_r} \lambda_{rd} + v_{sq} \right\} \quad (2.59)$$

สมการด้านโรเตอร์ :

$$\frac{d\lambda_{rd}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rd} + \omega_{sl} \lambda_{rq} \quad (2.60)$$

$$\frac{d\lambda_{rq}}{dt} = \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rq} - \omega_{sl} \lambda_{rd} \quad (2.61)$$

$$\omega_{mr} - p\omega_m = \omega_{sl} = \frac{i_{sq}}{\tau_r \lambda_{rq}} \quad (2.62)$$

สมการแรงบิด :

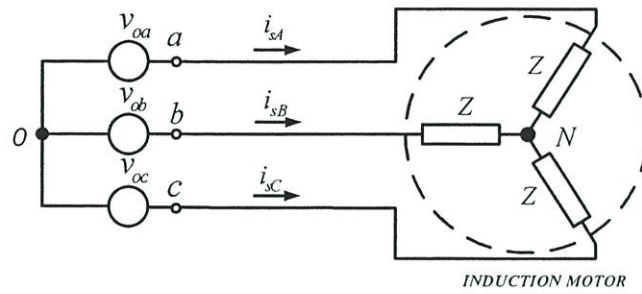
$$T_m = 1.5p \frac{M}{L_r} i_{sq} \lambda_{rd} \quad (2.63)$$

2.6 อินเวอร์เตอร์และสเปซเวกเตอร์แรงดัน

สเปซเวกเตอร์แรงดันใช้สำหรับกำเนิดแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดแต่ละเฟสของมอเตอร์ทำได้โดยการสวิตช์อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลังรูปแบบการสวิตช์อินเวอร์เตอร์ขึ้นอยู่กับค่าที่คำนวณเพื่อได้ค่าที่เหมาะสม

2.6.1 ระบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส

การกำเนิดสนามแม่เหล็กหมุนจะใช้แหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟอิสระ 3 ชุด แต่ละชุดทำมุมต่างกัน 120 องศา จ่ายให้กับมอเตอร์ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แหล่งจ่ายไฟอิสระ 3 ชุด

ในมาตรฐานระบบไฟ 3 เฟส แรงดันลักษณะเป็นไซน์ ถูกจ่ายให้กับมอเตอร์กำเนิดกระแสที่เป็น ไซน์มีแรงดันเฟสแสดงได้ดังนี้

$$v_{oa} = \sqrt{2} \times V \cos(\omega_{mr} t) \quad (2.64)$$

$$v_{ob} = \sqrt{2} \times V \cos\left(\omega_{mr} t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.65)$$

$$v_{oc} = \sqrt{2} \times V \cos\left(\omega_{mr} t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.66)$$

สามารถคำนวณแรงดันเทียบกับนิวทรัล (v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) จากแหล่งจ่ายแรงดันที่จ่ายให้ มอเตอร์ (v_{oa}, v_{ob}, v_{oc}) โดยกำหนดให้เป็นระบบ 3 เฟสแบบสมมูล ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_{an} = v_{oa} + Z \cdot i_{sA} \quad (2.67)$$

$$v_{bn} = v_{ob} + Z \cdot i_{sB} \quad (2.68)$$

$$v_{cn} = v_{oc} + Z \cdot i_{sC} \quad (2.69)$$

ดังนั้น

$$3v_{on} = v_{oa} + v_{ob} + v_{oc} = Z(i_{sA} + i_{sB} + i_{sC}) \quad (2.70)$$

และเมื่อ

$$i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} = 0 \quad (2.71)$$

จากสมการ (2.70) และ (2.71) แรงดันเฟส A (v_{an}) มีค่า

$$v_{an} = v_{on} - v_{oa} = \left(\frac{1}{3}\right)(v_{oa} + v_{ob} + v_{oc}) - v_{oa} \quad (2.72)$$

$$v_{an} = -\frac{2}{3}v_{oa} + \frac{1}{3}v_{ob} + \frac{1}{3}v_{oc} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \quad (2.73)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในระบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟสแบบสมดุลแรงดันเฟสจะมีค่า

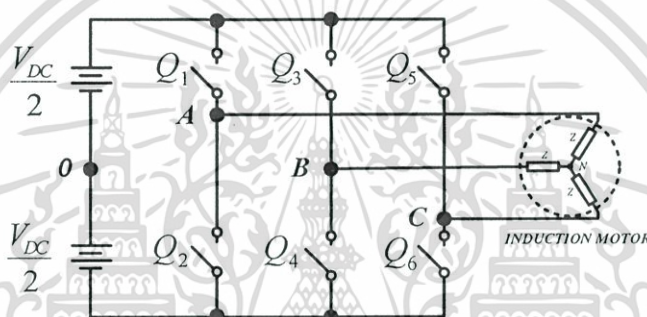
$$v_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)(2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \quad (2.74)$$

$$v_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)(2v_{bo} - v_{ao} - v_{co}) \quad (2.75)$$

$$v_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)(2v_{co} - v_{ao} - v_{bo}) \quad (2.76)$$

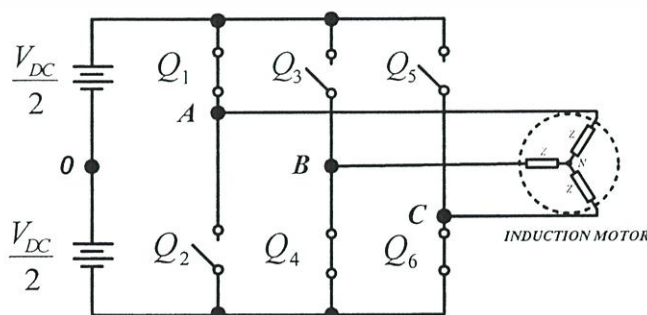
2.6.2 ระบบแหล่งจ่ายไฟแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

อินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันเป็นอินเวอร์เตอร์แบบควบคุมแรงดัน (Voltage Source Inverter) โดยมีโครงสร้างประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและสวิตช์ต่อกันดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แหล่งจ่ายไฟแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

สวิตช์ที่อยู่ในกิ่งวงจรเดียวกันจะไม่ปิดวงจรพร้อมกัน เช่น เมื่อ Q_1 ปิด Q_2 จะเปิดเสมอ ดังนั้น สวิตช์สามารถปิดเปิดได้ทั้งหมด 8 รูปแบบ โดยกำหนดรูปแบบเรียงลำดับสวิตช์ตัวบน (1,3,5) เรียงจากเฟส A, B และ C ตามลำดับ โดยที่ 1 หมายถึงสวิตช์ตัวบนปิดวงจรและสวิตช์ตัวล่างเปิดวงจร และ 0 หมายถึงสวิตช์ตัวบนเปิดวงจรและสวิตช์ตัวล่างปิดวงจร ยกตัวอย่างดังรูปที่ 2.6 เช่น 100 หมายถึงสวิตช์ 1,4,6 ปิดวงจรและสวิตช์ 2,3,5 เปิดวงจร จากรูปแบบการสวิตช์ทั้ง 8 รูปแบบ จะได้แรงดันจุดสะเทินเสมือนดังตารางที่ 2.1



ตารางที่ 2.1 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบจุดสเทินเสมือนของอินเวอร์เตอร์

รูปแบบการสวิตช์			แรงดัน		
Q_1	Q_3	Q_5	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}
0	0	0	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
0	0	1	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
0	1	0	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
0	1	1	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
1	0	0	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	0	1	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
1	1	0	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	1	1	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$

ตารางที่ 2.2 รูปแบบการสวิตช์และแรงดันเทียบจุดนิวตรอลของอินเวอร์เตอร์

Vector	Q_1	Q_3	Q_5	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$
V_2	0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
V_3	0	1	1	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
V_4	1	0	0	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
V_5	1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
V_6	1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

2.6.3 เวกเตอร์แรงดันในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (α, β)

การแปลงแรงดัน 3 เฟส เป็นแบบ 2 เฟสในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (α, β) จากสมการ (2.22) เราเขียนแสดงอีกครั้งในสมการ (2.77) ปริมาณทั้งหมดยังคงอยู่ในรูปไฟสลับ ซึ่งวิธีนี้เรียกกันโดยทั่วไปว่าการแปลงของคลาร์ก (Clarke Transformation) ดังนั้นจากแรงดัน 3 เฟส (v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}) รวมเป็นเวกเตอร์แยกเป็น 2 แกน (α, β) แสดงได้ดังสมการ (2.78)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ โดย $\vec{v}_s(t) = \frac{2}{3} [v_{AN}(t) + av_{BN}(t) + a^2v_{CN}(t)] = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$ ให้นำมาใช้ประโยชน์ (2.77) ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

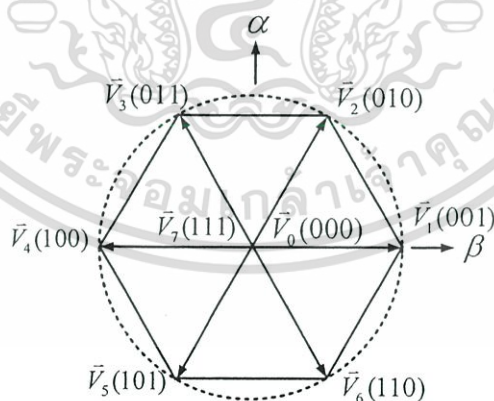
โดยที่ $a = e^{j\theta}$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

ตารางที่ 2.3 รูปแบบการสวิตช์และค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

Vector	Q_1	Q_3	Q_5	v_α	v_β	\vec{V}_s
V_0	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
V_1	0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	\vec{V}_1
V_2	0	1	0	$-V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	\vec{V}_2
V_3	0	1	1	$-2V_{DC}/3$	0	\vec{V}_3
V_4	1	0	0	$2V_{DC}/3$	0	\vec{V}_4
V_5	1	0	1	$V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	\vec{V}_5
V_6	1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/\sqrt{3}$	\vec{V}_6
V_7	1	1	1	0	0	\vec{V}_7

จากสมการ (2.57) ค่าแรงดัน ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}$) จะได้รูปแบบสวิตช์ (Q_1, Q_3, Q_5) ดังตารางที่ 2.3 และสามารถเขียนเวกเตอร์แรงดันได้ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 เวกเตอร์แรงดันทั้ง 8 เวกเตอร์

2.7 แนวคิดของการควบคุมแบบเวกเตอร์

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยระบบสเกล่าร์ของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันเอกสารถือเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า (Voltage-fed) และแบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-fed) ได้มีการวิเคราะห์กันมานานแล้ว ซึ่งมีไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสรุปต่างๆ คือ แรงดัน กระแส และความถี่เป็นตัวแปรพื้นฐานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ยกตัวอย่างเช่น ในส่วนของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน แรงบิดและฟลักซ์ที่อยู่ในช่องว่างอากาศ (Air gap) เป็นตัวที่ใช้ในการหาค่าของแรงดันและความถี่ ซึ่งแรงบิดโดยการเพิ่มความถี่ ฟลักซ์จะพองตัวน้อยลงแต่ละถูกทดแทน โดยวงรอบควบคุมฟลักซ์ที่เกิดขึ้นซ้ำๆ ไปพร้อมกับแรงดัน ค่าฟลักซ์ที่เกิดขึ้นช่วงนี้จะไปลดค่าแรงบิดด้วยสลิปและยึดค่าเวลาตอบสนองออกไป ค่าเวลาที่ยึดออกไปนี้จะเท่ากับค่าที่ใช้ในระบบอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

การกำหนดค่าที่เกิดขึ้นสามารถทดแทนได้โดยใช้วิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ (Vector control method) หรือวิธีปรับสนามแม่เหล็ก (field-oriented control method) ซึ่งสามารถนำไปใช้ได้ทั้งมอเตอร์เหนี่ยวนำและมอเตอร์ซิงโครนัส ในที่นี้เราจะกล่าวถึงวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ การควบคุมเครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับมีวิธีการคล้ายกับเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก (Separately excited dc machine) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 2.14 การทำงานของเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก คือฟลักซ์ค่อลยของเครื่องกำเนิดชนิดนี้ จะถูกกระตุ้นให้มีอำนาจแม่เหล็กโดยการใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจากภายนอกเป็นตัวกระตุ้นในระบบเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการลดค่ากระแสอาร์เมเจอร์และการอิมตัวของสนามแม่เหล็ก เราหาค่าแรงบิดได้จาก

$$T_m = KI_a I_f \quad (2.79)$$

เมื่อ

 T_m

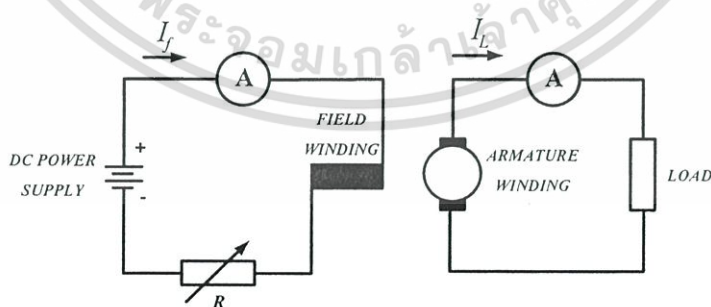
คือ แรงบิดมอเตอร์

 I_a

คือ กระแสอาร์เมเจอร์หรือกระแสที่เกิดจากแรงบิด

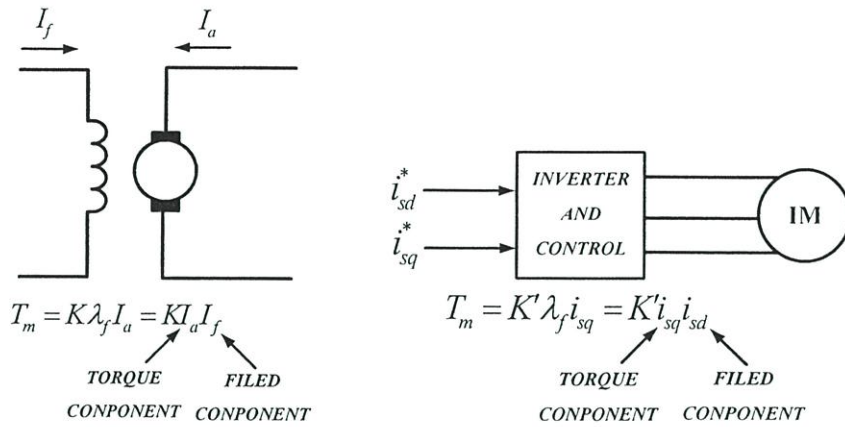
 I_f

คือ กระแสฟิลด์ หรือ กระแสที่เกิดจากฟลักซ์



รูปที่ 2.14 เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก (Separately excited DC machine)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 มอเตอร์เหนี่ยวนำและเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงในรูปของ Vector control

ในเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรงจะกำหนดค่า I_a และ I_f ให้ทำมุมตั้งฉากกันตามทิศทางของเวกเตอร์ โดยสภาวะปกติจะกำหนดให้กระแสฟิลด์ (I_f) มีค่าคงที่ ส่วนอัตราของฟลักซ์และแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสอาร์เมเจอร์ เมื่อกระแสฟิลด์หรือการตอบสนองของฟลักซ์ไม่ขึ้นกับค่ากระแสอาร์เมเจอร์แรงบิดก็จะคงมีค่ามากต่อไปทั้งในการทำงานแบบสภาวะชั่วครู่ (Transient) และสภาวะอยู่ตัว (Steady-state) โหมดของการควบคุมแบบนี้สามารถนำไปใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ในรูปที่ 2.15 แสดงรูปของมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อกับอินเวอร์เตอร์และวงจรควบคุม โดยมี i_{sd}^* และ i_{sq}^* ควบคุมทางด้านอินพุตและกระแส i_{sd} คือส่วนประกอบทางด้านแกนตรง (Direct axis) และกระแส i_{sq} คือส่วนประกอบทางด้านแกนตั้งฉากของกระแสทางสเตเตอร์ ซึ่งกระแสทั้งคู่จัดให้อยู่บนแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซิงโครนัส (Synchronously rotating reference frame) ในการ i_{sd} ควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นกระแส i_{sd} จะมีลักษณะที่เหมือนกับกระแสฟิลด์ (I_f) และกระแส i_{sq} จะมีลักษณะที่เหมือนกับกระแสอาร์เมเจอร์ (I_a) ของเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นแรงบิดจะหาได้จาก

$$T_m = K'\lambda_f i_{sq} = K' i_{sq} i_{sd} \quad (2.80)$$

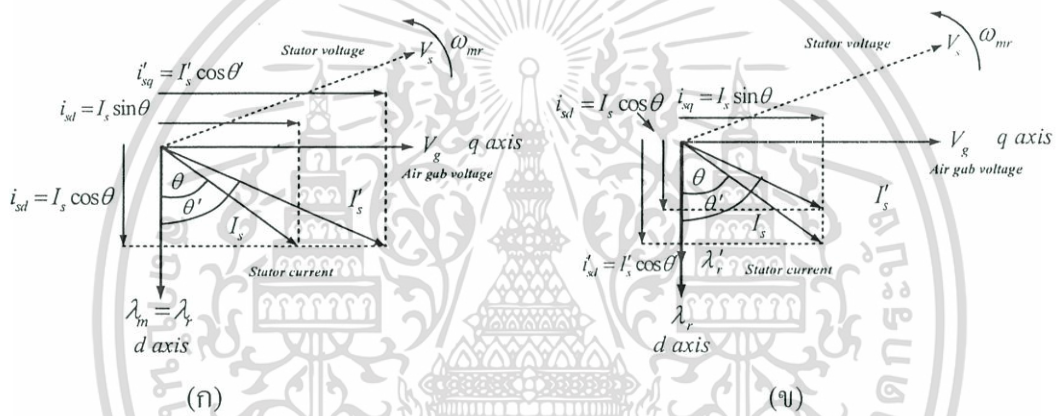
พื้นฐานในการควบคุมคือการนำกระแส i_{sd} และ i_{sq} มาสร้างให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ ซึ่งหลักการของการควบคุมเวกเตอร์จะอธิบายในรูปที่ 2.16 โดยนำเฟสเซอร์ไดอะแกรมมาช่วยในการหมุนแบบซิงโครนัส หลักการง่ายๆ คือเราจะไม่สนใจค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance) ของโรเตอร์ เฟสเซอร์ไดอะแกรมจะวาดค่าแรงดันในช่องว่างอากาศ (Air gap voltage, V_g) ให้อยู่บนแกนเดียวกับแกน q กระแสสเตเตอร์จะล่าหลังแรงดัน V_g เท่ากับ $(90 - \theta)^\circ$ โดยที่ i_{sq} จะมีเฟสตรงกันกับ V_g และ V_g จะอยู่ในมุมตั้งฉากกับ V_g กระแส i_{sq} คือ

แอกทีฟพาวเวอร์หรือส่วนประกอบของแรงบิดของกระแสสเตเตอร์และค่ากำลังแอกทีฟที่ติดคร่อมกับค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันช่องว่างอากาศ คือ $V_g i_{sq}$ ส่วนกระแส i_{sd} คือค่ารีแอกทีฟหรือส่วนประกอบของฟิลด์มีผลต่อฟลักซ์ของช่องว่างอากาศ (λ_m) ของกระแสเตเตอร์และค่ากำลังรีแอกทีฟที่ตกคร่อมช่องว่างอากาศ คือ $V_g i_{sd}$ จากเฟสเซอร์ไดอะแกรมค่าแรงบิด (T_m) ตกคร่อมช่องว่างอากาศที่ปรับปรุงแล้วหาได้จาก

$$T_m = K' |\lambda_m| i_{sq} = K' i_{sd} i_{sq} \quad (2.81)$$

เมื่อกระแส i_{sd} และ i_{sq} แสดงดังรูปที่ 2.16 สมการของแรงบิดก็จะเหมือนกับในเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง ในสภาวะปกติกระแส i_{sd} จะมีค่าคงที่และแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่าของ i_{sq} ที่มีการเปลี่ยนแปลง



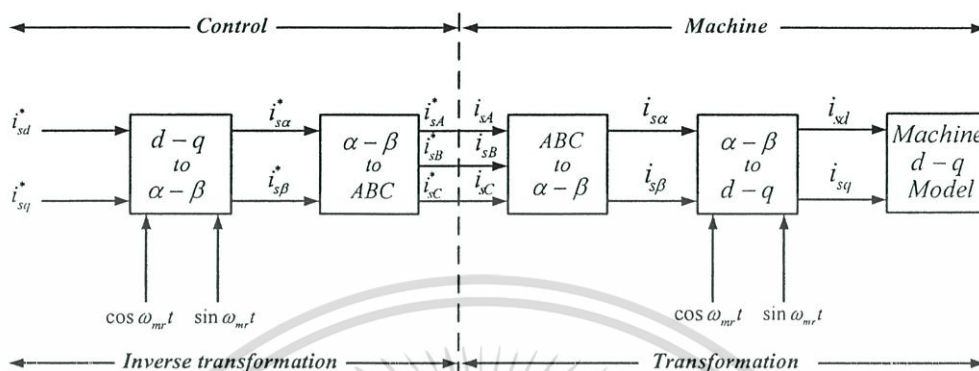
รูปที่ 2.16 เฟสเซอร์ไดอะแกรมในการควบคุมเวกเตอร์แบบทางตรง

(ก) การเพิ่มของกระแสสร้างแรงบิด (ข) การเพิ่มของกระแสสร้างสนามแม่เหล็ก

การหาค่าต่างๆ โดยวิธีเวกเตอร์คอนโทรลโดยใช้แบบจำลองทางเครื่องกลไฟฟ้าจะอธิบายโดยรูปที่ 2.18 เราจะไม่พิจารณาถึงอินเวอร์เตอร์แต่ละสมมติว่ามันได้กำเนิดเฟสของกระแสในทางอุดมคติคือ i_{sA}, i_{sB} และ i_{sC} โดยมีตัวคอนโทรลเลอร์ (Controller) สร้างสัญญาณอ้างอิงขึ้นมาแบบจำลองของเครื่องกลไฟฟ้าจะอยู่ทางขวามือ เฟสของกระแส i_{sA}, i_{sB} และ i_{sC} จะถูกแปลงเป็น $i_{s\alpha}$ และ $i_{s\beta}$ โดยการแปลงจาก 3 เฟสเป็น 2 เฟส จากนั้นจะถูกเปลี่ยนไปอยู่บนแกนอ้างอิงบนแกนหมุนซึ่งโคจรด้วยเวกเตอร์ (Unit vector) คือ $\cos \omega_{mr} t$ และ $\sin \omega_{mr} t$ ก่อนที่จะถูกเปลี่ยนเป็นแบบจำลองทางเครื่องกลไฟฟ้าดังรูปที่ 2.17 ตัวควบคุมจะสร้าง stage ของการแปลงกลับขึ้นมาสองส่วน แล้ว i_{sd}^* และ i_{sq}^* จะถูกจัดให้อยู่ในรูปตัวแปรของทางด้านเครื่องกลไฟฟ้าที่ตอบสนองกระแส i_{sd} และ i_{sq} ค่าเวกเตอร์ขนาดหนึ่งหน่วยจะเป็นตัวบอกว่าอยู่บนแกนเดียวกันกับเฟสของ λ_m และ i_{sq} อยู่บนแกนเดียวกับเฟสกับ V_g จะสังเกตเห็นว่าในส่วนของการแปลงไปและการ

แปลงกลับจะไม่รวมเข้าเป็นรูปเดียวกันกับพลวัตอื่น ดังนั้นการตอบสนองของกระแส i_{sd} และ i_{sq} ไม่ช้ากว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

i_{sq} จะเกิดขึ้นเพียงชั่วขณะ โดยทั่วไปในการควบคุมแบบเวกเตอร์มีอยู่ 2 วิธี วิธีแรกเรียกว่า วิธี โดยตรง (Direct method) ส่วนอีกวิธีโดยอ้อม (Indirect method) ทั้งสองวิธีจะกล่าวถึงการเกิด สัญญาณ $\cos \omega_{mr} t$ และ $\sin \omega_{mr} t$ ซึ่งเป็นยูนิตเวกเตอร์



รูปที่ 2.17 การหาค่าต่างๆ โดยวิธี Vector control โดยใช้แบบจำลองเครื่องกลไฟฟ้า

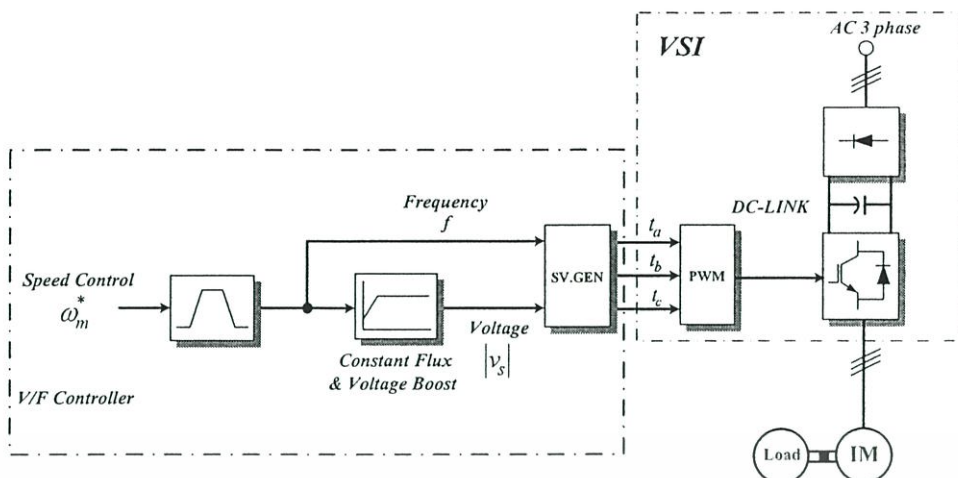
2.8 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ประเภทต่างๆ ในอุตสาหกรรม

ปัจจุบันมีการนำระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์มาใช้กันอย่างกว้างขวาง ในระบบขับเคลื่อนในอุตสาหกรรม ทั้งนี้การพัฒนาทางด้านวิธีการควบคุมของอินเวอร์เตอร์มา อย่างต่อเนื่องและมีแนวโน้มการพัฒนาในสองทางใหญ่ๆ คือ การพัฒนาอินเวอร์เตอร์อย่างง่าย และอินเวอร์เตอร์ที่มีสมรรถนะสูง เราสามารถแยกชนิดของอินเวอร์เตอร์ตามลักษณะการควบคุม ได้เป็น 3 ประเภทดังต่อไปนี้

2.8.1 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ V/F

อินเวอร์เตอร์แบบ V/F ถือเป็นอินเวอร์เตอร์ประเภทแรกที่ถูกนำไปประยุกต์ใช้ใน อุตสาหกรรมเนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่ใช้งานได้ง่ายไม่ซับซ้อน หลักการพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ ชนิดนี้คือจะทำการควบคุมแรงดันที่ปลายขั้วให้มีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ในลักษณะเชิงเส้น โดยเราเรียกการควบคุมแบบ V/F ดังแสดงในรูปที่ 2.18 ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่า การควบคุมแบบนี้ มีข้อดีคือ สามารถใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำทั่วไปโดยไม่ต้องทราบข้อมูลพารามิเตอร์ภายในของ มอเตอร์ แต่เนื่องจากการควบคุมแบบง่ายๆ จึงไม่สามารถให้คุณสมบัติแรงบิดและความเร็วที่ดี ได้ และยังไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง นอกจากนี้ความเร็วที่ได้เปลี่ยนแปลงตามโหลด จึงเกิดความคลาดเคลื่อน ไปจากค่าความเร็วที่ตั้งไว้ อย่างไรก็ตามวิธีการควบคุมแบบ V/F จะเหมาะกับ งานทั่วไปที่ต้องการแค่เพียงปรับความเร็วของมอเตอร์อย่างง่ายๆ เช่น เครื่องสูบน้ำ สายพาน ลำเลียงในกระบวนการผลิต เป็นต้น

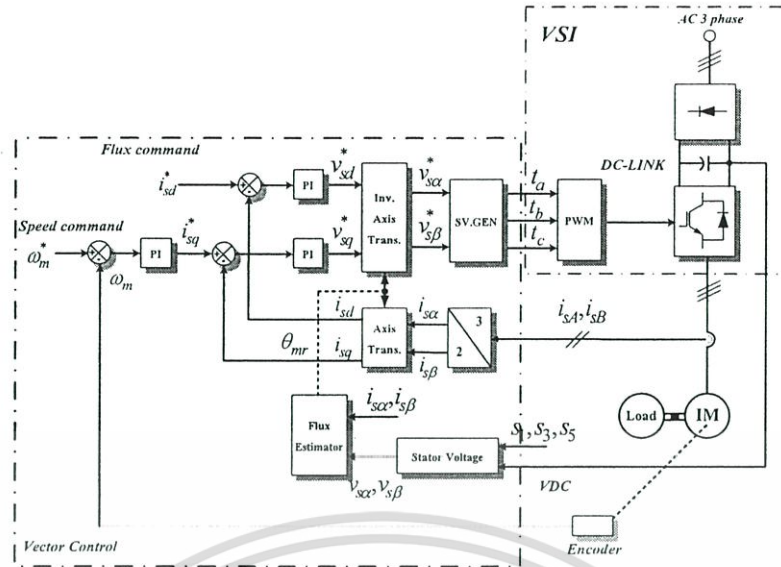
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ V/F

2.8.2 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ (Vector Control : Field-oriented Control)

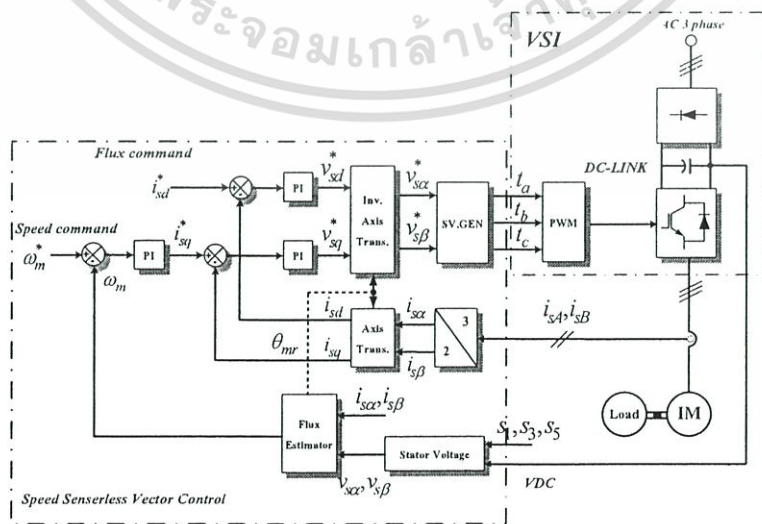
อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จัดอยู่ในอินเวอร์เตอร์ประเภทที่มีสมรรถนะสูง รูปที่ 2.19 แสดงถึงโครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำในลักษณะคล้ายคลึงกับมอเตอร์กระแสตรง โดยทั่วไประบบควบคุมจะทำการจ่ายกระแสเดเตอร์ที่มีองค์ประกอบ 2 ส่วนคือ ส่วนสร้างฟลักซ์แม่เหล็กและส่วนสร้างแรงบิด ทั้งนี้การควบคุมทั้งหมดจะกระทำอยู่บนแกนอ้างอิงแกนที่หมุนไปพร้อมกับฟลักซ์เวกเตอร์ทางด้านโรเตอร์ ประเด็นสำคัญในการควบคุมชนิดนี้จึงอยู่ที่ว่า เราสามารถหาตำแหน่งของฟลักซ์เวกเตอร์ได้แม่นยำเพียงไร ซึ่งในทางปฏิบัติเราไม่สามารถวัดค่าฟลักซ์ได้โดยตรง เราจึงจำเป็นต้องใช้การคำนวณ โดยอาศัยแบบจำลองมอเตอร์ในการหาค่าฟลักซ์เวกเตอร์ ดังนั้น ข้อดีของระบบนี้จึงอยู่ที่เราจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์อย่างถูกต้องจึงจะได้คุณสมบัติการควบคุมที่ดี ข้อจำกัดอีกประการหนึ่งของระบบก็คือ เราจำเป็นต้องทราบข้อมูลความเร็วหรือตำแหน่งโรเตอร์ด้วย จึงทำให้เราไม่สามารถนำไปใช้กับระบบที่ไม่มีเซนเซอร์วัดความเร็วได้ ดังนั้นโดยทั่วไปเรามักจะใช้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์นี้กับงานที่ต้องการความแม่นยำและความเร็วในการตอบสนองสูง เช่นระบบขับเคลื่อนในลิฟท์ ระบบเซอร์โวในโรงงานพลาสติก หรือระบบควบคุมความตึงในโรงงานกระดาษ



รูปที่ 2.19 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ Vector Control

2.8.3 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว (Speed-Sensorless Vector Control)

ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ต้องการผลตอบแทนต่อโหลดดีนั้น การควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นวิธีหนึ่งที่น่าใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยอาศัยการควบคุมฟลักซ์และแรงบิดให้มีอิสระต่อกันเสมือนการควบคุมมอเตอร์กระแสตรงแบบกระตุ้นแยกแต่การควบคุมแบบเวกเตอร์จำเป็นต้องมีการติดตั้งเซ็นเซอร์วัดความเร็ว ดังนั้นการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วจึงได้ถูกนำมาใช้ในทางอุตสาหกรรมมากขึ้น รูปที่ 2.20 แสดงถึง โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็ว ดังนั้นทำให้มีการศึกษาและวิจัยอย่างแพร่หลาย พร้อมทั้งมีการนำเสนอวิธีการประมาณค่าความเร็วที่แตกต่างกันซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็น



รูปที่ 2.20 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบ Sensorless Vector Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับระบบควบคุมกระแส

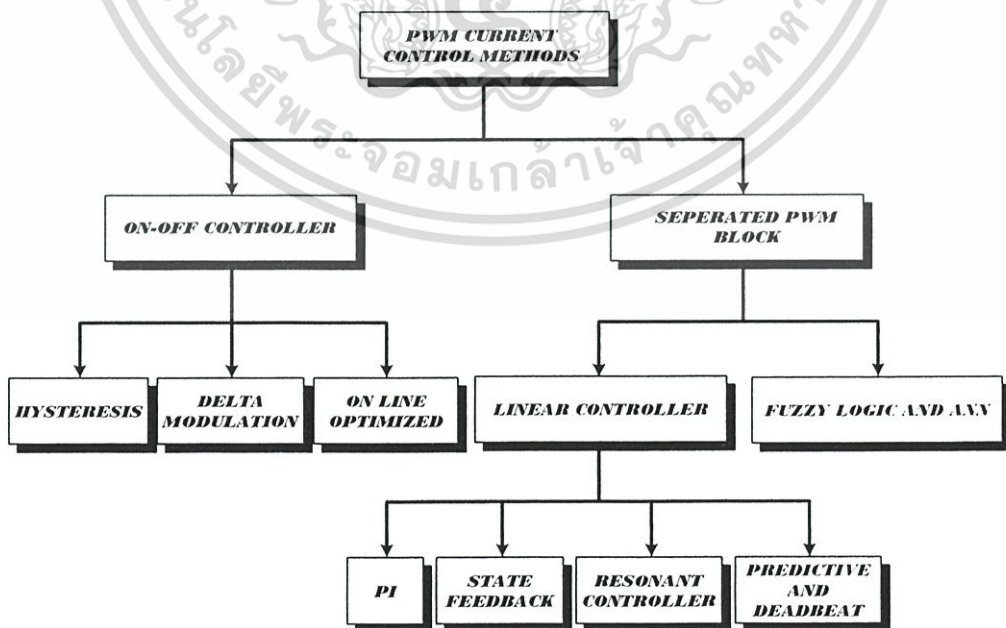
3.1 บทนำ

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์หลักในการแปรสภาพพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งวงจรของอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องอาศัยสัญญาณควบคุมขั้วนำเกตของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง วิธีการสร้างสัญญาณควบคุมสามารถสร้างได้หลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบมีข้อดี และข้อเสียต่างกันไป วิธีการที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายคือ เทคนิคการควบคุมกระแส(current control) ซึ่งในบทนี้จะอธิบายถึงหลักการการทำงานของระบบควบคุมกระแสชนิดต่างๆที่มีใช้งานอยู่ในปัจจุบัน และรวมถึงการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส ซึ่งจะนำมาใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในงานวิจัยต่อไป

3.2 เทคนิคการควบคุมกระแส

สำหรับเทคนิคการควบคุมกระแสสามารถจำแนกออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ ดังรูปที่ 3.1 คือ

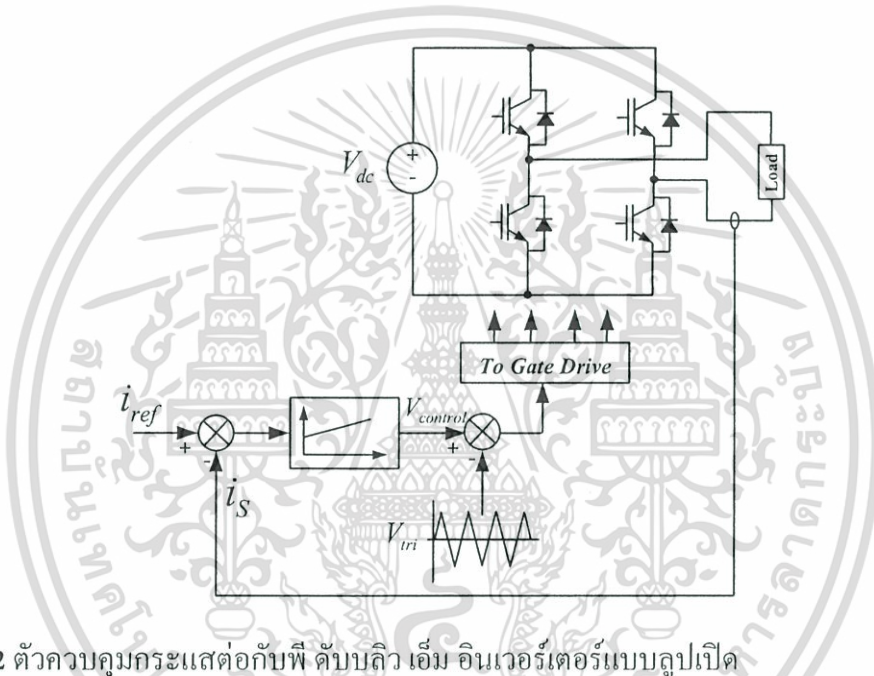
1. ตัวควบคุมกระแสต่อกับพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบลูปเปิด (รูปที่ 3.2)
2. ตัวควบคุมกระแสแบบ on-off (รูปที่ 3.3)



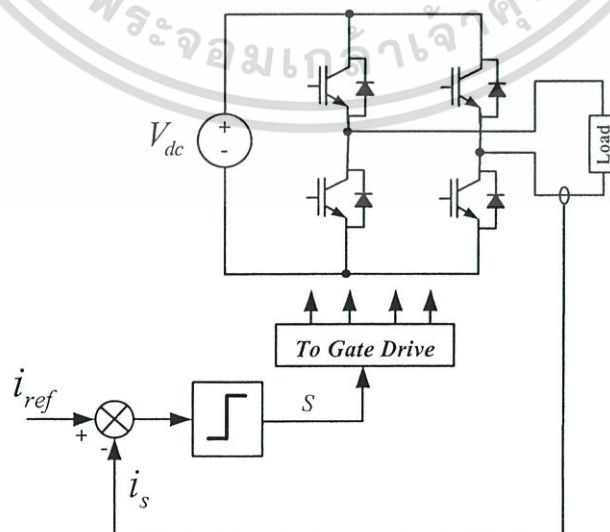
รูปที่ 3.1 เทคนิคการควบคุมกระแสแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการของตัวควบคุมแบบ on-off จะใช้กระแสจริงมาเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง จะได้กระแส error เพื่อนำไปสร้างสัญญาณขับนำเกทของอุปกรณ์สวิตซ์กำลังของอินเวอร์เตอร์ โดยตรงต่อไป ดังนั้นความถี่สวิตซ์จึงไม่คงที่ ในขณะที่การควบคุมกระแสที่มีพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบลูปเปิดนั้นจะแยกส่วนการชดเชยกระแส error กับส่วนของการมอดูเลตแรงดันออกจากกัน โดยแนวคิดนี้เป็นการใช้ข้อได้เปรียบของการมอดูเลตแบบลูปเปิด (พี ดับบลิว เอ็ม แบบไซน์ พี ดับบลิว เอ็ม แบบสเปซเวกเตอร์และพี ดับบลิว เอ็ม แบบ Optimal) ซึ่งก็คือ ความถี่สวิตซ์ซึ่งมีค่าคงที่ สามารถกำหนดฮาร์โมนิกสเปกตรัมได้ดี รูปแบบการสวิตซ์เหมาะสมและแรงดันดีซีลิงค์มีเสถียรภาพ นอกจากนี้โครงสร้างของการควบคุมทั้งหมดนั้นเป็นอิสระจากกัน ทำให้การทดสอบลูปเปิดของอินเวอร์เตอร์และโหลดสามารถทำได้โดยง่าย

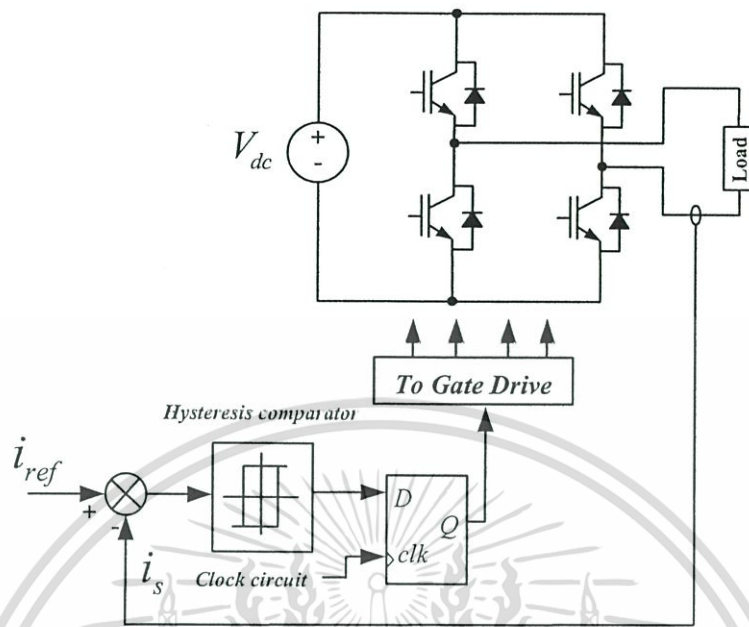


รูปที่ 3.2 ตัวควบคุมกระแสต่อกับพี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์แบบลูปเปิด



เอกสารรูปที่ 3.3 ตัวควบคุมแบบ on-off ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกอล แซมปลิง (Periodical Sampling, PS)



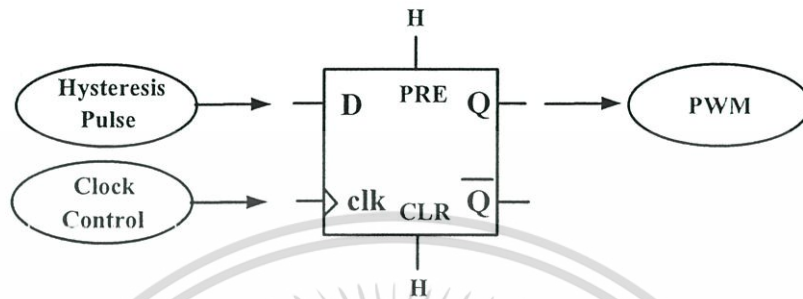
รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ PS

สำหรับการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกอล แซมปลิงตามรูปที่ 3.4 นั้นมีหลักการพื้นฐานคล้ายกับการควบคุมกระแสแบบขอบเขตฮิสเตอร์ซิสติคที่ เพียงแต่เพิ่มการนำตัวเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์ซิสตินั้นมาต่อกับ D Flip-Flop เพื่อทำการกำหนดคาบเวลา ข้อดีของวิธีนี้คือ เวลาต่ำสุดระหว่างการเปลี่ยนสวิตช์ซึ่งจะถูกจำกัดที่คาบการแซมปลิงของสัญญาณนาฬิกา ซึ่งกระแสจริงจะถูกบังคับให้ติดตามกระแสอ้างอิง โดยมีขอบเขตฮิสเตอร์ซิสต์เป็นตัวบังคับ เมื่อความถี่สัญญาณนาฬิกาลดลงความถี่สวิตช์ซึ่งก็จะสูงขึ้น ทำให้กระแสสามารถถูกจำกัดขอบเขตได้มากขึ้นตามการบังคับของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสต์ ในทางกลับกันถ้าสัญญาณนาฬิกาไม่ได้ถูกนำมาใช้กระแสเอาต์พุตจะถูกจำกัดขอบเขตตามการบังคับของขอบเขตฮิสเตอร์ซิสต์แต่จะมีผลทำให้ความถี่สวิตช์ซึ่งสูงมาก ดังนั้นในการคำนวณหาความถี่สวิตช์ซึ่งสูงสุดเมื่อมีสัญญาณนาฬิกา คือ

$$f_{s,max} = \left(\frac{10^{-3}}{\text{clock} - \text{period}} \right) \text{kHz} \quad (3.1)$$

จากบล็อกไดอะแกรมการควบคุมกระแสแบบพีรีโอดิกอล แซมปลิง (PS) การทำงานเริ่มจากการสร้างสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิงจากวงจร EPROM แล้วห้กลับด้วยสัญญาณกระแสจริงได้จากวงจรตรวจจับกระแส LEM ได้สัญญาณ error จากนั้นนำสัญญาณ error ได้เข้า D flip-flop เอกสารดังรูปที่ 3.5 เพื่อคอยตัดสัญญาณความถี่สูงออกไปเนื่องมาจากถ้าสูงเกินจากร่างความถี่จริง 3.1 ค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นได้ว่าถ้าให้ขา CLR และ PRE เป็น 1 แล้วสัญญาณเอาต์พุต (Q) จะแปรผันตามอินพุต (D) เมื่อมีสัญญาณเข้ามาที่ขา clk เพราะฉะนั้นเห็นได้ว่าขา clk เป็นตัวกำหนดความถี่สูงสุดในการสร้างสัญญาณพี คับบลิว เอ็มเพราะถ้ามีสัญญาณอินพุตที่เกิดจากวงจรถ่ายสัญญาณเข้ามาแล้วมีความถี่มากกว่าสัญญาณ clk จะทำให้ไม่สามารถผ่านวงจร D flip-flop ไปได้เนื่องจากยังไม่มีสัญญาณ clk เข้ามาเพื่อยอมให้เอาต์พุตออกไปนั่นเอง



รูปที่ 3.5 การต่อวงจร D Flip-Flop เพื่อใช้ในวงจร PS

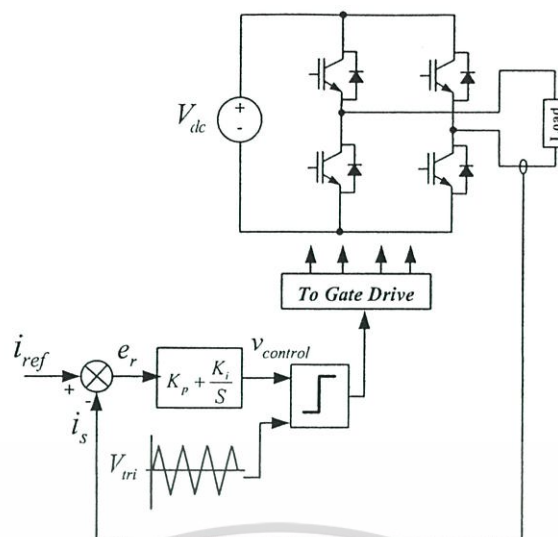
ตารางที่ 3.1 ตารางความจริง (Truth Table) ของ D Flip-Flop

PRE	CLR	CLK	D	Q	\bar{Q}
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H	H
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Q_0	\bar{Q}_0

3.4 การควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคงที่ (Triangular Carrier Control with Stationary PI)

การควบคุมแบบนี้เป็นการควบคุมแบบพีไอคงที่ (Stationary PI or Ramp Compensation) จะเป็นการควบคุมแบบความถี่สวิดซิ่งที่คงที่ โดยความถี่สวิดซิ่งจะขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมจากบล็อกไดอะแกรมค่า error ระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสจริงถูกนำมาขยายหรือป้อนผ่านวงจรคงค่าแบบอินทิกรัลเชิงสัดส่วน (Proportional integral, PI) แล้วจึงนำเอาต์พุตที่ขยายนี้เป็นแรงดันควบคุมไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยความถี่สวิดซิ่งที่คงที่โดยค่า K_p และ K_i นั้นจะเป็นตัวกำหนดการตอบสนองชั่วขณะและค่า error ที่สภาวะคงตัว ซึ่งค่า K_p และ K_i ที่เหมาะสมสามารถหาได้จากสมการที่ 3.2 และ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมด้วยพีไอคั้งที่

$$K_p = \frac{L\omega_s}{2V_{dc}} \quad (3.2)$$

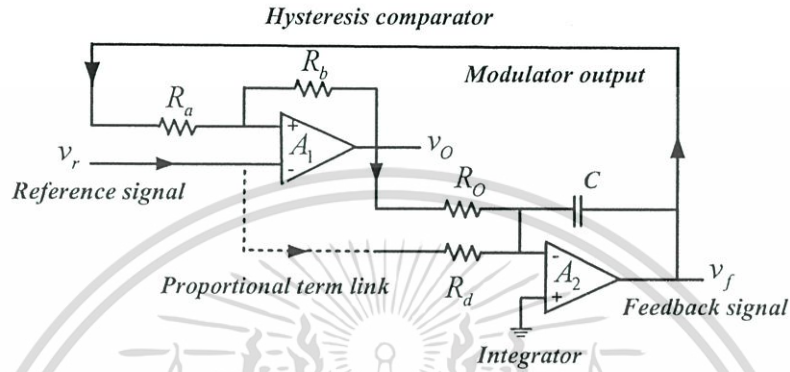
$$K_i = \omega_s K_p \quad (3.3)$$

เมื่อ ω_s คือ ความถี่สวิตซ์ (rad/s)

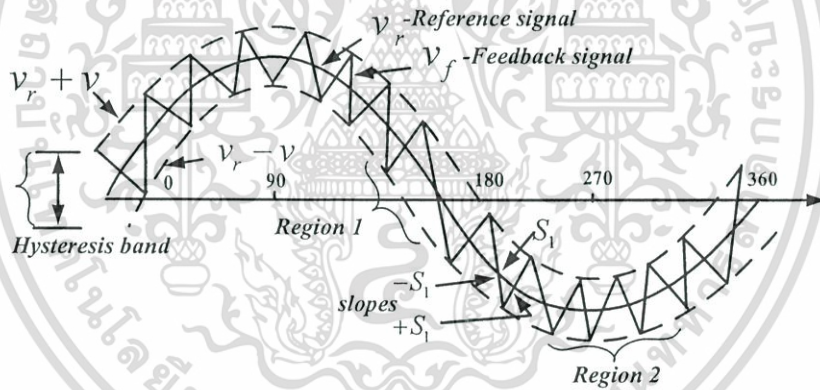
จากบล็อกไดอะแกรมการควบคุม การทำงานนั้นเริ่มจากการสร้างสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิงจากวงจร EPROM แล้วนำไปหักลบด้วยสัญญาณกระแสจริงที่ได้จากวงจรตรวจจับกระแส LEM ได้สัญญาณ error จากนั้นผ่านวงจรค่านาแบบอินทิเกรตเชิงสัดส่วนที่ออกแบบโดยใช้ฮอปแอมป์ ซึ่งสัญญาณความถี่สวิตซ์ที่มีการมอดูเลตแบบไซน์เป็นองค์ประกอบอยู่นั้น เมื่อผ่านวงจรอินทิกรัลเชิงสัดส่วนแล้วจะทำให้ได้รูปคลื่นสัญญาณมีค่าใกล้เคียง และเมื่อผ่านวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมที่ได้จากไอซี 8038 นั้นก็จะทำให้มีลักษณะที่คล้ายกับการมอดูเลตแบบไซน์ พัลส์บวริเอ็ม (SPWM) นั้นเอง เพราะฉะนั้นสัญญาณแบบพัลส์บวริเอ็ม ที่ได้จึงมีความถี่สวิตซ์ที่คงที่ไม่เหมือนเทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิสโดยทั่วไป แต่สัญญาณจริงและสัญญาณกระแสอ้างอิงจะล่าหลังเล็กน้อยเนื่องจากผลของตัวเก็บประจุนั่นเอง สัญญาณที่ได้จากการลบกันระหว่างสัญญาณกระแสอ้างอิงและกระแสจริง เมื่อสัญญาณ error ผ่านวงจรอินทิกรัลเชิงสัดส่วนแล้วจะได้สัญญาณคล้ายสัญญาณไซน์ เมื่อนำสัญญาณนี้ไปทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหะสามเหลี่ยมก็จะทำให้ได้สัญญาณแรงดัน พี คับ บลิว เอ็มที่ความถี่การสวิตซ์ที่คงที่ตามความถี่ของสัญญาณพาหะ

3.5 การควบคุมกระแสแบบเดลต้ามีอคตูละชั้น (Delta Modulation Current Control)

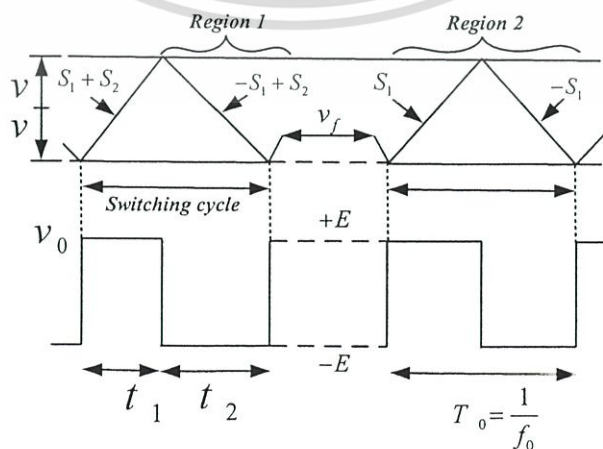
ประกอบด้วยออป-แอมป์เพียงสองตัวที่มี A_1 เป็นคอมพาราเตอร์เปรียบเทียบสัญญาณป้อนกลับ (v_f) กับสัญญาณไซน์อ้างอิง (v_r) โดยที่สัญญาณเอาต์พุต (v_o) ที่ได้เป็นสัญญาณสวิตช์ซึ่ง (E) เพื่อไปขับอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในอินเวอร์เตอร์และ A_2 ทำหน้าที่เป็นตัวอินทิเกรตเตอร์ที่สร้างสัญญาณป้อนกลับจากสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 3.7 วงจรเดลต้ามีอคตูละชั้น



รูปที่ 3.8 รูปคลื่นเดลต้ามีอคตูละชั้น



รูปที่ 3.9 การเกิดรูปคลื่นสวิตช์ซึ่งเดลต้ามีอคตูละชั้นที่มีคาบไม่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ในนามของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณกุศลราชภัฏ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสัญญาณป้อนกลับที่ได้มีความชันที่เป็นบวกหรือลบ พิจารณาได้จาก

$$\frac{dv_f}{dt} = \frac{\pm E}{CR_c} = S_i \quad (3.4)$$

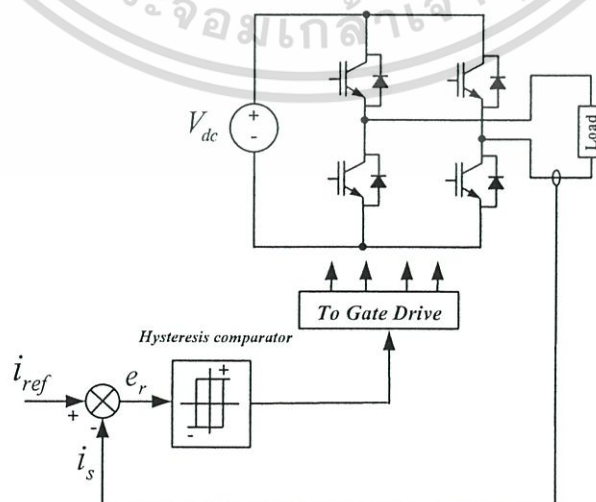
เมื่อเกิด S_i คือ ความชันของรูปคลื่นเคลด้ามีอดที่สัญญาณป้อนกลับเคลื่อนที่ห่างจากสัญญาณไซน์อ้างอิงมีค่าเท่ากับ ΔV ทำให้สัญญาณป้อนกลับออสซิลเลตรอบๆ สัญญาณไซน์อ้างอิงอยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์ซิส ($\pm \Delta V$) ตามรูปที่ 3.9 สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณสวิตซ์ซึ่งที่มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$v_o = \frac{dv_f}{dt} = \frac{dv_r}{dt} + \text{Swing harmonics} \quad (3.5)$$

เมื่อขอบเขตฮิสเตอร์ซิสยิ่งแคบจะทำให้สัญญาณป้อนกลับมีค่าเข้าใกล้สัญญาณไซน์อ้างอิงมากขึ้นและทำให้ความถี่ Switching harmonics ยิ่งมีค่าสูงขึ้น

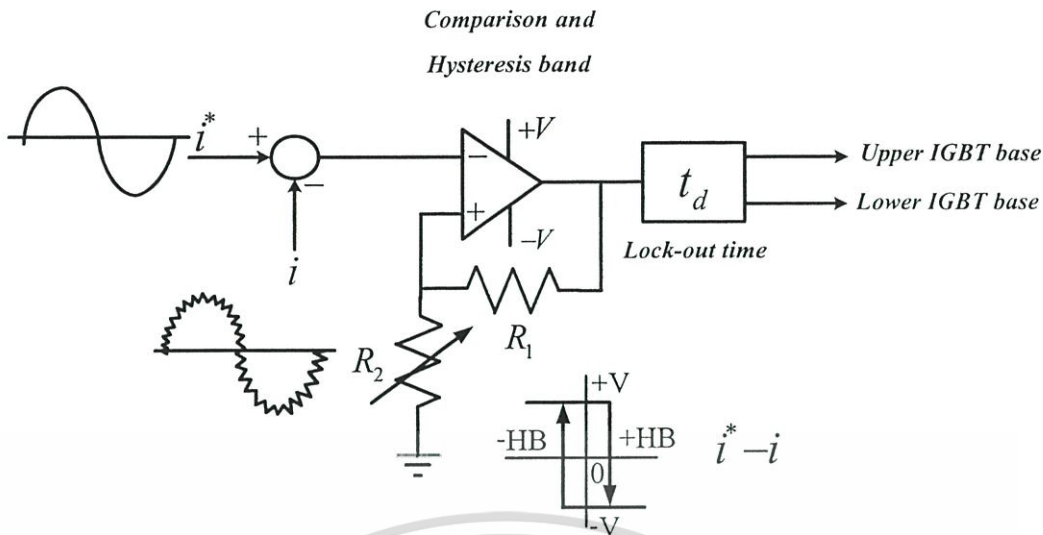
3.6 การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส (Hysteresis Current Control)

การควบคุมกระแสแบบนี้เป็นการควบคุมที่อยู่บนพื้นฐานของลูปป้อนกลับที่ไม่เป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 3.10 และการเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์ซิสดังรูปที่ 3.11 ระบบควบคุมจะสร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงโดยมีขนาดและความถี่ตามที่ต้องการ เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณกระแสไฟฟ้าจริงแต่ละเฟส เมื่อกระแสเพิ่มขึ้นจนชนขอบเขตฮิสเตอร์ซิสบน สวิตซ์ด้านบนจะปิดและสวิตซ์ด้านล่างจะเปิดทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลงจาก $+0.5 V_{dc}$ เป็น $-0.5 V_{dc}$ ทำให้



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ภายใต้ลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณกุญญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส พี ดับเบิลยู เอ็ม



รูปที่ 3.12 สัญญาณของการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส พี ดับเบิลยู เอ็ม

กระแสลดลง และเมื่อกระแสชนขอบเขตฮิสเตอร์ซิสบน สวิตช์ตัวล่างจะปิดและสวิตช์ตัวบนจะเปิด เมื่อสวิตช์ต่อวงจร จะทำให้ความชันของกระแสมีค่าเป็นบวกจะได้สมการดังนี้

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.5V_{dc} - V_{cm} \sin \omega_e t}{L} \tag{3.6}$$

เมื่อ $0.5V_{dc}$ คือแรงดันแหล่งจ่าย เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_{cm} \sin \omega_e t$ คือ ค่าแรงดันชั่วขณะของโพลด

L คือ ความเหนี่ยวนำของโพลด

และสมการเมื่อสวิตช์ตัวล่างปิดวงจรจะได้สมการดังนี้

$$\frac{di}{dt} = -\frac{(0.5V_{dc} + V_{cm} \sin \omega_e t)}{L} \quad (3.7)$$

ค่าพีค-พีคของกระแสรีเป็ด และความถี่สวิตช์มักจะสัมพันธ์กับความกว้างของขอบเขตฮิสเตอร์ซิส ตัวอย่างเช่นหากขอบเขตมีค่าน้อยจะทำให้ความถี่สวิตช์มีค่าเพิ่มขึ้นและรีเป็ดจะต่ำหากขอบเขตมีค่าเหมาะสมจะต้องพิจารณาสมดุลระหว่างรีเป็ดฮาร์มอนิกและการสูญเสียของสวิตช์

รูปที่ 3.11 แสดงให้เห็นบล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบง่ายการนำไปใช้งานของพีดับเบิลยู เอ็ม ฮิสเตอร์ซิสแบนด์ ค่าผิดพลาดของระบบควบคุมกระแสจะถูกส่งไปยังตัวเปรียบเทียบฮิสเตอร์ซิสแบนด์ ดังรูป โดยที่ความกว้างขอบเขตของ HB จะมีค่าดังนี้

$$HB = V \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.8)$$

โดยที่ V คือ ค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟของตัวเปรียบเทียบ

เงื่อนไขของการสวิตช์ของสวิตช์แต่ละตัวจะเป็นดังนี้

สวิตช์ตัวบนต่อวงจร :

$$(i^* - i) > HB \quad (3.9)$$

สวิตช์ตัวล่างต่อวงจร :

$$(i^* - i) < -HB \quad (3.10)$$

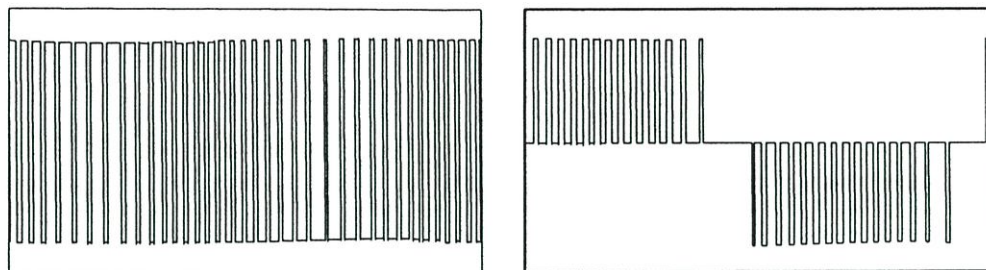
3.7 การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส 3 ระดับ (Three Level Hysteresis, TH)

สำหรับเทคนิคฮิสเตอร์ซิสแบบ 3 ระดับ (TH) เป็นเทคนิคการควบคุมกระแสที่ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อให้เทคนิคการควบคุมกระแสมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น กล่าวคือ การควบคุมแบบนี้ได้สร้างสัญญาณแรงดันพีดับเบิลยู เอ็มเป็นลักษณะ 3 ระดับ คือ V_{dr} , 0 , $-V_{dc}$ รูปคลื่นสัญญาณแรงดันจะแปรตามสัญญาณมาตรฐานอย่างแท้จริงคือ เมื่อสัญญาณแรงดันพีดับเบิลยู เอ็มเป็น $+V_{dc}$ และค่า $-V_{dr}$ แต่ค่าเฉลี่ยแรงดันทางด้าน $+V_{dc}$ มีค่ามากกว่าจึงทำให้แรงดันมาตรฐานมีค่าบวกนั่นเอง

ดังแสดงในภาพที่ 4.13 จึงเป็นเหตุผลให้การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิสแบบ 3 ระดับ (H) มี

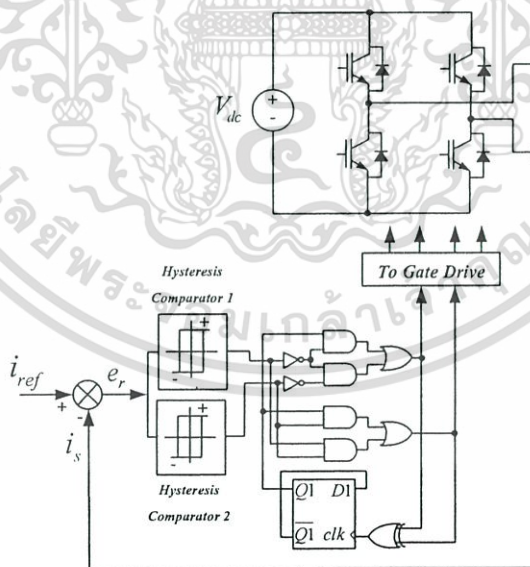
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้เห็นใบแจ้งข้อมติเห็นว่าการคัดลอกหรือการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมายและต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพ โดยรวมที่ดีกว่าเทคนิคการควบคุมกระแสแบบอื่น รวมไปถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนรวมของกระแส ($THD,(\%)$) ก็มีค่าน้อยด้วยเช่นกัน

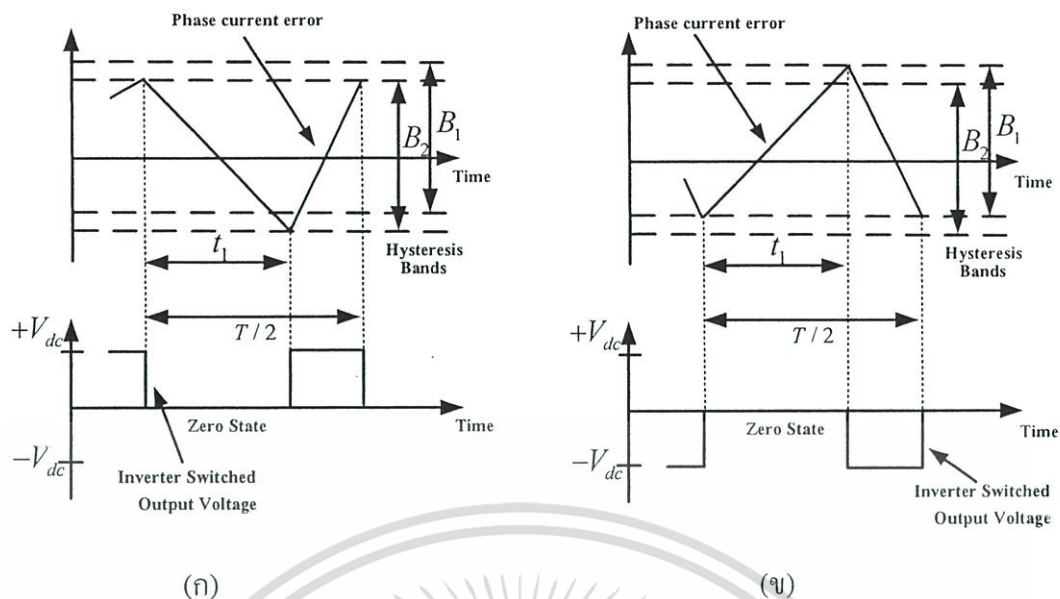


(ก) สัญญาณพี คับบลิว เอ็มแบบ 2 ระดับ (ข) สัญญาณพี คับบลิว เอ็มแบบ 3 ระดับ
รูปที่ 3.13 เปรียบเทียบสัญญาณแรงดันระหว่างสัญญาณพี คับบลิว เอ็มแบบ 2 ระดับ กับแบบ 3 ระดับ

การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส 3 ระดับจะใช้ตัวเปรียบเทียบแบบฮิสเตอร์ซิส 2 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.14 ซึ่งจากรูปที่ 3.15 จะเห็นได้ว่าเมื่อกระแส error ถึงขอบเขตฮิสเตอร์ซิสนอกแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็น $+V_{dc}$ หรือ $-V_{dc}$ แต่เมื่อไรก็ตามที่กระแส error ผ่านขอบเขตฮิสเตอร์ซิสในแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมกระแสแบบ TH



รูปที่ 3.15 การควบคุมการมอดูเลตแบบ 3 ระดับ

(ก) เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เป็นบวก (ข) เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เป็นลบ

สำหรับคาบ $0 \rightarrow t_1$, $V_i = 0$, $\Delta I = -B$, $\Delta t = t_1$ ดังนั้น

$$t_1 = \frac{-BL}{-\varepsilon} \tag{3.11}$$

สำหรับคาบ $t_1 \rightarrow T/2$, $V_i = +2 V_{dc}$, $\Delta I = +B$, $\Delta t = T/2 - t_1$ ดังนั้น

$$T/2 - t_1 = \frac{+BL}{+V_{dc} - \varepsilon} \tag{3.12}$$

ความถี่สวิตชิง (f_s) หาได้โดยรวมสมการที่ (3.11) และ (3.12) จะได้

$$f_s = \frac{\varepsilon(V_{dc} - \varepsilon)}{2BLV_{dc}} \tag{3.13}$$

เมื่อ $\varepsilon = V_{dc}/2$ จะได้ความถี่สวิตชิงสูงสุด ($f_{s,max}$) ดังสมการ

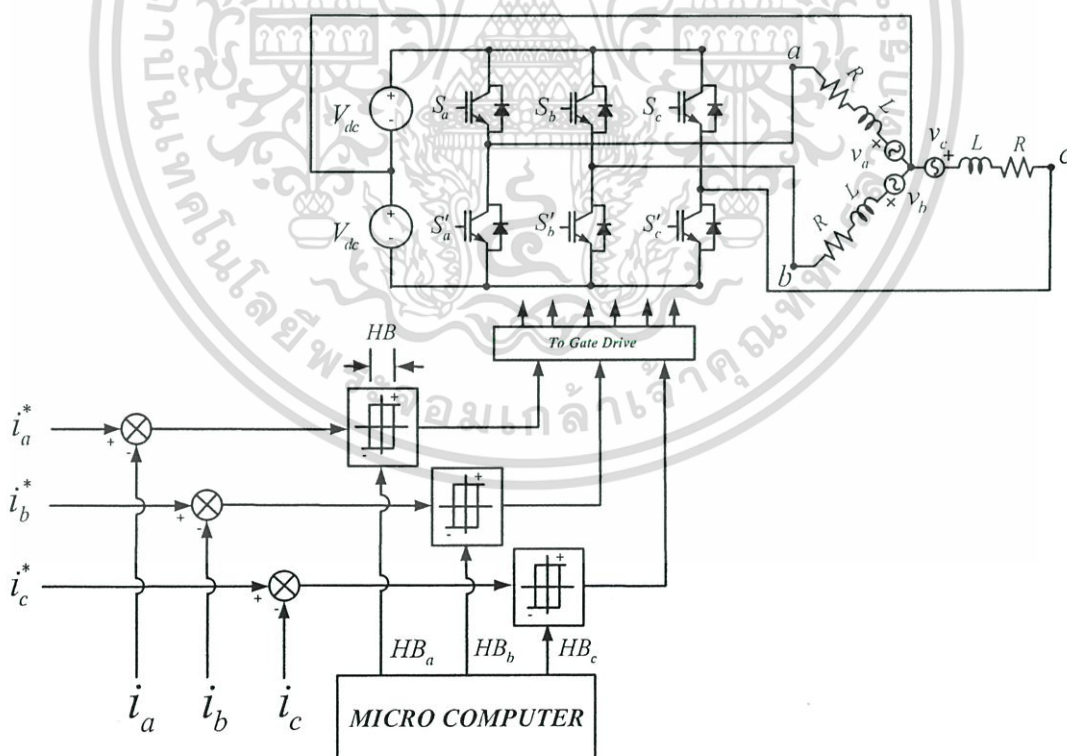
$$f_{s,max} = \frac{V_{dc}}{4BL} \tag{3.14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (3.13) และ (3.14) จะเห็นได้ว่าความถี่สวิตช์สูงสุดจะลดลง 4 เท่า เมื่อทำการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส 3 ระดับ ซึ่งช่วงของกลุ่มฮาร์มอนิก (Harmonic Bandwidth) จะลดลงไปมากเมื่อเทียบกับการควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิส 2 ระดับ (ที่ความถี่สวิตช์เดียวกัน) ดังนั้นคุณลักษณะของฮาร์มอนิกสเปกตราก็ดีขึ้น

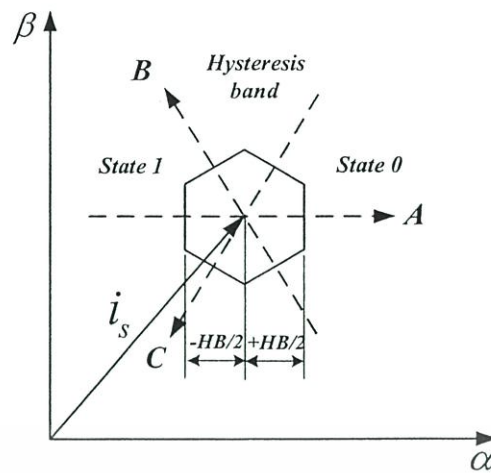
3.8 การควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์ซิสสำหรับอินเวอร์เตอร์ไฟฟ้า 3 เฟส (Hysteresis Current Control for 3 Phase Inverter)

จากรูปที่ 3.15 เป็นชุด พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งต่ออยู่กับโหลดมอเตอร์กระแสสลับ โดยแต่ละเฟสของจะต่ออนุกรมกับ แรงดันต้านกลับ ตัวเหนี่ยวนำ และความต้านทาน โดยกระแสไซน์อ้างอิง i_a^*, i_b^* และ i_c^* จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับกระแสจริง i_a, i_b และ i_c ที่ได้จากการตรวจวัดโดยหม้อแปลงกระแส(CT) Hall sensor หรือ LEM ค่าผิดพลาดที่ได้จะถูกส่งผ่านไปยังระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแบนด์ เมื่อค่าผิดพลาดมีค่าเกิน $+HB/2$ หรือขอบเขตแถบบนของฮิสเตอร์ซิสที่กำหนดไว้ สวิตช์ตัวบนของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะทำการหยุดนำกระแส ในขณะที่สวิตช์ตัวล่างในกิ่งของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะนำกระแสแทนเป็นผล



รูปที่ 3.16 ชุดขั้วเคลื่อน พี ดับบลิว เอ็ม อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสด้วยระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 ทราเจ็คทอรี ของสวิตซ์ิ่งในแต่ละสถานะ

ให้แรงดันด้านเอาต์พุตที่จะนำไปใช้ในการควบคุมสวิตซ์ิ่งเปลี่ยนจากบวกไปเป็นลบทำให้กระแสจริงมีค่าลดลง และเมื่อกระแสจริงเริ่มลดลงจนกระทั่งค่าผิดพลาดมีค่าน้อยกว่า $-HB/2$ หรือขอบเขตแถบกลางของฮิสเตอร์ีซิสก็จะทำให้สวิตซ์ิ่งตัวของวงจรรีจอินเวอร์เตอร์ก็กลับมา นำกระแส ในขณะที่สวิตซ์ิ่งตัวกลางในกึ่งของวงจรรีจอินเวอร์เตอร์จะหยุดนำกระแสให้แรงดันด้านเอาต์พุตที่จะนำไปใช้ในการควบคุมสวิตซ์ิ่งจะเปลี่ยนจากลบไปเป็นบวก กระแสจริงก็จะ กลับมาที่มีค่าเพิ่มขึ้นอีกครั้งและการทำงานจะเป็นเช่นนี้ไปตลอดเวลา รูปคลื่นของกระแสจริงจะถูก บังคับให้ติดตามสัญญาณกระแสไซน์อ้างอิงโดยให้อยู่ในขอบเขตฮิสเตอร์ีซิสที่ต้องการ โดยการ สลับสวิตซ์ิ่งการทำงานไปมา ดังนั้นกระแสรีปเปล็จึงถูกควบคุมให้ปรับตัวอยู่ขอบเขตของฮิสเตอร์ี ซิสตลอดเวลา รูปที่ 3.16 ทราเจ็คทอรีของสวิตซ์ิ่งในแต่ละสถานะของการควบคุมกระแสแบบ ฮิสเตอร์ีซิสซึ่งจะเป็นรูปหกเหลี่ยมด้านเท่า สำหรับเทคนิคของการควบคุมกระแสที่กล่าวถึงนี้เป็น แบบฮิสเตอร์ีซิสค่าคงที่ (Fix band) นอกจากเทคนิคแบบนี้แล้วยังยังมีหลักการของฮิสเตอร์ีซิส แบบปรับตัว (Adaptive control) และแบบรูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal band) ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับ การใช้งานที่ต้องการความแตกต่างกันออกไป

การควบคุมกระแสหลายๆแบบจะความถี่สวิตซ์ิ่งที่ไม่คงที่ แต่การควบคุมแบบนี้เป็นการ ควบคุมซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากมีข้อได้เปรียบหลายประการดังต่อไปนี้ คือ

1. ลักษณะการสวิตซ์ิ่งของอินเวอร์เตอร์กำลังขึ้นอยู่กับการออกแบบ
2. ทนต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดพารามิเตอร์ต่างๆ
3. สามารถตอบสนองต่อสภาวะทางสแตติกได้ดี
4. มีสมรรถนะทางไดนามิกที่ดีแต่ถูกจำกัดด้วยแรงดันดีซีลิงค์และความถี่สวิตซ์ิ่ง
5. เป็นการควบคุมที่ง่ายต่อการสร้างและนำไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทคนิคการควบคุมความเร็วและแบบจำลอง

ในงานวิจัยนี้จะกล่าวถึงระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสเตอร์ของระบบควบคุมการทำงานทั้งหมด ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงองค์ประกอบโดยรวมของระบบควบคุม อันได้แก่ ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสเตอร์ อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน แบบจำลองระบบควบคุม แนวทางการออกแบบอัตราขยายตัวควบคุม PI การออกแบบขอบเขตของฮีสเตอร์รีซิส การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในควบคุมและผลการจำลองในสภาวะต่างๆ เป็นต้น

4.1 ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสเตอร์ (DHBCC)

การควบคุมวิธีนี้จะประกอบด้วยฮีสเตอร์รีซิสจำนวนทั้งหมดสี่ตัวโดยขอบเขตของฮีสเตอร์รีซิสแต่ละตัวจะมีค่าคงที่ กระแสจริงจะเกาะติดกับสัญญาณกระแสอ้างอิงตลอดเวลา ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยจะมีสมการดังนี้

$$I_{k,ref} = I_{k,max} \sin(\omega t) \quad (4.1)$$

-แถบใน (Inner band)

ขอบเขตบน :

$$i_{k,up,inn} = i_{k,ref} + \Delta i_{inn} = i_{k,ref} + HB_{inn} \quad (4.2)$$

ขอบเขตล่าง :

$$i_{k,low,inn} = i_{k,ref} - \Delta i_{inn} = i_{k,ref} - HB_{inn} \quad (4.3)$$

-แถบนอก (Outer band)

ขอบเขตบน :

$$i_{k,up,out} = i_{k,ref} + \Delta i_{out} = i_{k,ref} + HB_{out} \quad (4.4)$$

ขอบเขตล่าง :

$$i_{k,low,out} = i_{k,ref} - \Delta i_{out} = i_{k,ref} - HB_{out} \quad (4.5)$$

$$HB_{inn} < HB_{out} \quad (4.6)$$

โดยที่

$$\Delta i_{inn} = HB_{inn} \text{ ขอบเขตของฮีสเตอร์รีซิสแถบใน}$$

$$\Delta i_{out} = HB_{out} \text{ ขอบเขตของฮีสเตอร์รีซิสแถบนอก}$$

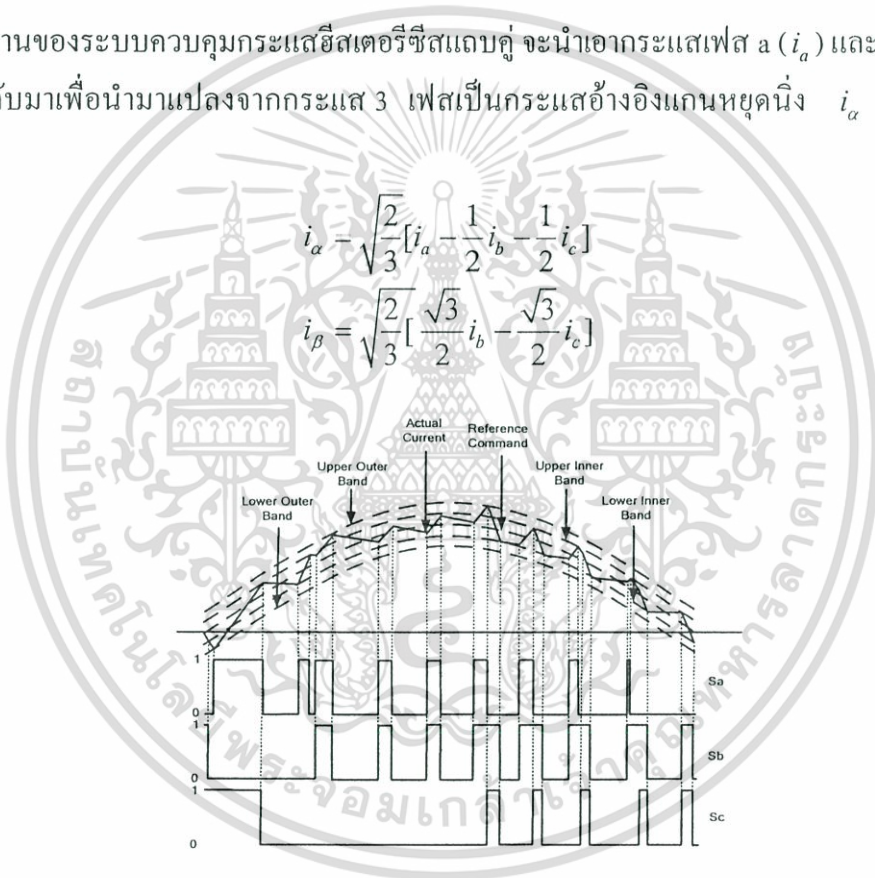
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $I_{k,ref}$: เป็นกระแสอ้างอิงของกระแส α และ β
- $I_{k,max}$: เป็นกระแสสูงสุดของกระแส α และ β
- $I_{k,up,out}$: เป็นกระแสขอบเขตบนของแถบนอกของกระแส α และ β
- $I_{k,low,out}$: เป็นกระแสขอบเขตล่างของแถบนอกของกระแส α และ β
- $I_{k,up,inn}$: เป็นกระแสขอบเขตบนของแถบในของกระแส α และ β
- $I_{k,low,inn}$: เป็นกระแสขอบเขตล่างของแถบในของกระแส α และ β
- ω : เป็นความเร็วเชิงมุม
- k : เป็นกระแส α และ β

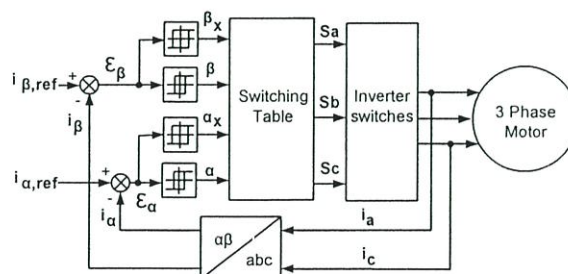
การทำงานของระบบควบคุมกระแสอีเล็คทรอนิคส์แถบคู่ จะนำเอากระแสเฟส a (i_a) และ เฟส c (i_c) ป้อนกลับมาเพื่อนำมาแปลงจากกระแส 3 เฟสเป็นกระแสอ้างอิงแกนหยุดนิ่ง i_α และ i_β ดังสมการ

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right] \tag{4.7}$$

$$i_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right] \tag{4.8}$$



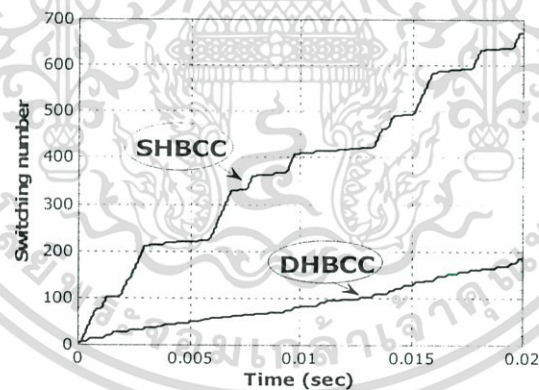
รูปที่ 4.1 ลักษณะกระแสและการสวิตช์ของระบบควบคุมกระแสอีเล็คทรอนิคส์แถบคู่



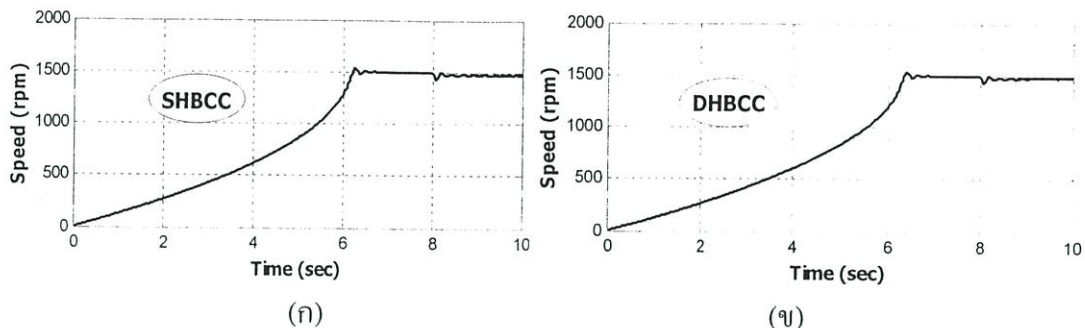
เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทเอกชนที่อนุญาตให้หน่วยงานที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้นจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง $i_{\alpha,ref}$ และ $i_{\beta,ref}$ ดังรูปที่ 4.2 เมื่อได้ค่ากระแสผิดพลาด ε_α และ ε_β จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับฮิสเตอร์ซิสทีสทั้งสี่ตัวอันได้แก่ฮิสเตอร์ซิสทีส α, β, α_x และ β_x ตามลำดับ โดยฮิสเตอร์ซิสทีส α และ β จะใช้เพื่อรักษารูปร่างของกระแส i_α และ i_β ส่วนฮิสเตอร์ซิสทีส α_x และ β_x ซึ่งมีค่ามากกว่าฮิสเตอร์ซิสทีส α และ β เล็กน้อย จะใช้สำหรับควบคุมการบวกเพิ่มของเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage vector) เข้าไปในรูปแบบของการสวิตช์ จะช่วยให้ลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ลง จะสังเกตได้ว่าเวกเตอร์แรงดันศูนย์จะถูกบวกเพิ่มก็ต่อเมื่อค่ากระแสผิดพลาดชนขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสทีส α_x และ β_x โดยรูปแบบของการสวิตช์ระบบการควบคุมนี้เป็นไปตาม ตารางที่ 4.1 โดยที่ค่า 0 จะเกิดขึ้นเมื่อค่ากระแสผิดพลาดมีค่าน้อยกว่าขอบเขตล่างของฮิสเตอร์ซิสทีสและค่า 1 จะเกิดขึ้นเมื่อค่ากระแสผิดพลาดมีค่ามากกว่าขอบเขตบนของฮิสเตอร์ซิสทีส

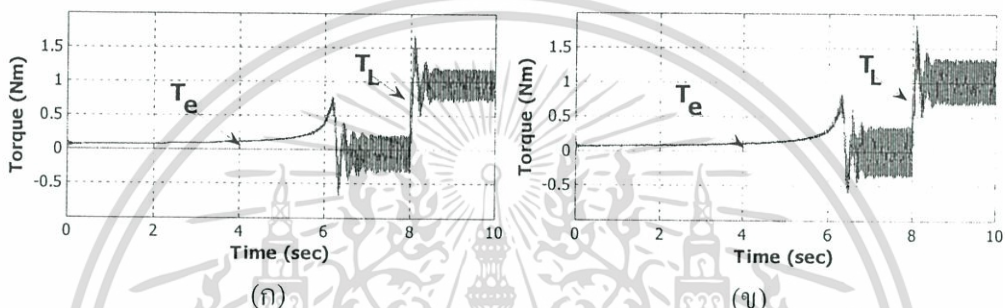
จากผลการจำลองหาคำนวณระบบควบคุมกระแสระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสทีสแถบคู่และระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสทีสแถบเดี่ยวมาเปรียบเทียบจำนวนครั้งของการสวิตช์ (switching number) ในหนึ่งคาบเวลาจะพบว่าของรูปคลื่นกระแสไซน์ระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสทีสแถบคู่จะมีจำนวนน้อยกว่าเมื่อเทียบกับระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสทีสแถบเดี่ยว ดังแสดงในรูปที่ 4.3 โดยที่เวลาของความเร็วขณะเข้าสู่สภาวะคงที่และขณะรับภาระมีค่าใกล้เคียงกับระบบควบคุมกระแสระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสทีสแถบคู่ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 และ รูปที่ 4.5



รูปที่ 4.3 ผลการจำลองจำนวนการสวิตช์ในหนึ่งคาบเวลาระหว่างระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสทีสแถบเดี่ยวและแถบคู่



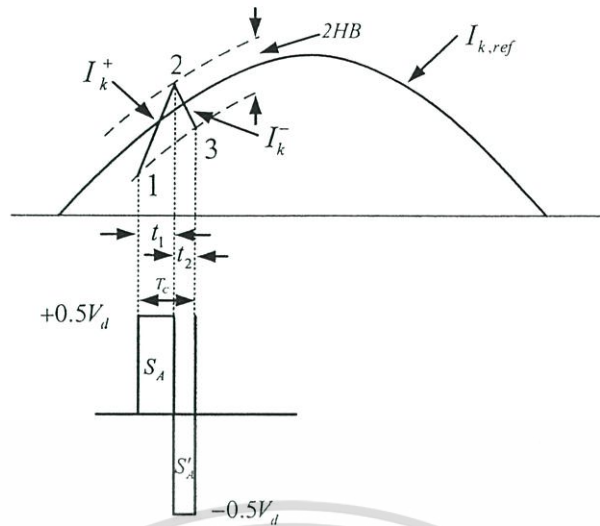
รูปที่ 4.4 ผลการจำลองสัญญาณความเร็วขณะมีโหลด 1 นิวตันเมตรของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิส (ก) แถบเดี่ยว (ข) แถบคู่



รูปที่ 4.5 ผลการจำลองสัญญาณแรงบิดขณะมีโหลด 1 นิวตันเมตรของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิส (ก) แถบเดี่ยว (ข) แถบคู่

4.2 วิเคราะห์เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส

ในการควบคุมกระแสโดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิสนั้นหากพิจารณาในแต่ละเฟสจะมีหลักการทำงานดังนี้คือ การนำกระแสอ้างอิง ($I_{k,ref}$) ไปลบกับกระแสจริง (I_k) ซึ่งจะได้ค่ากระแสผิดพลาด (current error) หลังจากนั้นจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับขอบเขตของฮีสเตอร์ซิส โดยเมื่อกระแสจริง (I_k) มีค่าน้อยกว่าขอบเขตของฮีสเตอร์ซิสล่าง จะส่งผลให้สวิตช์ S_A นำกระแส (turn on) ในขณะที่สวิตช์ S'_A หยุดนำกระแส (turn off) ในทางกลับกันถ้ากระแสถ้ากระแสจริง (I_k) มีค่ามากกว่าขอบเขตของฮีสเตอร์ซิสบน จะส่งผลให้สวิตช์ S'_A หยุดนำกระแส (turn off) ในขณะที่สวิตช์ S_A กลับมานำกระแส (turn on) แทน การทำงานจะกระทำซ้ำๆ เช่นนี้ตลอดเวลาการทำงานดังแสดงในรูปที่ 4.2 และจากหลักการทำงานดังกล่าวข้างต้น หากพิจารณาในเฟสที่เหลือก็จะมีหลักการทำงานเช่นนี้เหมือนกันด้วยอื่นๆ



รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณกระแสและแรงดันของการสวิตช์เมื่อควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิส

จากรูปที่ 4.6 จะพบว่าการทำงานจะมีอยู่ 2 สถานะคือ เมื่อกระแสจริงที่ตำแหน่งที่ 1 มีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งถึงตำแหน่งที่ 2 ซึ่งเป็นตำแหน่งที่กระแสจริงมีค่าความชันมีค่าเพิ่มขึ้น และเมื่อเพิ่มจนชนขอบเขตบนของฮิสเตอร์รีซิส กระแสจริงกลับทิศทางไหลจากตำแหน่งที่ 2 มาที่ตำแหน่งที่ 3 ซึ่งจะทำให้กระแสจริงมีค่าความชันมีค่าลดลง ดังนั้นจากรูปที่ 4.6 สามารถเขียนสมการการสวิตช์ระหว่างเวลา t_1 กับ t_2 ได้ดังนี้

ขณะที่สวิตช์ S_A นำกระแส (turn on) และสวิตช์ S'_A หยุดนำกระแส (turn off) ที่เวลา t_1

$$L \frac{di_k^+}{dt} = 0.5V_{dc} \quad (4.9)$$

และขณะที่สวิตช์ S'_A นำกระแส (turn on) และสวิตช์ S_A หยุดนำกระแส (turn off) ที่เวลา t_2

$$L \frac{di_k^-}{dt} = -0.5V_{dc} \quad (4.10)$$

ดังนั้นเมื่อนำค่า $t_1 + t_2$ จะได้

$$L \frac{di_k^+}{dt} + L \frac{di_k^-}{dt} = 0 \quad (4.11)$$

จากรูปที่ 4.6 จะพบว่าที่เวลา t ใดๆ ค่าความชันของนำกระแสอ้างอิง ($I_{k.ref}$) นั้นจะมีค่าน้อยมาก โดยมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ เมื่อเปรียบเทียบกับความชันของกระแสจริง I_k ซึ่งจะมีค่าความชันที่มากกว่า และจากหลักการตรีโกณมิติในรูปที่ 4.6 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$L \frac{di_k^+}{dt} t_1 - L \frac{di_k^-}{dt} t_2 = 2HB \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ถูกต้องเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L \frac{di_k^-}{dt} t_1 - L \frac{di_k^+}{dt} t_2 = -2HB \quad (4.13)$$

$$t_1 + t_2 = T_C = \frac{1}{f_C} \quad (4.14)$$

โดยที่ t_1 และ t_2 คือ เวลาที่ใช้ในการสวิตช์ และ f_C คือ ความถี่ของสวิตช์ หากนำเอาสมการที่ (4.12) และ (4.) มาบวกรวมกันแล้วแทนค่าลงในสมการที่ (4.15) จะได้สมการที่ (4.15) และ (4.16) ดังนี้

$$t_1 \frac{di_k^+}{dt} + t_2 \frac{di_k^-}{dt} - \frac{di_{k,ref}}{dt} (t_1 + t_2) = 0 \quad (4.15)$$

$$t_1 \frac{di_k^+}{dt} + t_2 \frac{di_k^-}{dt} - \frac{1}{f_C} \frac{di_{k,ref}}{dt} = 0 \quad (4.16)$$

เมื่อนำสมการที่ (4.12) มาแทนลงในสมการที่ (4.13) จะได้สมการที่ (4.17)

$$t_1 \frac{di_k^+}{dt} + t_2 \frac{di_k^-}{dt} - (t_1 + t_2) \frac{di_{k,ref}}{dt} = 4HB \quad (4.17)$$

เมื่อนำสมการที่ (4.12) มาแทนลงในสมการที่ (4.17) จะได้สมการที่ (4.18)

$$\begin{aligned} (t_1 + t_2) \frac{di_k^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_{k,ref}}{dt} &= 4HB \\ 4HB &= \frac{1}{f_C} \frac{di_k^+}{dt} - (t_1 - t_2) \frac{di_{k,ref}}{dt} \end{aligned} \quad (4.18)$$

นำสมการที่ (4.11) มาแทนลงในสมการที่ (4.16) จะได้สมการที่ (4.19)

$$(t_1 - t_2) = \frac{\frac{di_{k,ref}}{dt}}{f_C \frac{di_k^+}{dt}} \quad (4.19)$$

นำสมการที่ (4.19) มาแทนลงในสมการที่ (4.18) จะได้สมการที่ (4.20)

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{di_k^+}{dt} - \frac{\left(\frac{di_{k,ref}}{dt} \right)^2}{\frac{di_k^+}{dt}} \right] \quad (4.20)$$

นำสมการที่ (4.9) มาแทนลงในสมการที่ (4.20) จะได้ตั้งสมการที่ (4.21) และ (4.22)

$$\frac{di_k^+}{dt} = \frac{0.5V_{dc}}{L}$$

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{0.5V_{dc}}{L} - \frac{\left(\frac{di_{k,ref}}{dt} \right)^2}{\frac{0.5V_{dc}}{L}} \right]$$

$$4HB = \frac{1}{f_c} \left[\frac{0.5V_{dc}}{L} - \frac{m^2}{\frac{0.5V_{dc}}{L}} \right]$$

$$\frac{4HB}{0.5V_{dc}} = \frac{1}{f_c} \left[1 - \frac{m^2 L^2}{0.5^2 V_{dc}^2} \right]$$

$$HB = \frac{0.125V_{dc}}{Lf_c} \left[1 - \frac{4m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (4.21)$$

$$f_c = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)f_c} \left[1 - \frac{4m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad (4.22)$$

เมื่อ $m = \frac{di_{k,ref}}{dt}$ คือค่าความชันของกระแสอ้างอิง

โดยที่สมการที่ (4.21) ความถี่สวิตชิ่งซึ่งอยู่ในฟังก์ชันของการมอดูเลตทางด้านความถี่อ้างอิง จากสมการที่ (4.22) จะแสดงให้เห็นว่า ขณะที่แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเป็นค่าคงที่ ดังนั้น ความถี่ในการสวิตช์สูงสุด จะขึ้นอยู่กับขนาดของตัวเหนี่ยวนำ และความกว้างของขอบเขตฮิสเทอรีซิส ถ้าการควบคุมแบบฮิสเทอรีซิสนี้มีขนาดของตัวเหนี่ยวนำและความกว้างของขอบเขตฮิสเทอรีซิสมีค่าน้อยจะทำให้ความถี่ของการสวิตช์สูงขึ้นเกินพิกัดของอุปกรณ์การสวิตช์ ซึ่งจะทำให้เกิดความเสียหายกับอุปกรณ์การสวิตช์ได้ แต่ถ้าขนาดของตัวเหนี่ยวนำ และความกว้างของขอบเขตฮิสเทอรีซิสมีค่ามาก การตอบสนองก็จะช้า ดังนั้น ในการกำหนดขนาดของตัวเหนี่ยวนำและความกว้างของขอบเขตฮิสเทอรีซิสจะต้องเลือกให้เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น เมื่อ $i_{k,ref} = I_m \sin \omega t$ อีกทั้งห้ามเผยแพร่เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m^2 = \left[\frac{d}{dt} I_m \sin \omega t \right]^2 = 0.5 \omega^2 I_m^2 (1 + \cos 2\omega t) \quad (4.23)$$

และความถี่ของการสวิตช์ f_c ยังขึ้นอยู่กับ m ความถี่ของการสวิตช์จะมากหรือน้อยนั้นจะขึ้นอยู่กับองศาทางไฟฟ้าของสัญญาณกระแสอ้างอิงที่สร้างขึ้น โดยจะมีค่าสูง เมื่อ

$$f_{c\max} = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L} \quad \text{ที่} \quad \omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \quad (4.24)$$

และ

$$f_{c\min} = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L} \left[1 - \frac{4\omega^2 I_m^2 L^2}{V_{dc}^2} \right] \quad \text{ที่} \quad \omega t = 0, \pi \quad (4.25)$$

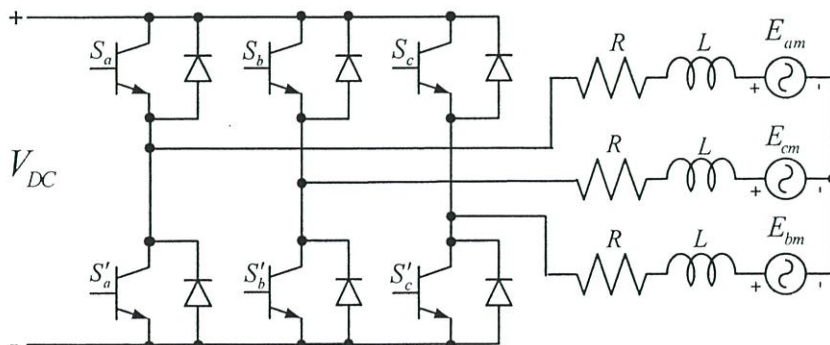
เมื่อ $f_{c\max}$ คือ ค่าความถี่ของการสวิตช์สูงสุด

$f_{c\min}$ คือ ค่าความถี่ของการสวิตช์ต่ำสุด

ดังนั้นในการควบคุมขอบเขตฮิสเตอร์ซีดีให้คงที่ (fix band) เมื่อต้องการออกแบบให้ความถี่ของการสวิตช์สูงสุด $f_{c\max}$ ความชันของกระแสอ้างอิงที่สร้างขึ้นจะทำให้ $m = 0$ ที่ $\omega t = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ เรเดียน และความถี่ของการสวิตช์ต่ำสุด $f_{c\min}$ จะอยู่ที่ $\omega t = 0, \pi$ เรเดียนในหนึ่งรอบสัญญาณ

4.3 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

จากรูปที่ 4.7 สมมติให้วงจรสามเฟสเป็นแบบสมมูลย์ สามารถเขียนสมการโดยใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.7 ระบบควบคุมกระแสของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายแรงดัน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีมติให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + E_{am} \quad (4.26)$$

$$V_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + E_{bm} \quad (4.27)$$

$$V_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + E_{cm} \quad (4.28)$$

ถ้ากำหนดให้ $i_b = -i_a - i_c$ ดังนั้น

$$(V_a - V_b) = 2Ri_a + Ri_c + 2L \frac{di_a}{dt} + L \frac{di_c}{dt} + (E_{am} - E_{bm}) \quad (4.29)$$

$$(V_c - V_b) = Ri_a + 2Ri_c + L \frac{di_a}{dt} + 2L \frac{di_c}{dt} + (E_{cm} - E_{bm}) \quad (4.30)$$

โดยที่

R : เป็นความต้านทานสมมูลย์ด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์

L : เป็นความเหนี่ยวนำสมมูลย์ด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์

E_{am}, E_{bm}, E_{cm} : เป็นสเปซเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ

จากสมการ (4.29) และ (4.30) จะได้

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3L} [(2V_a - V_b - V_c) - (2E_{am} - E_{bm} - E_{cm})] - \frac{R}{L} i_a \quad (4.31)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3L} [(2V_b - V_a - V_c) - (2E_{bm} - E_{am} - E_{cm})] - \frac{R}{L} i_b \quad (4.32)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3L} [(2V_c - V_a - V_b) - (2E_{cm} - E_{am} - E_{bm})] - \frac{R}{L} i_c \quad (4.33)$$

ขณะเดียวกันแรงดันที่ขั้วของอินเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับการสวิตช์ของแต่ละเฟสดังสมการ

$$V_a = S_a \times V_{dc} \quad (4.34)$$

$$V_b = S_b \times V_{dc} \quad (4.35)$$

$$V_c = S_c \times V_{dc} \quad (4.36)$$

หากพิจารณาจากสมการสเปซเวกเตอร์อื่นได้แก่

$$I = I_\alpha + jI_\beta \quad (4.37)$$

$$V = V_\alpha + jV_\beta \quad (4.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_m = E_{\alpha m} + jE_{\beta m} \quad (4.39)$$

ดังนั้นรูปแบบการสวิตช์ของแรงดันสเปซเวกเตอร์จากสมการ (4.34)-(4.39) จะได้

$$V(k) = V_{\alpha}(k) + jV_{\beta}(k) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{j\frac{k\pi}{3}} & k=1,2,3\dots6 \\ 0 & k=0,7 \end{cases} \quad (4.40)$$

ดังนั้นจากสมการ (4.31)-(4.33) และ (4.37)-(4.40) สามารถเขียนสมการให้อยู่ในส่วนของจำนวนจริง (α -axis) และส่วนของจำนวนจินตภาพ (β -axis) ได้ดังนี้

$$\frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\alpha} + \frac{1}{L}(V_{\alpha}(k) - E_{\alpha m}) \quad (4.41)$$

$$\frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\beta} + \frac{1}{L}(V_{\beta}(k) - E_{\beta m}) \quad (4.42)$$

ขณะเดียวกันหากพิจารณาค่าผิดพลาดของทั้งสองแกนดังรูปที่ 4.2 จะได้สมการเป็นดังนี้

$$\varepsilon_{\alpha} = i_{\alpha ref} - i_{\alpha} \quad (4.43)$$

$$\varepsilon_{\beta} = i_{\beta ref} - i_{\beta} \quad (4.44)$$

โดยที่ ε_{α} และ ε_{β} เป็นส่วนประกอบจำนวนจริงและจินตภาพค่าผิดพลาดตามลำดับ จากสมการ (4.41)-(4.44) สามารถหาสมการอนุพันธ์ของค่าผิดพลาดได้ดังนี้

$$\frac{d\varepsilon_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}\varepsilon_{\alpha} + \frac{di_{\alpha ref}}{dt} + \frac{R}{L}i_{\alpha ref} - \frac{1}{L}(V_{\alpha}(k) - E_{\alpha m}) \quad (4.45)$$

$$\frac{d\varepsilon_{\beta}}{dt} = -\frac{R}{L}\varepsilon_{\beta} + \frac{di_{\beta ref}}{dt} + \frac{R}{L}i_{\beta ref} - \frac{1}{L}(V_{\beta}(k) - E_{\beta m}) \quad (4.46)$$

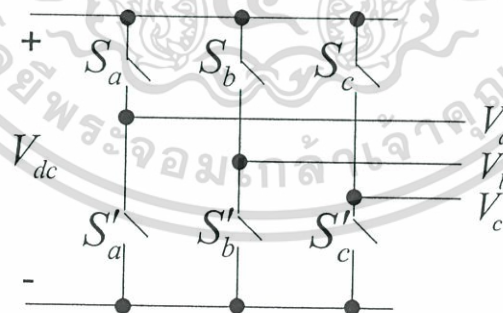
หลังจากนั้นจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง $i_{\alpha ref}$ และ $i_{\beta ref}$ เมื่อได้ค่ากระแสผิดพลาด ε_{α} และ ε_{β} จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับฮีสเตอร์ซิสที่ตัวซึ่งอื่น ได้แก่ฮีสเตอร์ซิส α, β, α_x และ β_x ตามลำดับ โดยฮีสเตอร์ซิส α และ β จะใช้เพื่อรักษารูปร่างของกระแส i_{α} และ i_{β} ส่วนฮีสเตอร์ซิส α_x และ β_x จะมีค่ามากกว่าฮีสเตอร์ซิส α และ β เล็กน้อย จะใช้สำหรับควบคุมการบวกเพิ่มของเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage vector) เข้าไปในรูปแบบของการสวิตช์ จะช่วยให้ลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ลง จะสังเกตได้ว่าเวกเตอร์แรงดันศูนย์จะถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การคัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจะถือว่าผิดกฎหมายและไม่ว่ากรรมใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บวกเพิ่มก็ต่อเมื่อค่าผิดพลาดจนขอบเขตของฮีสเตอร์ซิส α_x และ β_x โดยรูปแบบของการสวิตช์ระบบการควบคุมนี้เป็นไปตาม ตารางที่ 4.1 [6] โดยที่ค่า 0 จะเกิดขึ้นเมื่อค่าผิดพลาดมีค่าน้อยกว่าขอบเขตล่างของฮีสเตอร์ซิส และค่า 1 จะเกิดขึ้นเมื่อค่าผิดพลาดมีค่ามากกว่าขอบเขตบนของฮีสเตอร์ซิส จากรูปที่ 4.8 ซึ่งแสดงไคอะแกรมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่าแรงดันที่เฟส a (V_a) จะมีค่าเป็น $+V_{dc}$ หรือ $-V_{dc}$ ก็ต่อเมื่อ $S_a = 1$ หรือ 0 ในทำนองเดียวกันกับเฟส b และ c ด้วย ในขณะที่สเปซเวกเตอร์ของแรงดันจะเป็นไปตามรูปที่ 4.9 ซึ่งเวกเตอร์แรงดันศูนย์จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ S_a, S_b, S_c มีค่าเป็น 000 (V_0) หรือ 111 (V_7) ตามลำดับ

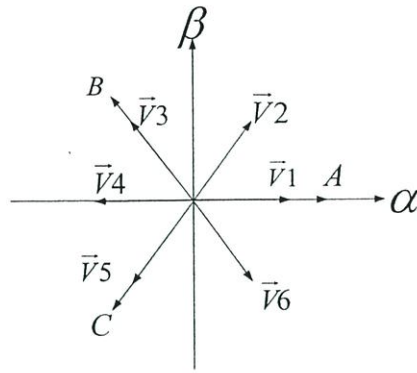
ตารางที่ 4.1 สภาวะการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และผลตอบสนองของสเปซเวกเตอร์แรงดัน

S_a	S_b	S_c	$V(k)$	$V_\alpha(k)$	$V_\beta(k)$
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$0.8165V_{dc}$	0
1	1	0	2	$0.408V_{dc}$	$0.707V_{dc}$
0	1	0	3	$-0.408V_{dc}$	$0.707V_{dc}$
0	1	1	4	$-0.8165V_{dc}$	0
0	0	1	5	$-0.408V_{dc}$	$-0.707V_{dc}$
1	0	1	6	$0.408V_{dc}$	$-0.707V_{dc}$
1	1	1	7	0	0



รูปที่ 4.8 ไคอะแกรมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

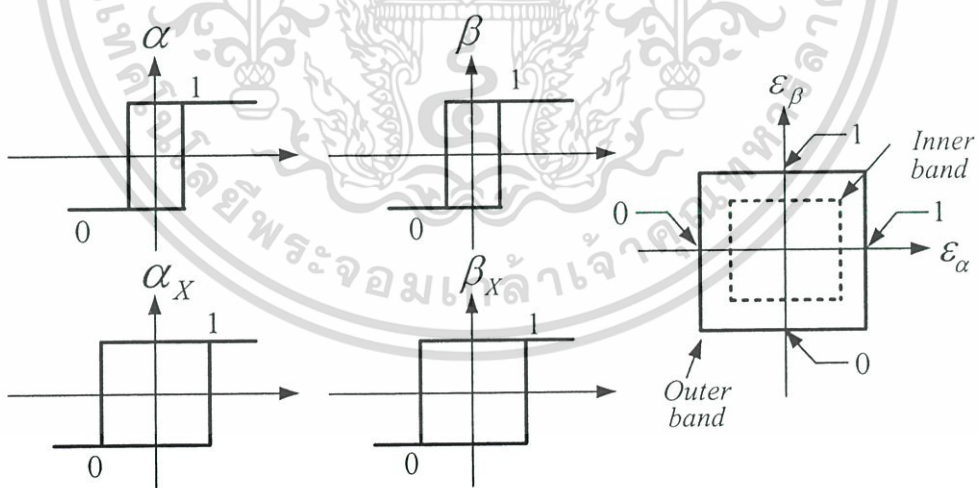
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



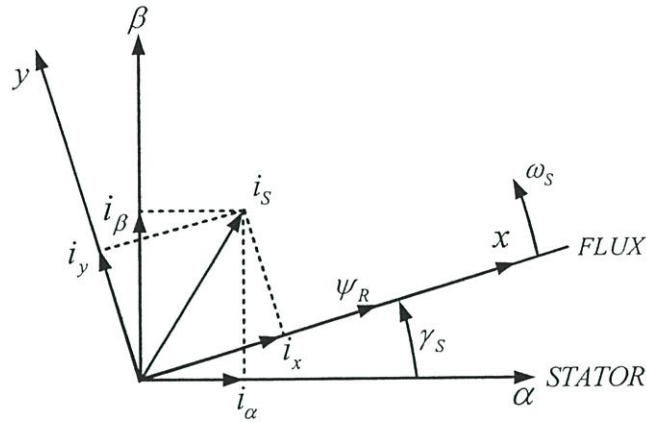
รูปที่ 4.9 เวกเตอร์แรงดันของอินเวอร์เตอร์

-สถานะการสวิตช์

ระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีสแถบคู่จะใช้ฮิสเตอร์ซีสจำนวน 4 ตัวเป็นตัวกำหนดสถานะการสวิตช์ในแต่ละครั้งตามตารางที่ 4.2 โดยจะใช้ค่ากระแสผิดพลาดที่ได้จากการเปรียบเทียบของกระแสอ้างอิงแกนหยุดนิ่ง i_α และ i_β กับกระแสอ้างอิง i_{ref} ของแต่ละเฟสไปเปรียบเทียบกับฮิสเตอร์ซีส $\alpha_x, \beta_x, \alpha$ และ β เพื่อเป็นตัวกำหนดการสวิตช์ของสวิตช์ S_a, S_b และ S_c ดังรูปที่ 4.10 ในขณะที่รูปที่ 4.11 แสดงสเปซเวกเตอร์ของกระแสสแตเตอร์ในแกนอ้างอิง $\alpha - \beta$ ซึ่งอ้างอิงแกนหยุดนิ่งและแกนอ้างอิง $x - y$ ซึ่งอ้างอิงสนามแม่เหล็กหมุน



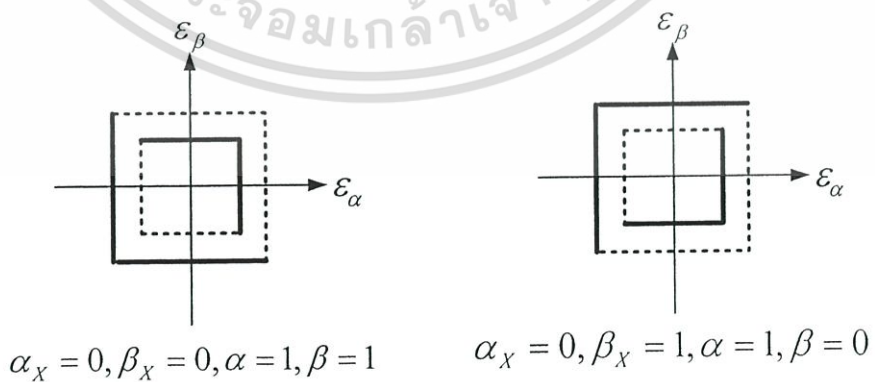
รูปที่ 4.10 ขอบเขตฮิสเตอร์ซีสของทั้งสี่แบนด์และขอบเขตกระแสผิดพลาดแกนอ้างอิง $\alpha - \beta$



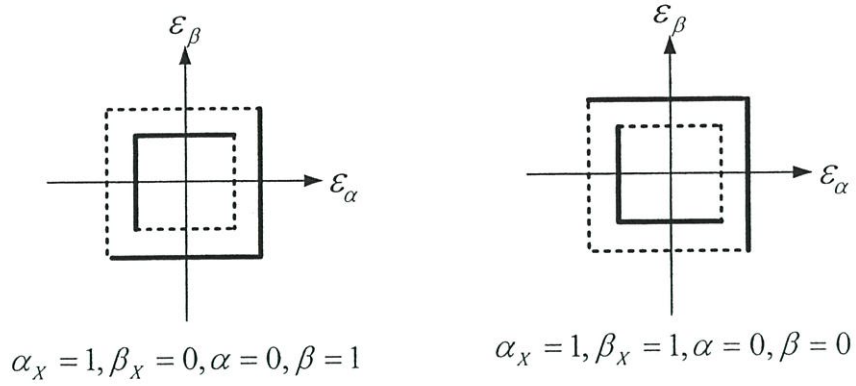
รูปที่ 4.11 เสาขเวกเตอร์ของกระแสเตเตอร์ในแกนอ้างอิง $\alpha - \beta$ และ $x - y$

ในการทำงานของระบบควบคุมกระแสสเตอริซีสแปกจะใช้สเตอริซีส α และ β เป็นตัวติดตามกระแส i_α และ i_β ให้มีรูปร่างเป็นสัญญาณไซน์ต่างเฟส 90 องศา ที่มีค่าอยู่ในขอบเขตแถบในตลอดเวลา ส่วนสเตอริซีส α_x และ β_x จะควบคุมการเพิ่มเวกเตอร์ศูนย์ (zero voltage vector) ในการสวิตช์ โดยจะพิจารณาจากค่าเอาท์พุทที่ได้จากการเปรียบเทียบค่ากระแสผิดพลาด ε_α และ ε_β กับสเตอริซีสทั้งสี่ตัว เพื่อใช้เปิดตารางการสวิตช์ตามตารางที่ 4.2 แรงดันเวกเตอร์ของแต่ละเวกเตอร์จะพิจารณาได้ดังนี้

จากรูปที่ 4.9 เวกเตอร์ V_0, V_7 หรือ $S_a = 0, S_b = 0, S_c = 0$ หรือ $S_a = 1, S_b = 1, S_c = 1$ จะเกิดขึ้นได้จะต้องมีเงื่อนไขดังนี้คือ ก็ต่อเมื่อค่ากระแสผิดพลาด ε_α และ ε_β มีค่าลดลงจนกระทั่งชนขอบเขตล่างของสเตอริซีส α และ β ทำให้เอาท์พุท $\alpha = 0, \beta = 0$ ออกมาทั้งคู่ ขณะที่สเตอริซีส α_x และ β_x มีค่าเป็น $\alpha_x = 1, \beta_x = 1$ หรือ $\alpha_x = 1, \beta_x = 1, \alpha = 0, \beta = 0$ หรือ $\alpha_x = 0, \beta_x = 1, \alpha = 1, \beta = 0$ หรือ $\alpha_x = 1, \beta_x = 0, \alpha = 0, \beta = 1$ หรือ $\alpha_x = 0, \beta_x = 1, \alpha = 1, \beta = 0$ ดังแสดงในรูปที่ 4.12

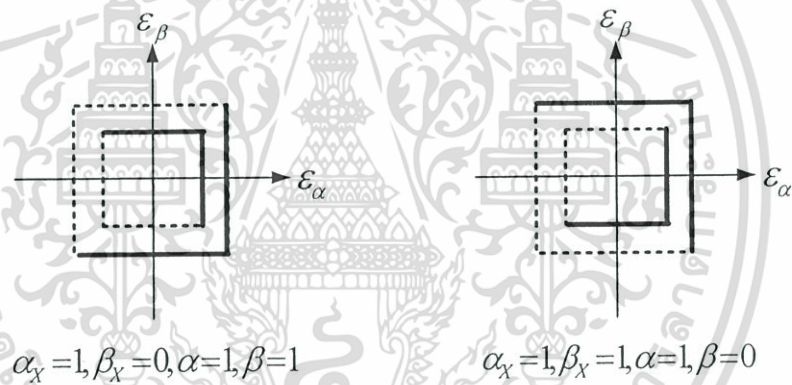


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



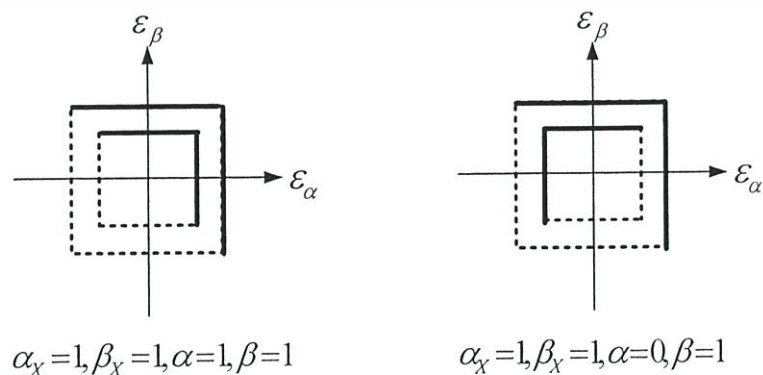
รูปที่ 4.12 เวกเตอร์ V_0, V_7 ของแรงดันเอาท์พุท

-เวกเตอร์ V_1 หรือ $S_a = 1, S_b = 0, S_c = 0$ จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ ค่ากระแส i_a มีค่ามากกว่าศูนย์ และ i_b มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น $\alpha_x = 1, \beta_x = 0, \alpha = 1, \beta = 1$ หรือ $\alpha_x = 1, \beta_x = 1, \alpha = 1, \beta = 0$ ดังแสดงในรูปที่ 4.13



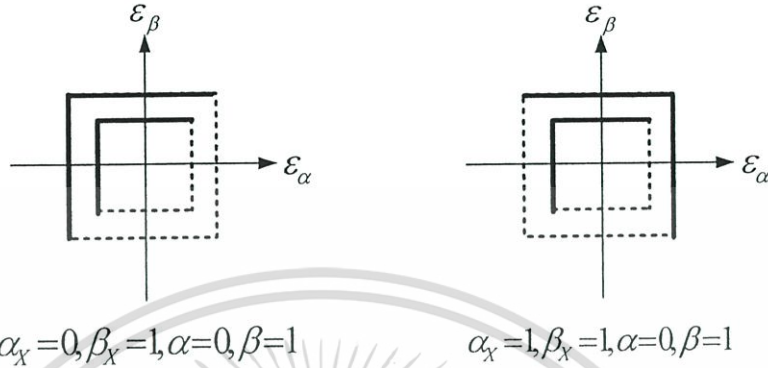
รูปที่ 4.13 เวกเตอร์ V_1 ของแรงดันเอาท์พุท

-เวกเตอร์ V_2 หรือ $S_a = 1, S_b = 1, S_c = 0$ จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ ค่ากระแส i_a และ i_b มีค่ามากกว่าศูนย์ ดังนั้น $\alpha_x = 1, \beta_x = 1, \alpha = 1, \beta = 1$ หรือ $\alpha_x = 1, \beta_x = 1, \alpha = 0, \beta = 1$ ดังแสดงในรูปที่ 4.14



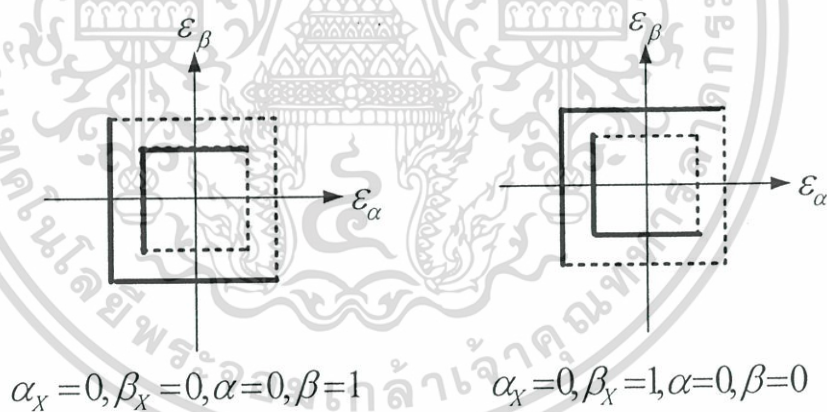
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-เวกเตอร์ V_3 หรือ $S_a = 0, S_b = 1, S_c = 0$ จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อค่ากระแส i_a มีค่าน้อยกว่าศูนย์ และ i_b มีมากกว่าศูนย์ ดังนั้น $\alpha_x = 0, \beta_x = 1, \alpha = 0, \beta = 1$ หรือ $\alpha_x = 1, \beta_x = 1, \alpha = 0, \beta = 1$ ดังแสดงในรูปที่ 4.15



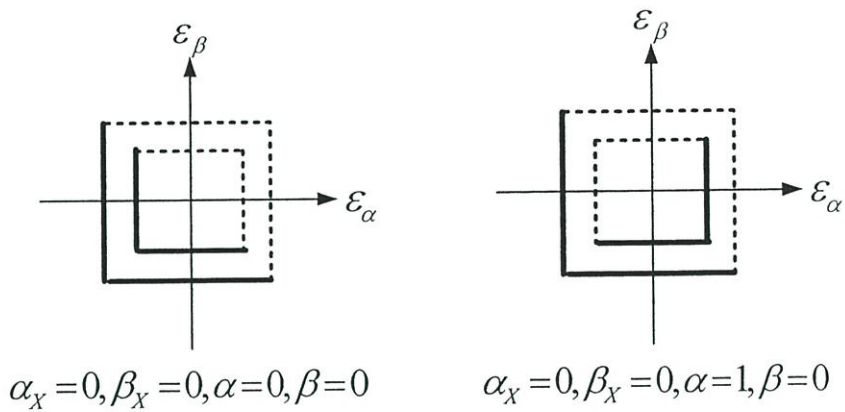
รูปที่ 4.15 เวกเตอร์ V_3 ของแรงดันเอาต์พุต

-เวกเตอร์ V_4 หรือ $S_a = 0, S_b = 1, S_c = 0$ จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ ค่ากระแส i_a มีค่าน้อยกว่าศูนย์ และ i_b มีเท่ากับศูนย์ ดังนั้น $\alpha_x = 0, \beta_x = 0, \alpha = 0, \beta = 1$ หรือ $\alpha_x = 0, \beta_x = 1, \alpha = 0, \beta = 0$ ดังแสดงในรูปที่ 4.16

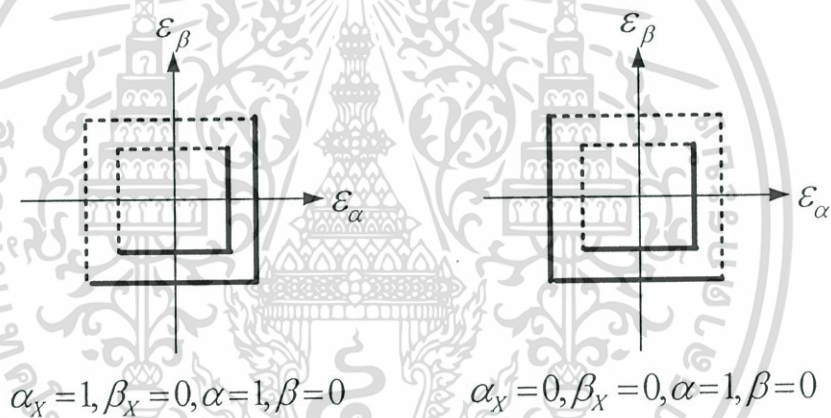


รูปที่ 4.16 เวกเตอร์ V_4 ของแรงดันเอาต์พุต

-เวกเตอร์ V_5 หรือ $S_a = 0, S_b = 0, S_c = 1$ จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อค่ากระแส i_a และ i_b มีค่าน้อยกว่าศูนย์ ดังนั้น $\alpha_x = 0, \beta_x = 0, \alpha = 0, \beta = 0$ หรือ $\alpha_x = 0, \beta_x = 0, \alpha = 1, \beta = 0$ ดังแสดงในรูปที่ 4.17

รูปที่ 4.17 เวกเตอร์ V_5 ของแรงดันเอาต์พุต

-เวกเตอร์ V_6 หรือ $S_a=0, S_b=0, S_c=1$ จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อค่ากระแส i_a มีค่ามากกว่าศูนย์ และ i_b มีน้อยกว่าศูนย์ ดังนั้น $\alpha_x=1, \beta_x=0, \alpha=1, \beta=0$ หรือ $\alpha_x=0, \beta_x=0, \alpha=1, \beta=0$ ดังแสดงในรูปที่ 4.18

รูปที่ 4.18 เวกเตอร์ V_6 ของแรงดันเอาต์พุต

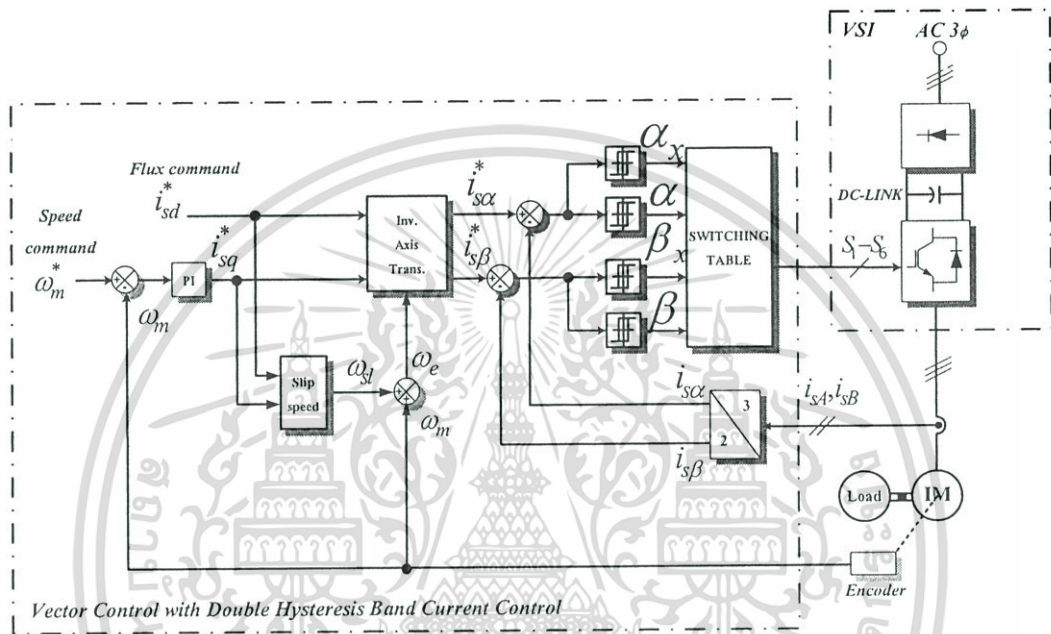
ตารางที่ 4.2 ตารางแผนผังการสวิตช์ของระบบควบคุมกระแสแบบฮิสเตอร์รีซิสที่นำเสนอ

State	Outer band		Inner band		S_a	S_b	S_c	Voltage vector
	α_x	β_x	α	β				$V(k)$
0	0	0	0	0	1	0	1	5
1	0	0	0	1	1	0	0	4
2	0	0	1	0	0	0	1	6
3	0	0	1	1	0	0	0	0
4	0	1	0	0	1	0	0	5
5	0	1	0	1	1	1	0	4
6	0	1	1	0	0	0	0	0
7	0	1	1	1	0	1	1	3
8	1	0	0	0	1	0	1	6
9	1	0	0	1	0	0	0	0
10	1	0	1	0	0	0	1	1
11	1	0	1	1	0	1	1	2
12	1	1	0	0	0	0	0	0
13	1	1	0	1	1	1	0	3
14	1	1	1	0	0	1	1	1
15	1	1	1	1	0	1	0	2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในแวดวงวิชาการเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายได้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปดลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 แบบจำลองระบบควบคุม

ในการควบคุมกระแสบนแกนนิ่งดังรูปที่ 4.19 จะทำการตรวจจับกระแสด้านสเตเตอร์มาทำการแปลงเป็นให้อยู่บนแกนนิ่ง ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับกระแสคำสั่ง ($i_{s\alpha}^*, i_{s\beta}^*$) สัญญาณความผิดพลาดนี้จะผ่านตัวควบคุมแบบ PI จะได้แรงดันคำสั่งด้านสเตเตอร์ (v_{sd}^*, v_{sq}^*) จากนั้นแปลงให้อยู่บนแกนนิ่ง ($v_{s\alpha}^*, v_{s\beta}^*$) แล้วจึงนำไปสร้างสัญญาณ PWM โดยวิธีสเปซเวกเตอร์เพื่อใช้ในการขับนำสวิตช์ต่อไป



รูปที่ 4.19 การควบคุมกระแสด้วย PI บนแกนนิ่ง

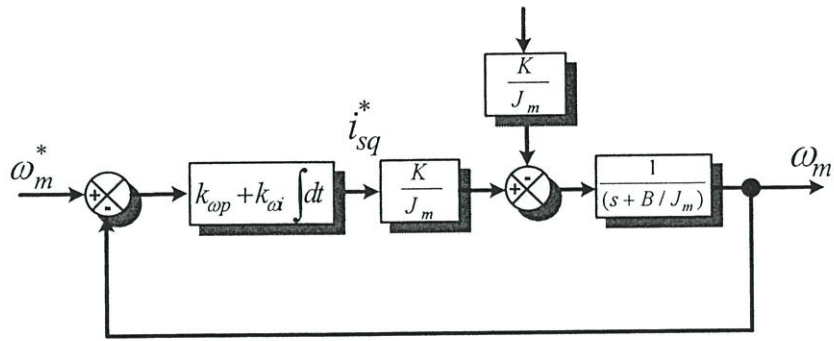
4.4.1 การออกแบบระบบควบคุมความเร็ว

จากรูปที่ 4.20 เราสามารถหาฟังก์ชันการโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบควบคุมความเร็วได้ดังสมการ (4.47) โดยแสดงรูปเงื่อนไขอัตราขยายวงรอบเปิดที่ความถี่ตัดข้ามมีค่าเท่ากับ 1 และสมการ (4.48) แสดงค่าความถี่หักมุมของตัวควบคุม PI ต้องน้อยกว่าความถี่ตัดข้าม ในระบบควบคุมความเร็วจะเป็นการควบคุมวงรอบนอก ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องเลือกความถี่ตัดข้ามที่มีค่าสูงมากนัก งานวิจัยนี้จึงเลือกความถี่ตัดข้าม $\omega_0 = 50 \text{ rad/s}$ ซึ่งใช้งานกันอยู่ในอุตสาหกรรม

$$\left| \left(k_{\omega p} + \frac{k_{\omega i}}{s} \right) \frac{K}{J_m s} \right|_{s=j\omega_0} = 1 \quad (4.47)$$

เมื่อ K เป็นค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



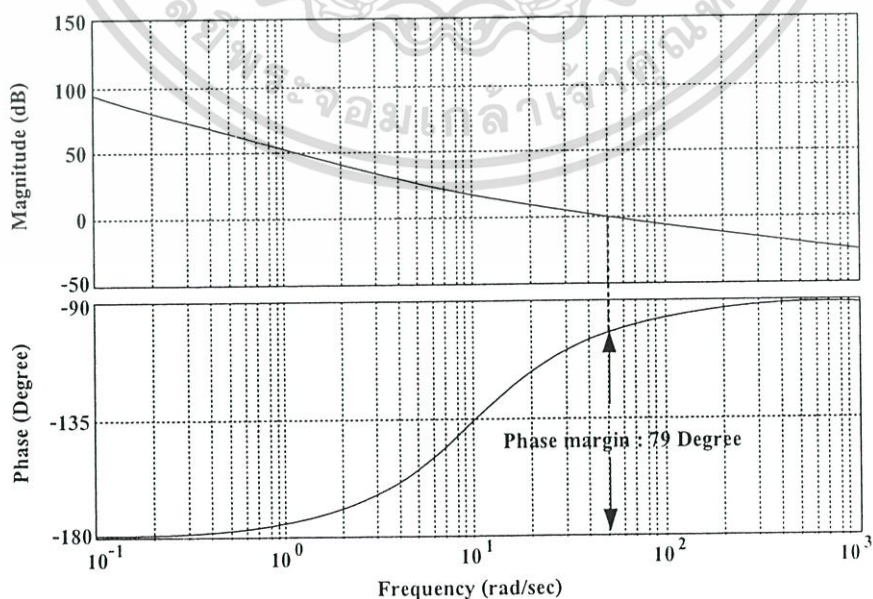
รูปที่ 4.20 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมความเร็ว

$$\omega_c = \frac{k_{\omega i}}{k_{\omega p}} < \omega_0 \quad (4.48)$$

ในการเลือกความถี่หักมุม (ω_c) ของตัวควบคุม PI ต้องมีพิจารณาการเฟสให้เพียงพอกับระบบเหมือนกับการควบคุมกระแส ดังนั้นจึงได้เลือก $\omega_c = k_{\omega p} / k_{\omega i} = 10$ rad/s แทนค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.2 จะได้

$$k_{\omega p} = 0.6 \quad \text{และ} \quad k_{\omega i} = 6$$

เราแสดงแผนภาพ โขเดที่ ได้จากการออกแบบได้ดังรูปที่ 4.21 ซึ่งพบว่ามีส่วนเฟส 79 องศา ซึ่งมากเพียงพอสำหรับเสถียรภาพการควบคุม



เอกสารรูปที่ 4.21 แผนภาพ โขเดของระบบควบคุมความเร็วจากการออกแบบให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 การออกแบบขอบเขตของฮีสเตอร์ซิส

ในการทดสอบได้ใช้ชุดทรานซิสเตอร์โมดูลกำลังแบบ IGBT รุ่น PM30CSJ060 ซึ่งสามารถรองรับความถี่สวิตช์อยู่ระหว่าง 5-20 kHz. ดังนั้นการออกแบบขอบเขตฮีสเตอร์ซิสจะต้องให้อยู่ในระหว่างค่าความถี่ดังกล่าวเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายต่อชุดโมดูล โดยการทดลองนี้เลือกใช้ความถี่สวิตช์ไม่เกิน 10 kHz. จากสมการที่ (4.16) หากแทนค่า $V_{dc} = 310V$., $f_{C_{max}} = 10kHz$. และ $L = 22mH$. จะได้

$$f_{C_{max}} = \frac{0.125V_{dc}}{(HB)L}$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} HB &= \frac{0.125V_{dc}}{Lf_{C_{max}}} \\ &= \frac{0.125 \times 310}{0.022 \times 10000} \\ HB &= 0.176A. \end{aligned}$$

ค่าขอบเขตฮีสเตอร์ซิสแถบในค่าต่ำสุดจะต้องไม่น้อยกว่า $HB = 0.176A. \approx 0.2A$. ดังนั้นในการทดสอบระบบจึงเลือกใช้ค่าขอบเขตของฮีสเตอร์ซิสแถบในที่ค่า $HB = 0.2A$. ซึ่งหากแทนค่าขอบเขตฮีสเตอร์ซิสแถบในลงในสมการที่ (4.16) จะได้ค่า $f_{max} = 8.8kHz$. ซึ่งยังไม่เกินค่าความถี่สวิตช์ที่เลือกใช้ใช้งาน ขณะเดียวกันค่าความถี่ที่เลือกใช้ยังมีค่า Sampling time อยู่ที่ $113\mu s$ ในขณะที่ทำการทดลองนี้ได้ใช้ค่า Sampling time ของ DSP อยู่ที่ $6e-5s$ จะเห็นได้ว่าค่า Sampling time ของขอบเขตฮีสเตอร์ซิสมีค่ามากกว่า Sampling time ของ DSP ทั้งนี้เพื่อป้องกันการเกิดสถานะทะลุแถบฮีสเตอร์ซิสของ DSP นั้นเอง

ตารางที่ 4.3 เปรียบเทียบค่าต่างๆ กรณีเปลี่ยนค่าขอบเขตฮีสเตอร์ซิสแถบนอก

ขอบเขตแถบใน	ขอบเขตแถบนอก	%THDi	จำนวนครั้งของการสวิตช์ลดลง*
0.2	0.3	8.58	5.39%
0.2	0.4	8.61	19.41%
0.2	0.5	9.16	22.74%
0.2	0.6	9.66	24.89%
0.2	0.8	12.4	26.51%
0.2	1.0	17.1	27.85%

หมายเหตุ *เปรียบเทียบกับระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบเดียว ขอบเขตฮีสเตอร์ซิส 0.2 A. เอกสารนี้เป็นเอกสารทงสงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้ค่าที่ค่าขอบเขตฮีสเตอร์ซิสแถบนอกที่ 0.4 A. ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในควบคุม

หลักการควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ โดยใช้การประยุกต์ทางด้านเฟสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากแผ่นป้ายของมอเตอร์ (Name plate) ประกอบกับคำนวณเพื่อการประมาณค่าต่างๆ ที่ใช้งาน โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์ขนาดพิกัด 3 แรงม้า มาทำการคำนวณเพื่อหาค่ากระแสและแรงบิด โดยมอเตอร์ที่ใช้จะมีรายละเอียดค่าพารามิเตอร์ ดังนี้

มอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาดพิกัด 3 แรงม้า แรงดัน 380 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ ขดลวดต่อแบบสตาร์ จำนวนขั้วแม่เหล็ก 4 ขั้ว ความเร็วที่พิกัดจากการทดสอบ 1,410 รอบต่อวินาที ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ (R_s) และโรเตอร์ (R_r) เท่ากับ 3.125 และ 3.115 โอห์ม ค่าความเหนี่ยวนำร่วม (M) เท่ากับ 0.215 เฮนรี่ ค่าความเหนี่ยวนำในสเตเตอร์และโรเตอร์ (L_s, L_r) เท่ากับ 0.0224 และ 0.0228 เฮนรี่ จากค่าพารามิเตอร์ที่ได้ สามารถหาค่ากระแสต่างๆ ได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \\ i_{rq} \\ i_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_1 L_s & L_m p & \omega_1 L_m \\ -\omega_1 L_s & R_s + L_s p & -\omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & \omega_{sl} L_m & R_r + L_r p & \omega_{sl} L_r \\ -\omega_{sl} L_m & L_m p & -\omega_{sl} L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

เมื่อ

V_{sq}, V_{sd}	คือ ค่าแรงดันที่สเตเตอร์ที่แกน q และแกน d
V_{rq}, V_{rd}	คือ ค่าแรงดันที่โรเตอร์ที่แกน q และแกน d
i_{sq}, i_{sd}	คือ ค่ากระแสที่สเตเตอร์ที่แกน q และแกน d
i_{rq}, i_{rd}	คือ ค่ากระแสที่โรเตอร์ที่แกน q และแกน d
R_s, R_r	คือ ค่า ค.ต.ท. ที่สเตเตอร์และ โรเตอร์ของมอเตอร์
L_s	คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่สเตเตอร์ของมอเตอร์
L_r	คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่โรเตอร์ของมอเตอร์
M	คือ ค่าความเหนี่ยวนำในการสร้างสนามแม่เหล็ก
p	คือ ตัวดำเนินการ (Differential)

ในการวิเคราะห์จะกระทำในสถานะคงที่ (Steady stage) ที่พิกัดของมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ โดยอ้างอิงแกนหมุน (Synchronously rotating reference frame) ซึ่งการวิเคราะห์ในสถานะคงที่ เทอมของ p หรือตัวดำเนินการ (Differential) จะมีค่าเท่ากับศูนย์ และค่าแรงดัน V_{sq} จะมีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ โดยที่ค่า V_{sd} จะมีค่าเท่ากับแรงดันสูงสุดที่ป้อนให้กับมอเตอร์ต่อเฟส ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าพิก (peak) ของแรงดันที่ใช้งานต่อเฟส ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ใช้แรงดันไลน์ 310 โวลต์

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้ยืมเห็นประโยชน์ในการนำเอกสารฉบับนี้ไปใช้เพื่อประโยชน์อื่นใด นอกเหนือจากที่ระบุไว้ข้างต้น กรุณาแจ้งให้ทราบก่อนการนำเอกสารฉบับนี้ไปใช้ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือแรงดันใช้งานต่อเฟสเท่ากับ 179 โวลต์ ส่วนค่าแรงดัน V_{rq} และ V_{rd} จะมีค่าเท่ากับศูนย์ โวลต์ เนื่องจากวงจรสมมูลทางด้านโรเตอร์เป็นแบบวงจรกรรอก [4] และเมื่อทำการแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้ลงในสมการ (4.49) จะได้ค่า $i_{sq} = -2.6498$, $i_{sd} = 3.0910$, $i_{rq} = 0.2523$ และ $i_{rd} = -3.0977$ แอมแปร์ จากนั้นนำค่าที่ได้ไปหาค่าของฟลักซ์ที่โรเตอร์ (i_r) และค่าแรงบิดที่พิกัดของมอเตอร์

$$\lambda_r = \sqrt{(L_m i_{sq} + L_r i_{rq})^2 + (L_m i_{sd} + L_r i_{rd})^2} \quad (4.50)$$

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (4.51)$$

จะได้ค่าฟลักซ์ที่โรเตอร์เท่ากับ 0.5139 เวเบอร์ และค่าแรงบิดที่พิกัดเท่ากับ 4.7913 นิวตัน-เมตร และเมื่อนำค่าที่ได้ทั้งหมดแทนลงในสมการ (4.52) ถึง (4.54) จะได้ค่าของกระแสที่โรเตอร์, กระแสแมกนีไทซิ่งและกระแสพิกัดที่ป้อนให้กับมอเตอร์เท่ากับ 3.2959, 2.3901 และ 4.0713 แอมแปร์ตามลำดับ ซึ่งค่าที่ได้นี้เป็นค่าพิก (Peak) เมื่อทำเป็นค่าอาร์เอ็มเอสจะได้ 2.33, 1.689 และ 2.878 แอมแปร์

$$I_m = \frac{1}{L_m} \psi_r \quad (4.52)$$

$$I_{r(rate)} = \frac{4}{3} \frac{1}{P} \frac{L_r T_e^*}{L_m \psi_r} \quad (4.53)$$

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + I_{r(rate)}^2} \quad (4.54)$$

นอกจากวิธีการหากระแสและแรงบิดที่พิกัดที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ การหาค่าอีกรูปแบบหนึ่งสามารถหาได้โดยใช้วงจรสมมูลของมอเตอร์แล้วทำการคำนวณในลักษณะวงจรทางไฟฟ้า ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะ ได้เช่นเดียวกันกับวิธีที่แสดงดังที่ผ่านมาแล้วข้างต้น

4.5 ผลการจำลองการทำงาน

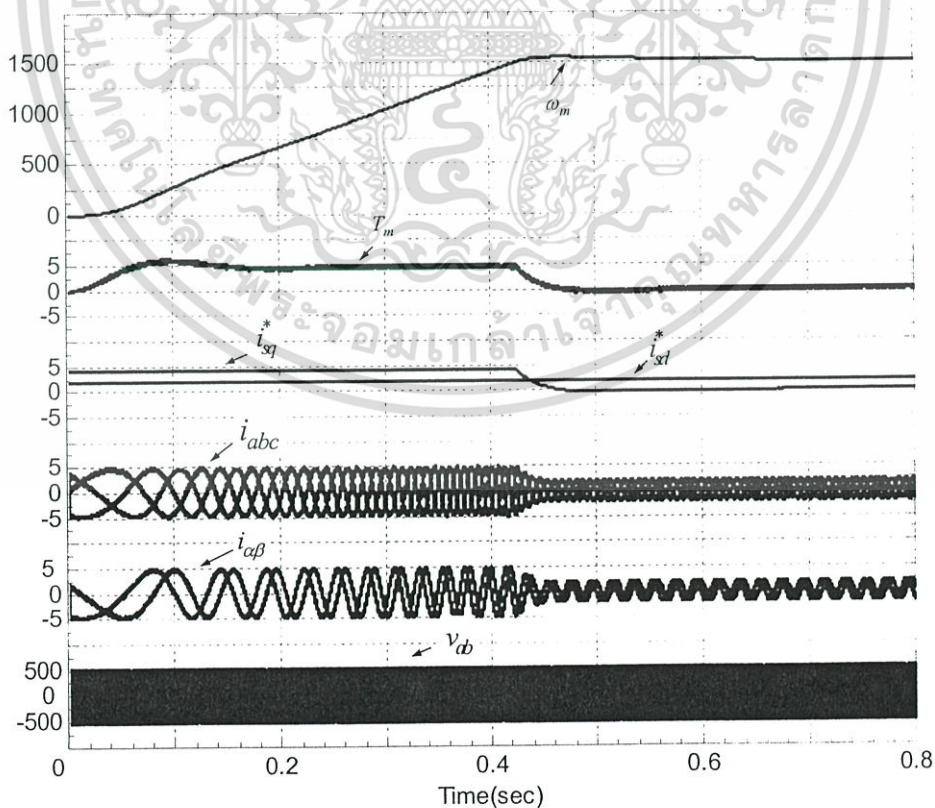
ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.22-4.26 ทั้งนี้เพื่อเป็นการดูผลตอบสนองด้านพลวัตโดยพารามิเตอร์และอัตราขยายของระบบควบคุมได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ค่าพิกัดและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ และอัตราขยายระบบควบคุมความเร็ว

3 HP., 220/380V., 8.9/5.16A., 1410 rpm., 4 pole	
$i_{sd} = 2.39 A.$	$i_{sq} = 3.29 A.$
$R_s = 3.125 \Omega$	$R_r = 3.115 \Omega$
$L_s = 22.4 mH$	$L_r = 22.8 mH$
$M = 0.215 H$	$J_m = 0.012 kg - m^2$
$V_{dc} = 310 V.$	
อัตราขยายระบบควบคุมความเร็ว	$k_{\omega p} = 0.6, k_{\omega i} = 6$

-การทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็ว จาก 0 ถึง 1500 rpm

จากการทดสอบขณะเปลี่ยนความเร็วจากความเร็ว 0 rpm. ไปที่ 1500 rpm. นั้นจะเห็นได้ว่าค่าความเร็วจะมีค่าตั้งแต่ศูนย์และมีการได้การทำงานจากความเร็วต่ำไปยังความเร็วสูงจึงทำให้แรงบิดไม่กระเพื่อมขึ้น และจากการควบคุมดังกล่าวสามารถให้ค่าแรงบิดที่พิกัดได้ตลอดย่านที่มีการหมุน ค่าของความถี่และแรงดันมูลฐานที่ได้จะมีค่าต่ำในช่วงของการออกตัวและจะค่อยๆ สูงขึ้นตามการควบคุมของสวิตซ์ที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างกระแสอ้างอิงกับกระแสที่จ่าย



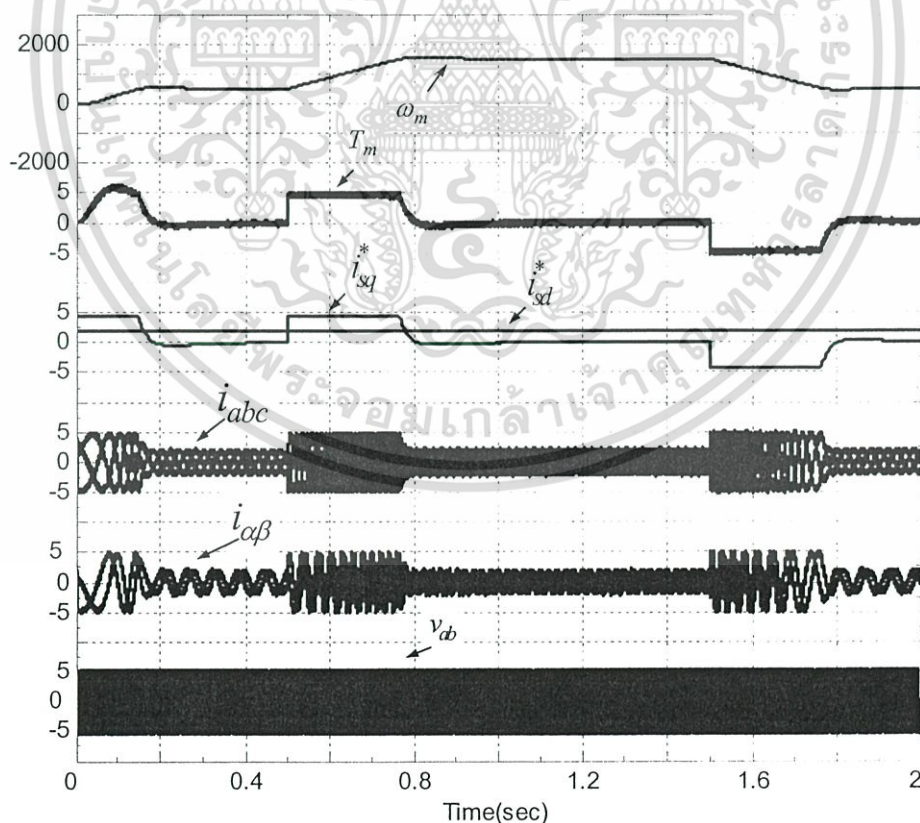
รูปที่ 4.22 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็ว จาก 0 ถึง 1500 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ประโยชน์ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้กับมอเตอร์ จะเห็นได้ว่ากระแสไลน์จะมีค่าสูงสุดในช่วงแรกและจะมีค่าลดลงเมื่อความเร็วรอบมีค่าเท่ากับค่าที่ต้องการขณะเดียวกันแรงบิดก็จะลดลงเช่นกัน ทั้งนี้เนื่องจากมอเตอร์ได้เอาชนะแรงเฉื่อยที่ใช้ในการออกตัวเรียบร้อยแล้ว จะเห็นว่ากระแส i_{sq}^* ซึ่งมีหน้าที่สร้างแรงบิดจะมีค่าสูงสุดในช่วงออกตัวและจะลดลงเมื่อความเร็วเท่ากับความเร็วที่ต้องการ ในขณะที่กระแส i_{sd}^* จะมีค่าคงที่ตลอดเวลาที่ทำงานเนื่องจากกระแสดังกล่าวมีหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กให้กับมอเตอร์

-การทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบสเตป จาก 500 ถึง 1500 rpm และจาก 1500 ถึง 500 rpm

จากการทดสอบขณะเปลี่ยนความเร็วแบบสเตปจากความเร็ว 500 rpm. ไปที่ 1500 rpm. นั้นจะเห็นได้ว่าขณะเร่งความเร็วขึ้นค่ากระแส i_{sq}^* และแรงบิดจะมีค่าเพิ่มที่ค่าสูงสุด และจะลดลงเป็นศูนย์ ในขณะที่กระแส i_α และกระแส i_β จะมีความถี่ต่ำเมื่อเริ่มออกตัวและจะเพิ่มขึ้นเมื่อเมื่อความเร็วมีค่าเท่ากับ 500 rpm และเมื่อความเร็วเร่งขึ้นไป 1500 rpm. กระแส i_{sq}^* มีค่าเพิ่มขึ้นอีกครั้ง ส่วนกระแส i_α และกระแส i_β ก็จะมีค่าสูงสุดและความถี่จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย แต่เมื่อความเร็วรอบเท่ากับค่าที่ต้องการขนาดกระแสจะลดลงแต่ยังคงความถี่เท่าเดิม และเมื่อลดความเร็ว



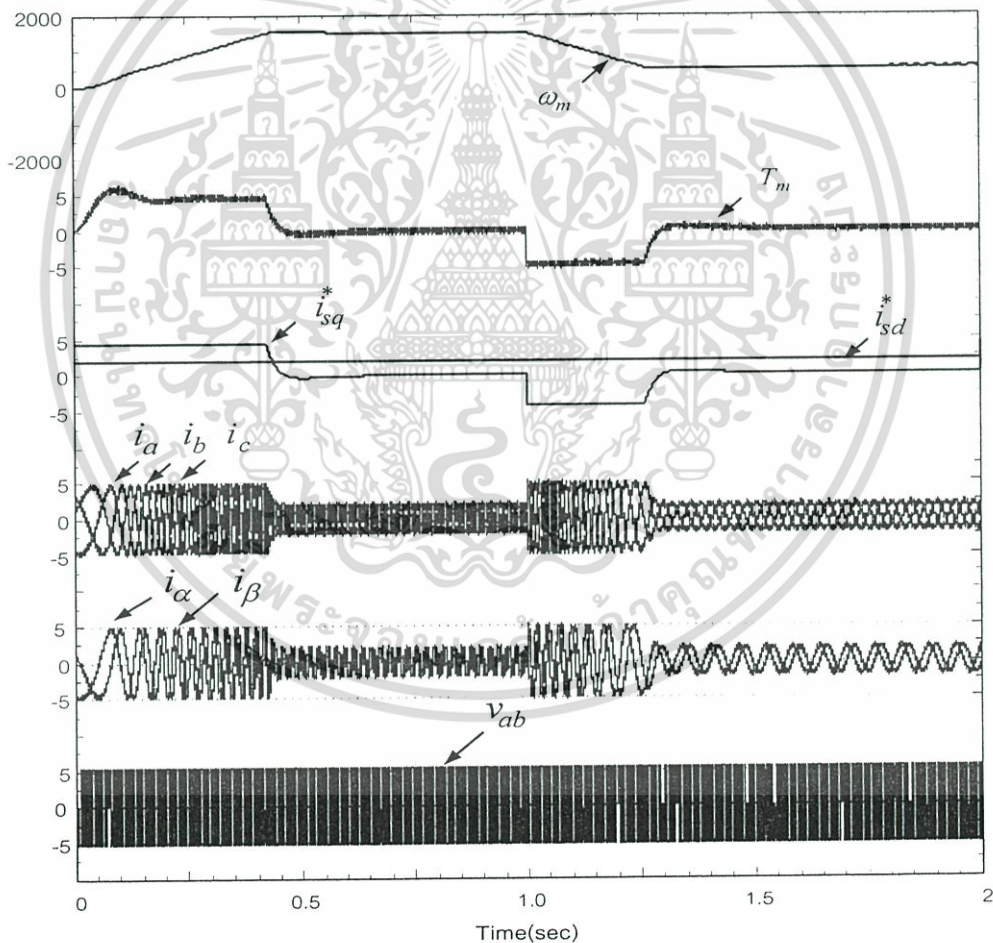
รูปที่ 4.23 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบสเตป จาก 500 rpm ถึง 1500 rpm และจาก

1500 rpm ถึง 500 rpm เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ฟรีสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลกระแส i_{sq}^* และแรงบิดจะมีค่าเป็นลบทั้งนี้เนื่องจากต้องสร้างแรงบิดต้านกลับแรงเฉื่อยของโรเตอร์ ขณะที่กระแส i_α และกระแส i_β ก็จะมีค่าสูงสุดอีกครั้งแต่ความถี่จะมีค่าลดลง จะเห็นว่ากระแส i_{sd}^* จะมีค่าคงที่ตลอดเวลาที่ทำงานเช่นกัน

-การทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบสเตป จาก 1500 rpm เป็น 500 rpm

จากการทดสอบขณะเปลี่ยนความเร็วแบบสเตปจากความเร็ว 1500 rpm. ไปที่ 500 rpm. นั้นจะเห็นได้ว่าที่ 1500 rpm. กระแส i_α และกระแส i_β ก็จะมีค่าเท่ากับกระแสพิกัดและความถี่จะมีค่าสูง แต่เมื่อขณะลดความเร็วลงมาที่ 500 rpm กระแส i_α และกระแส i_β ก็จะมีค่าสูงสุดแต่ความถี่จะมีค่าลดลง ในขณะที่กระแส i_{sq}^* และแรงบิดจะมีค่าเป็นลบทั้งนี้เนื่องจากต้องสร้างแรงบิดต้านกลับแรงเฉื่อยของ โรเตอร์ และเมื่อความเร็วมีค่า 500 rpm กระแส i_α และกระแส i_β ก็จะมีค่าเท่ากับกระแสพิกัดแต่ความถี่จะมีค่าลดลง ในขณะที่กระแส i_{sq}^* และแรงบิดจะมีค่าเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง

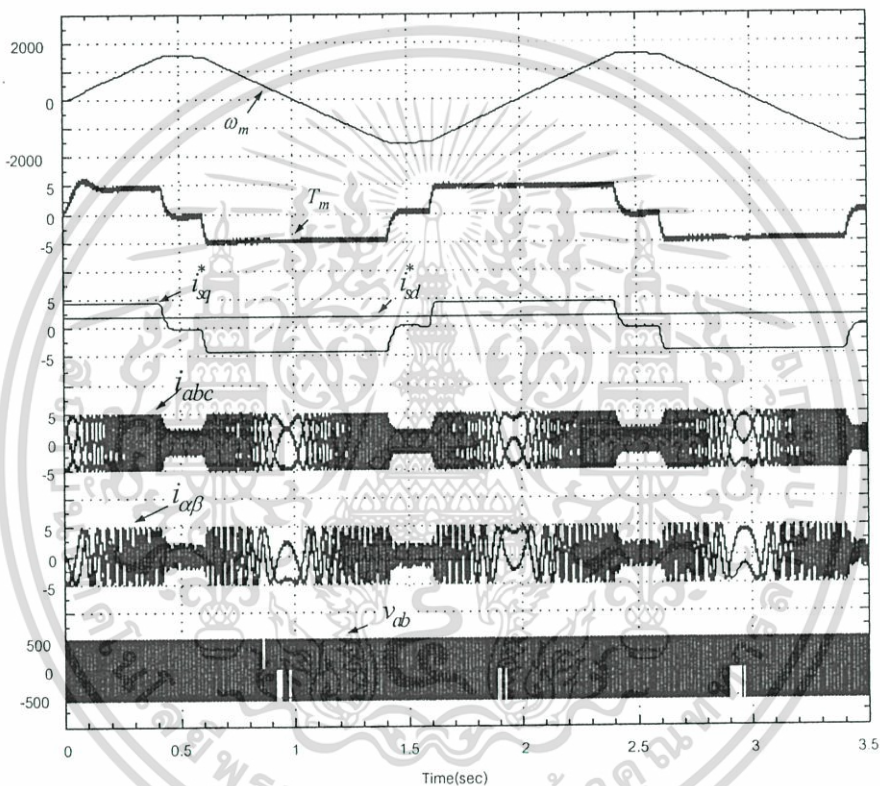


รูปที่ 4.24 ทดสอบขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบสเตป จาก 1500 rpm เป็น 500 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

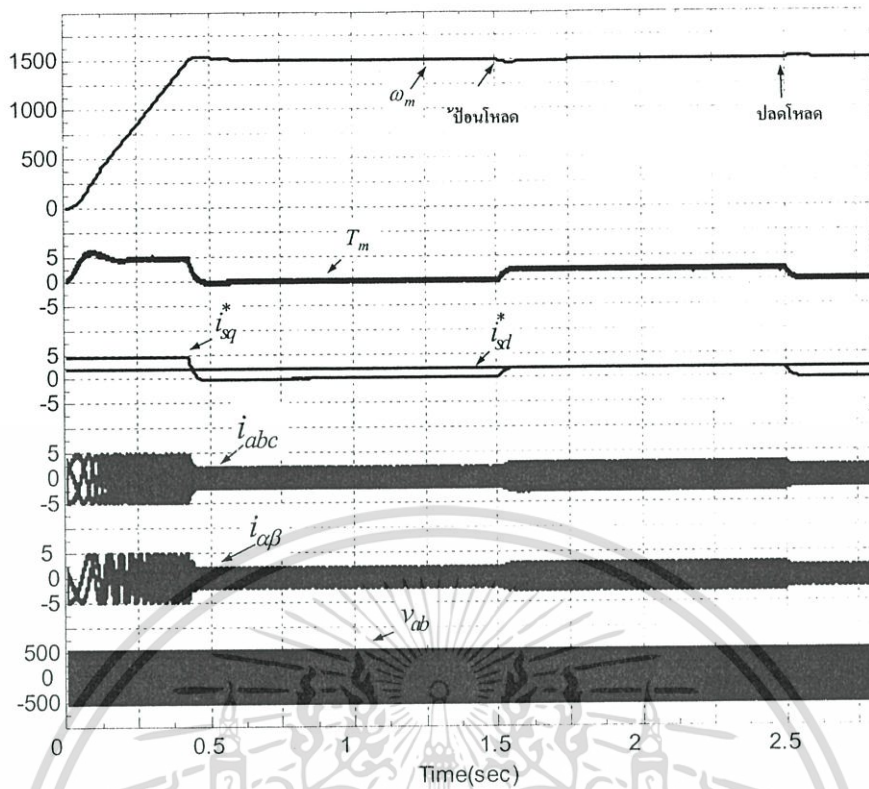
-การทดสอบการกลับทางหมุนจาก 1500 rpm เป็น -1500 rpm

จากการทดสอบการกลับทางหมุนจากความเร็ว 1500 rpm. เป็น -1500 rpm. นั้นจะเห็นได้ว่าที่การกลับทางหมุนจาก 1500 rpm เป็น -1500 rpm กระแส i_α กับกระแส i_β และกระแส i_a, i_b, i_c จะมีการสลับเฟสทำให้ทิศทางการหมุนของมอเตอร์มีค่าทิศทางตรงข้ามโดยที่กระแส i_{sq}^* และแรงบิดจะมีค่าเป็นลบเช่นกัน แต่กลับทางหมุนจากความเร็ว -1500 rpm. เป็น 1500 rpm. กระแส i_α กับกระแส i_β และกระแส i_a, i_b, i_c จะมีการสลับเฟสเหมือนเริ่มต้นอีกครั้ง กระแส i_{sq}^* และแรงบิดจะมีค่าเป็นบวกอีกครั้ง จะเห็นว่าการกลับทางหมุนจะใช้เวลาเพียง 600 mS เท่านั้น



รูปที่ 4.25 ทดสอบการกลับทางหมุนจาก 1500 rpm → -1500 rpm และ จาก -1500 rpm → 1500 rpm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



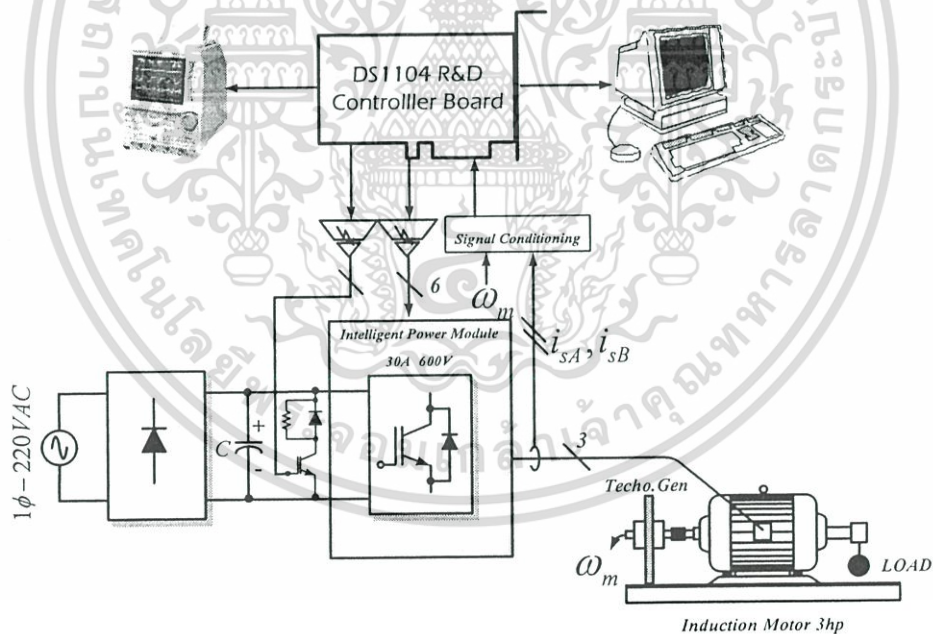
รูปที่ 4.26 ทดสอบขณะป้อนโหลดและปลดโหลดขนาด 2 Nm. อย่างทันทีทันใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การสร้างระบบทดสอบจริง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการสร้างระบบสำหรับทดสอบจริงที่ใช้ในการทดสอบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว การออกแบบและสร้างชิ้นนี้ประกอบไปด้วยภาคจ่ายกำลังคือ ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ วงจรกรอง และชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะนำมาต่อรวมเข้ากับวงจรควบคุมและระบบป้องกันวงจร จากรูปที่ 5.1 จะเป็นการแสดงโครงสร้างของระบบทดสอบจริง โดยวงจรด้านขาเข้าจะต่อกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220 V ผ่านวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแล้วผ่านไปยังตัวเก็บประจุเพื่อทำให้ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มีขนาดที่เรียบ (Voltage source) จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ส่งต่อไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อแปลงจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ต่าง ๆ เพื่อป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยกระบวนการทั้งหมดจะควบคุมโดย dSPACE DS1104 ซึ่งรายละเอียดของวงจรต่างๆจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

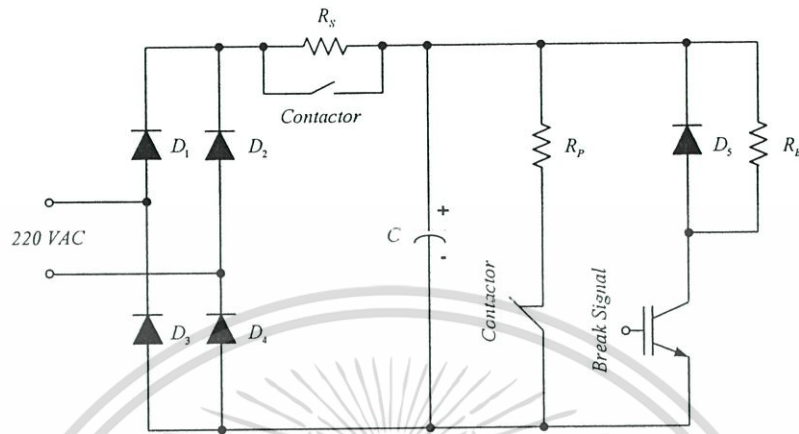


รูปที่ 5.1 โครงสร้างของระบบทดสอบจริง

5.1 ชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์[11]

การสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการควบคุมมอเตอร์ ซึ่งชุดดังกล่าวจะประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์(400V 25A, ราคาไม่ต่ำกว่าหมื่นใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Silicon Bridge Rectifier) และวงจรกรองที่ใช้ตัวเก็บประจุโดยรับแรงดันทางด้านอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ขนาดแรงดัน 220 V ความถี่ 50 Hz ซึ่งจะทำให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านเอาต์พุตประมาณ 310 V ดังแสดงรายละเอียดวงจรไว้ในรูปที่ 5.2



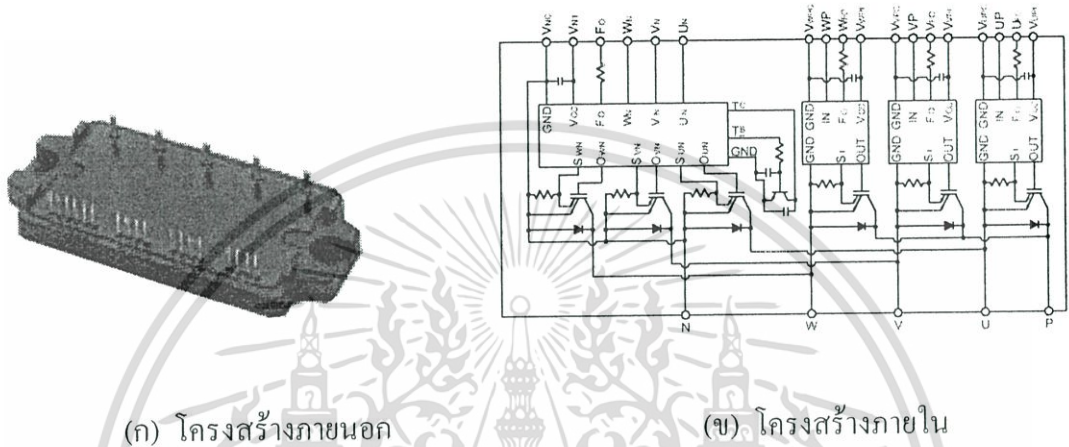
รูปที่ 5.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และวงจรกรอง

จากรูปที่ 5.2 ความต้านทานที่ต่ออนุกรม (R_s) กับตัวเก็บประจุ จะมีหน้าที่จำกัดกระแสเมื่อเริ่มทำงาน เพราะในช่วงเวลานี้ แรงดันที่ตัวเก็บประจุยังมีค่าประมาณ 0 V ทำให้กระแสที่ไหลอัดประจุให้แก่ตัวเก็บประจุมีค่าค่อนข้างสูง ซึ่งกระแสจำนวนนี้จะไหลผ่านไดโอดของวงจรเรียงกระแสซึ่งอาจจะทำให้ไดโอดเสียหายได้ เมื่อแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นถึงระดับที่เหมาะสมแล้วตัวต้านทานนี้จะถูกตัดวงจรด้วยแมกเนติกคอนแทคเตอร์เพื่อไม่ให้เกิดกำลังสูญเสียที่ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรม (R_s) กับตัวเก็บประจุขณะที่วงจรทำงานและวงจรเรียงกระแสจะได้ส่งผ่านกำลังได้เต็มที่ ส่วนความต้านทานที่ต่อขนาน (R_p) กับตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการคายประจุทิ้งไปเมื่อวงจรหยุดทำงานเพื่อป้องกันมิให้เกิดอันตรายเนื่องจากประจุที่ค้างอยู่ ทั้งนี้เพราะประจุที่ค้างอยู่มีปริมาณมากและมีแรงดันสูง นอกจากนี้ยังประกอบด้วยชุดไดนามิกเบรกกิ้ง (Dynamic breaking) เพื่อป้องกันแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลังมีค่าสูงในขณะที่มอเตอร์เปลี่ยนแปลงความเร็วจากความเร็วสูงไปสู่ความเร็วต่ำโดยควบคุมผ่านชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

5.2 ชุดวงจรอินเวอร์เตอร์ [14]

ในส่วนนี้แสดงไว้ในบล็อกถัดจากบล็อกการทำงานของชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 5.1 การทำงานในส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ได้รับจากภาควงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายให้แก่มอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ในการขับเคลื่อน ในการทำงานจะรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแล้วมาทำการแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่ต่าง ๆ เพื่อป้อนให้กับมอเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็ยวนำ ในส่วนของชุดอินเวอร์เตอร์นี้จะเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบ IGBT ที่เป็นแบบ โมดูลสวิตช์ของบริษัทมิตซูบิชิ งานวิจัยนี้เลือกใช้โมดูลสวิตช์รุ่น PM30CSJ060 ซึ่งมีคุณสมบัติ ที่เด่น คือ มีพิคักทนแรงดันได้ถึง 600 V รองรับการจ่ายกระแสได้ถึง 30 A และสามารถส่ง สัญญาณพอลต์จากตัวโมดูลได้เพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขั้วนำสวิตช์ในกรณีที่เกิดจากลัดวงจร ภายในกึ่ง , กระแสเกินหรืออุณหภูมิภายในตัวเองมีค่าสูงและสามารถรองรับความถี่สวิตช์สูงสุด ได้ถึง 20 kHz ดังแสดงโครงสร้างในรูปที่ 5.3



(ก) โครงสร้างภายนอก

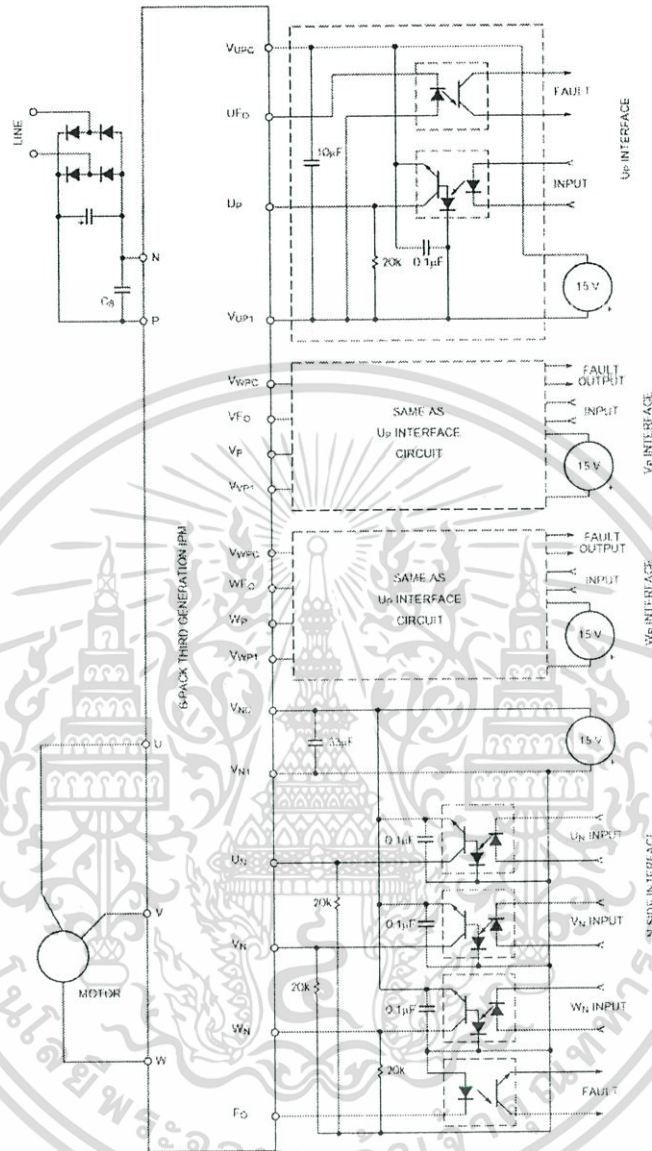
(ข) โครงสร้างภายใน

รูปที่ 5.3 ทรานซิสเตอร์โมดูลกำลังแบบ IGBT รุ่น PM30CSJ060

การควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังแบบ โมดูลนี้จำเป็นต้องมีวงจรแยกโคตสัญญาณ (Isolate) ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานซึ่งวงจรแยกโคตแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 วงจรที่ใช้ในการ ทำงานนี้จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ออปโตได (OPTO) เบอร์ TLP550 จำนวน 6 ตัว ทำหน้าที่แยก โคตสัญญาณทางไฟฟ้า โดยออปโตไดที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ 3 กิ่งบนจะมีการแยกรับไฟตรง ขนาด 15 V จากหม้อแปลงคนละลูกกัน ส่วนออปโตไดที่ใช้ในการควบคุมสวิตช์ 3 กิ่งล่างจะรับ ไฟตรงขนาด 15 V จากหม้อแปลงเดียวกัน การควบคุมการทำงานของโมดูลสวิตช์นี้สามารถทำ ได้โดยการควบคุมจากออปโตไดซึ่งในสภาวะปกติ (สวิตช์ไม่มีการทำงาน) ทางด้าน โมดูลสวิตช์จะ มีไฟตรงขนาด 15 V ไปยังขา U_p , V_p , W_p , U_{n1} , V_{n1} และ W_{n1} ส่วนวงจรที่ใช้ส่งสัญญาณ พอลต์ที่ออกจากตัวโมดูลเพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขั้วนำสวิตช์ในกรณีที่เกิดการลัดวงจรภายใน กึ่ง กระแสเกิน หรืออุณหภูมิภายในตัวเองมีค่าสูงจะใช้อุปกรณ์ออปโตได (OPTO) เบอร์ TLP521 จำนวน 4 ตัว โดยสัญญาณที่มาจากออปโตได 3 ตัวแรกนี้จะมาจากการตรวจจับบริเวณสวิตช์ 3 กิ่งด้านบน ส่วนสัญญาณอีกตัวจะได้จากการตรวจจับจากบริเวณสวิตช์ 3 กิ่งล่าง การทำงานของ วงจรส่งสัญญาณพอลต์นี้ จะมีการทำงานโดยส่งสัญญาณที่มีคาบความกว้างสัญญาณขนาด 10 ไมโครวินาที ออกมาทางขาสัญญาณพอลต์ ซึ่งการใช้งานสัญญาณพอลต์นี้จะต้องอาศัยวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายนอกในการช่วยล้างสถานะการเกิดเพื่อหยุดสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมอินเวอร์เตอร์ต่อไป โดยวงจรภายนอกนี้จะกล่าวถึงในหัวข้อวงจรขั้วนำสวิตช์ต่อไป



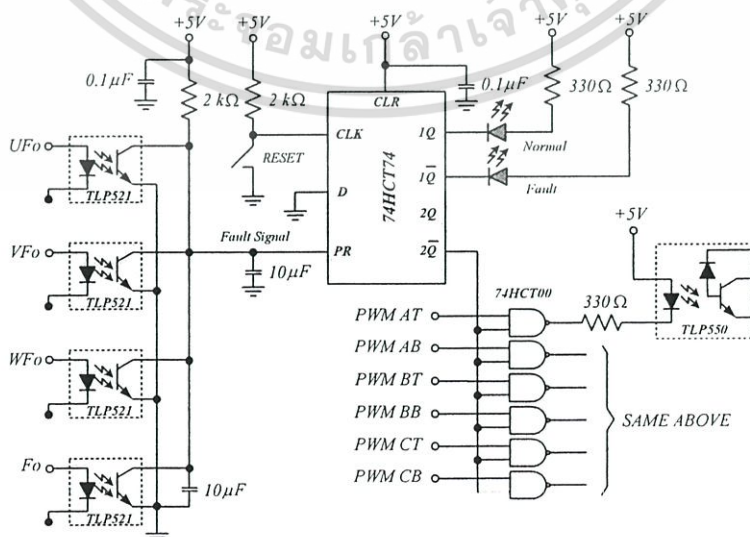
รูปที่ 5.4 วงจรแยกโคดและชุดขั้วนำทรานซิสเตอร์โมดูลกำลังแบบ IGBT

5.3 ชุดวงจรขั้วนำสวิตช์

ในงานวิจัยนี้จะใช้ dSPACE DS1104 เป็นตัวควบคุมพัลส์สัญญาณขั้วนำสวิตช์ ซึ่งสัญญาณขั้วนำที่ได้จาก dSPACE DS1104 จะถูกใช้ในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สัญญาณที่ออกจาก dSPACE DS1104 จะผ่านวงจรเกตตระกูล HCT เนื่องจากสามารถรับสัญญาณในระดับ TTL แต่ให้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตแบบ CMOS (ระดับต่ำ : 0 – 0.1 V และระดับสูง : 4.9 – 5 V) จึงทำให้ระดับสัญญาณที่ใช้ในการขั้วนำสวิตช์มีสถานะที่แน่นอนมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรที่สอนวิชานี้ ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์อื่นใดนอกเหนือจากนี้ สัญญาณที่ได้จะถูกควบคุมให้มีการทำงานที่มีความสัมพันธ์กับวงจรชุด โมดูลกำลังซึ่งตัวอุปกรณ์ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังกล่าวจะมีความสามารถในการส่งสัญญาณพัลส์พลัสขนาด 10 ไมโครวินาทีออกมาที่ขา ฟลัดต์ได้ในกรณีที่เกิดการลัดวงจรภายในกึ่ง , กระแสเกินหรือมีอุณหภูมิสูง โดยสัญญาณ ดังกล่าวนี้จะนำไปเข้าออปโตเบอร์ TLP521 เพื่อทำการแยกโคคของสัญญาณควบคุม ปกติ ทางด้านเอาต์พุตของออปโตเบอร์ TLP521 จะเปิดวงจรจึงทำให้ขา PRESET ของไอซี 74HCT74 มีสถานะสูง ซึ่งในสภาวะนี้ขาสัญญาณ 1Q จะมีสถานะต่ำ ทำให้ LED ที่แสดงสภาวะปกติ (Normal) สว่าง และขาสัญญาณ 2Q จะมีสถานะสูง ซึ่งขานี้จะต่ออยู่กับเกต 74HCT00 เพื่อใช้ในการควบคุมสัญญาณที่ใช้ในการขับนำสวิทช์ซูดอินเวอร์เตอร์ โดยจะสังเกตได้ว่าหากสถานะของขา 2Q ของเกต 74HCT00 มีสถานะสูง มีสัญญาณทริกซ์หรือสัญญาณขับนำสวิทช์อินเวอร์เตอร์ที่อยู่ต่อกับอีกขาหนึ่งของเกต 74HCT00 จะสามารถควบคุมการทำงานของออปโตเบอร์ TLP550 ได้ แต่ถ้าสถานะของขา 2Q ของเกต 74HCT00 มีสถานะต่ำ จะทำให้สัญญาณทริกซ์หรือสัญญาณขับนำสวิทช์อินเวอร์เตอร์ที่อยู่กับอีกขาหนึ่งของเกต 74HCT00 ไม่สามารถควบคุมการทำงานของออปโตเบอร์ TLP550 ได้ ซึ่งขั้นตอนการทำงานในสภาวะที่มีการลัดวงจรสามารถอธิบายได้ดังนี้ หากมีการลัดวงจรในกึ่งของชุดโมดูลกำลังหรือมีการนำกระแสสูงเกินพิกัดของตัวชุด โมดูลกำลังจะมีการส่งสัญญาณฟลัดต์ออกมาทางขาสัญญาณฟลัดต์ของตัวโมดูลทำให้ขา PRESET ของไอซี 74HCT00 มีสถานะต่ำ ส่งผลทำให้ขาสัญญาณ 1Q จะมีสถานะสูง ทำให้ LED ซึ่งแสดงสภาวะปกติ (Normal) ดับลง ในขณะที่ขาสัญญาณ 1Q จะมีสถานะต่ำ ทำให้ LED ที่แสดงสภาวะลัดวงจร (Fault) สว่างขึ้น และช่วงเวลาเดียวกันนี้ขาสัญญาณ 2Q จะมีสถานะต่ำ จึงทำให้สัญญาณที่ไปขับซูดอินเวอร์เตอร์หยุดทำงานเนื่องจากคุณสมบัติของแนนเกต (NAND Gate) และหากต้องการเริ่มวงจรใหม่สามารถทำได้โดยการกด RESET เพื่อเป็นการสร้างสัญญาณกระตุ้นเข้าไปเพื่อเปลี่ยนสภาวะการทำงานให้กลับเป็นสภาวะปกติต่อไป จากที่กล่าวมาข้างต้นแสดงวงจรที่ใช้งานได้ดังรูปที่ 5.5

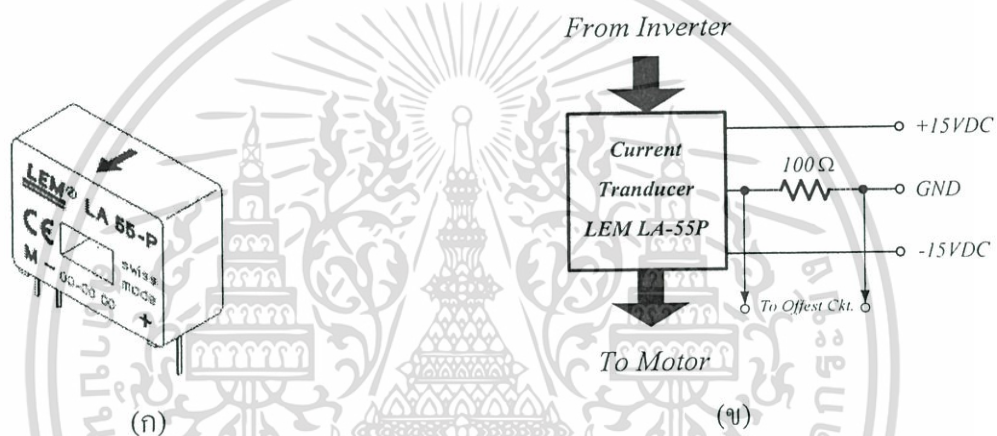


รูปที่ 5.5 วงจรควบคุมและหยุดพัลส์สัญญาณขับนำสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวงจรถ่ายแบบเพื่อจุดประสงค์เฉพาะเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ชุดวงจรตรวจจ็ับกระแส

วงจรตรวจจ็ับกระแสนี้เป็นวงจรที่ใช้เพื่อทำการยกกระดั้สัญญาณจากอุปกรณ์ตัวจ็ับกระแส (LEM รุ่น LA55-P) ดังรูปที่ 5.6 ซึ่งสัญญาณทางด้านเอาต์พุตจะอยู่ในรูปของกระแสที่มีค่าอัตราส่วน 1: 1000 นั้นหมายถึงหากวัดกระแสขนาด 10 A จะทำให้ได้สัญญาณกระแสเอาต์พุตขนาด 10 mA ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้ก่อนจะนำไปใช้งานจะต้องนำไปผ่านตัวต้านทานขนาด 100 Ω เพื่อแปลงให้อยู่ในรูปของแรงดัน จากนั้นนำไปเข้าวงจรบัฟเฟอร์และวงจรขยายและยกกระดั้สัญญาณเพื่อทำการเพิ่มองค้ประกอบทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงเข้าไป เนื่องจากวงจรแอนะล็อกไปเป็นดิจิตอล(A/D) ภายในตัว dSPACE นี้ มีย่านการทำงานตั้งแต่ $\pm 10V$. ดังนั้นจะต้องป้องกันไม่ให้แรงดันเกินที่กำหนดซึ่งอาจทำความเสียหายให้กับ dSPACE ได้

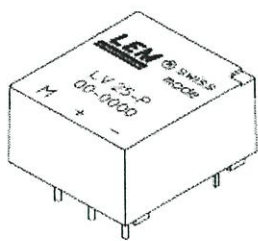


รูปที่ 5.6 วงจรตรวจจ็ับกระแส (ก) ลักษณะของอุปกรณ์ตรวจจ็ับกระแส LEM รุ่น LA55-P
(ข) วงจรตรวจจ็ับกระแสที่ใช้ในงานวิจัย

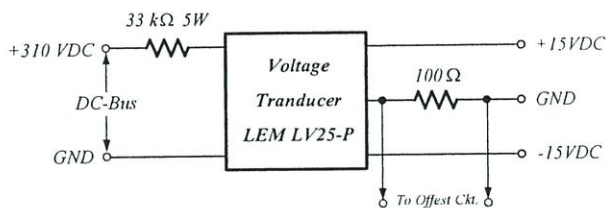
5.5 ชุดวงจรตรวจจ็ับแรงดัน

วงจรตรวจจ็ับแรงดันนี้ได้ใช้อุปกรณ์ตรวจจ็ับแรงดัน (LEM รุ่น LV25-P) ดังรูปที่ 5.7 ซึ่งสัญญาณทางด้านเอาต์พุตจะอยู่ในรูปของกระแสที่มีค่าอัตราส่วน 2500: 1000 ความแม่นยำของการตรวจจ็ับแรงดันขึ้นอยู่กับกำหนดกระแสอินพุต (I_{PN}) ควรออกแบบให้กระแสด้านอินพุตมีค่าเท่ากับ 10 mA เนื่องจากงานวิจัยนี้ใช้แรงดันสูงสุดประมาณ 310 V ดังนั้นจึงเลือกใช้ความต้านทานอินพุต (R_N) เท่ากับ 33 k Ω ขนาด 5 W ดังนั้นสัญญาณทางด้านเอาต์พุตจึงต้องมาผ่านความต้านทานขนาด 100 Ω ซึ่งจะได้เป็นค่าแรงดันเพื่อป้อนเข้าวงจรขยายและยกกระดั้แรงดันต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

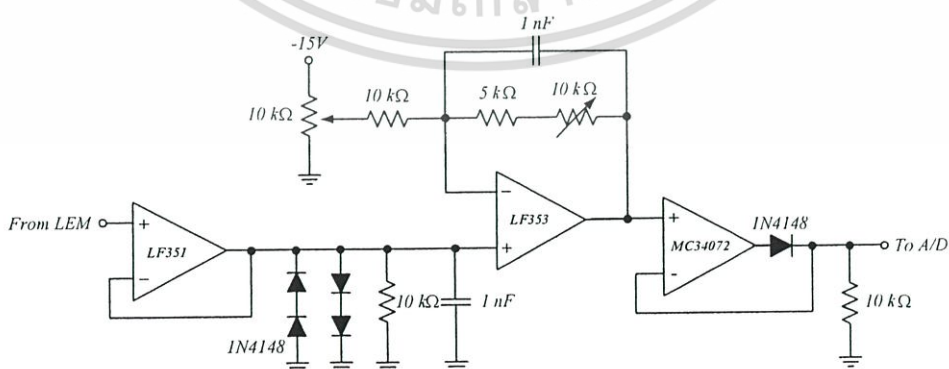


(ข)

รูปที่ 5.7 วงจรตรวจจับแรงดัน (ก) ลักษณะของอุปกรณ์ตรวจจับแรงดัน LEM รุ่น LV25-P
(ข) วงจรตรวจจับแรงดันที่ใช้ในงานวิจัย

5.6 ชุดวงจรขยายและยกระดับแรงดัน

วงจขยายและยกระดับแรงดันนี้เป็นวงจรที่ใช้เพื่อทำการยกระดับสัญญาณจากอุปกรณ์ตัวจับกระแส (LEM รุ่น LA55-P) และอุปกรณ์ตรวจจับแรงดัน(LEM รุ่น LV25-P) จากรูปที่ 5.8 ภายในวงจรจะประกอบด้วยส่วนของการขลิบสัญญาณโดยใช้ไดโอด 1N4148 ต่อไขว้กัน เพื่อป้องกันสัญญาณกระชาก (Transient) ที่ส่งไปยังวงจรยกระดับแรงดัน ซึ่งวงจกระดับนี้จะทำหน้าที่ยกระดับแรงดันและขยายสัญญาณ 1.5 เท่า เมื่อออกจากวงจรถัดไปจะเข้าวงจรขลิบสัญญาณทางด้านซีกลบ โดยวงจรถัดไปจะมีการทำงาน 2 ชั้น คือผ่านวงจรออฟแอมป์ LF353 ซึ่งใช้แหล่งจ่าย ± 15 V สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ค่อนข้างอันตรายกับ dSPACE จึงได้มีการนำสัญญาณดังกล่าวมาผ่านเข้าวงจรออฟแอมป์เบอร์ MC34072 ซึ่งใช้ไฟเลี้ยงขนาด 5 V โดยข้อดีของวงจรถัดไปคือสัญญาณที่ออกทางด้านเอาต์พุตจะมีขนาดไม่เกิน 5V และมีความสามารถในการทำงานดีเท่ากับออฟแอมป์เบอร์ LF351 จึงทำให้วงจรที่ได้รับการออกแบบนี้ค่อนข้างสมบูรณ์และปลอดภัยสำหรับ dSPACE



รูปที่ 5.8 วงจรขยายและยกระดับแรงดัน

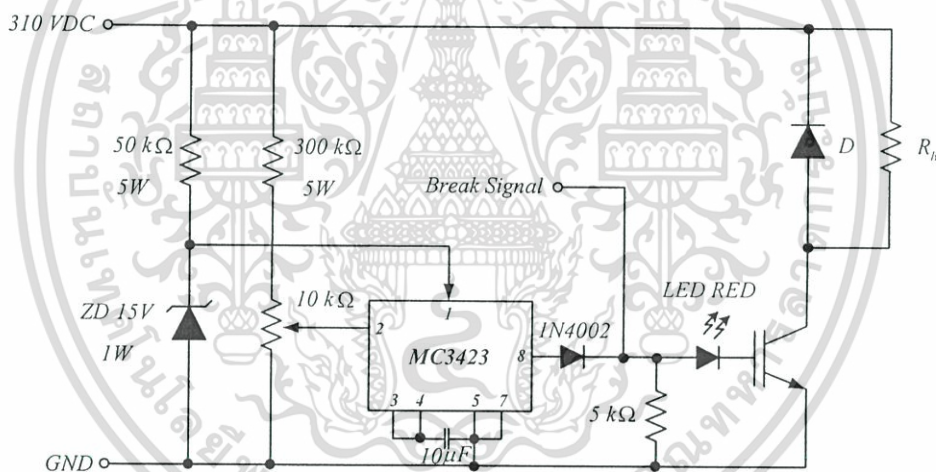
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 ชุดวงจรป้องกันต่างๆ

ระบบป้องกันวงจรนับว่าเป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่งของเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ เหนียวนำโดยระบบป้องกันวงจรจะประกอบไปด้วย วงจรป้องกันกระแสเกิน (Over Current), วงจรป้องกันแรงดันเกิน (Over voltage) โดยวงจรป้องกันที่ออกแบบและสร้างขึ้นนี้สามารถสรุปการทำงานในแต่ละส่วนได้ดังนี้

5.7.1 ชุดวงจรป้องกันแรงดันเกิน

การเกิดสถานะแรงดันเกินนั้นมักจะเกิดเมื่อมอเตอร์มีการลดความเร็วซึ่งการทำงานของวงจรป้องกันแรงดันเกินนี้จะทำหน้าที่ตรวจจับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ซึ่งในสภาวะปกติจะมีค่าแรงดันประมาณ 310 V โดยจะให้แรงดันขาออกประมาณ 2.6 V ขึ้นอยู่กับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรง หากระดับแรงดันทางด้านไฟตรงมีการเปลี่ยนแปลงมากกว่า 315 V ส่วนของวงจรเบรก (Break) จะมีการทำงานโดยวงจรสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.9

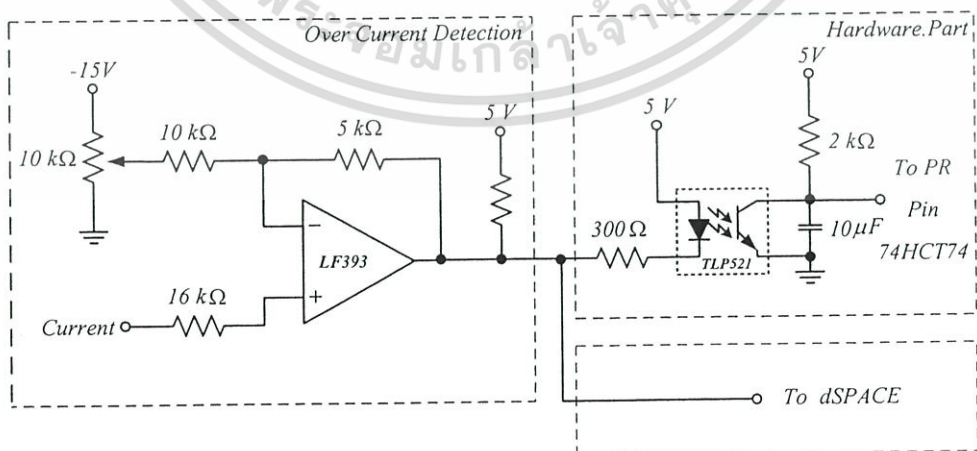


รูปที่ 5.9 วงจรป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรจะใช้ไอซีเบอร์ MC3423 ซึ่งทำหน้าที่ตรวจจับระดับของสัญญาณที่มาจากภาคการตรวจจับแรงดัน ซึ่งในขณะที่แรงดันเกิน 315 V จะทำให้สัญญาณไฟตรงจากภาคตรวจจับแรงดันมีการเปลี่ยนแปลงส่งผลทำให้ขาสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของไอซีมีการเปลี่ยนสถานะจาก Low เป็น High ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งไปทริกซ์การทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเบรกหรือระบายกระแส ส่วนสัญญาณเบรก(Break Signal)จากรูปที่ 5.9 จะใช้เป็นสัญญาณอินพุตจากอุปกรณ์ภายนอก (ถ้ามีการต่อใช้งาน)

5.7.2 ชุดวงจรป้องกันกระแสเกิน

กรณีกระแสเกินส่วนใหญ่มักจะเกิดขึ้นเมื่อเริ่มเดินเครื่องหรือเพิ่มความถี่ของเครื่องควบคุมมอเตอร์เร็วเกินไปหรือการใส่ภาระให้กับมอเตอร์ที่ไม่เหมาะสมหรืออีกกรณีหนึ่งคือการเกิดการลัดวงจรมอเตอร์ ซึ่งในการตรวจจับกระแสในงานวิจัยนี้จะใช้ Hall Effect Current Sensor (LA55-P) ตรวจจับกระแสในวงจร ซึ่งข้อดีของ Hall Effect นี้คือมีการแยกส่วน (Isolate) ของกระแสที่ใช้ในการตรวจจับสามารถวัดขนาดกระแสได้ถึง 50 A โดยมีการเบี่ยงเบนเชิงเส้นต่ำกว่า 0.15 % และสามารถตอบสนองความถี่ในการทำงานได้ถึง 200 kHz โดยให้มีค่าผิดพลาด $\pm 0.65 %$ ที่ระดับการวัดกระแส 50 A อีกทั้งยังสามารถรองรับอัตราการเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสต่อเวลา (di/dt) ที่มีค่ามากกว่า 200 A ต่อไมโครวินาทีได้ ซึ่งสัญญาณที่ออกจาก LEM นี้ จะต้องนำไปผ่านวงจรยกระดับและจำกัดแรงดันคั้งที่ได้อธิบายมาแล้วในหัวข้อที่ 5.4 สัญญาณที่ผ่านวงจรยกระดับแรงดันนี้จะถูกนำมาเข้าวงจรตรวจจับกระแสเกินซึ่งอาศัยหลักการเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงโดยใช้ออปแอมป์ LM393 ในการทำงาน จากวงจรในรูปที่ 5.10 จะสังเกตได้ว่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะมีขนาดแรงดันการทำงานเพียง 3.3 V เนื่องจากวงจรรองจืดกล่าวนี้ถูกออกแบบมาเพื่อการควบคุมการตัดการทำงานในขณะกระแสเกิน (Over current) หรือลัดวงจร (Fault) ได้ทั้งทางด้านฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ โดยทางด้านฮาร์ดแวร์จะเป็นการหยุดพัลส์สัญญาณขับนำของชุดอินเวอร์เตอร์ โดยอาศัยการควบคุมไอซี 74HCT74 ที่ใช้ในการควบคุม PWM ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อวงจรขับนำสวิตช์ ส่วนทางด้านซอฟต์แวร์จะอาศัยขาฟลัดด์ PDPINT ของ eZdsp2812 ในการทำงาน ซึ่งถ้าขาดังกล่าวนี้มีสถานะต่ำ (Low) เมื่อใดจะทำให้เกิดการอินเตอร์รัพต์ในส่วนของโปรเทคชั่น (Protection) ขึ้น ส่งผลทำให้มีการหยุดการทำงานของชุดสัญญาณ PWM อย่างฉับพลันโดยระดับสัญญาณที่ได้จะอยู่ในสถานะ High Impedance ทั้งหมด



รูปที่ 5.10 วงจรป้องกันกระแสเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.8 ชุดประมวลผล dSPACE DS1104 R&D Controller Board

ชุดประมวลผลดิจิทัลที่ใช้ในการควบคุมระบบจะใช้ชุดประมวลผล dSPACE DS1104 เป็นตัวควบคุมทั้งหมดโดย dSPACE จะมีหน้าที่รับสัญญาณกระแส i_A, i_B และ ω_m โดยผ่านพอร์ต ADC Channel เพื่อนำมาประมวลผลภายในโปรแกรม MATLAB/SIMULINK โดยค่าที่ได้จะถูกนำมาเพื่อหารูปแบบการสวิตช์ของ S_A, S_B และ S_C โดยจะส่งผ่านมาทางพอร์ต DAC Channel เพื่อนำค่าที่ได้ไปสั่งการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ต่อไป ข้อมูลทางเทคนิคของ dSPACE DS1104 มีดังนี้

5.8.1. ลักษณะสมบัติของการ์ดควบคุมแบบเวลาจริง (Real-time control) dSPACE รุ่น DS1104

การ์ดควบคุมแบบเวลาจริงของบริษัท dSPACE เป็นการ์ดอินเทอร์เฟซที่ออกแบบสำหรับใช้กับงานพัฒนาต้นแบบ (prototype) และงานวิจัยในอุตสาหกรรมยานยนต์ (automobile industrial) เป็นหลักในช่วงแรกๆ ยกตัวอย่างเช่น BMW และ BENZ เป็นต้น แต่ในเวลาต่อมาสถานศึกษาโดยเฉพาะอย่างยิ่งในระดับมหาวิทยาลัยที่ต้องการพัฒนาห้องทดลองให้ทันสมัยและพัฒนางานวิจัยต้นแบบได้รวดเร็วมากขึ้นด้วยจึงได้นำการ์ดอินเทอร์เฟซ dSPACE มาใช้งานมากขึ้น โดยเฉพาะรุ่น ACE kit1103, ACE kit1104 และ ACE kit MicroAutobox (ACE: Advanced Control Education) เป็นการ์ดอินเทอร์เฟซที่บริษัทได้กำหนดราคาขายลดลงสำหรับลูกค้าที่เป็นสถานศึกษา ข้อได้เปรียบของการใช้การ์ดอินเทอร์เฟซ dSPACE สำหรับมหาวิทยาลัยที่มีการสอนทางวิศวกรรมศาสตร์ [1-3] คือเมื่อมีการจำลองการทำงานระบบควบคุมด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK เรียบร้อยแล้วสามารถเชื่อมต่อเข้ากับกระบวนการจริงได้ทันทีโดยผ่าน blocksets สำหรับการอินเทอร์เฟซโดยเฉพาะ และสามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ออกแบบด้วยเวลาจริง ดังนั้นแล้วจึงมีมหาวิทยาลัยจำนวนมากที่ใช้การ์ดอินเทอร์เฟซ dSPACE ควบคู่กับชุดทดลองทางการศึกษาของบริษัท Quanser [3], ECP [4] เป็นต้น

การ์ดอินเทอร์เฟซ dSPACE ประกอบด้วยจำนวนช่อง A/D, D/A PWM, Digital I/O, Encoder ที่มากเพียงพอสำหรับระบบควบคุมทุกประเภท ยกตัวอย่างเช่น การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบบเวกเตอร์ (AC motor Vector control) การควบคุมหัวอ่านฮาร์ดดิสก์ การควบคุมแขนกล การควบคุมกระบวนการแบบไม่เชิงเส้นที่ซับซ้อน เป็นต้น

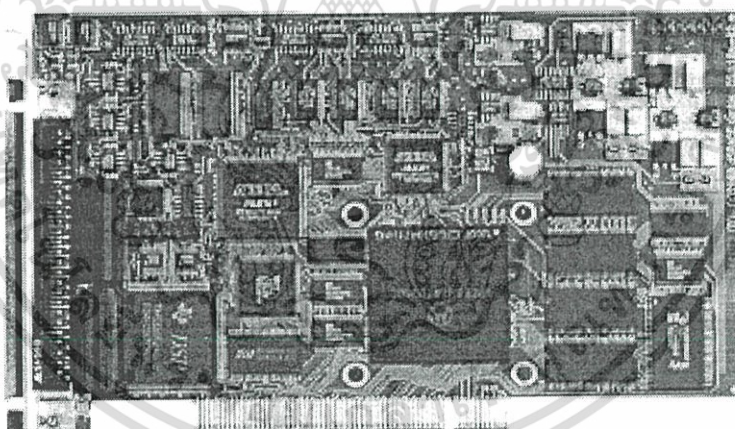
ในที่นี้จะกล่าวถึงการติดตั้งและใช้งานการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104 สำหรับงานระบบควบคุมและงานควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเป็นหลัก ลักษณะสมบัติของการ์ดสามารถกล่าวโดยสรุปดังนี้คือ

- เป็นการ์ดอินเทอร์เฟซสำหรับควบคุมแบบเวลาจริง (Real time) ผ่านสล็อต PCI 32

บิต ในคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC/AT) ใช้โปรเซสเซอร์หลัก PPC603e 250 MHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

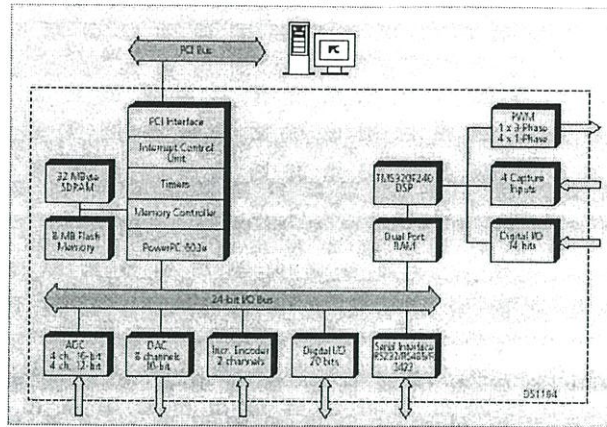
และตัวประมวลผลเชิงดิจิทัล (Slave Digital Signal Processor) เบอร์ TMS320F240

- ช่องสัญญาณ A/D 8 ช่อง ความละเอียด 12 และ 16 บิต แรงดันอินพุต $\pm 10V$
- ช่องสัญญาณ D/A 8 ช่อง ความละเอียด 16 บิต บิต แรงดันเอาต์พุต $\pm 10V$
- สัญญาณ PWM 10 ช่อง แบบอิสระจาก DSP TMS320F240
- ดิจิตอล I/O 20 ช่อง แบบขนาน
- ช่องสัญญาณสำหรับเอนโคเดอร์จำนวน 2 ช่อง
- ช่องสัญญาณอินเตอร์เฟซแบบอนุกรม RS232, RS485
- อินเทอร์เน็ตฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์
- แผงเชื่อมต่อสัญญาณ (Panel) สำหรับควบคุมกระบวนการ
- Microtec C Compiler
- ซอฟต์แวร์จัดการระบบฮาร์ดแวร์ (Experiment and platform manager for hardware management)
- ไดรเวอร์ซอฟต์แวร์สำหรับ MATLAB/SIMULINK และ Control Desk standard



รูปที่ 5.11 การ์ดอินเทอร์เฟซ dSPACE รุ่น DS1104

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



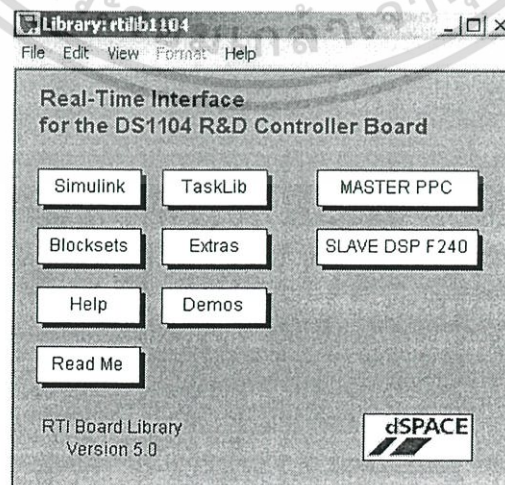
รูปที่ 5.12 บล็อกไดอะแกรมฮาร์ดแวร์ของการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104

ซอฟต์แวร์สำหรับการ์ดอินเทอร์เฟซ dSPACE ประกอบด้วย

1. Real-Time Library (RTLib 1104) เป็น blocksets ที่ถูกติดตั้งบน Simulink สำหรับการใ้ งานเชื่อมโยง A/D, D/A PWM blockset กับ โปรแกรม MATLAB/SIMULINK คอมไพล์ โปรแกรมและจำลองการทำงานแบบเวลาจริง
2. Control Desk ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์แบบ Graphic User Interface (GUI) โดยมีทำหน้าที่โหลด ข้อมูล สั่งเริ่ม หรือหยุดทำงาน ปรับและแสดงค่าของตัวแปรต่างๆแบบเวลาจริง

5.8.2 การใช้งาน dSPACE blocksets ใน SIMULINK

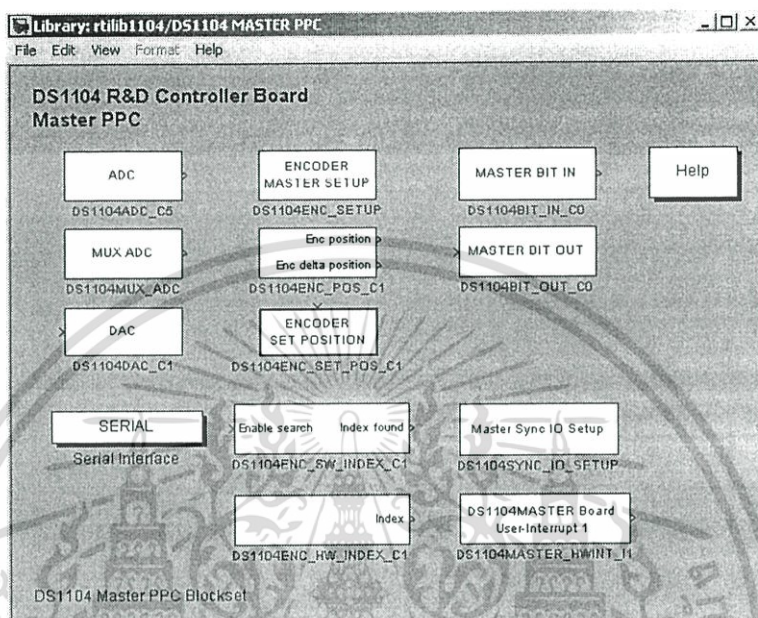
เพื่อเข้าใจถึงการใช้งานฟังก์ชันต่างๆของการ์ดอินเทอร์เฟซ DS1104 อาทิเช่น A/D, D/A, PWM, Digital I/O จะกล่าวถึง SIMULINK blocksets ใน RT1104 ตามรูปที่ 5.133 โดยสังเขป ดังนี้คือ



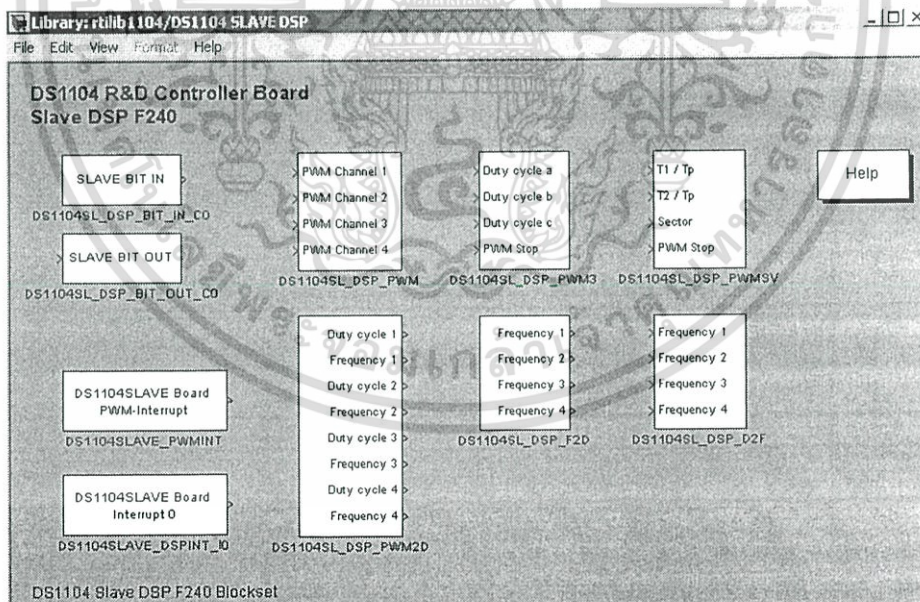
รูปที่ 5.13 rtlib1104 blocksets

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Simulink สำหรับเรียกใช้งาน Blocksets ต่างๆ
- Demos สำหรับเรียกตัวอย่างการใช้งาน
- Master PPC สำหรับเรียกไลบรารีในรูปที่ 5.14 (ก)
- Slave DSP F240 สำหรับเรียกไลบรารีในรูปที่ 5.14 (ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.14 (ก) DS1104 Master PPC และ (ข) DS1104 SLAVE DSP blocksets

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Analog Input/Output Channels controls

1. DS1104ADC_Cx และ DS1104MUX_ADC เป็นบล็อกสำหรับแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลเมื่อรับสัญญาณอนาล็อก $\pm 10V$ ที่ด้านอินพุต และที่เอาต์พุตของบล็อกจะถูกลดทอนด้วยอัตรา 10:1 นั่นหมายความว่าสัญญาณ $10V$ ที่อินพุตของการ์ดจะมีค่าเท่ากับ $1V$ ใน SIMULINK จะมีทั้งหมด 8 ช่อง

- 4 ช่องแรกเป็นช่องอินพุตมีขนาด 16 บิตแบบมัลติเพล็กซ์เวลาสุ่ม 2 ไมโครวินาที
- 4 ช่องท้ายเป็นช่องอินพุตขนาด 12 บิต เวลาสุ่ม 800 นาโนวินาที

Input Voltage Range	Simulink Output
-10 V ... +10 V	-1 ... +1 (double)

2. DS1104DAC_Cx และ DS1104MUX_DAC เป็นบล็อกสำหรับแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกเมื่อรับสัญญาณดิจิทัล $\pm 1V$ ที่ด้านอินพุต และที่เอาต์พุตของบล็อกจะถูกขยายด้วยอัตรา 1:10 นั่นหมายความว่าสัญญาณ $1V$ ใน SIMULINK จะมีค่าเท่ากับ $10V$ ที่เอาต์พุตของการ์ด จะมีทั้งหมด 8 ช่อง

- 8 ช่อง เป็นช่องอินพุตมีขนาด 16 บิต เวลาสุ่ม 10 ไมโครวินาที

Simulink Input	Output Voltage Range
-1 ... +1 (double)	-10 V ... +10 V

Digital Input/Output control controls

DS1104BIT_IN_Cx และ DS1104BIT_OUT_Cx สำหรับรับและส่งสัญญาณดิจิทัลแบบ TTL จำนวน 20 บิต สามารถเปลี่ยนช่องสัญญาณด้วยการเลือกหมายเลขช่องโดยตรงที่บล็อก

Digital Input (TTL)	Simulink Output	
	Without Data Typing	With Data Typing
High	1 (double)	1 (boolean)
Low	0 (double)	0 (boolean)

Simulink Input		Digital Output (TTL)
Without Data Typing	With Data Typing	
> 0 (double)	1 (boolean)	High
≤ 0 (double)	0 (boolean)	Low

Encoder position controls

1. DS1104ENC_SETUP บล็อกสำหรับเลือกช่องสัญญาณ (1,2) และค่าเริ่มต้นของเอนโคด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Channel	Encoder Signal Type	Position Information	Position Value
1 ... 2	digital	24 bit	$-2^{23} \dots +2^{23} - 0.25$

2. DS1104ENC_POS_CX บล็อกสำหรับการกำหนดการต่อสายสัญญาณของเอนโคเดอร์ที่ใช้งาน (RS422, TTL) สามารถดูรายละเอียดเพิ่มเติมจาก DS1104InsConfig.pdf

Parameter		Value	
TTL Input voltage	High	Min. 2.0 V	Max. 5.0 V
	Low	0 V	0.8 V
TTL Input resistance		12 k Ω	
RS422 Input voltage	High	Diff > +0.2 V	
	Low	Diff < -0.2 V	
		<ul style="list-style-type: none"> Diff = Voltage difference between non-inverted and inverted signal The input signal, together with the corresponding inverted signal, must be in the range 0 ... 5 V. 	
RS422 Input resistance		The input resistance gradually drops from 8.5 k Ω at the corner frequency of 28 kHz to 210 Ω at the corner frequency of 225 kHz.	

PWM control

DS1104PWM สำหรับสร้างสัญญาณ PWM อีกระยะจำนวน 4/6 ช่อง ปรับความกว้างของพัลส์ในช่วง 0-1V ความถี่สวิตซ์ ค่าเริ่มต้นพัลส์ และการอินเทอร์รัพท์ของพัลส์ โดยความถี่ในการสวิตซ์อยู่ที่ 0.1Hz-1MHz

Simulink Inport	Value	Data Type	Meaning
Duty cycle a, b, c	0 ... 1	Double	Duty cycle of the PWM signal for channel a, b, c.
Stop PWM	0/1	Boolean	Enables PWM stop for channel pairs a/b, b/c and c/a: <ul style="list-style-type: none"> Value 1 stops PWM generation Value 0 resumes PWM generation

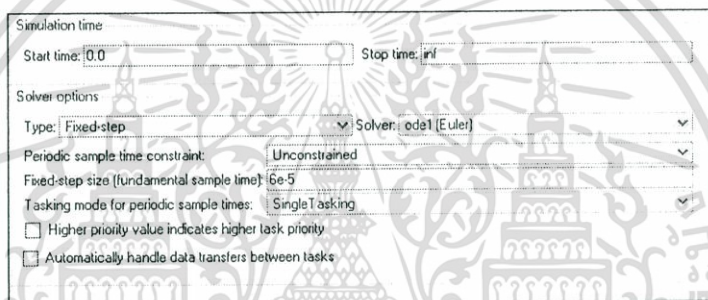
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดสอบการทำงานของระบบ

6.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดสอบระบบการทำงานจริง ตามเงื่อนไขในลักษณะต่างๆ เพื่อดูผลตอบสนองของระบบในลักษณะต่างๆ เพื่อดูผลการตอบสนองของระบบในสภาวะอยู่ตัวและชั่วคราว โดยขอบเขตฮิสเตอร์ซิสแอมป์ในมีค่าเท่ากับ 0.2 A. และขอบเขตฮิสเตอร์ซิสแอมป์นอกมีค่าเท่ากับ 0.4 A. แรงดันดี ซี ลิงค์ 310 โวลต์ และตั้งค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองตามรูปที่ 6.1 ขณะที่พารามิเตอร์ของมอเตอร์แสดงไว้ในตารางที่ 4.1



รูปที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อทดสอบระบบ

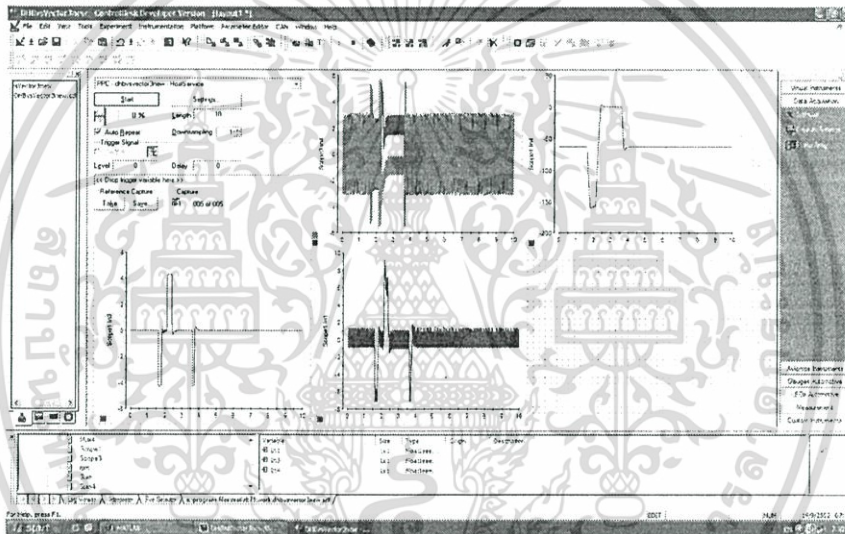
6.2 โปรแกรม dSPACE Control Desk

ในการทดสอบการทำงานของระบบจะใช้แบบจำลองจากโปรแกรม MATLAB/SIMULINK แล้วทำการ build RTI เพื่อโหลดพารามิเตอร์ไปที่ dSPACE RT1104 เป็นอุปกรณ์ประมวลผลโดยการทำงานจะถูกสั่งการจากโปรแกรม dSPACE ControlDesk เป็นโปรแกรมควบคุมทั้งหมดดังแสดงใน รูปที่ 6.2

Solutions for Control



รูปที่ 6.2 รูปโปรแกรม dSPACE Control Desk

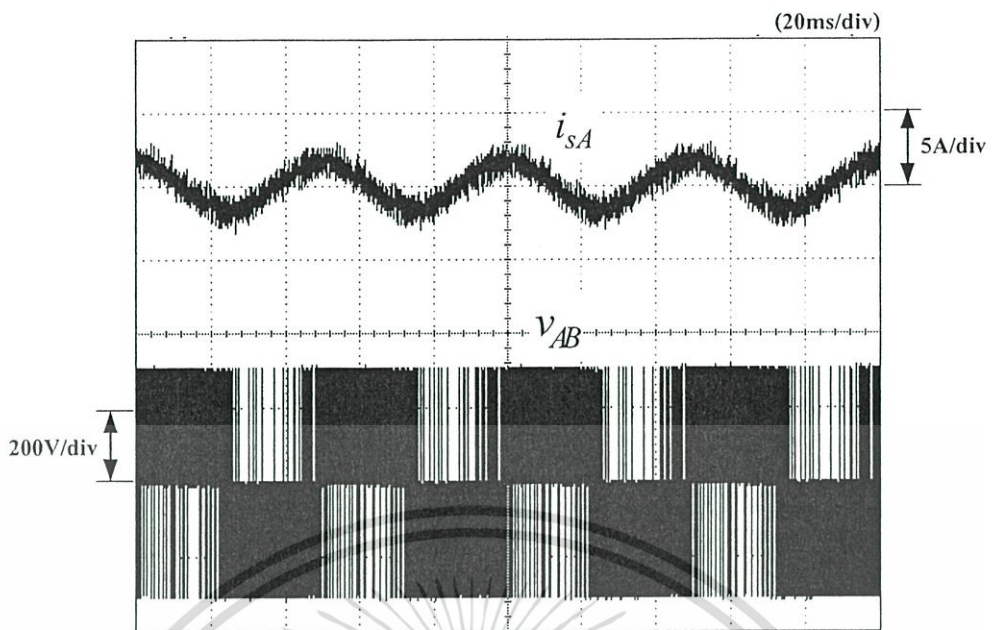


รูปที่ 6.3 รูปหน้าจอ โปรแกรม dSPACE Control Desk

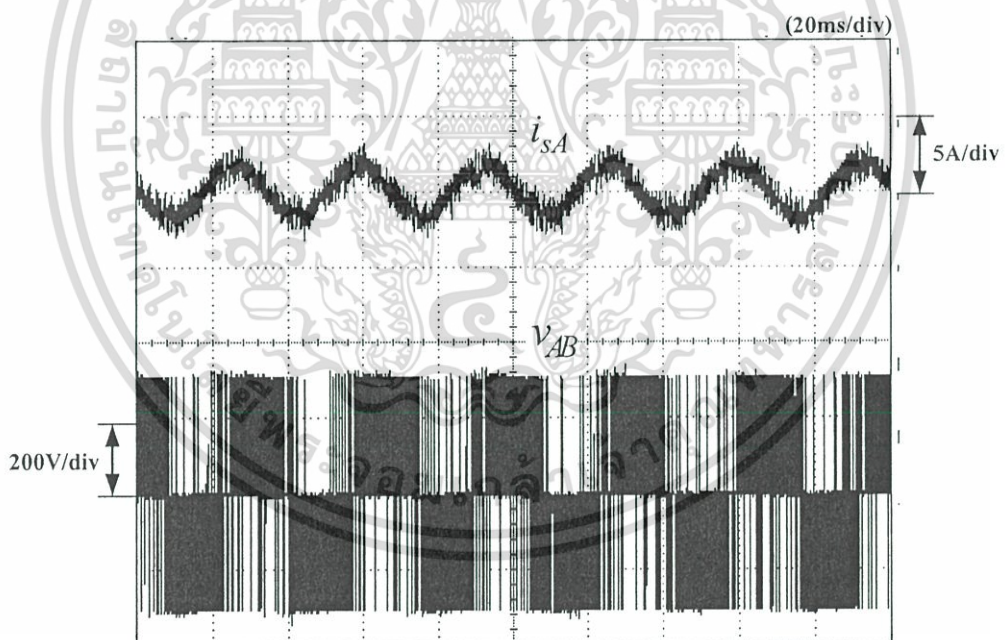
6.3 ผลการทดสอบในสถานะอยู่ตัว

รูปที่ 6.4-6.9 แสดงผลการทำงานของระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมเวกเตอร์โดยใช้การควบคุมกระแสฮีสตอรีซิสแอมป์ ที่ความถี่ต่างๆ อันได้แก่คือ 10, 20, 30, 40, 50 และ 60 Hz. ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าระบบควบคุมมีคุณสมบัติที่ดี ทั้งยังสามารถทำงานตอบสนองได้ในทุกความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

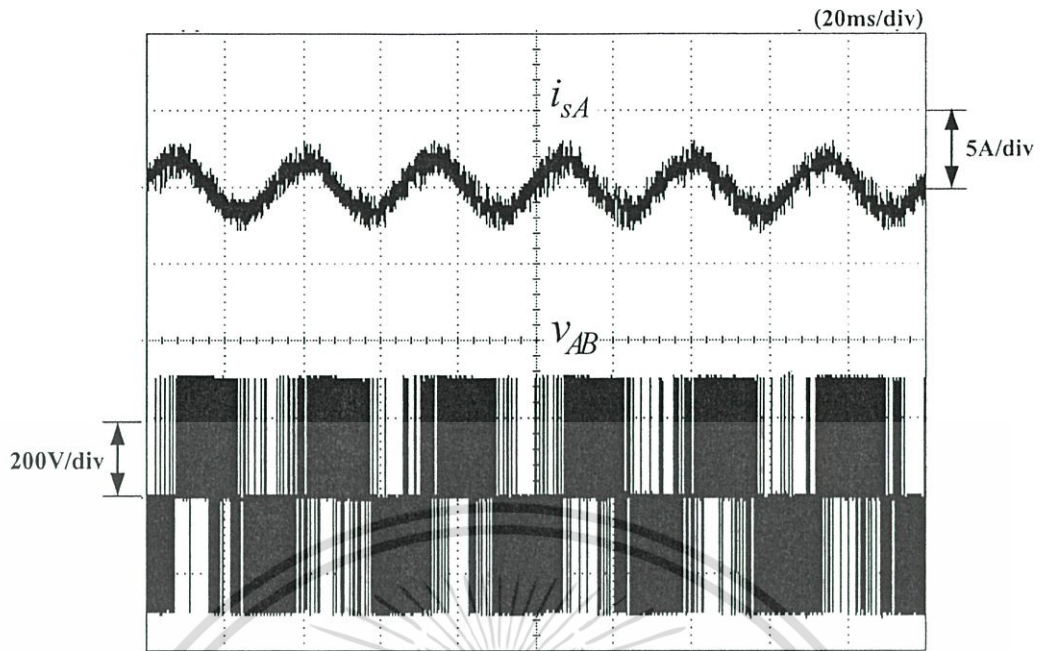


รูปที่ 6.4 รูปคลื่นกระแสและแรงดันที่สถานีอยู่ตัวที่ความถี่กำลัง 10 Hz.

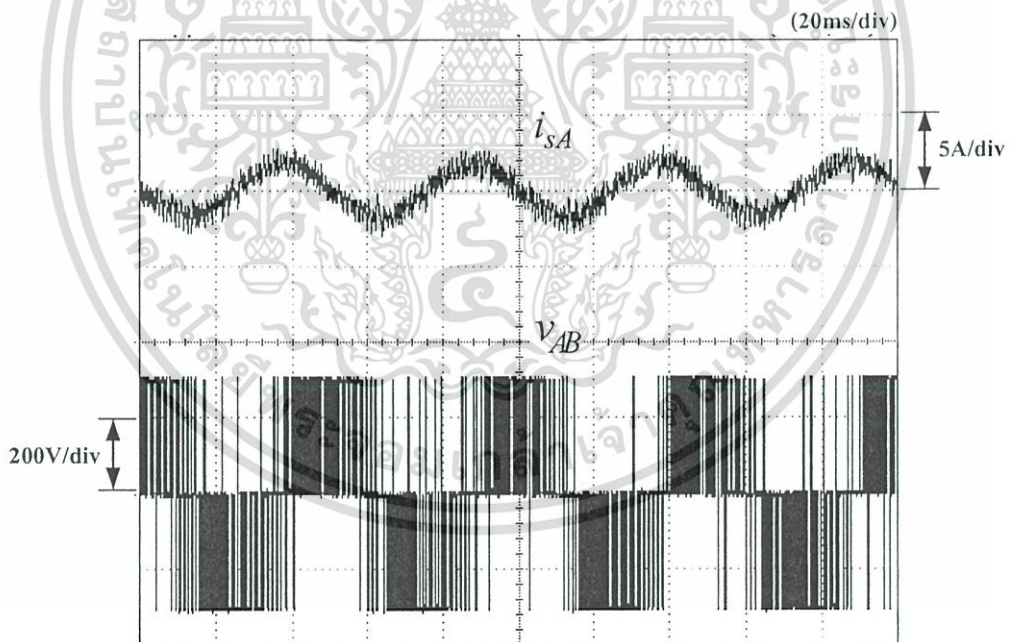


รูปที่ 6.5 ผลการทำงานของระบบที่สถานีอยู่ตัวที่ความถี่กำลัง 20 Hz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

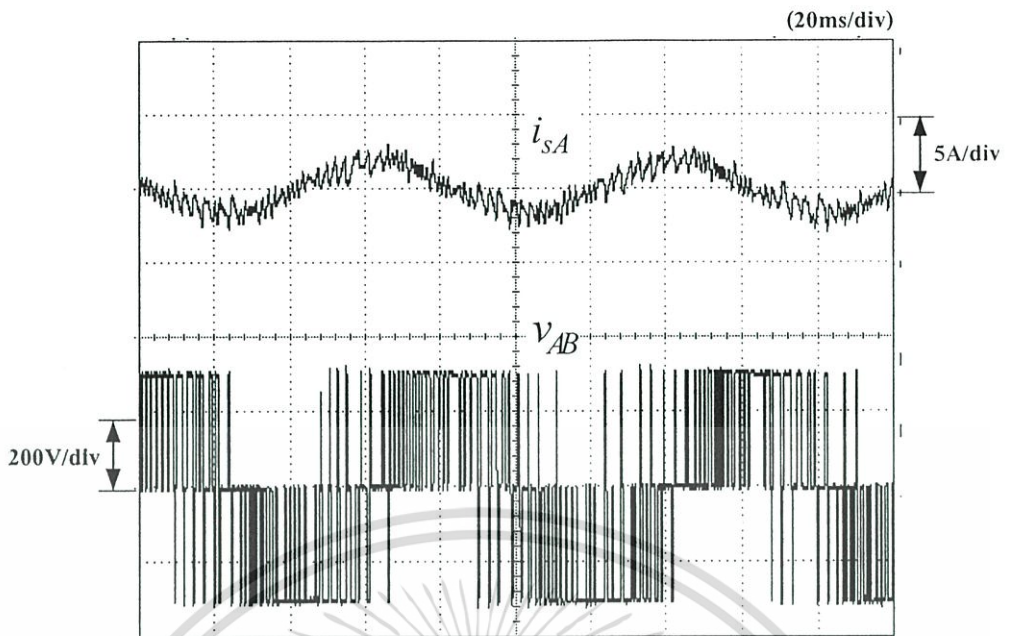


รูปที่ 6.6 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่กำลัง 30 Hz.

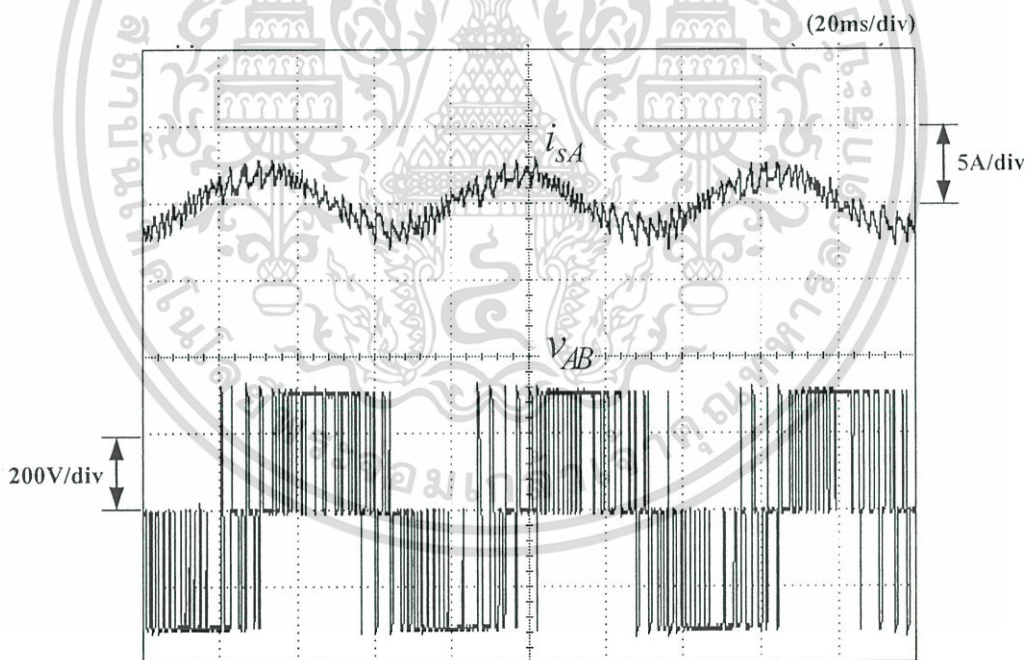


รูปที่ 6.7 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่กำลัง 40 Hz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่กำลัง 50 Hz.

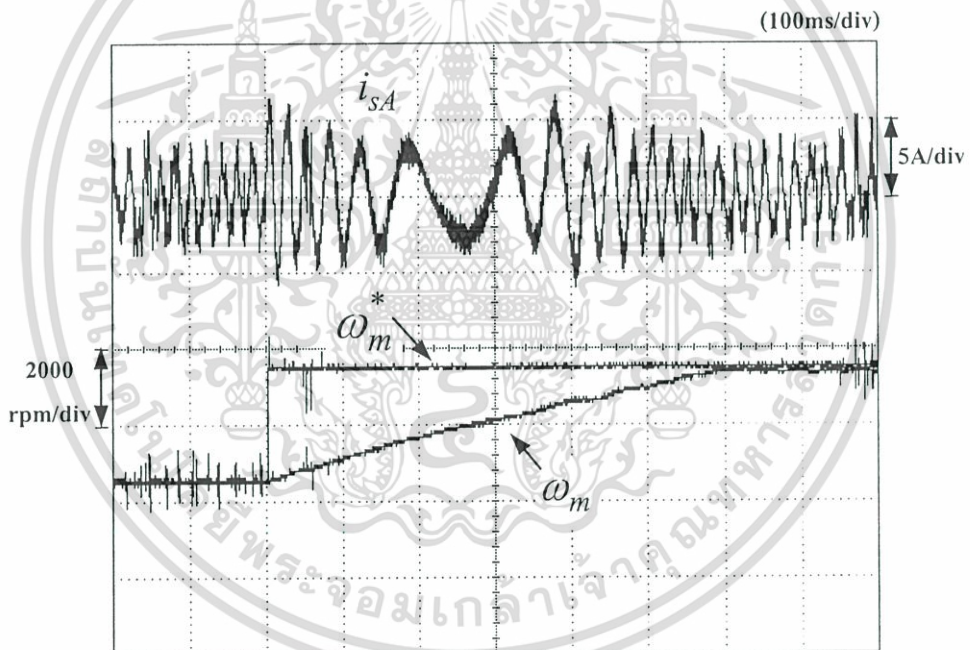


รูปที่ 6.9 ผลการทำงานของระบบที่สถานะอยู่ตัวที่ความถี่กำลัง 60 Hz.

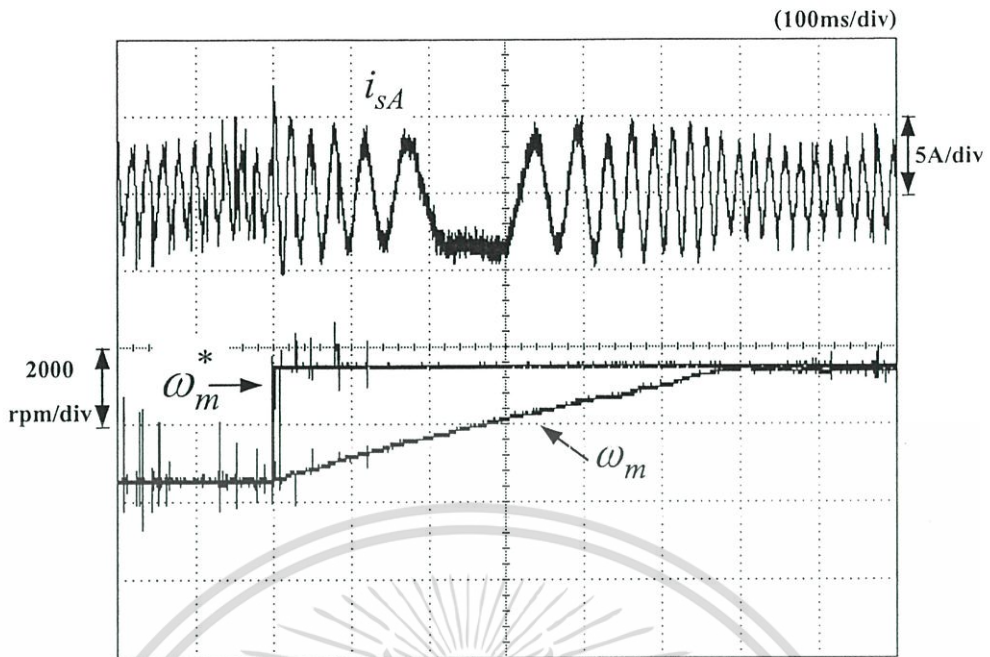
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 ผลการทดสอบในสภาวะชั่วคราว

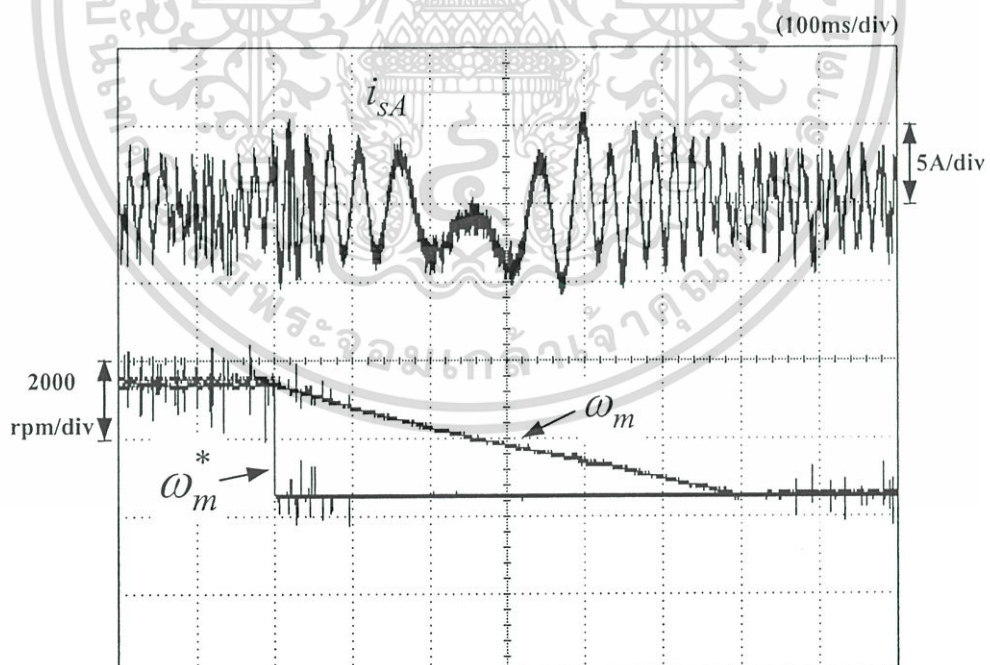
รูปที่ 6.10-6.11 แสดงผลการทำงานของระบบควบคุมในสภาวะที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของความเร็วมอเตอร์จากรูปที่ 6.10 เห็นได้ว่าหากเปลี่ยนความเร็ว -1410 rpm เป็น 1410 rpm. ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบคู่จะใช้เวลา 520 ms ในขณะที่ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบเดี่ยวในรูปที่ 6.11 จะใช้เวลา 550 ms และถ้าหากเปลี่ยนความเร็ว 1410 rpm เป็น -1410 rpm. ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบคู่จะใช้เวลา 570 ms ดังรูปที่ 6.12 ในขณะที่ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบเดี่ยวในรูปที่ 6.13 จะใช้เวลา 550 ms และเมื่อเทียบในสภาวะการเปลี่ยนแปลงความเร็ว จาก 0 เป็น 1410 rpm ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบคู่จะใช้เวลา 350 ms ตามรูปที่ 6.14 ขณะที่ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบเดี่ยวจะใช้เวลา 310 ms ตามรูปที่ 6.15 และในกรณีที่เปลี่ยนความเร็วจาก 1410 rpm เป็น 0 rpm ทั้งระบบระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบเดี่ยวและคู่จะใช้เวลา 300 ms ตามรูปที่ 6.16 และ 6.17



รูปที่ 6.10 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซิสแถบคู่ขณะเปลี่ยนความเร็ว
จาก -1410 rpm \rightarrow 1410 rpm.

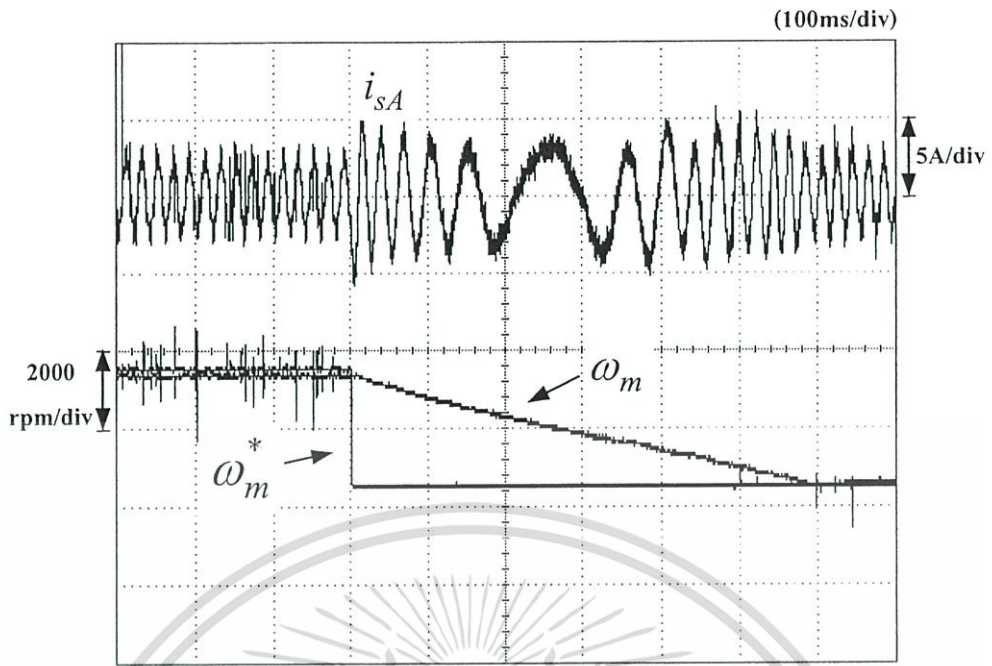


รูปที่ 6.11 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสแอมป์ขณะเปลี่ยนความเร็ว จาก -1410 rpm \rightarrow 1410 rpm.

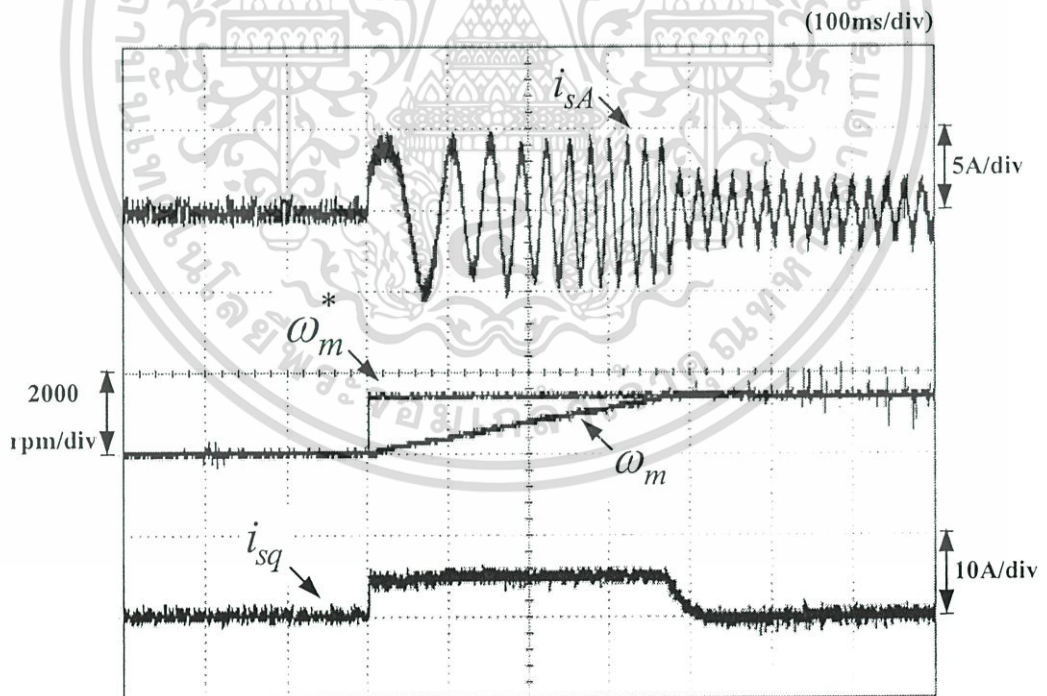


รูปที่ 6.12 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสแอมป์ขณะเปลี่ยนความเร็ว จาก 1410 rpm \rightarrow -1410 rpm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

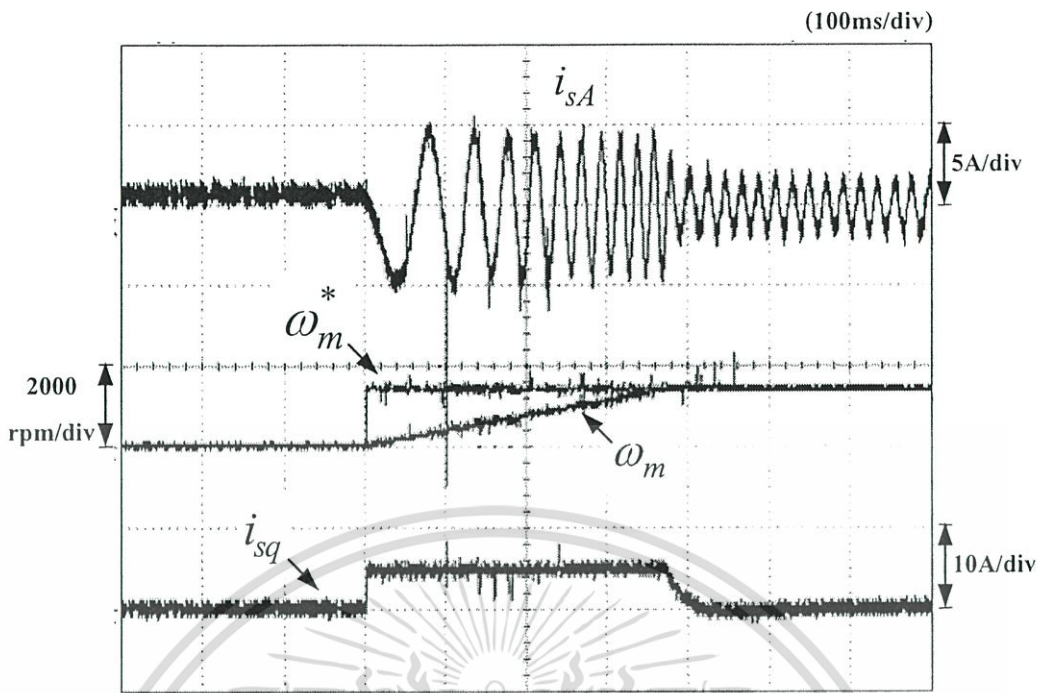


รูปที่ 6.13 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสรีตอร์ซีสแกนเดี่ยวขณะเปลี่ยนความเร็ว จาก 1410 rpm \rightarrow -1410 rpm.

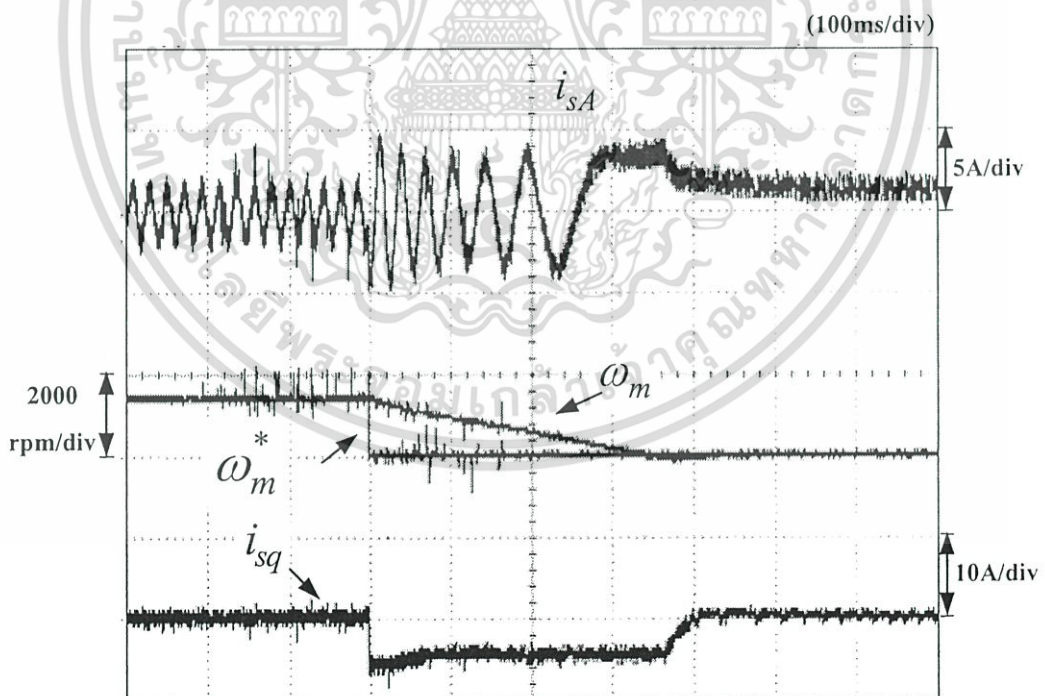


รูปที่ 6.14 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสรีตอร์ซีสแกนคู่ขณะเปลี่ยนความเร็ว จาก 0 rpm \rightarrow 1410 rpm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

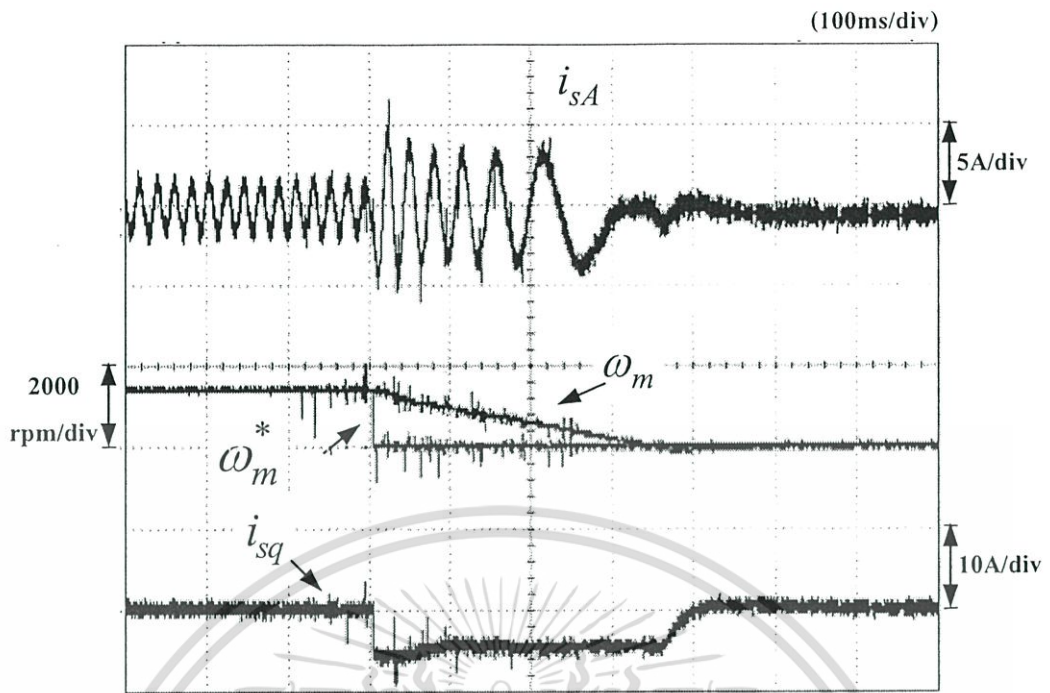


รูปที่ 6.15 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสเตอร์เดี่ยวขณะเปลี่ยนความเร็ว จาก 0 rpm \rightarrow 1410 rpm.



รูปที่ 6.16 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์รีซิสเตอร์คู่ความเร็วจาก 1410 rpm \rightarrow 0 rpm.

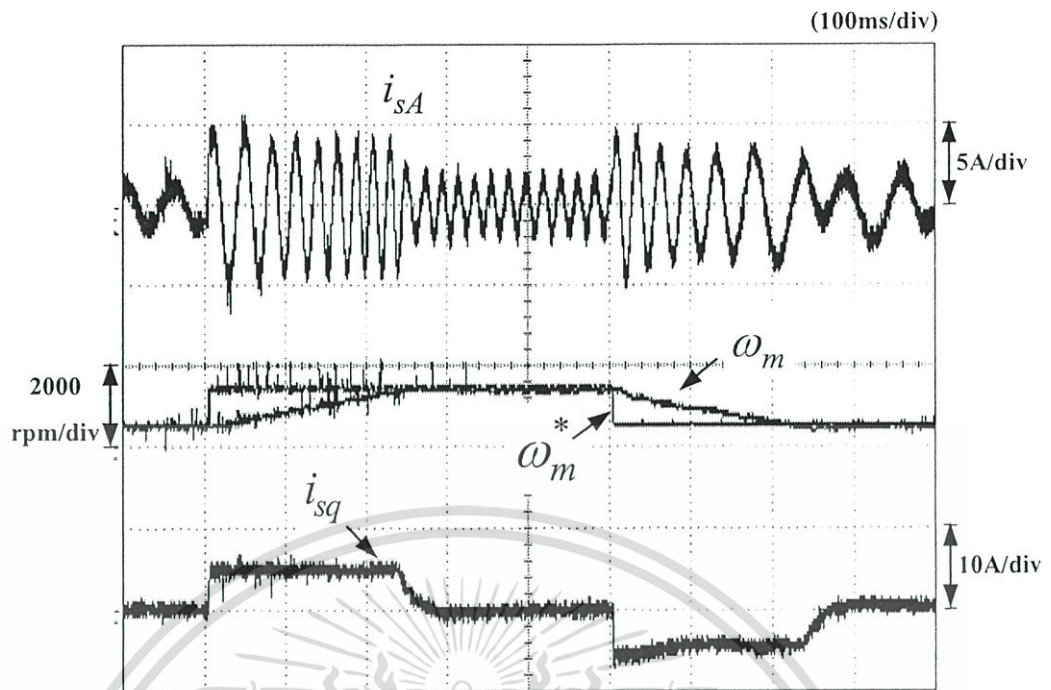
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.17 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยวความเร็ว จาก 1410 rpm \rightarrow 0 rpm.

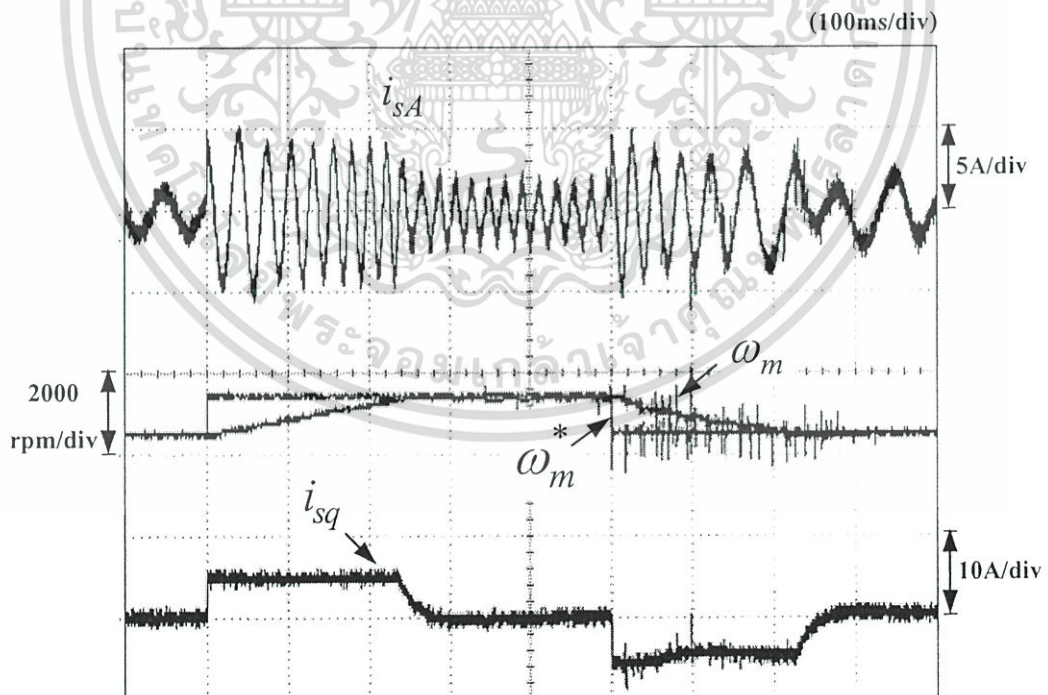
6.5 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อคำสั่งความเร็วในช่วงแคบ

รูปที่ 6.18-6.21 การทดสอบการทำงานของระบบในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วตามค่าคำสั่งความเร็ว (ω_m^*) ในช่วงเวลาแคบ จาก 600 rpm ไป 1500 rpm ไป 600 rpm จะเห็นได้ว่าระบบควบคุมฮีสเตอร์ซีสแถบคู่ ใช้เวลาจาก 600 rpm ไปยัง 1500 rpm ไปยัง 600 rpm จะใช้เวลา 230 mS และ 220 mS ขณะที่ระบบควบคุมฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว ใช้เวลา 240 mS และ 210 mS และที่ความเร็ว 600 rpm ไป 1500 rpm ระบบควบคุมฮีสเตอร์ซีสแถบคู่ ใช้เวลาจาก 230 mS ส่วนระบบควบคุมฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว ใช้เวลาจาก 240 mS ตามลำดับในขณะที่ไม่มีโหลด



รูปที่ 6.18 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสอีสเตอริซีสแอบคู่ความเร็ว

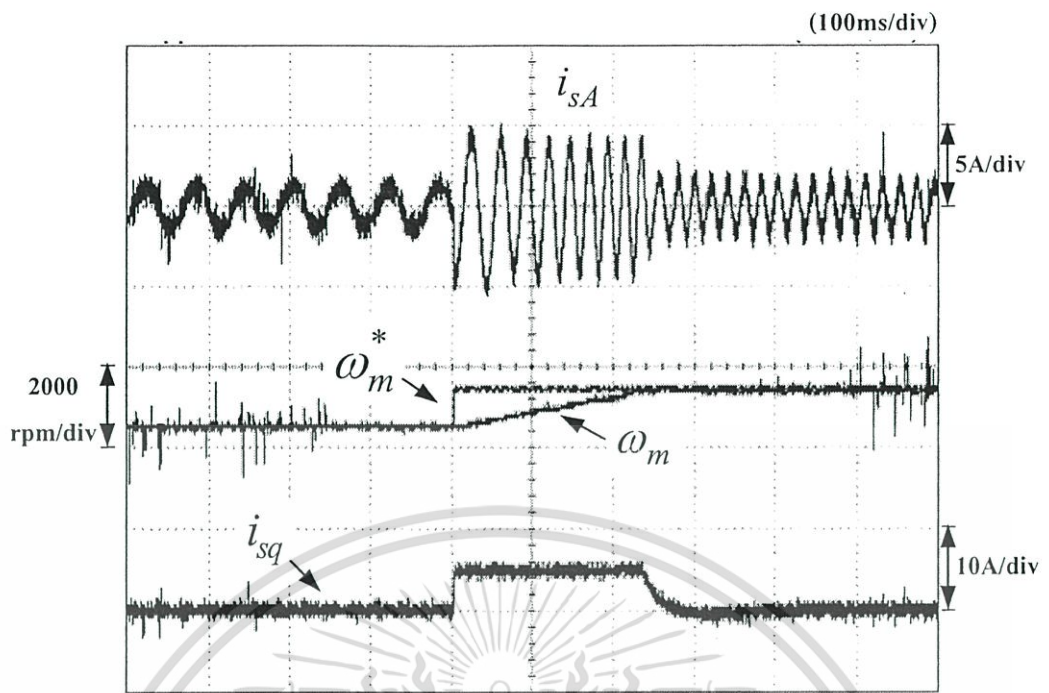
จาก 600 rpm \rightarrow 1500 rpm. \rightarrow 600 rpm.



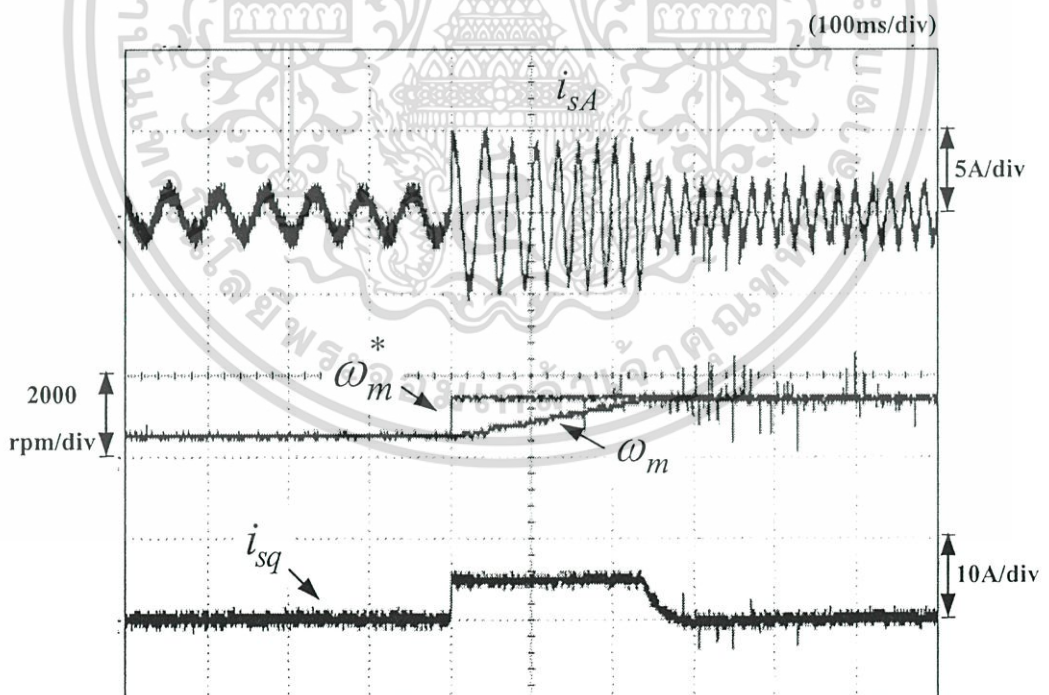
รูปที่ 6.19 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสอีสเตอริซีสแอบเดี่ยวความเร็ว

จาก 600 rpm \rightarrow 1500 rpm. \rightarrow 0 rpm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.20 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสสแตเตอร์ซีสแถบคู่ความเร็ว
จาก 600 rpm \rightarrow 1500 rpm.

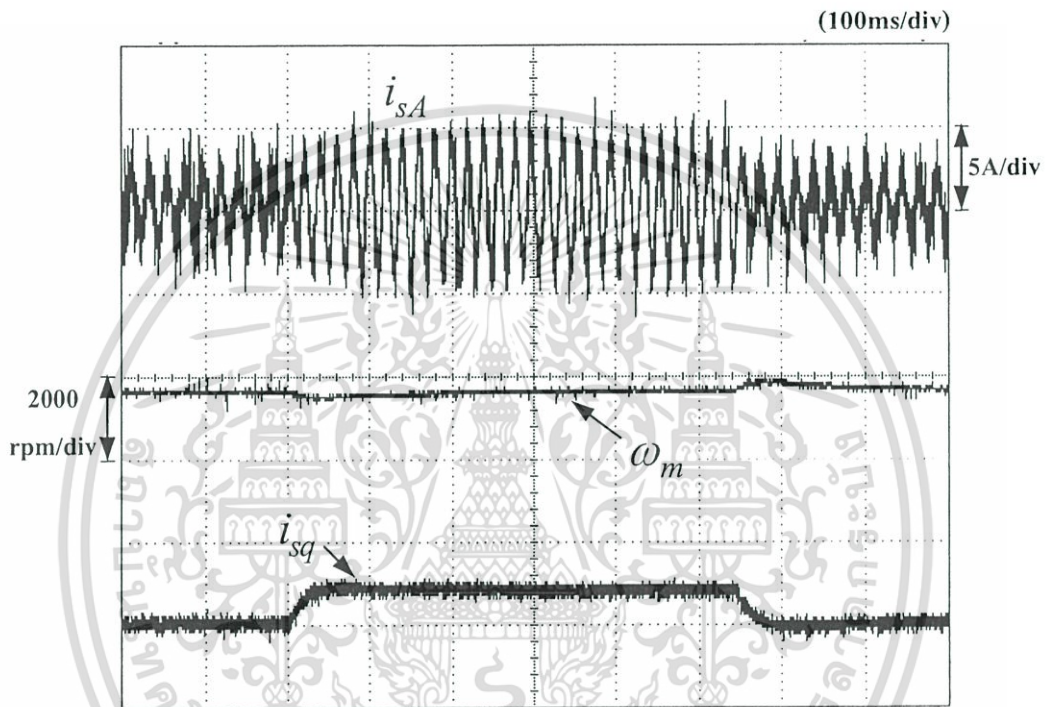


รูปที่ 6.21 ผลการทำงานของระบบควบคุมกระแสสแตเตอร์ซีสแถบเดี่ยวความเร็ว
จาก 600 rpm \rightarrow 1500 rpm.

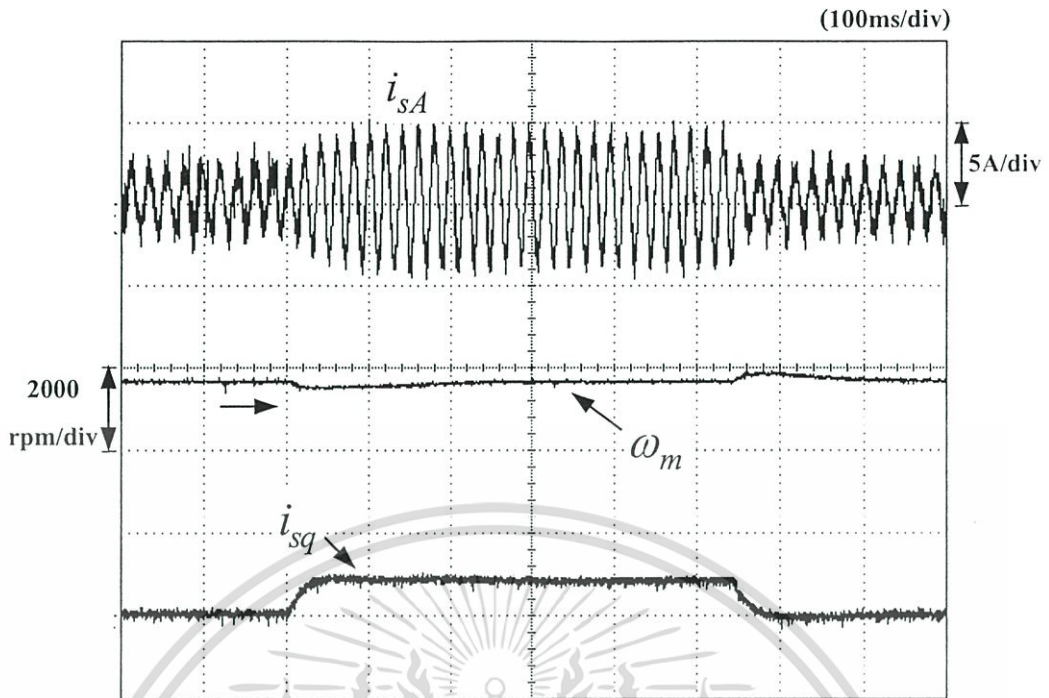
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6 ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

รูปที่ 6.22-6.23 แสดงผลตอบสนองต่อโหลดของระบบในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงของ โหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1410 rpm. ในขณะที่ไม่มีโหลด โดยป้อนโหลดขนาด 2 Nm. และปลด โหลดทันทีทันใด ให้กับมอเตอร์จะเห็นได้ว่าทั้งสองระบบมีความสามารถรับโหลดได้พอ ๆ กันแต่ ความกว้างของกระแสในระบบฮีสตอรีซิสแอมป์จะมีความกว้างที่มากกว่า



รูปที่ 6.22 แสดงผลตอบสนองต่อ โหลดของระบบควบคุมกระแสฮีสตอรีซิสแอมป์ขณะป้อน โหลด ขนาด 2 Nm. และปลดโหลดทันทีทันใด



รูปที่ 6.23 แสดงผลตอบสนองต่อ โหลดของระบบควบคุมกระแสสี่เฟสอินเวอร์เตอร์ซีสแกนเดี่ยวขณะป้อน โหลดขนาด 2 Nm. และปลดโหลดทันทีทันใด

6.7 ผลการทดสอบหาการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์(Inverter losses)

การทดสอบหาการสูญเสียของการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ได้ใช้เงื่อนไขการทดสอบทำงานที่ค่าความเร็วพิกัด 1410 rpm. แรงดันดีซีลิงก์ 310 V. กระแสโหลด 2.39 A. โดยทดสอบได้ใช้ Power meter ของ YOKOGAWA รุ่น PZ4000 มาทำการวัดกำลังงานทางด้านเอาต์พุตและอินพุตในเวลาจริง (Real time) ดังรูปที่ 6.24 ในการทดสอบโดยใช้ Power meter ของ YOKOGAWA รุ่น PZ4000 ได้ใช้ช่องสัญญาณที่ 1 เพื่อวัดแรงดันดีซี (CH1) และกระแสดีซี (CH1) ทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ โดยจะทำการวัดค่าหลังวงจรเรียงกระแสตรงตำแหน่งดีซีลิงก์ก่อนเข้าสู่ชุดสวิตช์กำลังทั้งแรงดันและกระแส ส่วนของกำลังงานด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ใช้ช่องสัญญาณที่ 2 ใช้วัดแรงดันระหว่างเฟส A และ C (CH2) และกระแสโหลดเฟส A (CH2) ช่องสัญญาณที่ 3 ใช้วัดแรงดันระหว่างเฟส B และ C (CH3) และกระแสโหลดเฟส B (CH3) ดังรูปที่ 6.24 ดังนั้นกำลังอินพุต (CH1) จะเท่ากับกำลังเอาต์พุต 1 (CH2) รวมกับกำลังเอาต์พุต 2 (CH3) ดังสมการ

$$P_{total-out} = P_{out1} + P_{out2} \quad (6.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

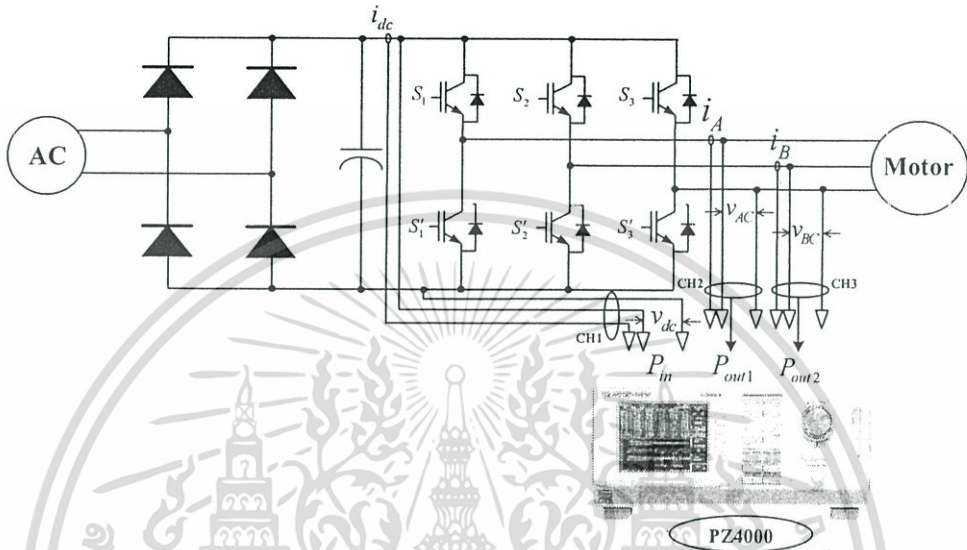
ดังนั้น

$$P_{loss} = P_{in} - P_{total-out} \tag{6.2}$$

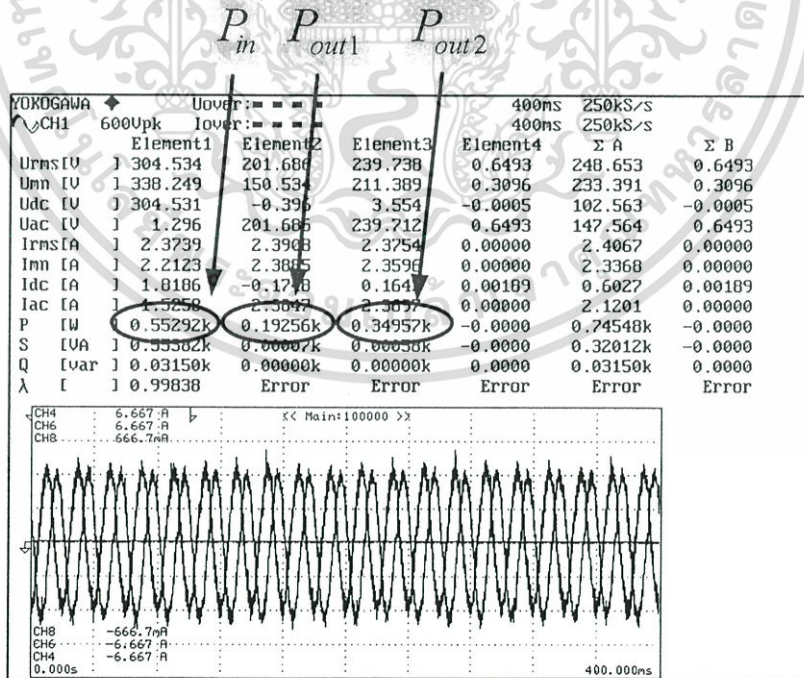
เมื่อ $P_{total-out}$ คือกำลังเอาต์พุตทั้งหมด

P_{in} คือกำลังอินพุตทั้งหมด

P_{loss} คือกำลังสูญเสียในอินเวอร์เตอร์

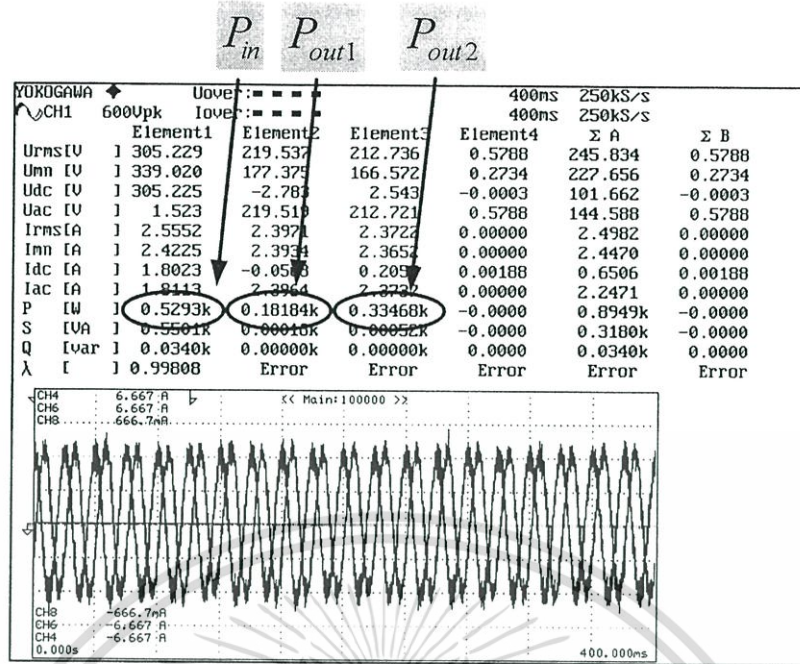


รูปที่ 6.24 แสดงการใช้ Power meter เพื่อทำการวัดค่าการสูญเสียของการสวิตช์



รูปที่ 6.25 การใช้ Power Analyzer วัดกำลังอินพุตและเอาต์พุตของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.26 การใช้ Power Analyzer วัดกำลังอินพุตและเอาต์พุตของระบบควบคุมกระแสชัตเตอร์ซีเอสแถบเดี่ยว

ตารางที่ 6.1 การทดสอบหาการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์

Method	Power input (W)	Power output 1 (W)	Power output 2 (W)	Total power output (W)	Power losses (W)	%
SBCC	529.3	181.84	334.68	516.52	12.78	100
DBCC	552.92	192.56	349.57	542.13	10.79	84.43

จากการทดสอบหาการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ที่ความเร็วพิกัดของมอเตอร์ตามตารางที่ 6.1 จะเห็นได้ว่า ระบบควบคุมกระแสชัตเตอร์ซีเอสแถบคู่จะมีกำลังการสูญเสียน้อยกว่า ระบบควบคุมกระแสชัตเตอร์ซีเอสแถบเดี่ยว ผลที่ได้จากการทดสอบจะเห็นว่าระบบควบคุมกระแสชัตเตอร์ซีเอสแถบคู่สามารถลดการสูญเสียได้ 15.57% เมื่อเปรียบเทียบกับระบบควบคุมกระแสชัตเตอร์ซีเอสแถบเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลงานวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้พัฒนาการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยอาศัยการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์โดยการทดสอบที่สถานการณ์การทำงานแบบต่างๆ ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รวมทั้งทดสอบการสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจากผลการทดสอบเป็นที่น่าพอใจ จากผลการศึกษาและทดลองของงานวิจัยนี้สามารถสรุปได้ดังนี้

1. การควบคุมแบบเวกเตอร์โดยอาศัยระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์สามารถนำมาประยุกต์ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้จริง และทั้งยังมีคุณสมบัติและสมรรถนะที่ใกล้เคียงกับการควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยว ทั้งขณะรับโหลด และเร่งความเร็วแบบต่างๆ ขณะเดียวกันยังสามารถลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังยังผลให้ลดการสูญเสียภายในอินเวอร์เตอร์ได้อีกด้วย

2. ในงานวิจัยได้นำเอาระบบควบคุมการทำงานมาประยุกต์ใช้ร่วมกับชุด dSPACE DS1104 ซึ่งทำให้ลดเวลาในการจัดสร้างชุดควบคุมและยังเป็นการง่ายในการปรับค่าพารามิเตอร์ภายในชุดควบคุม

7.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทำงานวิจัยในครั้งนี้ มีประเด็นที่สำคัญบางประการที่ควรพิจารณาศึกษาและวิจัยเพิ่มเติมเพื่อพัฒนาขีดความสามารถของระบบการควบคุมให้ดียิ่งขึ้นดังนี้

1. ความถูกต้องของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองเนื่องจากพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงไปตามสถานะและเงื่อนไขการทำงานอันได้แก่ การเปลี่ยนแปลงของความต้านทานของขดลวดภายในมอเตอร์เมื่อสถานะอุณหภูมิของมอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น

2. เนื่องจากงานวิจัยได้สร้างต้นแบบเพื่อใช้ในการทดสอบการทำงาน ซึ่งมีวงจรอิเล็กทรอนิกส์หลายชุดที่มีการเชื่อมต่อกันโดยใช้สายไฟ จึงทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขณะทำการทดสอบ ดังนั้นจึงควรออกแบบให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหมดควรอยู่บนบอร์ดเดียวกันแต่ควรออกแบบให้ลดสัญญาณจากวงจรกำลังที่มีผลต่อวงจรควบคุม พร้อมทั้งออกแบบให้สายวงจรสามารถลดสัญญาณรบกวน และควรมีการใช้สายชิลด์เพื่อป้องกันอีกชั้นหนึ่ง

3. เนื่องจากในการทดสอบในระบบจริงจะใช้ Techogenerator เป็นตัวตรวจจับความเร็ว ป้อนกลับมายังชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล dSPACE เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับค่าความเร็วประมาณ แต่เนื่องจากตัวตรวจจับดังกล่าวจะเกิดข้อผิดพลาดที่ความเร็วต่ำๆ ทำให้ค่าความผิดพลาดไม่ถูกต้องเท่าที่ควร ดังนั้นจึงควรใช้ เอนโค้ดเดอร์(Encoder)เป็นตัวตรวจจับความเร็วซึ่งชุดประมวลผลดิจิทัล dSPACE สามารถนับจำนวนพัลส์ที่ออกมาจากเอนโค้ดเดอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Bimal K. Bose, **“Modern Power Electronics and AC Drives”**, Prantice-Hall, Inc., New Jersey, 2002.
- [2] Andrej M. Trzynadlowski, **“Introduction to Modern Power Electronics”**, John Willey & Sons, Inc., New York, 1998.
- [3] Andrej M. Trzynadlowski and Henryk Tunia, **“Automatic Control of Converter-Fed Drives”**, Polish Scientific Publishers PWN Ltd., Warszawa, 1994.
- [4] Bimal K. Bose, FELLOW, IEEE, **“An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37, No. 5, October 1990, pp. 402-408.
- [5] Marian P. Kazmierkowski and Waldemar Sulkowski, **“A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.38, No.1, February 1991, pp. 41-47.
- [6] Ting-Yu Chang Kuic-Lin Lo, Ching-Tsai Pan, Member, IEEE, **“A Novel Vector Control Hysteresis Current Controller for Induction Motor Drives”**, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, No. 2, June 1994, pp. 297-303.
- [7] O. Saramart, V. Kinnares, **“Performance Comparison of Hysteresis Current Control For Single Phase Full Bridge Voltage Source Inverters”**, The Sixth International Power Engineering Conference (IPEC2003), 27-29 November 2003, Singapore, pp.140-145.
- [8] Ned Mohan, Tore M. Underland and William P. Robbins, **“Power Electronic Converters, Applications and Design”**, John Wiley and sons, Inc., second edition, 1995
- [9] Rashid M.H., **“Power Electronic : Circuits, Devices and Applications”** Second Edition, Prentice-Hall Intern.Inc. New Jersey, 1993.
- [10] Mulukutla S. Sarma, **“Electric Machines Stady-State Theory and Dynamic Performance”**, Published in West Publishing Company, Inc. New York 1994
- [11] CHEE-MUN ONG, **“Dynamic Simulation of Electric Machinery using MATLAB Simulink”**, Prentice Hall PTR.1998 ISBN 0-13-723785-5
- [12] P.C. SEN Professor of Electrical Engineering Queen’s University, **“Electric Machines and Power Electronics”**, Second Edition., Published simultaneously in Canada, Inc. Canada 1997.

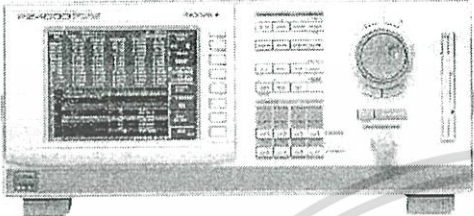
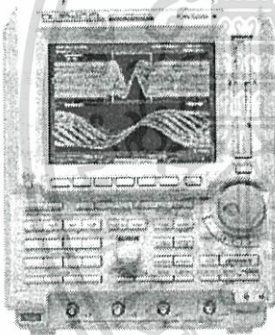
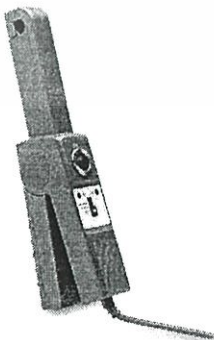
- [13] Peter Vas, “**Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines**”, Published in the United States by Oxford University Press Inc. New York,1993
- [14] จรัส ตั้งวงศ์ชูเกตุ, “การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบเฟสเซอร์โดยใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการควบคุมการทำงาน”, วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546.
- [15] ปราโมทย์ พานุกุหลาบ, วิทยา ทิพย์สุวรรณพรหม, วิจิตร กิณเรศ, “การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการควบคุมเวกเตอร์โดยง่ายด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ เอ็มซีเอส 51”, Ladkrabang Engineering Journal, Vol. 19, No. 3, September 2002, หน้า 78-81.
- [16] เสรีจากร สวัสดิ์รัมย์, วิจิตร กิณเรศ, “การเปรียบเทียบสมรรถนะของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสระหว่างเทคนิคการควบคุมกระแสที่มีแถบฮีสเตอร์ซิสแถบคู่และแถบเดี่ยว”, วารสารวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, เล่มที่ 16(2), พฤษภาคม-สิงหาคม, 2552.
- [17] อรพดี สารมาศ, “การออกแบบวิเคราะห์และการสร้างการควบคุมกระแสแบบฮีสเตอร์ซิส 3 ระดับสำหรับ 1 เฟสอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน”วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547.




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

อุปกรณ์เครื่องมือที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

	<p>ผลิตภัณฑ์ Power Analyzer (YAKOGAWA) รุ่น PZ4000 รายละเอียด Wide Measurement Bandwidth (DC to 2 MHz) Accurately Sampling 5 MS/s Harmonic Analysis (up to 500th Order)</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope (YOKOGAWA) รุ่น DL1520/L (4 Channel) รายละเอียด 150 MHz bandwidth 200 MS/s sampling rate on one channel or 100 MS/s on two channels (DL1520/L) 8 bit vertical resolution DC to 30 MHz, 850V (DC + AC peak) 2% DC accuracy, Internal low pass filter</p>
	<p>ผลิตภัณฑ์ Current Probe (CHAUVIN ARNOUX) รุ่น E3N รายละเอียด Current Probe 10 – 100 Ampere / 1 Volt Input 100 A Peak Max Frequency: DC to 100 kHz. (@ 3 db) Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

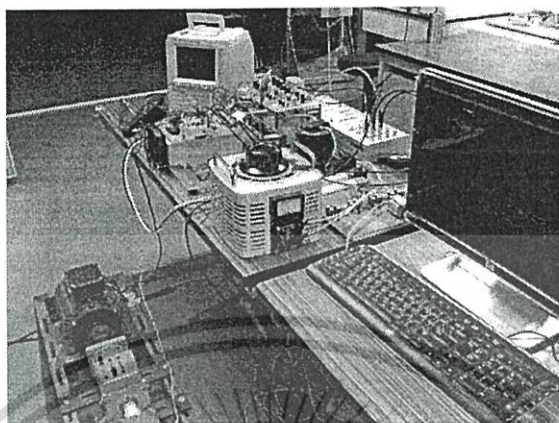
	<p>ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard)</p> <p>รุ่น 973A</p> <p>รายละเอียด True RMS 20 kHz Accuracy = 0.1%</p> <p>Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts.</p> <p>Iac or Idc : 0 to 10 Amperes.</p>
---	---

	<p>เครื่องวัดความเร็วรอบ</p>
---	------------------------------

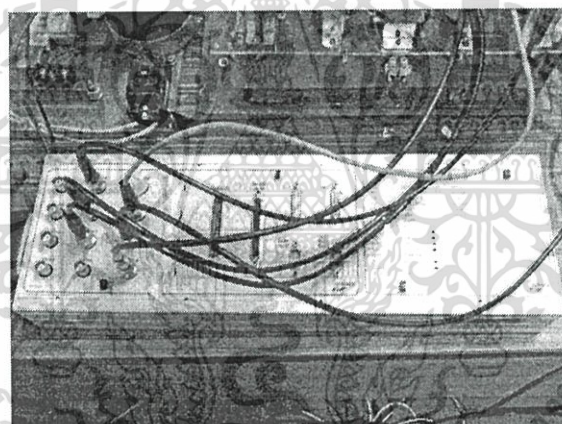
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

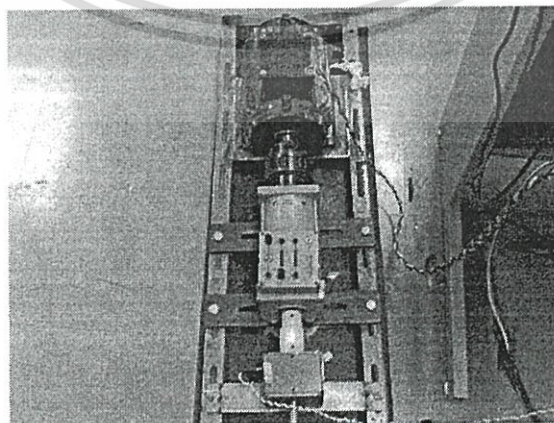
เครื่องต้นแบบของงานวิทยานิพนธ์



รูปที่ 1 ภาพของเครื่องต้นแบบต้น



รูปที่ 2 ชุด dSPACE DS1104



รูปที่ 3 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 3 แรงม้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิได้อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. เสรีจักร สวัสดิ์รัมย์, วิจิตร กิณเรศ, "การเปรียบเทียบสมรรถนะของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสระหว่างเทคนิคการควบคุมกระแสที่มีแถบฮิสเตอร์ซิสแถบคู่และแถบเดี่ยว", วารสารวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่, เล่มที่ 16(2), พฤษภาคม-สิงหาคม, 2552.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วารสารวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ 50200
 โทร.(053)944176-7 โทรสาร (053)217287

Engineering Journal Chiang Mai University, Thailand.
 Tel.+66(53)944176-7 Fax.+66(53)Fax 217287

ที่ ศธ 6393(14).1(5)/ 472

๒๘ สิงหาคม 2552

เรื่อง ตอบรับบทความทางวิชาการ
 เรียน คุณเสรีการ สวัสดิ์รัมย์

ตามที่ท่านได้ส่งบทความทางวิชาการ เรื่อง “การเปรียบเทียบสมรรถนะของการขับเคลื่อนมอเตอร์
 เหนียวนำ 3 เฟสระหว่างเทคนิคการควบคุมกระแสที่มีแถบฮิสเตอร์ซิสแถบคู่และแถบเดี่ยว” เพื่อนำพิมพ์เผยแพร่ใน
 วารสารวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ นั้น

ทางบรรณาธิการได้พิจารณาและมีความเห็นว่า บทความของท่านมีความเหมาะสมที่จะลงพิมพ์
 เผยแพร่ในวารสารวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ เล่มที่ 16 (2) May - August 2009 ทั้งนี้ หากการพิมพ์
 วารสารวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่เป็นที่เรียบร้อย จะได้นำส่งวารสารดังกล่าวให้ท่านต่อไป

จึงเรียนมาเพื่อโปรดทราบ

ขอแสดงความนับถือ

(ศาสตราจารย์ ดร.ทองเกียรติ เกียรติศิริโรจน์)

บรรณาธิการวารสารวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปรียบเทียบสมรรถนะของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสระหว่างเทคนิคการควบคุมกระแสที่มีแถบฮิสเตอร์ซีสแถบคู่ และแถบเดี่ยว

Performance Comparison of A Three Phase Induction Motor Drive Between Double and Single Hysteresis Bands Current Controllers

เสรีจักร สวัสดิ์รัมย์ และ วิจิตร กิณเรศ

Setkarn Sawatrum and Vijit Kinnaree

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสระหว่างระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีสแถบคู่และแถบเดี่ยวโดยใช้อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดัน ในบทความได้มีการจำลองระบบขับเคลื่อนโดยใช้โปรแกรม MATLAB/SIMULINK และสมรรถนะของระบบขับเคลื่อนที่ใช้ในการเปรียบเทียบได้แก่ จำนวนการสวิตช์ ค่าร้อยละของความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของกระแส (THD_i) สเปกตรัมของแรงบิดแม่เหล็กและความเร็วของมอเตอร์ จากผลการจำลองแสดงให้เห็นถึงข้อดีของตัวควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีสแถบคู่ให้จำนวนของการสวิตช์น้อยกว่าในขณะที่สมรรถนะอื่นเมื่อเทียบกับตัวควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซีสแถบเดี่ยวไม่ได้ด้อยกว่ามาก

ABSTRACT

This paper presents the performance comparison of a three phase induction motor drive between double and single hysteresis bands current controllers using a voltage source inverter (VSI). In the paper, the drive system using MATLAB/SIMULINK simulation has been performed. The comparative drive performances are switching number, percentage of total harmonic distortion of current (THD_i), electromagnetic torque spectrum and motor speed. The simulation results show that the advantages of the double hysteresis band current controller over the single hysteresis band current controller are a reduction in switching number whilst the other performances are not much inferior.

1. บทนำ

ในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ได้ถูกนำมาใช้ในภาคอุตสาหกรรมมากยิ่งขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ใช้ในปัจจุบันมักเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ(AC) ส่วนใหญ่อินเวอร์เตอร์จะใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเป็นหลัก โดยสามารถควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าให้มี

สมรรถนะที่สูงขึ้น ซึ่งสามารถควบคุมได้ทั้งความเร็ว และแรงบิดตามที่ต้องการได้ จะพบเห็นได้จากงานประเภทขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า(VSD, Variable Speed Drive) แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง(UPS) ระบบกรองแอกทีฟ(Active Filter)และอื่นๆ[1-6] ในหลายวิธีที่นำมาควบคุมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ระบบควบคุมกระแสที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นอีกวิธีหนึ่งที่น่ามาใช้ในอินเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เนื่องจาก ระบบควบคุมกระแสเป็นระบบที่สร้างได้ง่าย ผลตอบสนองรวดเร็ว สามารถจำกัดกระแสสูงสุดได้ และมีความไวต่อเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์เมื่อมีโหลดน้อย วิธีที่ได้รับความนิยมก็คือระบบควบคุมฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยว โดยวงจรควบคุมจะสร้างกระแสอ้างอิงที่มีขนาดตามที่ต้องการเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับกระแสจริง เมื่อกระแสไหลเกินค่าขอบเขตบนหรือขอบเขตล่างของฮิสเตอร์ซิสแอมป์ สวิตช์กึ่งบนและล่างก็จะทำงานโดยสวิตช์ทั้งสองจะทำงานตรงข้ามกัน กระแสจริงจะถูกควบคุมให้ติดตามกระแสอ้างอิงตลอดเวลาเป็นผลให้กระแสจริงมีริบเบิลเกิดขึ้น ถ้าหากกำหนดค่าความกว้างของขอบเขตให้แคบลงก็จะทำให้กระแสจริงมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ แต่ความถี่ในการสวิตช์จะเพิ่มขึ้นจึงเป็นข้อเสียของระบบนี้ ขณะเดียวกันเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอระบบควบคุมฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่[2]ซึ่งจะแปลงกระแสสามเฟสไปเป็นกระแสอ้างอิงแกนหมุนหนึ่งสองเฟสได้แก่ กระแส α และกระแส β หลังจากนั้นจะเอานำกระแสทั้งสองไปเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิงเพื่อหาค่ากระแสผิดพลาด ค่าที่ได้จะถูกนำไปผ่านฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่เพื่อนำไปกำหนดรูปแบบการสวิตช์ของระบบต่อไป

2. ระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยว (SHBCC)

การควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวนี้ขอบเขตบนและขอบเขตล่างของฮิสเตอร์ซิสแอมป์มีค่าคงที่และจะเกาะติดกับสัญญาณกระแสอ้างอิงตลอดเวลาจะได้สมการดังนี้

$$I_{k,ref} = I_{k,max} \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$\text{ขอบเขตบน} : i_{k,up} = i_{k,ref} + \Delta i = i_{k,ref} + HB \quad (2)$$

$$\text{ขอบเขตล่าง} : i_{k,low} = i_{k,ref} - \Delta i = i_{k,ref} - HB \quad (3)$$

โดยที่

$$\Delta i = HB \text{ ขอบเขตของแถบฮิสเตอร์ซิสแอมป์}$$

$$\text{ถ้า } i_k < i_{k,up} \text{ จะได้ } S_k = 0$$

$$i_k > i_{k,low} \text{ จะได้ } S_k = 1$$

โดยที่

$I_{k,ref}$: เป็นกระแสอ้างอิงของเฟส A, B และ C

$I_{k,max}$: เป็นกระแสสูงสุดของเฟส A, B และ C

$I_{k,up}$: เป็นกระแสขอบเขตบนของเฟส A, B และ C

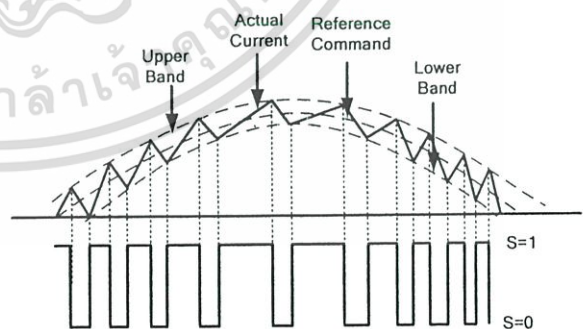
$I_{k,low}$: เป็นกระแสขอบเขตล่างของเฟส A, B และ C

I_k : เป็นกระแสจริงของเฟส A, B และ C

ω : เป็นความเร็วเชิงมุม

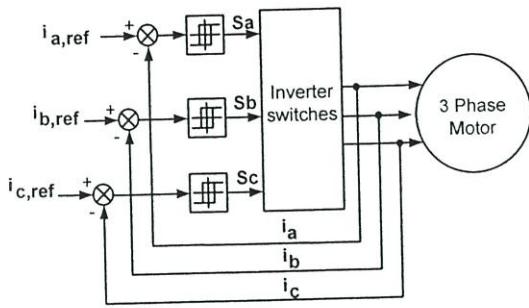
S_k : เป็นสวิตช์ของเฟส A, B และ C

จากรูปที่ 1 ค่ากระแสจริง i_a, i_b, i_c ทั้งสามเฟสจะถูกป้อนกลับมาเพื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแสอ้างอิง ผลที่ได้ก็คือค่ากระแสผิดพลาดของแต่ละเฟสและเมื่อนำค่ากระแสผิดพลาดมาผ่านแถบฮิสเตอร์ซิสแอมป์จะได้ดังนี้ หากค่ากระแสผิดพลาดมีค่าเพิ่มขึ้นจนชนขอบเขตบนจะทำให้สวิตช์กึ่งล่างจะต้องจรส่วนสวิตช์กึ่งบนจะเปิดวงจร ในทางกลับกันหากค่ากระแสผิดพลาดมีค่าลดลงจนชนขอบเขตล่างจะทำให้สวิตช์กึ่งบนจะต้องจรส่วนสวิตช์กึ่งล่างจะเปิดวงจร ดังแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งการทำงานของฮิสเตอร์ซิสแอมป์ของทั้งสามเฟสจะแยกอิสระจากกันได้อะแกรมการทำงานของระบบแสดงดังรูปที่ 2



รูปที่ 1 ลักษณะกระแสและการสวิตช์ของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2 โค้ดแกรมของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว

3. ระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบคู่ (DHBC)

การควบคุมวิธีนี้จะประกอบด้วยฮีสเตอร์ซีสจำนวนทั้งหมดสี่ตัวโดยขอบเขตของฮีสเตอร์ซีสแต่ละตัวจะมีค่าคงที่ กระแสจริงจะเกาะติดกับสัญญาณกระแสอ้างอิงตลอดเวลา ดังแสดงในรูปที่ 3 เช่นกัน โดยจะมีสมการดังนี้

$$I_{k,ref} = I_{k,max} \sin(\omega t) \quad (4)$$

-แถบใน (Inner band)

ขอบเขตบน :

$$i_{k,up,inn} = i_{k,ref} + \Delta i_{inn} = i_{k,ref} + HB_{inn} \quad (5)$$

ขอบเขตล่าง :

$$i_{k,low,inn} = i_{k,ref} - \Delta i_{inn} = i_{k,ref} - HB_{inn} \quad (6)$$

-แถบนอก (Outer band)

ขอบเขตบน :

$$i_{k,up,out} = i_{k,ref} + \Delta i_{out} = i_{k,ref} + HB_{out} \quad (7)$$

ขอบเขตล่าง :

$$i_{k,low,out} = i_{k,ref} - \Delta i_{out} = i_{k,ref} - HB_{out} \quad (8)$$

$$HB_{inn} < HB_{out} \quad (9)$$

โดยที่

$\Delta i_{inn} = HB_{inn}$ ขอบเขตของฮีสเตอร์ซีสแถบใน

$\Delta i_{out} = HB_{out}$ ขอบเขตของฮีสเตอร์ซีสแถบนอก

$I_{k,ref}$: เป็นกระแสอ้างอิงของกระแส α และ β

$I_{k,max}$: เป็นกระแสสูงสุดของกระแส α และ β

$I_{k,up,out}$: เป็นกระแสขอบเขตบนของแถบนอกของกระแส α และ β

$I_{k,low,out}$: เป็นกระแสขอบเขตล่างของแถบนอกของกระแส α และ β

$I_{k,up,inn}$: เป็นกระแสขอบเขตบนของแถบในของกระแส α และ β

$I_{k,low,inn}$: เป็นกระแสขอบเขตล่างของแถบในของกระแส α และ β

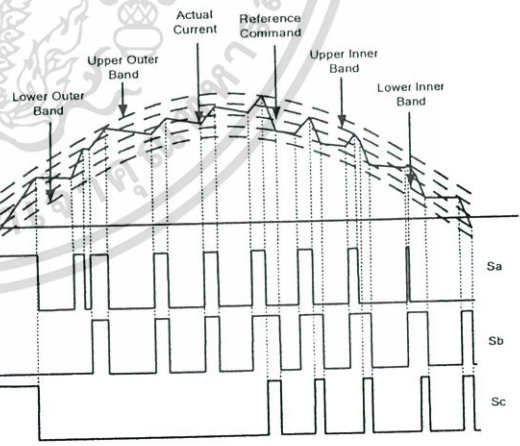
ω : เป็นความเร็วเชิงมุม

k : เป็นกระแส α และ β

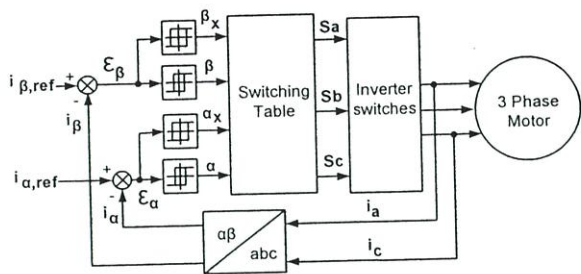
การทำงานของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบคู่ จะนำเอากระแสเฟส a (i_a) และ เฟส c (i_c) ป้อนกลับมาเพื่อนำมาแปลงจากกระแส 3 เฟสเป็นกระแสอ้างอิงแกนหมุน i_α และ i_β ดังสมการ

$$i_\alpha = i_a \quad (10)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (11)$$



รูปที่ 3 ลักษณะกระแสและการสวิตช์ของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบคู่



รูปที่ 4 โครงสร้างของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์รีซิสต์แบบคู่

ตารางที่ 1 การสวิตช์ของสเปซเวกเตอร์

α_x	β_x	α	β	$V(k)$
0	0	0	0	5
0	0	0	1	4
0	0	1	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	4
0	1	0	1	6
0	1	1	0	0
0	1	1	1	3
1	0	0	0	5
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	3
1	1	0	0	0
1	1	0	1	6
1	1	1	0	3
1	1	1	1	2

แต่เนื่องจากระบบไฟฟ้าเป็นเฟสสมดุลย์ ดังนั้น $i_b = -i_a - i_c$ สามารถเขียนสมการ (11) ได้ใหม่ดังนี้

$$i_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}}i_a - \frac{2}{\sqrt{3}}i_c \tag{12}$$

หลังจากนั้นจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับกระแสอ้างอิง $i_{\alpha,ref}$ และ $i_{\beta,ref}$ ดังรูปที่ 4 เมื่อได้ค่ากระแสผิดพลาด ϵ_α และ ϵ_β จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับฮิสเตอร์รีซิสต์ที่ตั้งไว้ อันได้แก่ฮิสเตอร์รีซิสต์ α, β, α_x และ β_x ตามลำดับ โดยฮิสเตอร์รีซิสต์ α และ β จะใช้เพื่อรักษารูปร่างของกระแส i_α และ i_β ส่วนฮิสเตอร์รีซิสต์ α_x และ β_x ซึ่งมีค่ามากกว่าฮิสเตอร์รีซิสต์ α และ β เล็กน้อย จะใช้สำหรับควบคุมการบวกเพิ่มของเวกเตอร์แรงดันศูนย์ (Zero voltage vector) เข้าไปในรูปแบบของการสวิตช์ จะช่วยให้ลดจำนวนครั้งของการสวิตช์ลง จะสังเกตได้ว่าเวกเตอร์แรงดันศูนย์จะถูกบวกเพิ่มก็ต่อเมื่อค่ากระแสผิดพลาดของฮิสเตอร์รีซิสต์ α_x และ β_x โดยรูปแบบของการสวิตช์ระบบการควบคุมนี้เป็นไปตามตารางที่ 1 [6] โดยที่ค่า 0 จะเกิดขึ้นเมื่อค่ากระแสผิดพลาดมีค่าน้อยกว่าขอบเขตล่างของฮิสเตอร์รีซิสต์และค่า 1 จะเกิดขึ้นเมื่อค่ากระแสผิดพลาดมีค่ามากกว่าขอบเขตบนของฮิสเตอร์รีซิสต์

4. อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

จากโครงสร้างรูปที่ 5 กระแสโหลด i_a, i_b และ i_c จะถูกควบคุมจากระบบควบคุมกระแสเพื่อกำหนดแรงดันที่ขั้วของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าเป็นขั้วบวก(+) หรือขั้วลบ(-) ตามการเปิด-ปิดของสวิตช์ S_a, S_b และ S_c สมการแรงดันที่ขั้วของอินเวอร์เตอร์สามารถเขียนได้ดังนี้[4]

$$V_a = S_a \times V_{dc} \tag{13}$$

$$V_b = S_b \times V_{dc} \tag{14}$$

$$V_c = S_c \times V_{dc} \tag{15}$$

โดยที่ S_a, S_b, S_c เป็นรูปแบบการสวิตช์ของแต่ละเฟส ถ้า $S_a, S_b, S_c = 1$ สวิตช์จะต่อขั้วบวก(+) และถ้า $S_a, S_b, S_c = 0$ สวิตช์จะต่อขั้วลบ(-) ของแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งรูปแบบการสวิตช์จะคำนวณหาจากตำแหน่งของเวกเตอร์ ในการวิเคราะห์จึงนิยามตามสเปซเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\vec{I} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a + ai_b + a^2i_c) = I_\alpha + jI_\beta \tag{16}$$

$$\vec{V} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_a + aV_b + a^2V_c) = V_\alpha + jV_\beta \quad (17)$$

$$\vec{E}_m = \sqrt{\frac{2}{3}}(E_{am} + aE_{bm} + a^2E_{cm}) \equiv E_{cm} + jE_{\beta m} \quad (18)$$

โดยที่

\vec{I} : เป็นสเปซเวกเตอร์ของกระแสไฟฟ้า

\vec{V} : เป็นสเปซเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้า

\vec{E} : เป็นสเปซเวกเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าด้าน

กลับ

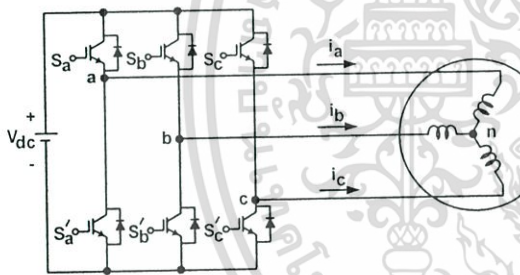
$I_\alpha, V_\alpha, E_{cm}$: เป็นส่วนประกอบจำนวนจริงของ $\vec{I},$

\vec{V}, \vec{E}_m

$I_\beta, V_\beta, E_{\beta m}$: เป็นส่วนประกอบจำนวนจินตภาพของ

$\vec{I}, \vec{V}, \vec{E}_m$

$$a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

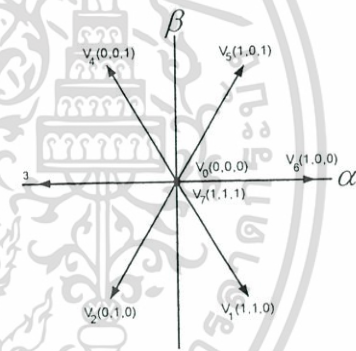


รูปที่ 5 ไคอะแกรมอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน

รูปแบบการสวิตช์ของสเปซ เวกเตอร์แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้จากสมการดังนี้

$$\vec{V}(k) = V_\alpha(k) + jV_\beta(k) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{j\frac{k\pi}{3}}; & k=1,2,\dots,6 \\ 0 & ;k=0,7 \end{cases} \quad (19)$$

โดยแรงดันในแต่ละเวกเตอร์จะมีผลดังแสดงในตารางที่ 2 จากรูปที่ 5 แรงดันที่เฟส a (V_a) จะเป็น $+V_{dc}$ หรือ $-V_{dc}$ ก็ต่อเมื่อ $S_a = 1$ หรือ $S_a = 0$ ในทำนองเดียวกันกับเฟส b และ c เช่นกัน โดยลักษณะของแรงดันสเปซเวกเตอร์จะเป็นไปตามรูปที่ 6 ซึ่งเวกเตอร์แรงดันศูนย์จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ S_a, S_b, S_c มีค่าเป็น 000 (V_0) หรือ 111 (V_7)



รูปที่ 6 ไคอะแกรมของเวกเตอร์ของแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 2 การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีผลกับของสเปซเวกเตอร์แกน α และ β

S_a	S_b	S_c	$V(k)$	$V_\alpha(k)$	$V_\beta(k)$
0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0.408Vdc	-0.707Vdc
0	1	0	2	-0.408Vdc	-0.707Vdc
0	1	1	3	-0.816Vdc	0
0	0	1	4	-0.408Vdc	0.707Vdc
1	0	1	5	0.408Vdc	0.707Vdc
1	0	0	6	0.816Vdc	0
1	1	1	7	0	0

5. แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ในวงจรสมมูลมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสโรเตอร์กรงกระบอกต่อวงจรแบบสตาร์ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบจะใช้การวิเคราะห์ในสภาวะคงที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้การอ้างอิงแบบแกนหยุดนิ่ง (Stationary reference frame) ดังสมการ[5]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_l L_s & L_m p & \omega_l L_m \\ -\omega_l L & R_s + L_s p & -\omega_{sl} L_m & L_m p \\ L_m p & \omega_{sl} L_m & R_s + L_s p & \omega_{sl} L_r \\ -\omega_{sl} L_m & L_m p & -\omega_{sl} L_r & R_s + L_s p \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} \quad (20)$$

โดยคำนวณหาค่าหาฟลักซ์ที่โรเตอร์และค่าแรงบิดที่พิกัดของมอเตอร์ได้ดังสมการ

$$\psi_r = \sqrt{(L_m i_{qs} + L_r i_{qr})^2 + (L_m i_{ds} + L_r i_{dr})^2} \quad (21)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (22)$$

หลังจากนั้นนำสมการ (21) และ (22) สามารถหาค่ากระแสที่โรเตอร์ กระแสพิกัด และกระแสสร้างสนามแม่เหล็กของมอเตอร์จากสมการ

$$I_r = \frac{4}{3} \frac{1}{P} \frac{L_r}{L_m} \frac{T_e}{\psi_r} \quad (23)$$

$$I_m = \frac{1}{L_m} \psi_r \quad (24)$$

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad (25)$$

โดยที่

V_{qs}, V_{ds} : เป็นค่าแรงดันที่สเตเตอร์ที่แกน q และแกน d

V_{qr}, V_{dr} : เป็นค่าแรงดันที่โรเตอร์ที่แกน q และแกน d

i_{qs}, i_{ds} : เป็นค่ากระแสที่สเตเตอร์ที่แกน q และแกน d

i_{qr}, i_{dr} : เป็นค่ากระแสที่โรเตอร์ที่แกน q และแกน d

R_s, R_r : เป็นค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์

L_s : เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ของมอเตอร์

L_r : เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ของมอเตอร์

L_m : เป็นค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่โรเตอร์ของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P : เป็นค่าจำนวนขั้วแม่เหล็ก

p : เป็นตัวดำเนินการดิฟเฟอเรนเชียล

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้แสดงไว้ในตารางที่ 3

ตารางที่ 3 พารามิเตอร์ของมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ 3 เฟส

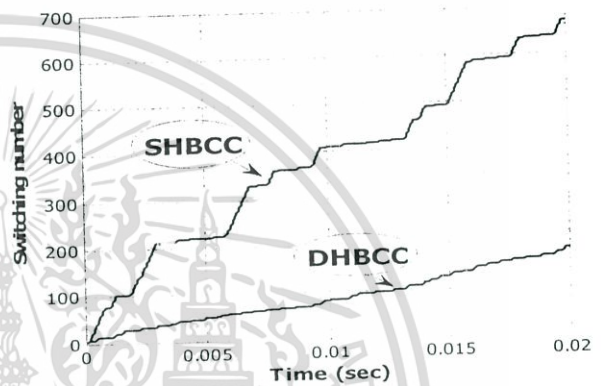
พารามิเตอร์	ค่า
พิกัดกำลัง	1 แรงม้า
แรงดัน	220/380 โวลต์
ความถี่	50 เฮิร์ตซ์
จำนวนขั้ว	4 โพล
ความต้านทาน สเตเตอร์ (R_s)	1 โอห์ม
ความต้านทาน โรเตอร์ (R_r)	1.3 โอห์ม
ค่าความเหนี่ยวนำร่วม (M)	0.136 เฮนรี่
ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลในสเตเตอร์และโรเตอร์ ($L_{sl} = L_{lr}$)	0.145 เฮนรี่
ค่าโมเมนต์อินเฉียล (ความเฉื่อย)	0.0053 กก.-ม. ²

6. ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK

ในการจำลองการทำงานได้นำเอาระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสต์ทั้งแถบคู่และแถบเดี่ยวมาขับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสขนาด 1 แรงม้าต่อวงจรแบบสตาร์ แรงดันดีซีลิงค์ขนาด 537 โวลต์ โดยกำหนดให้กระแสอ้างอิงรูปคลื่นไซน์มีขนาด 2.5 แอมแปร์และขอบเขตของฮิสเตอร์ซิสต์ [3] α, β, α_x และ β_x มีค่า 0.2 แอมแปร์และ 0.4 แอมแปร์ตามลำดับ จากรูปที่ 7 แสดงจำนวนครั้งของการสวิตช์ในหนึ่งคาบเวลาจะเห็นได้ว่าจำนวนการสวิตช์ของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสต์แถบคู่จะได้ค่าทั้งหมด 185 ครั้งขณะที่ระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสต์แถบเดี่ยวจะได้ค่าทั้งหมด 671 ครั้ง จะเห็นได้ว่าสามารถลดจำนวนการสวิตช์ได้กว่า 70 % จึงทำให้การสูญเสียของการสวิตช์ (Switching losses) ในระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสต์แถบคู่มีน้อยมากเมื่อเทียบกับฮิสเตอร์ซิสต์แถบเดี่ยว ส่วน

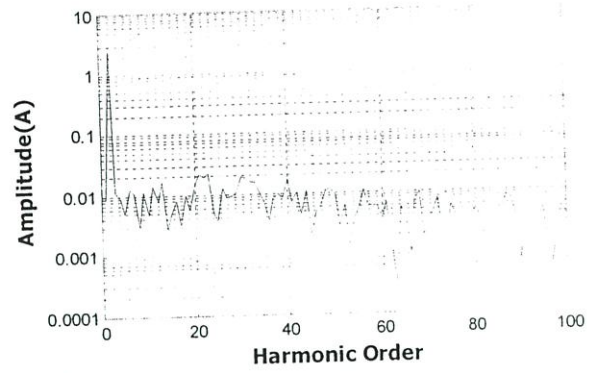
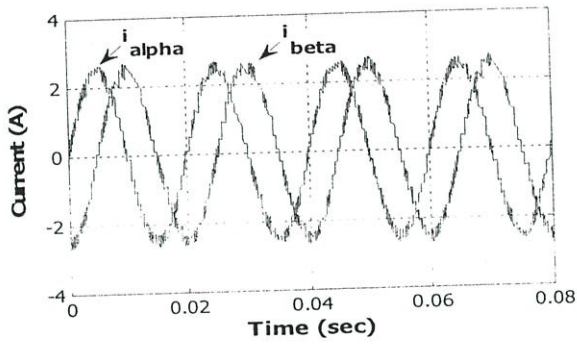
รูปที่ 8 และรูปที่ 9 แสดงสัญญาณกระแส i_a, i_b, i_c ของทั้งสองระบบจะเห็นได้ว่ากระแสทั้งสองระบบยังคงมีรูปร่างใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ สำหรับรูปที่ 10 และรูปที่ 11 แสดงสเปกตรากะแสของทั้งสองระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวและแอมป์คู่ โดยมีค่าเท่ากับ 5.37% และ 7.82% ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าค่าร้อยละความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวจะมีคุณสมบัติดีกว่าทำให้รูปสัญญาณกระแสของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวมีค่าเข้าใกล้สัญญาณไซน์ รูปที่ 12 แสดงสัญญาณความเร็วรอบของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลดจะเห็นได้ว่าเมื่อเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ใช้ระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวจะวิ่งเข้าสู่ความเร็วที่คิดได้เร็วกว่าเมื่อเทียบกับระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่ประมาณ 1.5% ซึ่งมีความน้อยมาก รูปที่ 13 สัญญาณแรงบิดของมอเตอร์ขณะไม่มีโหลดจะเห็นได้ว่าขณะไม่มีโหลด แรงบิดของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวมีความกว้างของแรงบิด 0.4 นิวตันเมตร ขณะที่แรงบิดของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่มีความกว้างของแรงบิด 0.6 นิวตันเมตร ดังนั้นระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่จึงเกิดการเปิดของแรงบิดขณะไม่มีโหลดมากกว่าระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยว และเมื่อพิจารณาจากสัญญาณแรงบิดขณะมีโหลดขนาด 1 นิวตันเมตร จ่ายให้กับมอเตอร์ดังรูปที่ 15 จะเห็นได้ว่ามอเตอร์ที่ใช้ระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวแรงบิดจะเข้าสู่สภาวะคงที่ได้เร็วใกล้เคียงกับระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่ โดยที่มีความกว้างของแรงบิด 1 นิวตันเมตรเท่ากัน ขณะเดียวกันความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ใช้ระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวก็จะเข้าสู่ความเร็วขณะมีโหลดได้เร็วกว่าระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่เช่นกัน ส่วนในรูปที่ 14 แสดงความเร็วรอบของมอเตอร์ขณะมีโหลด จะเห็นว่าขณะมีโหลดระบบควบคุมฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่จะมีความเร็วใกล้เคียงกับระบบควบคุมแบบฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวเช่นกัน ส่วนในรูปที่ 16 และรูปที่ 17 แสดงค่าสเปกตรากะแสแรงบิดในสภาวะคงที่ขณะมีโหลดขนาด

1 นิวตันเมตร จะเห็นว่าในกรณีของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวและระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่สเปกตรากะแสแรงบิดขณะมีโหลดมีค่าค่อนข้างน้อยมากเช่นกันเมื่อเทียบกับค่ากระแสหลักมูลฐาน ส่วนรูปที่ 18 แสดงความเร็วขณะมีโหลดที่ความถี่ 20 30 40 และ 50 เฮิรตซ์ และรูปที่ 19 แสดงสัญญาณกระแสเมื่อเปลี่ยนกระแสจาก 2.5 แอมแปร์เป็น 3 แอมแปร์ จะเห็นได้ว่าทั้งสองระบบมีผลไม่แตกต่างกัน

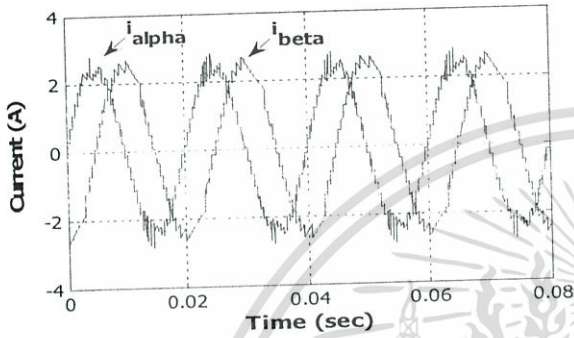


รูปที่ 7 จำนวนการสวิตช์ในหนึ่งคาบเวลาระหว่างระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวและแอมป์คู่

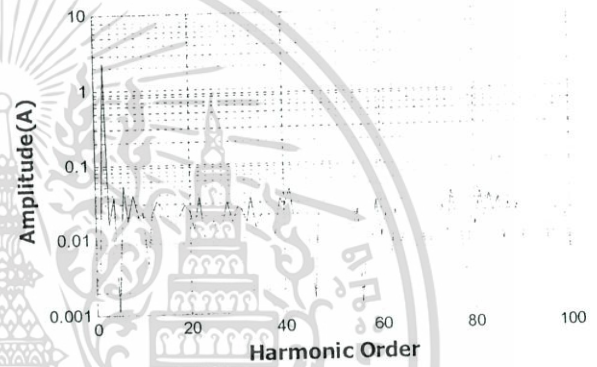
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



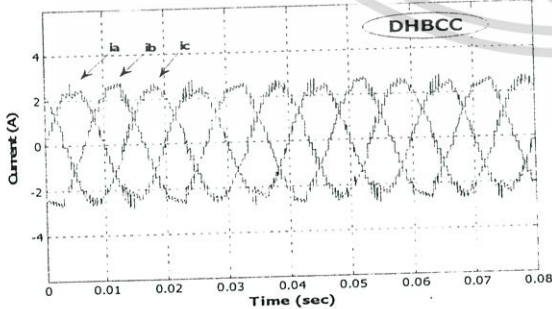
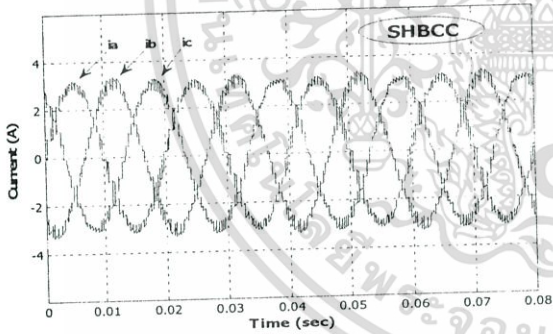
รูปที่ 10 สเปกตรัมกระแสขนาด 2.5 A ของระบบควบคุม กระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว



รูปที่ 8 สัญญาณกระแส i_{α} , i_{β} ของระบบควบคุม กระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว(บน)และแถบคู่(ล่าง)



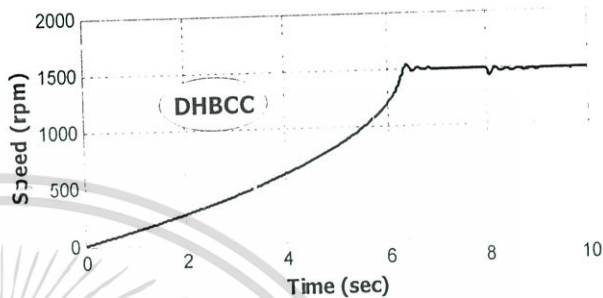
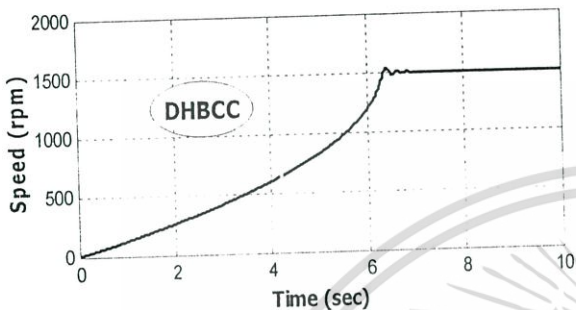
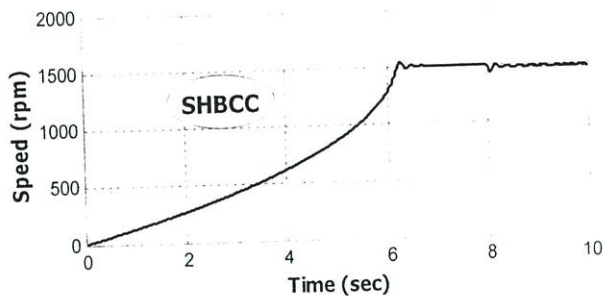
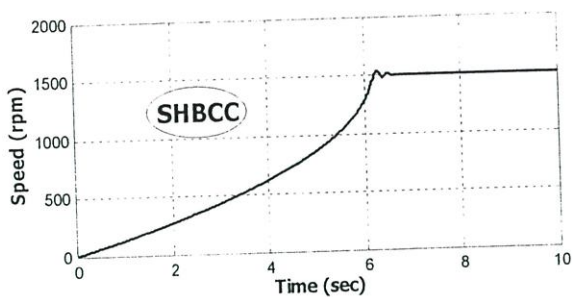
รูปที่ 11 สเปกตรัมกระแสขนาด 2.5 A ของระบบควบคุม กระแสฮีสเตอร์ซีสแถบคู่



(จ)

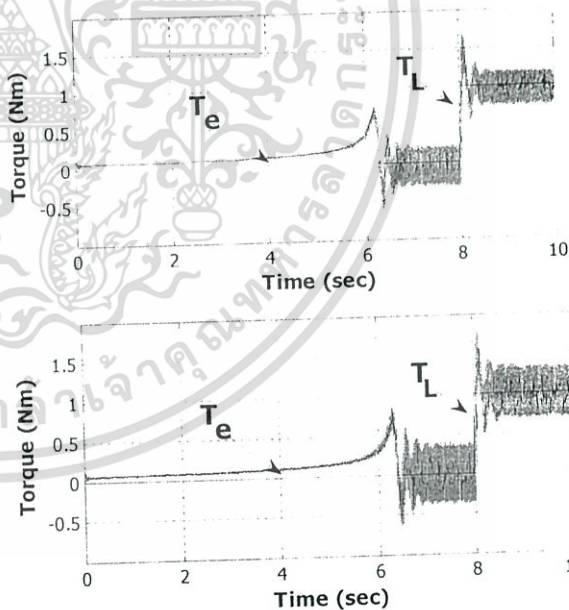
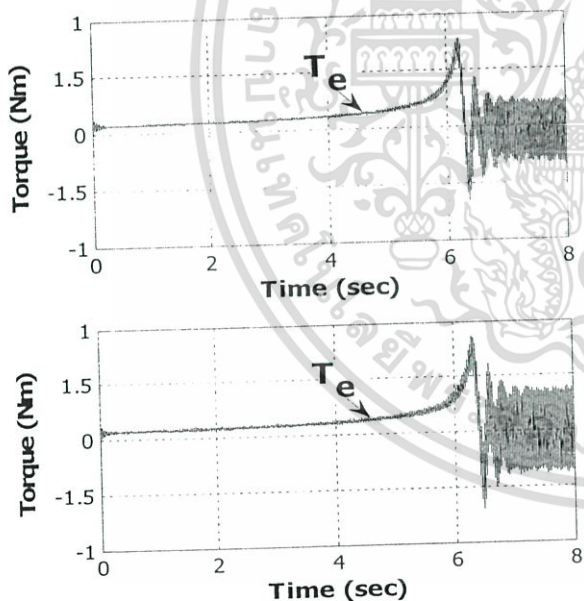
รูปที่ 9 สัญญาณกระแส i_a , i_b , i_c ของระบบควบคุม กระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว(บน)และแถบคู่(ล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



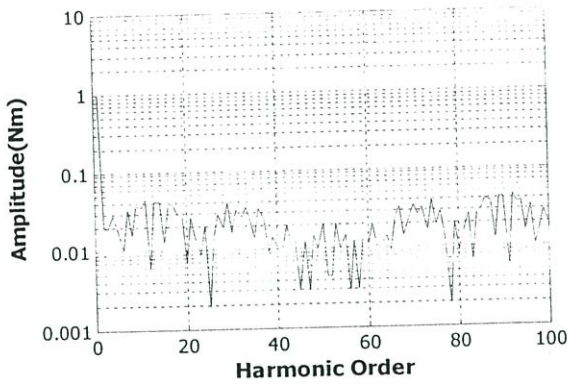
รูปที่ 12 สัญญาณความเร็วขณะไม่มีโหลดของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว(บน)และแถบคู่(ล่าง)

รูปที่ 14 สัญญาณความเร็วขณะมีโหลด 1 นิวตันเมตรของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว(บน)และแถบคู่(ล่าง)

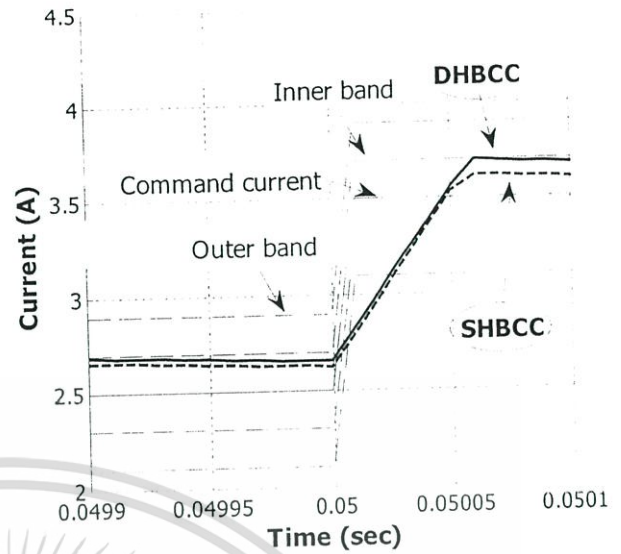


รูปที่ 13 สัญญาณแรงบิดขณะไม่มีโหลดของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว(บน)และแถบคู่(ล่าง)

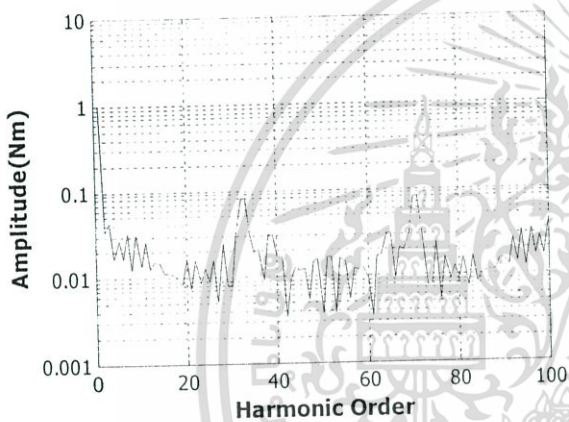
รูปที่ 15 สัญญาณแรงบิดขณะมีโหลด 1 นิวตันเมตรของระบบควบคุมกระแสฮีสเตอร์ซีสแถบเดี่ยว(บน)และแถบคู่(ล่าง)



รูปที่ 16 สเปกตรัมของแรงบิดขณะมีโหลด 1 นิวตันเมตรของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยว



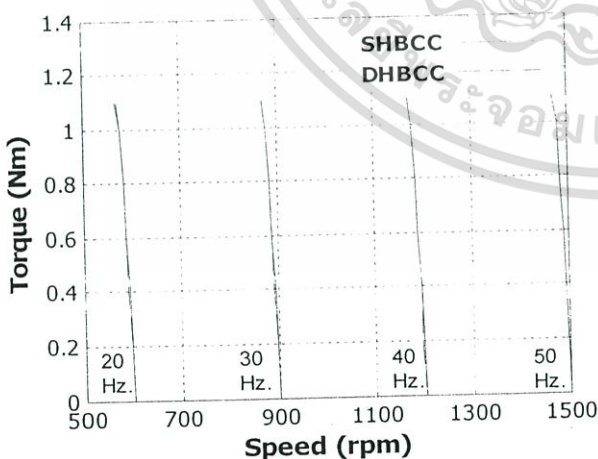
รูปที่ 19 แสดงกระแสเมื่อเปลี่ยนค่าจาก 2.5 แอมแปร์เป็น 3.5 แอมแปร์



รูปที่ 17 สเปกตรัมของแรงบิดขณะมีโหลด 1 นิวตันเมตรของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่

7. บทสรุป

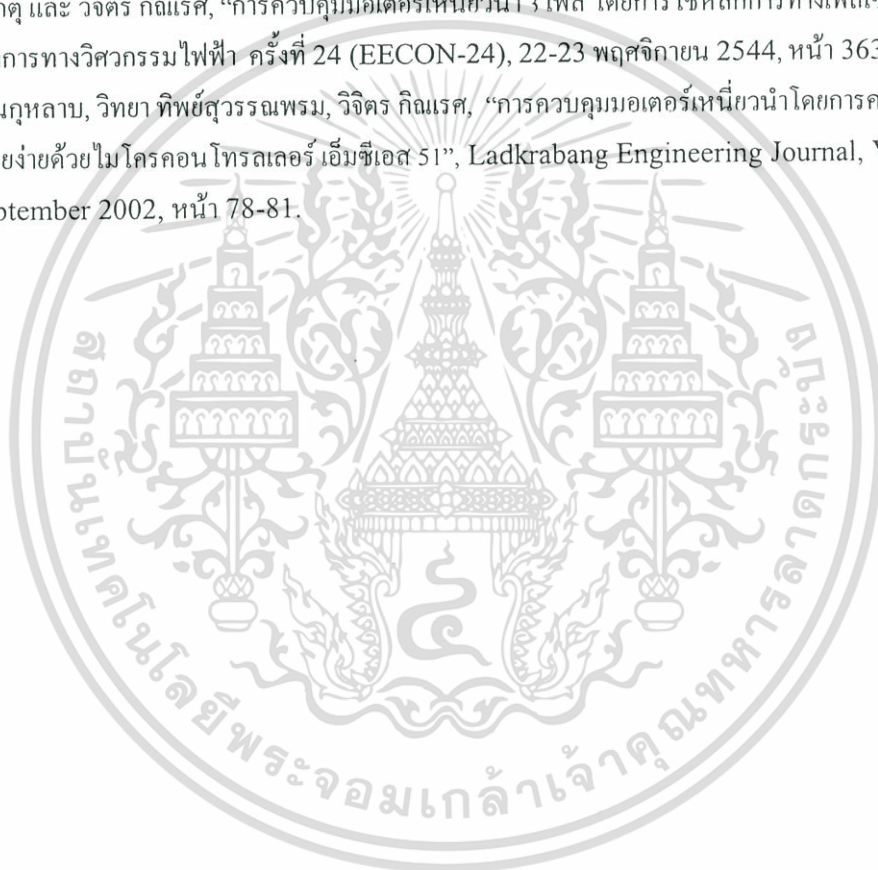
จากการจำลองการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสโดยใช้ระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่ และแอมป์เดี่ยวด้วยโปรแกรม MATLAB/SIMULINK จะเห็นได้ว่าระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์คู่มีคุณสมบัติที่ดีและมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวทั้งในด้าน แรงบิด ความเร็วรอบ ค่าร้อยละความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม (THD) แต่สิ่งที่สำคัญและเป็นจุดเด่นของระบบควบคุมกระแสฮิสเตอร์ซิสแอมป์เดี่ยวก็คือสามารถจำนวนการสวิตช์มีค่าต่ำอย่างมาก ดังนั้นเป็นผลให้การสูญเสียของการสวิตช์(Switching losses)มีค่าลดลงด้วย จึงทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์สูงขึ้น



รูปที่ 18 ความเร็วขณะมีโหลดที่ความถี่ 20 30 40 และ 50 เฮิรตซ์

เอกสารอ้างอิง

- [1] Bimal K. Bose, FELLOW, IEEE, “An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 5, October 1990, pp. 402-408.
- [2] Marian P. Kazmierkowski and Waldemar Sulkowski, “A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No.1, February 1991, pp. 41-47.
- [3] Ting-Yu Chang, Kuie-Lin Lo, Ching_Tsai Pan, Member, IEEE, and “A Novel Vector Control Hysteresis Current Controller for Induction Motor Drives”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, No. 2, June 1994, pp. 297-303.
- [4] O. Saramart, V. Kinnares, “Performance Comparison of Hysteresis Current Control for Single Phase Full Bridge Voltage Source Inverters”, The Sixth International Power Engineering Conference (IPEC2003), 27-29 November 2003, Singapore, pp.140-145.
- [5] จรัส ตั้งวงศ์ชูเกตุ และ วิจิตร กิณเรศ, “การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยการใช้หลักการทางเฟสเซอร์”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24), 22-23 พฤศจิกายน 2544, หน้า 363-368.
- [6] ปราโมทย์ พานกุลหลาบ, วิทยา ทิพย์สุวรรณพรหม, วิจิตร กิณเรศ, “การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการควบคุมเวกเตอร์โดยง่ายด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ เอ็มซีเอส 51”, Ladkrabang Engineering Journal, Vol. 19, No. 3, September 2002, หน้า 78-81.



ประวัติผู้เขียน

นายเสรีจักร สวัสดิ์รัมย์ เกิดเมื่อวันที่ 12 มีนาคม พ.ศ. 2516 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี วิทยาเขตภาคตะวันออกเฉียงเหนือ ในปีการศึกษา 2540 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้