

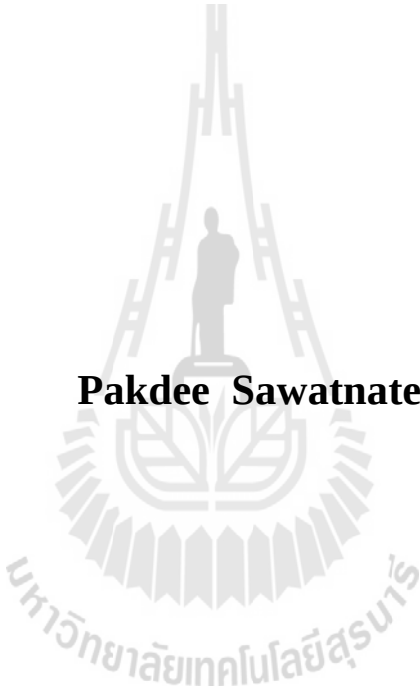
การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบ
เวกเตอร์ทางอ้อม



นายภักดี สวัสดิ์นะที

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2556

THE IMPLEMENTATION OF THREE PHASE INDUCTION MOTOR VIA INDIRECT VECTOR CONTROLS



Pakdee Sawatnatee

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering**

Suranaree University of Technology

Academic Year 2013

การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบ เวกเตอร์ทางอ้อม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(รศ. ดร.กิตติ อัครกิจมงคล)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.ทองพูน อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(รศ. ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว)

กรรมการ

(ผศ. ดร.ทองพล อารีรักษ์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิ้มปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรมการ

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ภักดี สวัสดิ์นะที : การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (THE IMPLEMENTATION OF THREE PHASE INDUCTION MOTOR VIA INDIRECT VECTOR CONTROLS) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพัน อารีรักษ์, 209 หน้า.

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสผ่านชุดบล็อก SimPowerSystems ในโปรแกรม MATLAB เพื่อวิเคราะห์การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส การควบคุมการทำงานของแบบเวกเตอร์ทางอ้อมได้ถูกนำมาใช้ในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เนื่องจากการเป็นแบบจำลองที่ไม่ต้องการเครื่องมือในการวัดพล็อตให้กับระบบควบคุม รายละเอียดการออกแบบตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมได้รับการอธิบายไว้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมถึงการนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการทั้งสองนำไปจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงาน นอกจากนี้งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้มีการสร้างชุดควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเพื่อนำไปใช้ยืนยันผลการศึกษาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งจากการยืนยันผลด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ผ่านโปรแกรมสำเร็จรูป และผลจากการทดสอบจากชุดทดสอบจริงทำให้ทราบว่า การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ให้ผลตอบแทนความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ดีกว่าระบบที่อาศัยตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม รายละเอียดการออกแบบตัวควบคุม โครงสร้างตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม รวมถึงการสร้างชุดทดสอบจริง ได้รับการอธิบายโดยละเอียดในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

PAKDEE SAWATNATEE : THE IMPLEMENTATION OF THREE
PHASE INDUCTION MOTOR VIA INDIRECT VECTOR CONTROLS.

THESIS ADVISOR : ASST. PROF. KONGPAN AREERAK, Ph.D., 209 PP.

INDIRECT VECTOR CONTROLS / THREE PHASE INDUCTION MOTOR /
ADAPTIVE TABU SEARCH

The thesis presents the mathematical model of three-phase induction motor used with SimPowerSystems of MATLAB to study the behavior of such induction motor. The indirect vector control is selected to control the speed of the motor because this control technique does not need the flux measurement. The PI controller design for the indirect vector control using the conventional method and the artificial intelligence (AI) method are fully explained in the thesis. The results from the simulation of the software package called MATLAB and experiment show that the speed responses when the system uses the controllers designed from the AI method can provide the better output performance compared with those from the conventional method. The details how to design the indirect vector controllers and how to implement the testing rig are addressed in this thesis.

School of Electrical Engineering

Academic Year 2013

Student's Signature_____

Advisor's Signature_____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดี ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพัน อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำและแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และช่วยแก้ไข รายงานวิจัยวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น รวมทั้งเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในด้านการดำเนินชีวิตหลาย ๆ ด้าน ให้กับผู้วิจัยเสมอมา

รองศาสตราจารย์ ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ และอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำสั่งสอนความรู้ทางวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณบุคลากรศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่อำนวยความสะดวกในการทำงาน

ขอขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ ชมรมสมาธิ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่คอยแนะนำแนวทางการดำเนินชีวิตให้รู้จักการเสียสละ รู้จักการให้อภัย มีความละเอียดต่อการทำบาป เพื่อจะเป็นพลเมืองที่ดีของประเทศชาติ

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้ความรักกำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางด้านการศึกษาอย่างดีมาโดยตลอดจนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

ภักดี สวัสดิ์นะที

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ญ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
1.6 การจัดรูปแบบรายงานวิทยานิพนธ์.....	3
1.7 ปรัชญาวิธีวิทยาและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม.....	5
2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	10
2.1 บทนำ.....	10
2.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	10
2.3 การแปลงแบบคลาร์ก (Clarke's Transformation)	12
2.4 การแปลงแบบปาร์ก (Park's Transformation).....	13
2.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส บนแกนหมุนใด ๆ (arbitrary frame).....	16
2.6 การสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนชุดบล็อก SIMULINK	26
2.7 สรุป	34

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	การควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	35
3.1	บทนำ.....	35
3.2	การควบคุมแบบเวกเตอร์.....	35
3.3	การควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์ดักทางอ้อมหรือการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม....	41
3.4	การออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมกระแส	43
3.5	การออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมความเร็ว.....	50
3.6	การจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	53
3.7	สรุป.....	56
4	การออกแบบตัวควบคุมของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์ดัก	
	ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์.....	58
4.1	บทนำ.....	58
4.2	การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	58
4.3	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมกระแสด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	61
4.3.1	ทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวของลูปควบคุมกระแส	63
4.3.2	การออกแบบตัวควบคุมกระแสโดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	66
4.4	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	69
4.4.1	ทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวของลูปควบคุมความเร็ว	70
4.4.2	การออกแบบตัวควบคุมความเร็วโดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ...	73
4.5	การจำลองสถานการณ์โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการออกแบบดั้งเดิมเทียบกับตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว.....	75
4.6	สรุป.....	76
5	การสร้างชุดตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์ด้วยเอ็นโค้ดเดอร์	79

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.1	บทนำ.....	79
5.2	โรตารีเอ็นโค้ดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C	79
5.3	การติดตั้งโรตารีเอ็นโค้ดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C.....	83
5.4	การทดสอบการทำงานของเอ็นโค้ดเดอร์และวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน	87
5.5	สรุป.....	94
6	การสร้างอินเวอร์เตอร์สามเฟสและวงจรตรวจวัดกระแส	95
6.1	บทนำ.....	95
6.2	อินเวอร์เตอร์สามเฟส	95
6.2.1	หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟส	98
6.2.2	อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อทำงานในย่านการมอดูเลตแบบเชิงเส้น	100
6.2.3	อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อทำงานในย่านโอเวอร์มอดูเลต.....	101
6.2.4	การจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส	101
6.2.5	การจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อ โหลดเป็นค่าความต้านทาน.....	101
6.2.6	การจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อ โหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	109
6.2.7	วงจรขับเคลื่อนเพื่อใช้ขับ มอเตอร์ 6MBP50RA120	112
6.2.8	การสร้างวงจรขับเคลื่อนเพื่อใช้ขับ มอเตอร์ 6MBP50RA120.....	112
6.2.9	มอเตอร์ 6MBP50RA120.....	116
6.3	การสร้างวงจรตรวจวัดกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	135
6.3.1	วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ	136
6.3.2	หลักการทำงานของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบ วงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ	137
6.3.3	การออกแบบและสร้างวงจรปรับแต่งสัญญาณ	138
6.3.4	การทดสอบการทำงานของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบ วงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ	141
6.4	สรุป	145

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

7 ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	147
7.1 บทนำ.....	147
7.2 ชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335	147
7.3 การออกแบบโปรแกรมด้วยชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335	149
7.4 การทดสอบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม.....	153
7.5 สรุป.....	159
8 สรุปและข้อเสนอแนะ	162
8.1 สรุป	162
8.2 ข้อเสนอแนะ.....	164
รายการอ้างอิง.....	165
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. รายละเอียดเพิ่มเติมสำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	168
ภาคผนวก ข. รายละเอียดเพิ่มเติมสำหรับการพิสูจน์การแปลงแกนของฟลักซ์ที่โรเตอร์เมื่อใช้ในการหมุนแกนบนเฟรมของโรเตอร์.....	172
ภาคผนวก ค. การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	175
ภาคผนวก ง. โปรแกรมภาษาซีของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมบนบอร์ด DSP รุ่น eZdsp TM F28335	188
ภาคผนวก จ. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	207
ประวัติผู้เขียน	209

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1	5
1.2	6
1.3	7
1.4	8
2.1	30
3.1	48
3.2	53
4.1	64
4.2	64
4.3	65
4.4	66
4.5	68
4.6	71
4.7	71
4.8	72
4.9	72
4.10	74
4.11	75
5.1	81
5.2	92
5.3	94
6.1	103
6.2	106
6.3	107

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.4 การเปลี่ยนแปลงความถี่ของ $v_{control}$ กับอัตราการมอดูเลชันของการจำลองสถานการณ์.....	109
6.5 คุณสมบัติการนำไปใช้งานของ HCPL-4504.....	113
6.6 คุณลักษณะการทำงานของโมดูล 6MBP50RA120.....	117
6.7 อัตราการเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงฝั่งแรงดันสูง.....	124
6.8 การปรับเปลี่ยนอัตราการมอดูเลต	124
6.9 การปรับเปลี่ยนสัญญาณควบคุม	124
6.10 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดโดยใช้เงื่อนไขการทดสอบในตารางที่ 6.7.....	126
6.11 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณและจากการวัด	128
6.12 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตจากการคำนวณและจากการวัดที่ความถี่ของ $v_{Control}$ ต่าง ๆ.....	130
6.13 เงื่อนไขการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์ เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	132
6.14 ผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	135
6.15 กำหนดอัตราการไหลของกระแสทั้งสามเฟสที่จ่ายให้มอเตอร์ ความถี่ของสัญญาณ ควบคุมและอัตราการมอดูเลต	143
6.16 กระแสที่ได้จากการวัดด้วยจรรยาวัตรวัดกระแส	145
ค.1 ผลการทดสอบค่า R_s	180
ค.2 ผลของการทดสอบแบบไร้โหลด.....	181
ค.3 ผลการทดสอบแบบยัดโรเตอร์	182
ค.4 ความคลาดเคลื่อนที่ค่า J ต่าง ๆ.....	186
ค.5 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ	187

สารบัญรูป

รูปที่

หน้า

2.1	โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอก (Rockwell Automation,1996)	11
2.2	การแปลงปริมาณสามเฟส abc ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$	12
2.3	การแปลงแกนจาก $\alpha\beta$ ให้อยู่บนแกน dq	14
2.4	วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อแบบ Y	16
2.5	วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน $\alpha\beta$	21
2.6	ชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน α	26
2.7	ชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน β	27
2.8	ชุดบล็อกของฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน α	27
2.9	ชุดบล็อกของฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน β	28
2.10	บล็อกไดอะแกรมของสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์	28
2.11	บล็อกไดอะแกรมของสมการความเร็วเชิงมุมที่โรเตอร์	29
2.12	ชุดบล็อกแบบจำลองสถานการณ์ทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	29
2.13	แบบจำลองของ IM Model	30
2.14	ชุดบล็อก IM Model	31
2.15	แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากโปรแกรม MATLAB (PSB Model)	31
2.16	ค่าความเร็วทางกล และค่า T_{em} เทียบกับเวลาตามลำดับ	32
2.17	ค่ากระแสที่ขดลวดสเตเตอร์ของ IM Model และ SPS Model	33
2.18	ฟลักซ์ที่ขดลวดโรเตอร์ของ IM Model และ SPS Model	33
3.1	แสดงค่าฟลักซ์ของโรเตอร์เมื่อใช้หลักการควบคุมแบบฟีดฟอร์วาร์ด	38
3.2	โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	44
3.3	แผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแส ด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดฟอร์วาร์ด	47
3.4	โครงสร้างรูปควบคุมกระแสที่ไม่พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของอินเวอร์เตอร์	48
3.5	ไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	50
3.6	บล็อกไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	51

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7	โครงสร้างของรูปการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม 51
3.8	โครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมความเร็วด้วยวิธีเวกเตอร์ทางอ้อม 51
3.9	ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม 54
3.10	ผลการตอบสนองการทำงานของการทำงานการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม 55
4.1	ลุ่มค่า S_0 ในพื้นที่การค้นหา..... 59
4.2	ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ S_0 59
4.3	กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่..... 60
4.4	กำหนดค่า S_0 ใหม่..... 60
4.5	กลไกการเดินย้อนรอย..... 60
4.6	กลไกการปรับลดค่ารัศมี 61
4.7	โครงสร้างของรูปควบคุมกระแสของการควบคุมแบบฟิลด์อเรียนต์ด..... 62
4.8	บล็อกไดอะแกรมการออกตัวควบคุมแบบฟิโของรูปควบคุมกระแส ด้วยวิธีการค้นหาตามเชิงปรับตัว..... 62
4.9	การรู้เข้าหาคำตอบ W_i ของรูปควบคุมกระแส..... 67
4.10	บล็อกไดอะแกรมของรูปควบคุมความเร็วโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม 69
4.11	บล็อกไดอะแกรมของการค้นหาตัวควบคุมแบบฟิโของรูปควบคุมความเร็ว ด้วยวิธีการค้นหาตามเชิงปรับตัว..... 70
4.12	การรู้เข้าหาคำตอบ W_{ω} ของรูปควบคุมความเร็ว 74
4.13	ผลการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม 77
5.1	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของควอดราเจอร์เอ็นโค้ดเดอร์ 80
5.2	ทิศทางการหมุนของควอดราเจอร์เอ็นโค้ดเดอร์ 80
5.3	เอ็นโค้ดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C 81
5.4	โครงสร้างวงจรภายในของโรตารีเอ็นโค้ดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C 82
5.5	สัญญาณเอาต์พุตของโรตารีเอ็นโค้ดเดอร์ E6B2 CWZ6C..... 82
5.6	ฐานที่ใช้สำหรับติดตั้งเอ็นโค้ดเดอร์ E6B2 CWZ6C..... 83
5.7	การต่อวงจรเพื่อใช้งานเอ็นโค้ดเดอร์ รุ่น E6B2 CWZ6C 84

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.8 ไอซีเบอร์ LM2907	85
5.9 วงจรสำหรับแปลงความถี่เป็นแรงดันโดยใช้ไอซี LM2907	86
5.10 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันสำหรับต่อเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์	87
5.11 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันที่ใช้จริง	88
5.12 ไคอะแกรมการทดสอบการทำงานของเอ็นโค้ดเดอร์	88
5.13 ไคอะแกรมการทดสอบการทำงานของเอ็นโค้ดเดอร์ ควบคู่กับวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน	89
5.14 ทดสอบการทำงานของเอ็นโค้ดเดอร์	89
5.15 การทดสอบโดยให้เอ็นโค้ดเดอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา	90
5.16 การทดสอบโดยให้เอ็นโค้ดเดอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา	90
5.17 ผลการทดสอบการทำงานของเฟส Z	91
5.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับความถี่อินพุต	92
6.1 โครงสร้างของโหมคการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส	96
6.2 เงื่อนไขของการสร้างสัญญาณสวิตช์แบบพีคดับเบิลยูเอ็ม	97
6.3 ค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์สามเฟส	99
6.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_{LL}}{V_{DC, Inverter}}$ กับ m_a	100
6.5 วงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อจ่ายโหลดที่เป็นค่าความต้านทานสามเฟส	102
6.6 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสสำหรับการจำลองบนโปรแกรม MATLAB	103
6.7 แรงดัน v_{AB} ที่ค่า $m_a = 0.4$	104
6.8 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 0.4 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	104
6.9 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 0.6 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	105
6.10 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 0.8 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	105
6.11 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 1.0 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	105
6.12 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 1.2 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	106
6.13 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 20 เฮิร์ตซ์	107
6.14 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 40 เฮิร์ตซ์	108

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.15 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 60 เฮิร์ตซ์	108
6.16 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 80 เฮิร์ตซ์	108
6.17 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	110
6.18 ชุดบล็อกของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	110
6.19 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ $v_{control}$ เท่ากับ 20 เฮิร์ตซ์ m_a เท่ากับ 0.4	111
6.20 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ $v_{control}$ เท่ากับ 30 เฮิร์ตซ์ m_a เท่ากับ 0.6	111
6.21 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ $v_{control}$ เท่ากับ 40 เฮิร์ตซ์ m_a เท่ากับ 0.8	111
6.22 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ $v_{control}$ เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ m_a เท่ากับ 1.0	112
6.23 ออปโตคัปเปิลอร์เบอร์ HCPL-4504.....	113
6.24 วงจรการทำงานของไอซีออปโตคัปเปิลอร์เบอร์ HCPL-4504.....	114
6.25 ความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตและอินพุตของวงจรขับเคลื่อนด้วยไอซี HCPL-4504.....	115
6.26 โมดูล 6MBP50RA120.....	116
6.27 โครงสร้างภายในของโมดูล 6MBP50RA120	117
6.28 การประยุกต์ใช้วงจรขับเคลื่อนร่วมกับโมดูล 6MBP50RA120.....	119
6.29 ลายวงจรสำหรับวงจรขับเคลื่อนที่ทำงานร่วมกับโมดูล 6MBP50RA120	120
6.30 วงจรขับเคลื่อนเพื่อใช้งานร่วมกับโมดูล 6MBP50RA120	120
6.31 ผลการทดสอบวงจรขับเคลื่อน.....	121
6.32 การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน	122
6.33 การเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกับ $v_{Control}$	123
6.34 ผลการทดสอบเมื่อ $V_{DC Inverter}$ เท่ากับ 60 โวลต์.....	125
6.35 ผลการทดสอบเมื่อ $V_{DC Inverter}$ เท่ากับ 120 โวลต์.....	126
6.36 ผลการทดสอบเมื่อ $V_{DC Inverter}$ เท่ากับ 360 โวลต์.....	126
6.37 แรงดันเอาต์พุตเมื่อ m_a เท่ากับ 0.2	127
6.38 แรงดันเอาต์พุตเมื่อ m_a เท่ากับ 0.6	128
6.39 แรงดันเอาต์พุตเมื่อ m_a เท่ากับ 1.0	128
6.40 แรงดันเอาต์พุตเมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิร์ตซ์	129
6.41 แรงดันเอาต์พุตเมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 40 เฮิร์ตซ์	130

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.42 แรงดันเอาต์พุตเมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากัน 60 เฮิร์ตซ์	130
6.43 การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์.....	131
6.44 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิร์ตซ์.....	133
6.45 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 40 เฮิร์ตซ์.....	133
6.46 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 60 เฮิร์ตซ์.....	133
6.47 สัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็นโค้ดเดอร์เมื่อใช้ความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิร์ตซ์	134
6.48 สัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็นโค้ดเดอร์เมื่อใช้ความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 40 เฮิร์ตซ์.....	134
6.49 สัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็นโค้ดเดอร์เมื่อใช้ความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 60 เฮิร์ตซ์.....	134
6.50 ตัวตรวจวัดกระแส HX 03-P	136
6.51 วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ	136
6.52 ผลของการปรับความชันและตำแหน่งศูนย์.....	137
6.53 พารามิเตอร์ของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ	140
6.54 ลายวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ	141
6.55 วงจรปรับแต่งสัญญาณสำหรับตรวจวัดกระแสทั้งสามเฟส.....	141
6.56 "ไดอะแกรมสำหรับทดสอบการตรวจวัดกระแสที่โหลดเข้ามอเตอร์ทั้งสามเฟส.....	142
6.57 ขนาดและความถี่ของกระแสที่ 0.7 A.....	144
6.58 ขนาดและความถี่ของกระแสที่ 1.0 A.....	144
6.59 ขนาดและความถี่ของกระแสที่ 1.3 A.....	144
7.1 โครงสร้างของบอร์ด eZdsp TM F28335	148
7.2 "ไดอะแกรมการเขียนโปรแกรมของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	150
7.3 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ โดยใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบจากวิธีการแบบดั้งเดิม.....	153
7.4 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเมื่อจ่ายโหลด 2.5 นิวตัน-เมตร โดยใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบจากวิธีการแบบดั้งเดิม.....	154
7.5 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS.....	155

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.6 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเมื่อจ่ายโหลด 2.5 นิวตัน-เมตร โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS.....	156
7.7 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์.....	157
7.8 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเมื่อมีการรับภาระจาก โหลด 2.5 N.m.และผลการตอบสนองเมื่อปลดโหลดออกจากเพลาของมอเตอร์.....	158
7.9 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ เมื่อกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็ว 1100 rpm	160
7.10 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเมื่อมีการรับภาระ จากโหลด 2.5 N.m. และผลการตอบสนองเมื่อปลดโหลดออกจากเพลา ของมอเตอร์ที่ความเร็ว 1100 rpm	161
ข.1 ไคอะแกรมการแตกแรง	173
ค.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์	176
ค.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	176
ค.3 วงจรทดสอบในสภาวะไร้โหลด	177
ค.4 PX 120 Watt meter	178
ค.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่สภาวะไร้โหลด	178
ค.6 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่สภาวะชัตเตอร์.....	179
ค.7 การต่อวัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์	180
ค.8 การต่อวงจรการทดสอบจริง.....	181
ค.9 ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ.....	183
ค.10 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0050 \text{ Kg.m}^2$	183
ค.11 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0060 \text{ Kg.m}^2$	184
ค.12 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0071 \text{ Kg.m}^2$	184
ค.13 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0072 \text{ Kg.m}^2$	184
ค.14 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0073 \text{ Kg.m}^2$	185
ค.15 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0080 \text{ Kg.m}^2$	185
ค.16 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0090 \text{ Kg.m}^2$	185

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

ค.17	ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$	186
ค.18	ไดอะแกรมของการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	187



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ได้มีการใช้งานอินดักชันมอเตอร์สามเฟสหรือมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอย่างแพร่หลาย ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะเห็นว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะมีราคาสูง และต้องการการบำรุงรักษาแปร่งถ่านอยู่เสมอ ดังนั้น การใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งมีราคาต่ำกว่า มีความน่าเชื่อถือสูง โครงสร้างไม่ซับซ้อน จึงเป็นที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน

นับตั้งแต่เริ่มมีการพัฒนาการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมาจนถึงปัจจุบัน สามารถแบ่งประเภทของการควบคุมออกเป็น 2 ประเภทหลัก ๆ คือ 1) การควบคุมแบบแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่ (V/F) ซึ่งมีหลักการควบคุมคือแรงดันและความถี่ต้องมีความสมดุลกัน 2) การควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งมีข้อดี คือสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรง ต่างจากวิธีการควบคุมแบบ V/F ที่ไม่สามารถทำได้ ดังนั้นเมื่อมอเตอร์มีการรับภาระจากโหลดจึงทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ได้ช้ากว่าเมื่อเทียบกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ และการควบคุมแบบเวกเตอร์ได้มีการแบ่งย่อยออกมาอยู่ 2 วิธี คือ 1) การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง 2) การควบคุมแบบเวกเตอร์ทาง อ้อม ซึ่งวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงจะต้องอาศัยเครื่องวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์มาใช้คำนวณมุมเพื่อใช้ในการควบคุม มีความยุ่งยากในเรื่องของการติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายอย่างมาก แม้ว่าช่วงหลังได้มีการพัฒนาระบบควบคุมโดยไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์แต่ก็ส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนมากขึ้นไปด้วย จากข้อด้อยดังกล่าว เมื่อมาพิจารณาระบบการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การควบคุมจะไม่ใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์แต่จะใช้ความเร็วของมอเตอร์ได้จากการวัดนามรวมกันกับค่าสลิปที่ได้จากการประมาณค่าในระบบควบคุมมาเป็นมุมในการหมุนแกนควบคุม แต่การจะทำให้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น จำเป็นต้องรู้ค่าพารามิเตอร์ R_s และ L_s อย่างถูกต้อง ซึ่งถือเป็นข้อด้อยที่ยอมรับได้เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงที่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์ ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับสร้างเป็นชุดต้นแบบเพื่อใช้ในการพัฒนาระบบควบคุม พร้อมทั้งได้นำเสนอวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์สำหรับใช้ค้นหาตัวควบคุมของระบบดังกล่าวเพื่อที่จะได้สมรรถนะการทำงานที่ดีที่สุด

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาหลักการทำงานและสร้างแบบจำลองเพื่อจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยอาศัยชุดบล็อก SimPowerSystems (SPS) บนโปรแกรม MATLAB

1.2.2 เพื่อศึกษาองค์ความรู้ที่ใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมและจำลองสถานการณ์ของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยอาศัยชุดบล็อก SPS บนโปรแกรม MATLAB

1.2.3 เพื่อศึกษาและนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาใช้สำหรับค้นหาตัวควบคุมของการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เพื่อเพิ่มสมรรถนะการทำงานที่ดียิ่งขึ้น

1.2.4 สร้างชุดต้นแบบของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เพื่อใช้ในการศึกษาและพัฒนาระบบควบคุมต่อไป

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ต้องเป็นการต่อแบบวาย

1.3.2 สร้างแบบจำลองสถานการณ์การของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

1.3.3 การจำลองสถานการณ์จะใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ซึ่งก็คือชุดบล็อกของ SPS บนโปรแกรม MATLAB

1.3.4 ตัวควบคุมที่ใช้ควบคุมการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้เป็นตัวควบคุมแบบพีไอ

1.3.5 ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์

1.3.6 ตัวประมวลผลหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลDSP เบอร์ eZdspTM F28335

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1.4.1 สร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม และใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการค้นหาวีธีการทางปัญญาประดิษฐ์ โดยงานวิจัยนี้เน้นการสร้างชุดต้นแบบการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเพื่อใช้ในการศึกษาและพัฒนาระบบควบคุมต่อไป

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้องค์ความรู้ในการสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
- 1.5.2 ได้องค์ความรู้สำหรับสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
- 1.5.3 ได้องค์ความรู้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอทั้งจากวิธีการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิมและวิธีการออกแบบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ที่ใช้ควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
- 1.5.4 บทความวิจัยได้เผยแพร่ในระดับชาติ หรือนานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัย

รายงานวิจัยนี้ประกอบด้วย 8 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอ ดังนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และขอบเขตของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 การสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยอาศัยชุดบล็อก SPS บนโปรแกรม MATLAB การสร้างแบบจำลองจะสร้างบนแกนแอลฟาเบตาซึ่งเป็นปริมาณสองเฟส การสร้างแบบจำลองสถานการณ์เริ่มด้วยการแปลงสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากปริมาณสามเฟสเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุนหรือบนแกน d และแกน q โดยใช้รูปแบบการแปลงแบบปาร์กเมื่อได้สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน d และแกน q จึงสามารถเทียบเคียงให้มาอยู่บนแกนแอลฟาเบตาโดยเลือกแกนหมุนของสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ให้อยู่บนแกนหมุนหยุดนิ่ง จึงทำให้สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน d จะเท่ากับสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน α และสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน q จะเท่ากับสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน β ดังนั้น จึงสามารถสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนแอลฟาเบตาได้

บทที่ 3 นำเสนอการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยในขั้นตอนการออกแบบได้ใช้สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีควิที่อยู่บนแกนหมุนใด ๆ จากบทที่ 2 พร้อมทั้งได้แสดงวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม และได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บทที่ 4 นำเสนอการค้นหาตัวควบคุมแบบพีไอของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีดังกล่าวได้ใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 3 ได้แก่ ฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งบนแกน d และแกน q และฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการทางกลของมอเตอร์ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้

สำหรับการค้นตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ จากการค้นหาพารามิเตอร์ได้นำพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมและจากวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์มาจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมทั้งสอง

บทที่ 5 นำเสนอการสร้างชุดตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์ด้วยเอ็นโคดเดอร์ โดยวิธีการตรวจวัดความเร็วในงานวิจัยนี้ได้เอวอจอร์แปลงความถี่เป็นแรงดันมาใช้งานร่วมกันกับเอ็นโคดเดอร์เพื่อแปลงสัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็นโคดเดอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ ให้เป็นแรงดัน เพื่อที่จะสามารถส่งค่าแรงดันที่ได้ไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อประมวลผลหาค่าความเร็วของมอเตอร์ โดยความถี่ที่รับได้สูงสุดของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันอยู่ที่ 15 กิโลเฮิร์ตซ์ หมายความว่าเมื่อมอเตอร์หมุนที่ 1500 รอบต่อนาที ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็นโคดเดอร์จะมีค่าเท่ากับ 15 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้น การควบคุมความเร็วจึงกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วไม่เกิน 1500 รอบต่อนาที

บทที่ 6 นำเสนอการสร้างวงจรตรวจวัดกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส วงจรตรวจวัดกระแสสร้างโดยอาศัยวงจรปรับแต่งสัญญาณเพื่อให้ได้รูปสัญญาณที่เหมาะสมกับช่วงของการควบคุม ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะใช้เป็นแบบ โมดูลซึ่งมีขนาดเล็กและพิกัดการทำงานที่สูงเพียงพอสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในงานวิจัยนี้

บทที่ 7 นำเสนอการทดสอบการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งได้แสดงการเขียนโปรแกรมการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมพร้อมทั้งแสดงผลการทดสอบการควบคุมดังกล่าว ซึ่งได้แสดงผลของการทดสอบโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมและแสดงผลการทดสอบโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการค้นหาแบบ ATS เพื่อเปรียบเทียบผลการควบคุมของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบของทั้งสองวิธี

บทที่ 8 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีอยู่ด้วยกัน 4 ส่วน คือ ภาคผนวก ก รายละเอียดเพิ่มเติมสำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในบทที่ 2 ภาคผนวก ข รายละเอียดเพิ่มเติมสำหรับการพิสูจน์การแปลงแกนของฟลักซ์ที่โรเตอร์เมื่อมุมที่ใช้ในการหมุนแกนบนเฟรมของโรเตอร์ ภาคผนวก ค แสดงการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบในภาคผนวก ค คือพารามิเตอร์ที่ใช้ออกแบบการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในงานวิจัยนี้ ภาคผนวก ง โปรแกรมภาษาซีสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมบนไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdspTM F28335 และภาคผนวก ง บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1.7 ปรัชญ์วรรณกรรมและงานงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นสร้างชุดควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ดังนั้น การศึกษาปรัชญ์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์ดังกล่าวจึงถือว่าเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างมาก โดยได้ศึกษาปรัชญ์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตมีดังต่อไปนี้ คือ การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบ V/F การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ปรัชญ์วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบ V/F แสดงได้ดังตารางที่ 1.1 ปรัชญ์วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง แสดงได้ดังตารางที่ 1.2 ปรัชญ์วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม แสดงได้ดังตารางที่ 1.3 และ ปรัชญ์วรรณกรรมและงานวิจัยสำหรับการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ แสดงได้ดังตารางที่ 1.4

ตารางที่ 1.1 ปรัชญ์วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบ V/F

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1993	ChenWei, YuYong YangRongFeng, WangGaoLin. and XuDianGuo	นำเสนอการปรับปรุงเสถียรภาพตัวควบคุมแบบ V/F ของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างการแกว่งกับความผันผวนเนื่องมาจากกระแส จึงใช้วิธีการควบคุมแบบส่งกลับค่ากระแสเพื่อแก้ไขปัญหาหาดังกล่าว
1998	Ben-Brahim, L.	นำเสนอการปรับปรุงตัวควบคุม V/F โดยวิธีการส่งกลับค่ากระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อใช้ในการควบคุมจะช่วยลดการแกว่งของแรงบิดและความเร็ว
1998	Munoz-Garcia, A., Lipo, T.A. and Novotny, D.W.	นำเสนอการปรับปรุงวิธีควบคุมแบบ V/F ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความเร็วต่ำ ๆ โดยการป้อนกลับค่ากระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เพื่อใช้ในการควบคุมสำหรับชดเชยค่าแรงดันตกเนื่องจากค่าความต้านทานที่ขดลวด สเตเตอร์และชดเชยค่าสลิป

ตารางที่ 1.1 ปฏิสัมพันธ์วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบ V/F (ต่อ)

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2006	Suzuki, K., Saito, S., Kudor, T. and Tanaka, A.	นำเสนอการปรับปรุงตัวควบคุม V/F ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีขนาดใหญ่โดยวิธีการป้อนกลับค่ากระแสที่จ่ายให้มอเตอร์โดยใช้ทรานซิสเตอร์ในการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเพื่อจ่ายให้มอเตอร์
2008	Yang, R., Chen, W. Yu, Y. and Xu, D.	นำเสนอการปรับปรุงเสถียรภาพตัวควบคุม V/F ด้วยวิธีการชดเชยค่าแรงดันตกเนื่องจากช่วงเวลา dead-time ช่วยลดการผิดเพี้ยนของกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์

ตารางที่ 1.2 ปฏิสัมพันธ์วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1995	Bonanno, C.J., Xu, L. and Zhen, L.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง ด้วยเทคนิคการประมาณค่าฟลักซ์ของโรเตอร์
1996	Yamada, T., Matsuse, K. and Kiyooki Sasagawa	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง ด้วยเทคนิคการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์
2005	Xu, H., Zhang, Z. and Heilman, L.	การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์ทางตรง ด้วยเทคนิคการควบคุมแบบสไลด์โหมด
2010	Reed, D.M. and Hofmann, H.F.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง ด้วยเทคนิคการวัดค่าความต้านทานที่โรเตอร์มาใช้ในการประมวลผลการควบคุม

ตารางที่ 1.3 ทัศนวิสัยวรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1992	Kerkman, R.J., Rowan, T.M. and Leggate, D.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยเทคนิคการเพิ่ม Field-Weakening ช่วยในการควบคุมกระแสสนาม เพื่อช่วยให้มอเตอร์สามารถทำงานในย่านความเร็วต่ำ ๆ ได้ดี และได้นำเสนอการออกแบบช่วงแบนด์วิดท์ของลูปควบคุมกระแสให้สูงขึ้นเพื่อช่วยลดผลกระทบของพารามิเตอร์ฟุ้งขดลวดโรเตอร์จึงทำให้ไม่จำเป็นต้องรู้ค่าพารามิเตอร์ของขดลวดโรเตอร์ที่ถูกต้องมากนักก็สามารถควบคุมได้
1998	Shieh, H.J., Shyu, K.K. and Lin, F.J	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยเทคนิคการปรับตัวของค่าคงที่ทางเวลาของขดลวดฟุ้งโรเตอร์
2003	Chakraborty, C. and Hori, Y.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม มีสองกลไกคือ 1. ควบคุมการสร้างกระแสฟลักซ์ให้มีลักษณะคงที่ 2. สร้างแบบจำลองที่เป็นส่วนของกำลังงานสูญเสียเพื่อจะออกแบบตัวควบคุมให้ช่วยลดกำลังงานสูญเสีย
2008	Zhang, X., Jiang, Z. and Yu, X.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยใช้เทคนิค synergeticทำให้การควบคุมมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมแบบฟuzzy (พารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟuzzy ได้จากการค้นหาแบบดั้งเดิม)
2011	Hiware, R.S., and Chaudhari, J.G.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยเทคนิคการปรับปรุงค่าฟลักซ์โรเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์บนองค์ประกอบพื้นฐานของกระแสสนามแม่เหล็ก โดยมีรูปแบบของการควบคุมอยู่บนสถานะคงตัว และใช้เทคนิค SVM ในการสร้างสัญญาณ PWM จึงทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่สูงขึ้น

ตารางที่ 1.4 ปรัชญ์นัวรรณกรรมและงานวิจัยสำหรับการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ
ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	Kulworawanichpong, T., Areerak, K-L, Areerak, K-N. and Sujitjorn, S.	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว สำหรับการนำมาประยุกต์ใช้งานด้วยการระบุเอกลักษณ์ของการกรองปริมาณทางความร้อนที่ออกจากระบบไฟฟ้ากำลัง
2005	Kulworawanichpong, T., Areerak, K-L., Areerak, K-N., Pao-la-or P., Puangdownreong, D. and Sujitjor, S.	นำเสนอรูปแบบการระบุเอกลักษณ์ผ่านทางวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ สำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในช่วงพลวัต โดยใช้เทคนิคการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ 2 วิธี คือ เทคนิคการค้นหาแบบจินเนติกอัลกอริทึมและการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว
2002	Puangdownreong, D., Areerak, K.-N., Srikaew, A. and Sujitjorn, S.	นำเสนอวิธีการระบุเอกลักษณ์ด้วยเทคนิคการระบุเอกลักษณ์แบบตาบู่เชิงปรับตัว ซึ่งเป็นระบบที่มีการพัฒนามาจากการระบุเอกลักษณ์แบบตาบู่ โดยมีการเพิ่มสองกลไกการระบุเอกลักษณ์คือ กลไกการเดินย้อนรอยและกลไกการปรับลดรัศมี
2010	Udomsuk, S., Areerak, K.-L., Areerak, K.-N. and Srikaew, A.	นำเสนอวิธีการระบุเอกลักษณ์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก โดยใช้เทคนิคการระบุเอกลักษณ์แบบตาบู่เชิงปรับตัว
2011	Chaijarunudomrung, K., Areerak, K-N., Areerak, K-L. and Srikaew, A.	นำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมของระบบควบคุมวงจรรีเลย์กระแสสามเฟสโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

จากการศึกษาปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทำให้ทราบว่า การควบคุมแบบ V/F ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ซึ่งเมื่อมอเตอร์มีการรับภาระจากโหลดจึงทำให้ความเร็วเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ช้า ส่วนวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงและแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรงแต่การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงมีข้อด้อยคือ ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศของตัวมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อนำกลับมาคำนวณมุมของการหมุนที่ความเร็วเชิงโรตัส ต่างจากการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ไม่จำเป็นต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศแต่จะใช้วิธีการประมาณค่าสลิปรวมกับค่าความเร็วในการหมุนของมอเตอร์เพื่อนำไปคำนวณมุมของการหมุนที่ความเร็วเชิงโรตัส เมื่อเทียบกับวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงถือว่ามีความสะดวกกว่าในเรื่องของการสร้างชุดควบคุม และการออกแบบตัวควบคุมของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์โดยใช้เทคนิคการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นวิธีที่ได้รับการยอมรับและใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากสามารถให้ผลการค้นหาตัวควบคุมที่ให้สมรรถนะของการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม



บทที่ 2

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

2.1 บทนำ

การศึกษาแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีความสำคัญและเป็นรากฐานที่สำคัญของการควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีการทางเวกเตอร์ ซึ่งแบบจำลองดังกล่าวจะนำไปใช้ในการศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์ รวมถึงนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ดังนั้น ในบทนี้จึงทำการศึกษาพฤติกรรมการทำงานและสร้างแบบจำลองเพื่อศึกษาการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสผ่านการจำลองสถานการณ์การทำงานของมอเตอร์บนโปรแกรม MATLAB ซึ่งการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวสามารถทดสอบการทำงานของมอเตอร์ที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพจึงทำให้เกิดความสะดวกและรวดเร็วที่จะทดสอบผลการตอบสนองการทำงานของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี แบบจำลองที่ได้สร้างขึ้นนี้สามารถนำมาจำลองสถานการณ์กับระบบที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบต่าง ๆ เช่น การควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ (v/f constant) การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เป็นต้น การจำลองสถานการณ์สามารถดูพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์ได้ทุกจุดการทำงาน จึงทำให้เกิดความเข้าใจระบบการทำงานและสามารถพัฒนาระบบตัวควบคุมของมอเตอร์ได้มากยิ่งขึ้น ดังนั้น การศึกษาแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจึงมีความจำเป็นอย่างมากสำหรับผู้ที่กำลังจะเริ่มศึกษาพฤติกรรมการทำงานและผู้ที่จะเริ่มพัฒนาระบบตัวควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

2.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอกประกอบด้วยขดลวดสเตเตอร์ (Stator) ซึ่งมีขดลวดสามเฟสพันอยู่บนร่องของสเตเตอร์โดยวางเรียงห่างกันทำมุม 120° และยังมีส่วนประกอบที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือขดลวดโรเตอร์ (Rotor) โดยพันอยู่บนแท่งตัวนำแบบกรงกระรอกถูกคั่นกลางด้วยฉนวนและที่ปลายทั้งสองข้างจะเชื่อมเข้าด้วยกันกับวงแหวนทำให้มีรูปร่างคล้ายกับกรงกระรอกซึ่งเป็นโครงสร้างที่ง่ายและมีราคาต่ำ และได้แสดงโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังรูปที่ 2.1

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุลเข้าที่ขดลวดสเตเตอร์ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนกระจายออกมาในช่องว่างอากาศ (air gap) ซึ่งมีขนาดและหมุนรอบโรเตอร์ด้วยความเร็วคงที่เรียกว่าความเร็วซิงโครนัส (synchronous speed, ω_s) มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อวินาที



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอก (Rockwell Automation, 1996)

ความเร็วเชิงมุมที่ความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะขึ้นอยู่กับความถี่ทางไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายสามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2-1)

$$\omega_s = \frac{2}{P} 2\pi f = \frac{2}{P} \omega \quad (2-1)$$

เมื่อ ω_s คือ ความเร็วเชิงมุมที่ความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์

f คือ ความถี่ทางไฟฟ้าของแหล่งจ่าย

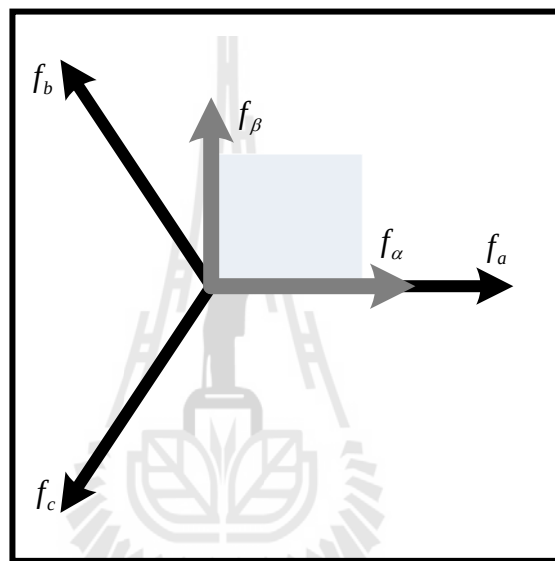
ω คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของแหล่งจ่าย

จากสมการที่ (2-1) สามารถคำนวณค่าความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในหน่วยรอบต่อนาที ได้ดังสมการที่ (2-2)

$$n_s = 60 \times \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{120}{P} f \quad (2-2)$$

2.3 การแปลงแบบคลาร์ก (Clarke's Transformation)

การสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จำเป็นต้องจัดรูปแบบสมการในระบบสามเฟส abc ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ซึ่งจะช่วยลดความซับซ้อนของแบบจำลองลงได้ ดังนั้น การศึกษาแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะนำเสนอในรูปแบบสองแกนโดยใช้รูปแบบการแปลงของการแปลงแบบคลาร์กซึ่งจะแปลงแกน abc ไปเป็นแกน $\alpha\beta$ แสดงลักษณะการแปลงแกนได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การแปลงปริมาณสามเฟส abc ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$

พิจารณาจากรูปที่ 2.2 จะได้สมการการแปลงแกน abc เป็น $\alpha\beta$ ได้ดังนี้

$$f_\alpha = f_a - f_b \sin 30^\circ - f_c \sin 30^\circ = f_a - \frac{1}{2} f_b - \frac{1}{2} f_c \quad (2-3)$$

$$f_\beta = 0 + f_b \cos 30^\circ - f_c \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} f_b - \frac{\sqrt{3}}{2} f_c \quad (2-4)$$

จากสมการที่ (2-3) และสมการที่ (2-4) เขียนเป็นเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ (2-5)

$$[\mathbf{f}_{\alpha\beta 0}] = [\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}] [\mathbf{f}_{abc}] \quad (2-5)$$

$$\text{เมื่อ } [\mathbf{f}_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad [\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}] = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{และ } [\mathbf{f}_{abc}] = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ใช้ค่า $K = \frac{2}{3}$ ซึ่งเป็นรูปแบบการแปลงแกนแบบค่ายอด (peak convention) (P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, S. Pekarek, 2013) ในทางกลับกันถ้าจะแปลงจากแกน $\alpha\beta$ ไปเป็นแกน abc ทำได้ดังนี้

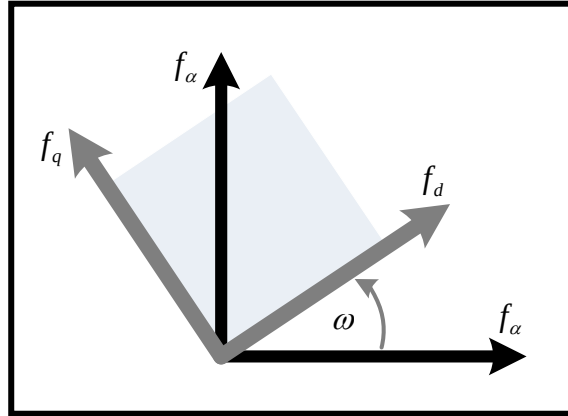
$$[\mathbf{f}_{abc}] = [\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}]^{-1} [\mathbf{f}_{\alpha\beta 0}] \quad (2-6)$$

$$\text{เมื่อ } [\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

2.4 การแปลงแบบปาร์ก (Park's Transformation)

จากหัวข้อที่ 2.3 ได้กล่าวถึงรูปแบบการแปลงแกนแบบคลาร์ก ซึ่งเป็นการแปลงแกนจากแกน abc ไปเป็นแกน $\alpha\beta$ หรือจะแปลงกลับจากแกน $\alpha\beta$ เป็นแกน abc ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการแปลงแกนจากแกน abc ให้อยู่บนแกน dq กล่าวคือระบบจะถูกแปลงจากปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน (rotating frame) โดยใช้รูปแบบการแปลงแกนแบบปาร์ก ในการแปลงแกนแบบปาร์กนั้นได้นำเอาองค์ความรู้ของการแปลงแกนแบบคลาร์กมาพัฒนาต่อเพื่อแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดนิ่ง (stationary frame) ไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน โดยได้แสดงรูปแบบการแปลงแกนแบบปาร์กดังรูปที่ 2.3 ซึ่งการศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสนิยมแปลงปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสหรือสองแกน ซึ่งอาจจะเป็นแกน $\alpha\beta$ (แกนหยุดนิ่ง) หรือแกน dq (แกนหมุน) ก็ได้

เมื่อพิจารณารูปที่ 2.3 สามารถเขียนสมการการแปลงแกนจากแกน $\alpha\beta$ ให้อยู่บนแกน dq ได้ดังสมการที่ (2-7)



รูปที่ 2.3 การแปลงแกนจาก $\alpha\beta$ ให้อยู่บนแกน dq

$$[f_{dq}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} [f_{\alpha\beta}] \quad (2-7)$$

แทนสมการที่ (2-5) ลงในสมการที่ (2-7) จะได้เป็น

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

สมการที่ (2-8) จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos \theta & -\frac{1}{2} \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta & -\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \\ -\sin \theta & \frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta & \frac{1}{2} \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

จากสมการที่ (2-9) เขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (2-10)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

จากสมการที่ (2-9) เขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (2-10)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & K_{13} \\ K_{21} & K_{22} & K_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

เมื่อ

$$K_{11} = \cos \theta$$

$$K_{12} = -\frac{1}{2} \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \Rightarrow \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} = \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$K_{13} = -\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \Rightarrow \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} - \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} = \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$K_{21} = \sin \theta$$

$$K_{22} = \frac{1}{2} \sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \Rightarrow -\sin \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \cos \theta \sin \frac{2\pi}{3} = -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$K_{23} = \frac{1}{2} \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \Rightarrow -\sin \theta \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \theta \sin \frac{2\pi}{3} = -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

จากสมการที่ (2-10) สามารถเขียนเป็นเมทริกซ์สำหรับรูปแบบการแปลงแบบพาร์กได้ดังสมการที่ (2-11)

$$[\mathbf{f}_{dq0}] = [\mathbf{T}_{dq0}] [\mathbf{f}_{abc}] \quad (2-11)$$

$$\text{เมื่อ } [\mathbf{T}_{dq0}] = K \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \text{ และ } K = \frac{2}{3}$$

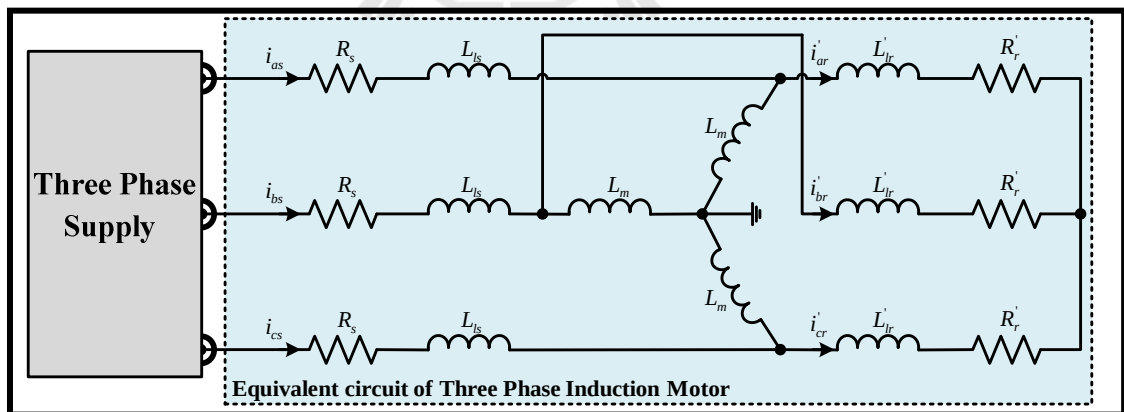
ในทางกลับกันถ้าจะแปลงแกนจากแกน dq ไปเป็นปริมาณสามเฟส abc ก็สามารทำได้ดังสมการที่ (2-12)

$$[\mathbf{f}_{abc}] = [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{f}_{dq0}] \quad (2-12)$$

$$\text{เมื่อ } [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

2.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนการหมุนใด ๆ (arbitrary frame)

จากการพิจารณาโครงสร้างพื้นฐานและหลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพบว่าใช้หลักการทำงานเช่นเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า คือ แรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรโรเตอร์เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ โดยการเปรียบขดลวดโรเตอร์ของมอเตอร์ คือขดลวดทุติยภูมิ (secondary winding) ของหม้อแปลง ส่วนขดลวดสเตเตอร์ก็คือขดลวดปฐมภูมิ (primary winding) ของหม้อแปลง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงใด ๆ ที่เกิดขึ้นทางด้านขดลวดโรเตอร์ จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงมายังด้านขดลวดสเตเตอร์ด้วย ดังนั้น จึงสามารถเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยต่อขดลวดแบบ Y แสดงได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อแบบ Y

จากรูปที่ 2.4 เมื่อพิจารณาวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสฝั่งขดลวดโรเตอร์จะเห็นว่าค่าความต้านทานที่โรเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าสลิป ซึ่งค่าสลิปจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับสถานะการรับภาระจากโหลดของมอเตอร์ และจากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถนำมาเขียนสมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์และสมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์ได้ดังนี้

สมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์

$$[\mathbf{v}_s^{abc}] = [\mathbf{i}_s^{abc}] R_s + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\Psi}_s^{abc}] \quad (2-13)$$

สมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์

$$[\mathbf{v}_{r'}^{abc}] = [\mathbf{i}_{r'}^{abc}] R_{r'} + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\Psi}_{r'}^{abc}] \quad (2-14)$$

ในหัวข้อที่ 2.4 ได้กล่าวถึงวิธีการแปลงแกนจากแกน abc ให้อยู่บนแกน dq ซึ่งวิธีการดังกล่าวสามารถนำมาใช้สำหรับแปลงสมการแรงดันในสมการที่ (2-13) และสมการที่ (2-14) ของมอเตอร์ให้อยู่บนแกน dq โดยใช้รูปแบบการแปลงแกนแบบปาร์คในจากสมการที่ (2-12) ดังนั้นสมการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสมการที่ (2-13) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่บนแกน dq ได้ดังนี้

$$[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{v}_s^{dq0}] = R_s [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}_s^{dq0}] + \frac{d}{dt} ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\Psi}_s^{dq0}]) \quad (2-15)$$

นำ $[\mathbf{T}_{dq0}]$ คูณสมการที่ (2-15) ตลอดจะได้ดังสมการที่ (2-16)

$$[\mathbf{v}_s^{dq0}] = R_s [\mathbf{i}_s^{dq0}] + [\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt} ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\Psi}_s^{dq0}]) \quad (2-16)$$

พจน์ $[\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt} ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\Psi}_s^{dq0}])$ ในสมการที่ (2-16) สามารถวิเคราะห์ได้ดังสมการที่ (2-17)

$$\begin{aligned} [\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt} ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\Psi}_s^{dq0}]) &= [\mathbf{T}_{dq0}] \left([\boldsymbol{\Psi}_s^{dq0}] \frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} + [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\Psi}_s^{dq0}] \right) \\ &= [\boldsymbol{\Psi}_s^{dq0}] \left([\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right) + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\Psi}_s^{dq0}] \end{aligned} \quad (2-17)$$

ถ้า $\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$ ในสมการ (2-17) แสดงได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} = \omega \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\cos \theta & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

เมื่อ $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ คือมุมที่ใช้สำหรับการแปลงแกนของรูปแบบการแปลงแกนแบบปาร์ค

พิจารณาพจน์ $[\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$ ในสมการที่ (2-17) โดยอาศัยค่า $\frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$ จากสมการที่ (2-18) จะได้

$$[\mathbf{T}_{dq0}] \left(\frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right) = \frac{2}{3} \omega \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

รายละเอียดการพิสูจน์ที่มาของสมการที่ (2-19) ได้แสดงเพิ่มเติมไว้ในภาคผนวก ก

ดังนั้น จากสมการที่ (2-17) สามารถเขียนใหม่โดยอาศัยค่า $[\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$ จากสมการที่ (2-19) ได้ดังนี้

$$[\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt}([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}]) = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] \quad (2-20)$$

แทนค่า $[\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt}([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}])$ จากสมการที่ (2-20) ลงในสมการที่ (2-16) จะได้

$$[\mathbf{v}_s^{dq0}] = R_s[\mathbf{i}_s^{dq0}] + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] \quad (2-21)$$

$$\text{เมื่อ} \quad [\Psi_s^{dq0}] = \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \\ i_{dr}' \\ i_{qr}' \\ i_{0r}' \end{bmatrix}$$

การแปลงแกนสมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะทำได้เหมือนกันกับการแปลงแกนของสมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ เพียงแต่ค่า ω จะเปลี่ยนเป็น $\omega - \omega_r$ ดังนั้น สมการที่ (2-14) สามารถเขียนระบบสมการใหม่ที่อยู่บนแกน dq ได้ดังสมการที่ (2-22)

$$[\mathbf{v}_r^{dq0}] = R_r' [\mathbf{i}_r^{dq0}] + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\Psi_r^{dq0}] + \frac{d}{dt} [\Psi_r^{dq0}] \quad (2-22)$$

$$\text{เมื่อ} \quad [\Psi_r^{dq0}] = \begin{bmatrix} \Psi_{dr}' \\ \Psi_{qr}' \\ \Psi_{0r}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{lr}' + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr}' + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr}' & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}' \\ i_{qr}' \\ i_{0r}' \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix}$$

โดยปกติแล้วการเลือกแกนหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส จะนิยมเลือกแกนหมุนให้หมุนที่ 1) หมุนที่แกนหมุนหยุดนิ่ง ($\omega = 0$) 2) หมุนที่แกนหมุนโรเตอร์ ($\omega = \omega_r$) 3) หมุนที่แกนหมุนซิงโครนัส ($\omega = \omega_s$) (P.C.Krause, O.Wasynczuk, S.D.Sudhoff, 2013) โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกหมุนที่แกนหมุนหยุดนิ่งเพื่อลดความซับซ้อนของสมการแรงดันฝั่งขดลวดสเตเตอร์ ซึ่งจากการเลือกแกนหมุนดังกล่าวจะทำให้ค่า ω ในสมการที่ (2-21) และสมการที่ (2-22) จะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ นอกจากนี้การนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมาใช้ในการวิเคราะห์เกี่ยวกับการควบคุมความเร็วจะนิยมใช้แกนหมุนที่แกนหมุนหยุดนิ่ง (P.C.Krause, O.Wasynczuk, S.D.Sudhoff, 2013) และเมื่อพิจารณารูปที่ 2.3 ที่ค่า ω ดังกล่าวจะทำให้แกน d ตรงกับแกน α และแกน q ก็จะตรงกับแกน β ดังนั้น สมการแรงดันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสาม

เฟส จากสมการที่ (2-21) และสมการที่ (2-22) จึงสามารถเขียนใหม่โดยอยู่บนปริมาณสองเฟสในแกน หมุนหุคหนึ่ง ($\alpha\beta$) ได้ดังสมการที่ (2-23) และสมการที่ (2-24)

$$[\mathbf{v}_s^{\alpha\beta 0}] = R_s [\mathbf{i}_s^{\alpha\beta 0}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\Psi}_s^{\alpha\beta 0}] \quad (2-23)$$

$$[\mathbf{v}_{r'}^{\alpha\beta 0}] = R_{r'} [\mathbf{i}_{r'}^{\alpha\beta 0}] + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\boldsymbol{\Psi}_{r'}^{\alpha\beta 0}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\Psi}_{r'}^{\alpha\beta 0}] \quad (2-24)$$

เมื่อค่า $[\boldsymbol{\Psi}_s^{\alpha\beta 0}]$ จากสมการที่ (2-23) คือฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดสเตเตอร์เขียนได้ดังสมการ ที่ (2-25)

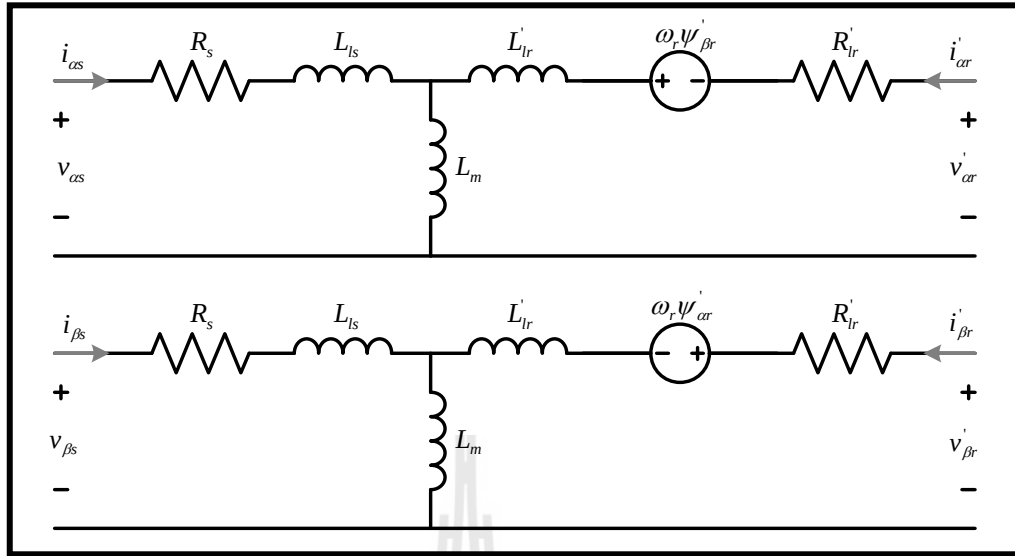
$$[\boldsymbol{\Psi}_s^{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{\beta s} \\ \psi_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s i_{as} + L_m i'_{ar} \\ L_s i_{\beta s} + L_m i'_{\beta r} \\ L_{ls} i_{0s} \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

และเมื่อค่า $[\boldsymbol{\Psi}_{r'}^{\alpha\beta 0}]$ ในสมการที่ (2-24) คือฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดโรเตอร์สามารถเขียนได้ดัง สมการที่ (2-26)

$$[\boldsymbol{\Psi}_{r'}^{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \psi'_{ar} \\ \psi'_{\beta r} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_r i'_{ar} + L_m i_{as} \\ L'_r i'_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \\ L_{lr} i'_{ar} \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } L_s &= L_{ls} + L_m \\ L'_r &= L_{lr} + L_m \end{aligned}$$

จากสมการแรงดันของขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์ในสมการที่ (2-23) และสมการที่ (2-24) สามารถนำมาเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน $\alpha\beta$ ได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งจะไม่ พิจารณาวงจรสมมูลที่แกนศูนย์ เนื่องจากการสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสาม-เฟสจะสร้างให้ อยู่บนแกน $\alpha\beta$ เท่านั้น



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน $\alpha\beta$

จากสมการที่ (2-23) และสมการที่ (2-24) เมื่อพิจารณาการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะมีตัวแปรบางตัวที่ไม่มีความจำเป็นในการใช้งาน ดังนั้น จึงจัดรูปแบบสมการให้เหลือเฉพาะตัวแปรที่จำเป็นเท่านั้น ซึ่งตัวแปรที่จะกำจัด คือ $\mathbf{i}_{r'}^{\alpha\beta}$ เนื่องจากเป็นปริมาณที่ไม่สามารถวัดได้ในทางกายภาพและอีกตัวแปร คือ $\Psi_s^{\alpha\beta}$ เพราะจะใช้แค่ $\Psi_{r'}^{\alpha\beta}$ ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์

จากสมการฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดโรเตอร์ในสมการที่ (2-26) เมื่อพิจารณาเฉพาะค่า ฟลักซ์บนแกน $\alpha\beta$ โดยการจัดรูปใหม่เพื่อจะได้สมการของกระแสที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน $\alpha\beta$ ดังสมการที่ (2-27)

$$[\mathbf{i}_{r'}^{\alpha\beta}] = \frac{[\Psi_{r'}^{\alpha\beta}]}{L_{r'}} - \frac{L_m}{L_r'} [\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}] \quad (2-27)$$

จากนั้นแทนค่า $\mathbf{i}_{r'}^{\alpha\beta}$ จากสมการที่ (2-27) ลงในสมการฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดสเตเตอร์ในสมการที่ (2-25) โดยที่พิจารณาเฉพาะฟลักซ์บนแกน $\alpha\beta$ แสดงได้ดังสมการที่ (2-28)

$$[\Psi_s^{\alpha\beta}] = \left(\frac{L_r' L_s - L_m^2}{L_r'} \right) [\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}] + \frac{L_m}{L_r'} [\Psi_{r'}^{\alpha\beta}] = \sigma L_s [\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}] + \frac{L_m}{L_r'} [\Psi_{r'}^{\alpha\beta}] \quad (2-28)$$

เมื่อ
$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r' L_s}$$

แทนค่า $\psi_s^{\alpha\beta}$ จากสมการที่ (2-28) ลงในสมการที่ (2-23) จึงได้สมการแรงดันของขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในกรณีที่ไม่นับการนำค่า $i_r^{\alpha\beta}$ และ $\psi_r^{\alpha\beta}$ โดยจะพิจารณาเฉพาะค่าแรงดันบนแกน $\alpha\beta$ ได้ดังนี้

$$[v_s^{\alpha\beta}] = R_s [i_s^{\alpha\beta}] + \sigma L_s \frac{d}{dt} [i_s^{\alpha\beta}] + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} [\psi_r^{\alpha\beta}] \quad (2-29)$$

แทนค่า $i_r^{\alpha\beta}$ จากสมการที่ (2-27) ลงในสมการที่ (2-24) จึงได้สมการแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในกรณีที่ไม่นับการนำค่า $i_r^{\alpha\beta}$ โดยจะพิจารณาเฉพาะค่าแรงดันบนแกน $\alpha\beta$ ได้ดังนี้

$$[v_r^{\alpha\beta}] = 0 = \frac{R_r'}{L_r'} [\psi_r^{\alpha\beta}] - \frac{L_m R_r'}{L_r'} [i_s^{\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\psi_r^{\alpha\beta}] \pm \omega_r [\psi_r^{\beta\alpha}] \quad (2-30)$$

ดังนั้น จัดรูปสมการที่ (2-29) และสมการที่ (2-30) เพื่อให้ได้สมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดฝั่งสเตเตอร์และขดลวดฝั่งโรเตอร์ต่อเฟส เพื่อนำไปสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ดังนี้

$$v_{\alpha s} = i_{\alpha s} R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\alpha s} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \psi_{\alpha r}' \quad (2-31a)$$

$$v_{\beta s} = i_{\beta s} R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\beta s} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \psi_{\beta r}' \quad (2-31b)$$

$$v_{\alpha r}' = 0 = \frac{R_r'}{L_r'} \psi_{\alpha r}' - \frac{L_m R_r'}{L_r'} i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \psi_{\alpha r}' + \omega_r \psi_{\beta r}' \quad (2-32a)$$

$$v_{\beta r}' = 0 = \frac{R_r'}{L_r'} \psi_{\beta r}' - \frac{L_m R_r'}{L_r'} i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \psi_{\beta r}' - \omega_r \psi_{\alpha r}' \quad (2-32b)$$

การหาสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน dq จะตั้งต้นจากสมการที่ (2-33)

$$P_{in,dq0} = T_{em} \omega_{rm} \quad (2-33)$$

เนื่องจากค่า ω_{rm} เป็นความเร็วที่โรเตอร์ทางกล ซึ่งต้องการแปลงความเร็วดังกล่าวให้เป็นความเร็วที่โรเตอร์ทางไฟฟ้า (ω_r) ดังนั้น จะได้

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm} \quad (2-34)$$

จากสมการที่ (2-34) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (2-35)

$$\omega_{rm} = \frac{2}{P} \omega_r \quad (2-35)$$

แทนค่า ω_{rm} จากสมการที่ (2-35) ลงในสมการที่ (2-33) จะได้

$$P_{in,dq0} = T_{em} \left(\frac{2}{P} \omega_r \right) \quad (2-36)$$

จากสมการกำลังงานขาเข้าในสมการที่ (2-36) เขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของสมการแรงบิดทางไฟฟ้า ได้ดังสมการ (2-37)

$$T_{em} = \frac{P}{2\omega_r} P_{in,dq0} \quad (2-37)$$

ผลรวมของกำลังงานขาเข้า ($P_{in,abc}$) ของทั้ง 6 ขดลวด คือขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์ แสดงได้ดังสมการ (2-38)

$$P_{in,abc} = v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} + v'_{ar}i'_{ar} + v'_{br}i'_{br} + v'_{cr}i'_{cr} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v'_{ar} \\ v'_{br} \\ v'_{cr} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{cr} \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

จากสมการที่ (2-38) สามารถเขียนให้อยู่บนแกน dq ได้ดังสมการที่ (2-39)

$$P_{in,dq0} = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{bmatrix}^t [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]^t [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v'_{dr} \\ v'_{qr} \\ v'_{0r} \end{bmatrix}^t [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]^t [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

พจน์ $[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]^t [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$ ในสมการที่ (2-39) แสดงได้ดังสมการที่ (2-40) ดังนี้

$$[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]^t [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \quad (2-40)$$

แทนค่า $[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]^t [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$ จากสมการที่ (2-40) ลงในสมการที่ (2-39) จะได้สมการที่ (2-41)

$$P_{in,dq0} = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} + 2v_{0s} i_{0s} + v'_{dr} i'_{dr} + v'_{qr} i'_{qr} + 2v'_{0r} i'_{0r}) \quad (2-41)$$

แทนค่า $\mathbf{v}_s^{dq0}$ จากสมการที่ (2-21) และแทนค่า $\mathbf{v}_r^{dq0}$ จากสมการที่ (2-22) ลงในสมการที่ (2-41) กำลังงานขาเข้าสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$P_{in,dq0} = \frac{3}{2} \left(\begin{aligned} & \omega(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) + (\omega - \omega_r)(\psi'_{dr} i'_{qr} - \psi'_{qr} i'_{dr}) \\ & + R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2 + 2i_{0s}^2) + R_r(i'_{dr}^2 + i'_{qr}^2 + 2i'_{0r}^2) \\ & + i_{ds} \frac{d}{dt} \psi_{ds} + i_{qs} \frac{d}{dt} \psi_{qs} + 2i_{0s} \frac{d}{dt} \psi_{0s} \\ & + i'_{dr} \frac{d}{dt} \psi'_{dr} + i'_{qr} \frac{d}{dt} \psi'_{qr} + 2i'_{0r} \frac{d}{dt} \psi'_{0r} \end{aligned} \right) \quad (2-42)$$

จากสมการที่ (2-42) จะมีเทอมของ $i^2 R \frac{d}{dt} \psi$ และ $\omega \psi i$ โดยที่เทอมของ $i^2 R$ คือกำลังงานสูญเสียในขดลวด เทอมของ $i \frac{d}{dt} \psi$ คืออัตราการสับเปลี่ยนของกำลังงานสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างขดลวด และเทอมของ $\omega \psi i$ คืออัตราของการแปลงพลังงานไฟฟ้าไปเป็นกำลังงานทางกล (P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, S. Pekarek, 2013) ดังนั้น เมื่อนำค่า $P_{in,dq0}$ จากสมการที่ (2-42) ไปใช้

คำนวณหาค่าแรงบิด (T_{em}) จะพิจารณาเฉพาะเทอมของ $\omega\psi i$ โดยแรงบิดดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับผลรวมของเทอม $\omega\psi i$ หาด้วยความเร็วทางกลดังสมการที่ (2-43)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} (\omega(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) + (\omega - \omega_r)(\psi'_{dr} i'_{qr} - \psi'_{qr} i'_{dr})) \quad (2-43)$$

เมื่อพิจารณาเทอมของ $\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}$ ในสมการที่ (2-43) พบว่าความสัมพันธ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงในสมการที่ (2-25) และสมการที่ (2-26) เทอมดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับ

$$\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds} = -(\psi'_{dr} i'_{qr} - \psi'_{qr} i'_{dr}) = L_m (i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i_{ds}) \quad (2-44)$$

ดังนั้น จากความสัมพันธ์ของฟลักซ์ในสมการที่ (2-44) จึงสามารถเขียนสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในสมการที่ (2-43) ได้ใหม่เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} T_{em} &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\psi'_{qr} i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr}) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_m (i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (2-45)$$

เนื่องจากการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพิจารณาบนแกนหมุนหนึ่ง ดังนั้น จากสมการ (2-45) สามารถเขียนให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$ ได้ดังสมการ (2-46) เมื่อค่าต่าง ๆ บนแกน d แทนได้ด้วยแกน α และค่าบนแกน q แทนได้ด้วยแกน β

$$\begin{aligned} T_{em} &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\psi'_{\beta r} i'_{\alpha r} - \psi'_{\alpha r} i'_{\beta r}) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_m (i'_{\alpha r} i_{\beta s} - i'_{\beta r} i_{\alpha s}) \end{aligned} \quad (2-46)$$

เมื่อพิจารณาทางฝั่งของระบบทางกลโดยใช้กฎของนิวตัน สมการอนุพันธ์ของความเร็วจึงที่โรเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (2-47) ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P}{2} \left(\frac{T_{em} - T_L}{J} \right) \quad (2-47)$$

เมื่อ T_{em} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2-46)

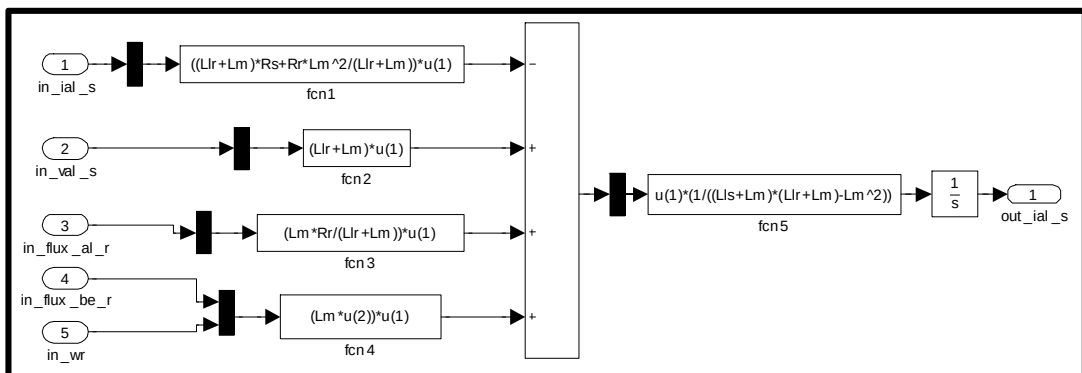
2.6 การสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบชดเชยบล็อก SIMULINK

ในหัวข้อนี้จะอธิบายการสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบชดเชยบล็อก SIMULINK จากสมการทางคณิตศาสตร์ที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.5 เพื่อใช้ศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสผ่านการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งได้นำเสนอการหาสมการอนุพันธ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบแกน $\alpha\beta$ ดังนั้น จากสมการอนุพันธ์ในหัวข้อที่แล้วสามารถนำมาสร้างเป็นชดเชยบล็อกได้ดังนี้

จากสมการที่ (2-31a) และสมการที่ (2-32a) สามารถคำนวณกระแสที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน α ได้ดังสมการ (2-48)

$$i_{\alpha s} = \frac{1}{\sigma L_r L_s} \int \left(L_r v_{\alpha s} - \left(L_r R_s + \frac{L_m^2 R_r'}{L_r'} \right) i_{\alpha s} + \frac{L_m R_r'}{L_r'} \psi_{\alpha r}' + L_m \omega_r \psi_{\beta r}' \right) dt \quad (2-48)$$

จากสมการที่ (2-48) นำมาสร้างชดเชยบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน α ได้ดังรูปที่ 2.6

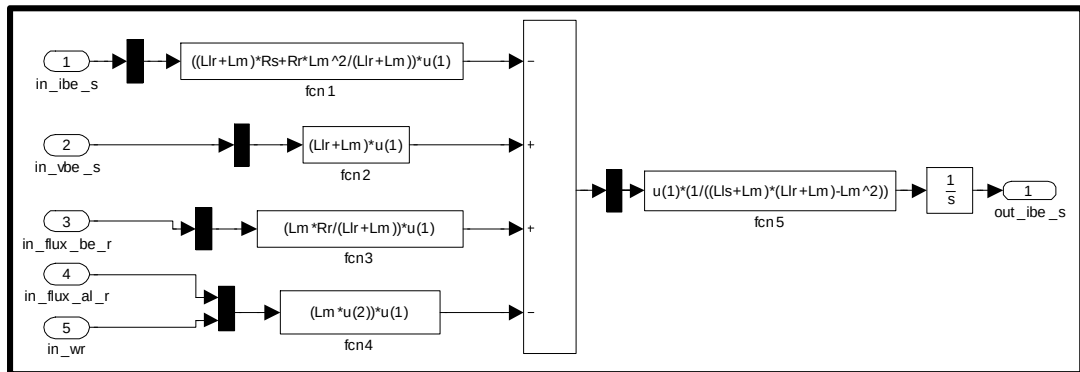


รูปที่ 2.6 ชดเชยบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน α

จากสมการที่ (2-31b) และสมการที่ (2-32b) สามารถเขียนใหม่จะได้สมการกระแสที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน β ได้ดังสมการ (2-49)

$$i_{\beta s} = \frac{1}{\sigma L_r' L_s} \int \left(L_r' v_{\beta s} - \left(L_r' R_s + \frac{L_m^2 R_r'}{L_r'} \right) i_{\beta s} + \frac{L_m R_r'}{L_r'} \psi_{\beta r}' - L_m \omega_r \psi_{\alpha r}' \right) dt \quad (2-49)$$

จากสมการที่ (2-49) นำมาสร้างชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน β ได้ดังรูปที่ 2.7

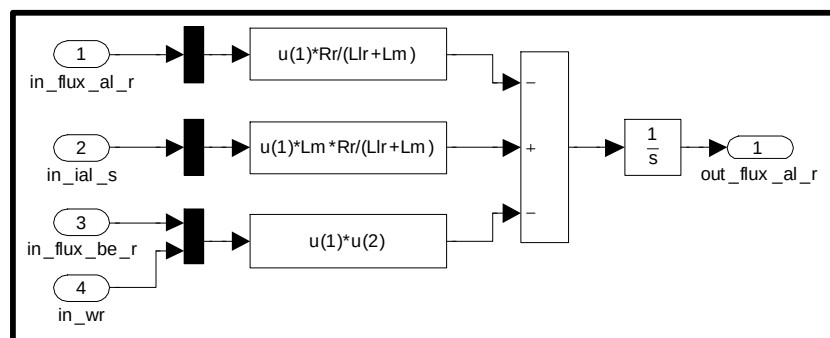


รูปที่ 2.7 ชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน β

จากสมการที่ (2-32a) สามารถคำนวณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน α ได้ดังสมการที่ (2-50)

$$\psi_{\alpha r}' = \int \left(\frac{L_m R_r'}{L_r'} i_{\alpha s} - \frac{R_r'}{L_r'} \psi_{\alpha r}' - \omega_r \psi_{\beta r}' \right) dt \quad (2-50)$$

จากสมการที่ (2-50) นำมาสร้างเป็นชุดบล็อกของฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน α ได้ดังรูปที่ 2.8

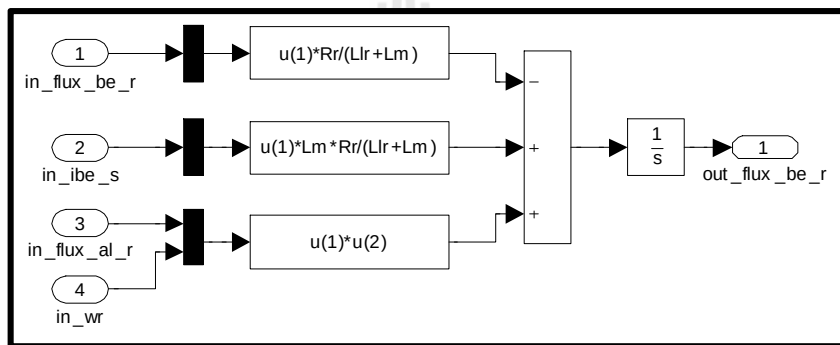


รูปที่ 2.8 ชุดบล็อกของฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน α

จากสมการที่ (2-32b) สามารถคำนวณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน β ได้ดังสมการที่ (2-51)

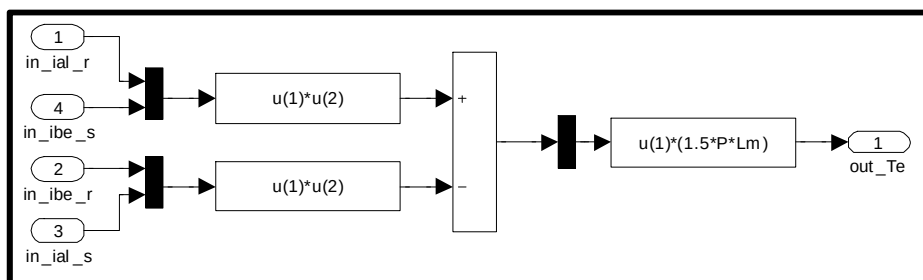
$$\psi'_{r\beta} = \int \left(\frac{L_m R'_r}{L'_r} i_{s\beta} - \frac{R'_r}{L'_r} \psi'_{r\beta} + \omega_r \psi'_{r\alpha} \right) dt \quad (2-51)$$

จากสมการที่ (2-51) นำมาสร้างเป็นชุดบล็อกของฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน β ได้ดังรูปที่ 2.9



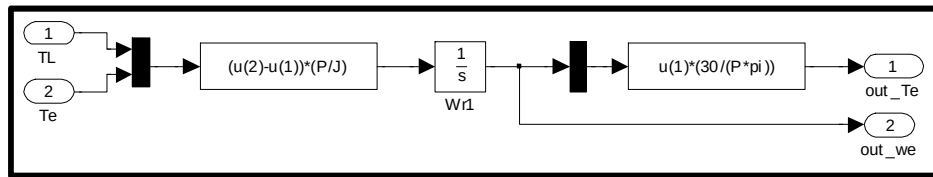
รูปที่ 2.9 ชุดบล็อกของฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน β

จากสมการที่ (2-46) นำมาสร้างเป็นชุดบล็อกของแรงบิดทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.10



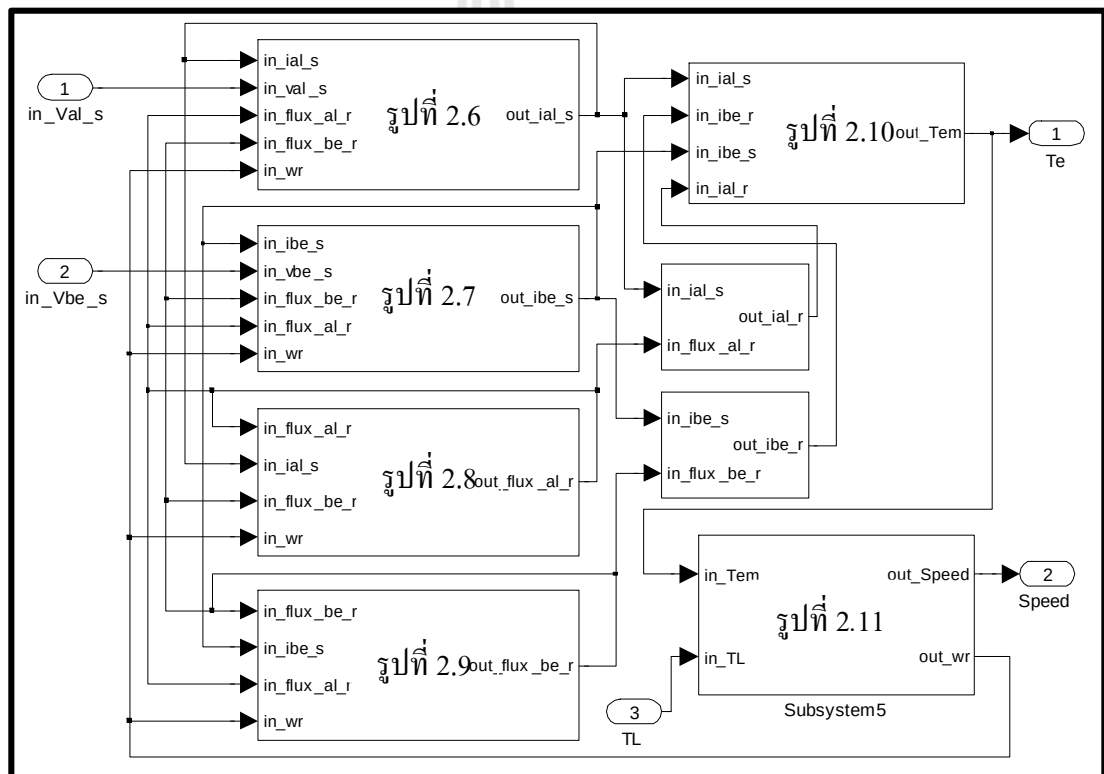
รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์

จากสมการที่ (2-47) นำมาสร้างเป็นชุดบล็อกของความเร็วที่โรเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.11



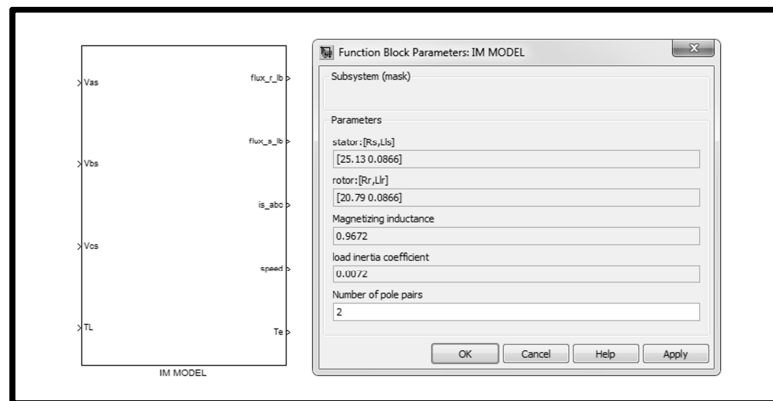
รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของสมการความเร็วเชิงมุมที่โรเตอร์

จากรูปที่ 2.6 ถึงรูปที่ 2.11 สามารถนำมารวมเป็นชุดบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ชุดบล็อกแบบจำลองสถานการณ์ทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากรูปที่ 2.12 สามารถสร้างเป็นชุดบล็อกที่พร้อมใช้งาน แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งจากแบบจำลองที่ได้สร้างขึ้นใหม่นี้สามารถป้อนค่าพารามิเตอร์โดยการดับเบิลคลิกที่ชุดบล็อกทางด้านซ้ายมือของรูปที่ 2.13 จากนั้นระบบก็จะแสดงหน้าต่างทางด้านขวามือเพื่อให้ผู้ใช้งานได้ป้อนค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามที่ต้องการจำลองสถานการณ์

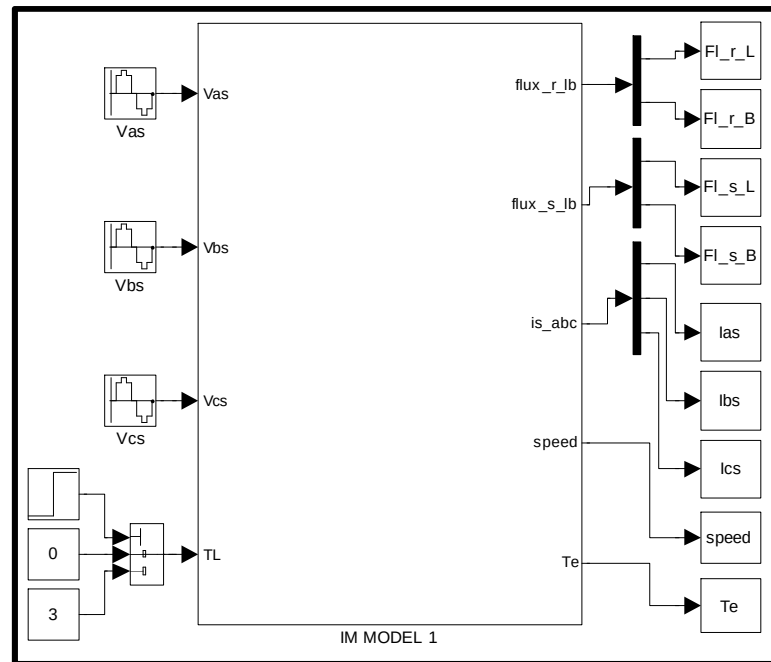


รูปที่ 2.13 แบบจำลองของ IM Model

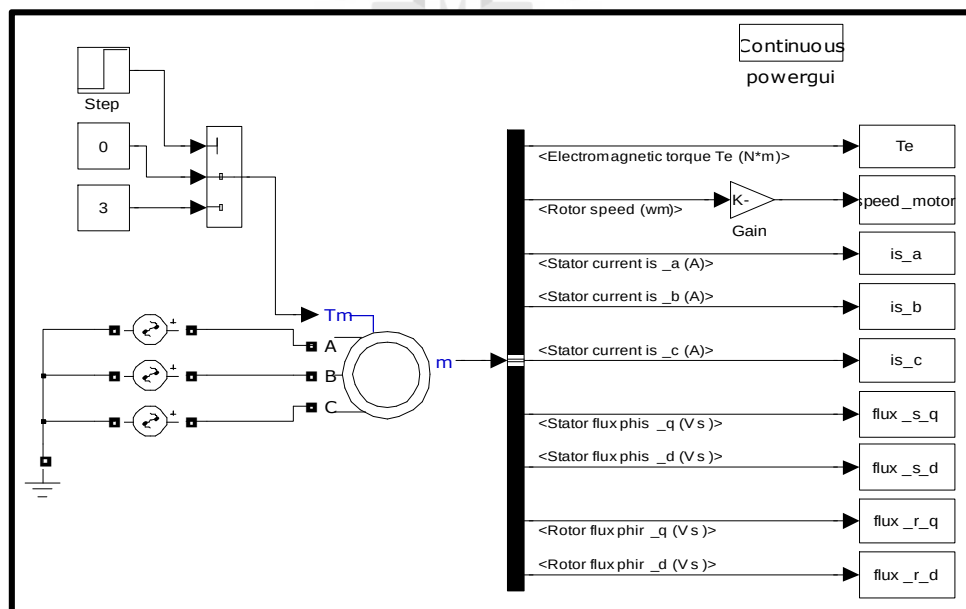
การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะอาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่สร้างขึ้นใหม่ (IM Model) กับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนโปรแกรม MATLAB ของชุดบล็อก SPS โดยการจำลองสถานการณ์ได้แสดงการต่อชุดบล็อกของแบบจำลองทั้งสองดังรูปที่ 2.14 และ 2.15 โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์จะมีค่าเท่ากันดังตารางที่ 2.1 ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ โดยได้แสดงวิธีการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไว้ในภาคผนวก ก

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของแบบจำลองทั้งสอง

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
R_s	25.13 Ω	ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
R_r'	20.79 Ω	ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ที่ย้ายมาทางฝั่งขดลวดสเตเตอร์
L_{ls}	0.0866 H	ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์
L_{lr}'	0.0866 H	ความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์ที่ย้ายมาทางฝั่งขดลวดสเตเตอร์
L_m	0.9672 H	ความเหนี่ยวนำร่วม
J	0.0072 kg.m ²	โมเมนต์ความเฉื่อย
P	4	ขั้วแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 2.14 ชุดบล็อก IM Model

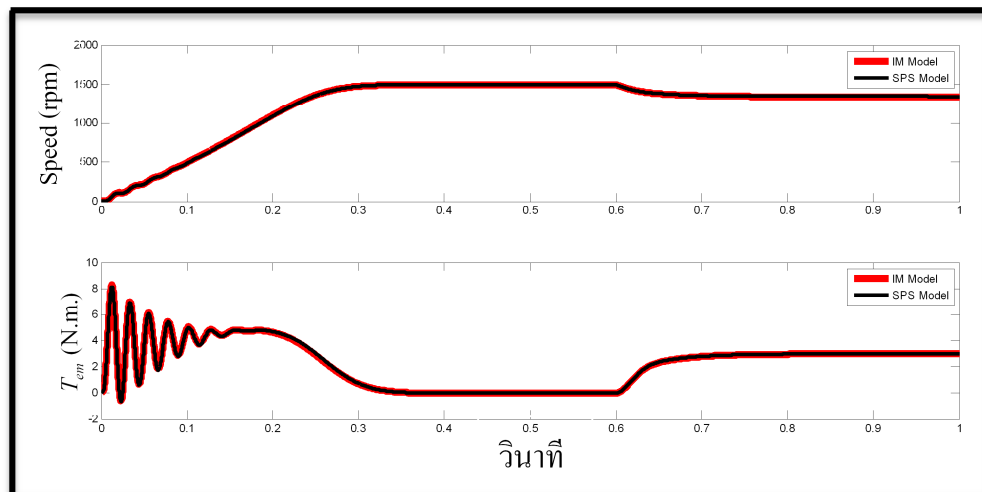


รูปที่ 2.15 แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากโปรแกรม MATLAB (PSB Model)

เมื่อได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ตามที่ต้องการแล้ว ก็จะเข้าสู่ขั้นตอนของการทดสอบ เริ่มด้วยการสตาร์ทมอเตอร์ เมื่อสังเกตเห็นว่าความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ จึงได้จ่ายโหลด (T_L) เท่ากับ 3 นิว

ต้นเมตร ที่เวลา 0.6 วินาที ให้กับมอเตอร์เพื่อดูพฤติกรรมการทำงานของแบบจำลองทั้งสอง ผลการจำลองสถานการณ์ของแบบจำลองทั้งสองสามารถแสดงได้ดังนี้

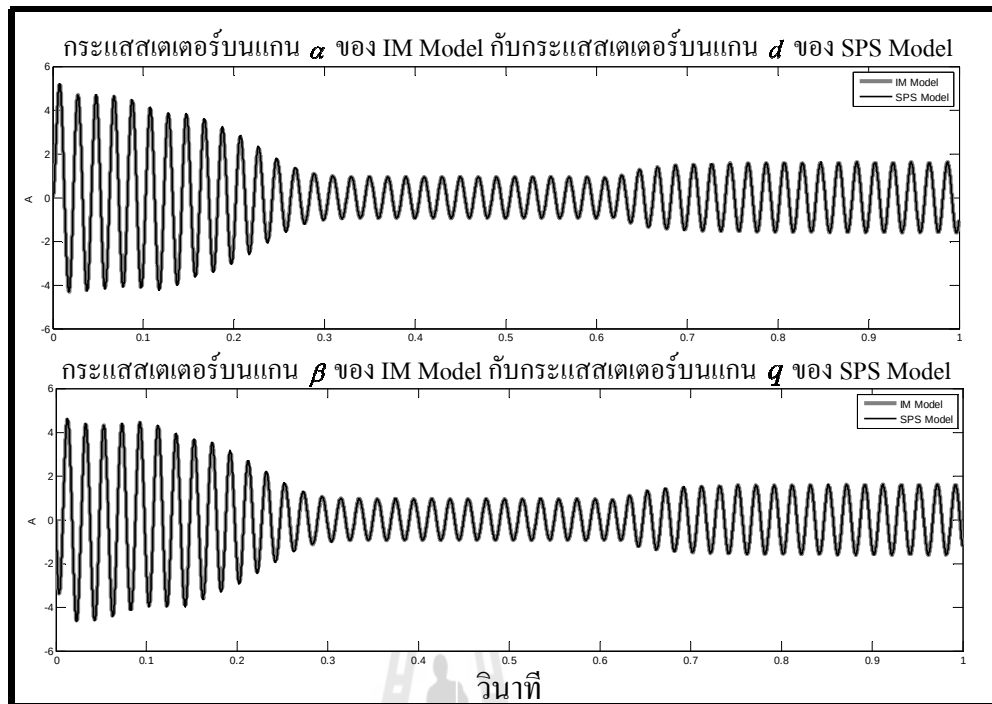
รูปที่ 2.16 ได้แสดงค่าแรงบิดทางไฟฟ้าและความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพบว่าค่าที่ได้จากแบบจำลองทั้งสองที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ มีลักษณะคล้ายตามกัน



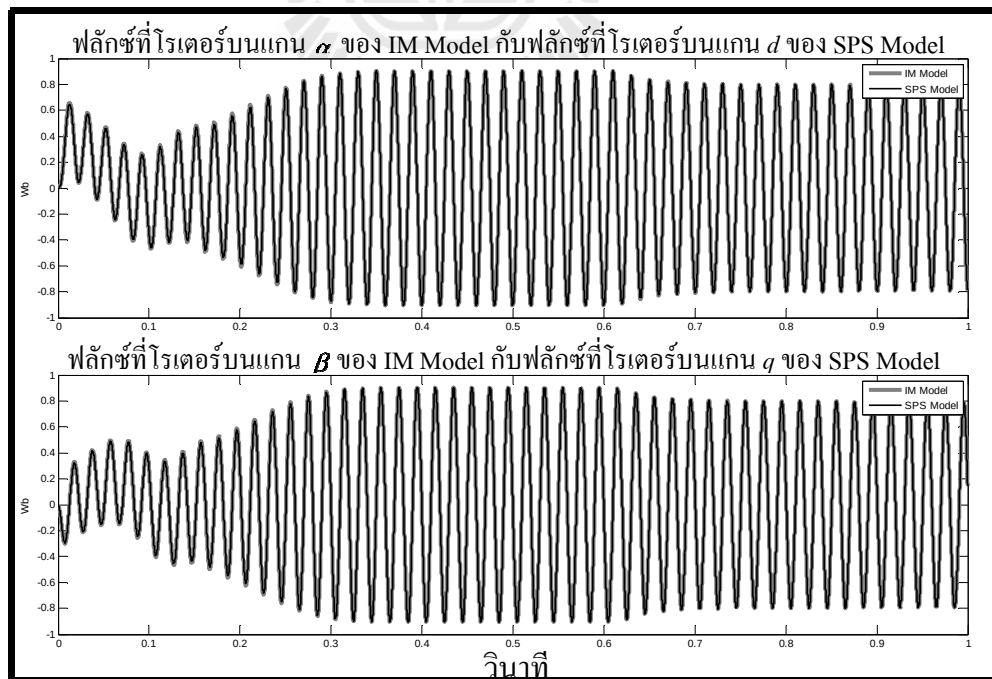
รูปที่ 2.16 ค่าความเร็วทางกล และค่า T_{em} เทียบกับเวลาตามลำดับ

รูปที่ 2.17 ได้แสดงค่ากระแสที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน $\alpha\beta$ ซึ่งจากการเลือกแกนหมุนหยุดนิ่งจะทำให้ค่ากระแสบนแกน α และ β ของ IM Model มีเฟสตรงกันกับค่ากระแสบนแกน d และ q ของ SPS Model ตามลำดับ และจากกราฟจะเห็นว่าผลการตอบสนองของกระแสที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ มีลักษณะคล้ายตามกัน รูปที่ 2.18 แสดงค่าฟลักซ์ที่ขดลวดโรเตอร์ จากผลการจำลองจะเห็นว่าค่าฟลักซ์บนแกน α และแกน β ของ IM Model จะมีเฟสตรงกันกับค่าฟลักซ์บนแกน d และ q ของ SPS Model ตามลำดับ

จากผลการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทั้งสองดังรูปที่ 2.16 ถึงรูปที่ 2.18 แสดงให้เห็นว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองทั้งสองมีลักษณะคล้ายตามกัน จึงสามารถอ้างได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ IM Model ที่สร้างขึ้นใหม่นี้ สามารถนำไปจำลองการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้



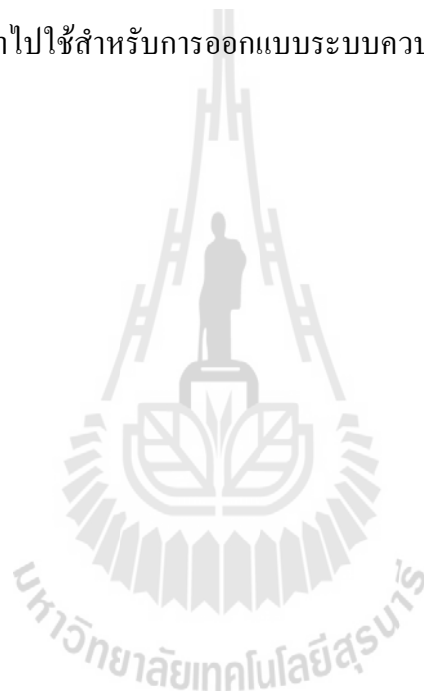
รูปที่ 2.17 ค่ากระแสที่ขดลวดสเตเตอร์ของ IM Model และ SPS Model



รูปที่ 2.18 ฟลักซ์ที่ขดลวดโรเตอร์ของ IM Model และ SPS Model

2.7 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 2 เสนอวิธีการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยแบบจำลองดังกล่าวจะสร้างอยู่บนแกน $\alpha\beta$ ซึ่งได้ใช้องค์ความรู้ของการแปลงแกนทั้งการแปลงแบบคลาร์กและการแปลงแบบปาร์ก โดยในขั้นต้น ผู้วิจัยได้ใช้การแปลงแบบปาร์กเพื่อแปลงสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ที่ยังเป็นปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุนโดยรายละเอียดของการสร้างแบบจำลองได้นำเสนอไว้ในบทนี้ ผลการตรวจความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าวถือว่าเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องแม่นยำ สามารถนำไปจำลองสถานการณ์เพื่อดูพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้จริง อีกทั้งสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน dq ที่แกนหมุนใด ๆ ยังสามารถนำไปใช้สำหรับการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมดังที่จะกล่าวในบทต่อไป



บทที่ 3

การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

3.1 บทนำ

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบสเกลาร์ได้มีการใช้งานอย่างแพร่หลายโดยมีแรงดัน กระแส และความถี่เป็นตัวแปรพื้นฐานสำหรับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งมีข้อดีคือ สามารถใช้ได้กับมอเตอร์ทั่ว ๆ ไปได้ โดยที่ไม่ต้องทราบข้อมูลพารามิเตอร์ภายใน แต่มีข้อเสียคือไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ในบทนี้จึงได้นำเสนอวิธีการควบคุมที่ต่างออกไปคือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งมีข้อดีคือ สามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรง (R.K. Tripathi, 2012) โดยมีทั้งการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงและการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกพิจารณาเฉพาะการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เนื่องจากการควบคุมด้วยวิธีดังกล่าวไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศเหมือนกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง (K.S. Gaeid, H.W. Ping, H.A.F. Mohamed, 2009) ซึ่งมีความยุ่งยากในเรื่องของการติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ อีกทั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศก็ยังมีราคาแพง ต่างจากการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมซึ่งจะการใช้การประมาณค่าสลิป (slip) เพื่อใช้ในการควบคุม และเพื่อความสะดวกต่อการทำความเข้าใจระบบควบคุม จึงได้ทำการจำลองสถานการณ์ การทำงานของระบบควบคุมดังกล่าว บนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งสามารถนำไปเป็นแนวทางในการสร้างชุดควบคุมจริงต่อไป

3.2 การควบคุมแบบเวกเตอร์

การควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control) หรือเรียกอีกอย่างคือการควบคุมแบบฟิลด์ออร์เรียนเต็ด (Field Oriented Control) คือวิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่พัฒนามาจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ โดยอาศัยวิธีผสมผสานหลักการเลียนแบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นแยก (Separated Exciting) ซึ่งใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์คำนวณอยู่บนแกนอ้างอิงที่หมุนไปพร้อม ๆ กับฟลักซ์เวกเตอร์ทางด้านโรเตอร์ ให้มาอยู่ในรูปเทียบเคียงกับมอเตอร์กระแสตรง ในอดีตการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นใช้อุปกรณ์อนาล็อกในการควบคุม จึงทำให้มีความสิ้นเปลืองมาก ทำให้ระยะแรก ๆ การควบคุมแบบเวกเตอร์จึงไม่เป็นที่นิยม ต่อมาได้มีการพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีความเร็วสูง และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์มีราคาถูกลง ทำให้การควบคุมแบบเวกเตอร์มีราคาถูกลง ใกล้เคียงกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ จากที่ได้กล่าวมาแล้ว

ข้างต้น หากจะทำความเข้าใจวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์จะต้องเข้าใจหลักการทำงานของมอเตอร์ กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกก่อน ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกมีอยู่สองวิธี คือ 1) การควบคุมปริมาณทางสนามแม่เหล็กจากชุดขดลวดสนามและ 2) การควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กจากชุดขดลวดอาร์เมเจอร์

การควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กจากชุดขดลวดสนาม สามารถทำได้โดยควบคุมปริมาณกระแสที่นำไปสร้างสนามแม่เหล็กคือ I_F โดยองค์ประกอบของสนามแม่เหล็ก I_F นี้ จะขึ้นอยู่กับขดลวดสเตเตอร์ที่ใช้สร้างสนามแม่เหล็กเป็นหลัก

ส่วนกระแสอาร์เมเจอร์ (I_a) คือกระแสที่นำไปสร้างสนามแม่เหล็กรอบขดลวดอาร์เมเจอร์ องค์ประกอบของสนามแม่เหล็กนี้จึงเกิดขึ้นโดยรอบของขดลวดโรเตอร์โดยมีทิศทางของสนามแม่เหล็กตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กหลักหรือ I_F

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงนั้น ทำได้ง่าย ๆ คือ ให้กระแส I_F มีค่าคงที่ และเมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงความเร็วหรือเปลี่ยนแปลงแรงบิด ก็จะมาควบคุมที่ I_a เป็นหลัก ถ้ามีการทำงานที่ความเร็วเกินพิกัดของมอเตอร์ ถึงจะทำการลด I_F ลงในสภาวะการทำงานปกติ I_F จะถูกตั้งไว้ให้คงที่ตามพิกัดของมอเตอร์ และจะควบคุมเพียงแค่ I_a เท่านั้น ซึ่งจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราการเร่งของมอเตอร์และแรงบิดของโหลดที่ต้องการ จึงง่ายต่อการควบคุมไม่ซับซ้อนเหมือนกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากการควบคุมดังกล่าวจึงเป็นที่มาของการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ได้เลียนแบบแนวความคิดและวิธีการของการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง กล่าวคือ ให้มองภาพสนามแม่เหล็กและวิธีการควบคุมแยกออกเป็นสองส่วนคือ

1. ส่วนที่เป็นองค์ประกอบของแกน d หรือที่เรียกว่า i_d ทำหน้าที่ควบคุมความเข้มของสนามแม่เหล็กบนแกน d โดยปกติจะถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ยกเว้นมอเตอร์หมุนที่ความเร็วเกินพิกัด
2. ส่วนที่เป็นองค์ประกอบของแกน q หรือที่เรียกว่า i_q ทำหน้าที่เหมือนกับ I_a ของการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง โดยที่ i_q จะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราการเร่งและแรงบิดที่เกิดจากโหลด ดังนั้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วและเมื่อเพิ่มหรือลดโหลดทางกลก็จะไปปรับที่กระแส i_q โดยตรง

จากที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น ถึงวิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงซึ่งสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรงเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3-1)

$$T_{em} = K(I_a \times I_F) \quad (3-1)$$

การควบคุมฟลักซ์ทำได้โดยการปรับกระแสสนาม (I_F) และการควบคุมแรงบิดทำได้โดยการปรับกระแสอาร์เมเจอร์ (I_a) ซึ่งเป็นอิสระจากกันกับกระแสสนาม

การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์จึงต้องแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกน d และแกน q เพราะการควบคุมจะใช้หลักการเดียวกันกับมอเตอร์กระแสตรง ดังนั้น รูปแบบสมการของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจึงถูกแปลงให้อยู่บนแกน d และ q ดังนั้น เพื่อสะดวกในการนำไปใช้ออกแบบตัวควบคุมจากความรู้ในบทที่ 2 สามารถแสดงสมการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ สมการแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์ สมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์ และสมการแรงบิดของมอเตอร์ที่ถูกแปลงมาอยู่บนแกน d และแกน q ได้ดังนี้

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \quad (3-2)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \quad (3-3)$$

$$v'_{dr} = 0 = R_r i'_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \psi'_{qr} + \frac{d}{dt} \psi'_{dr} \quad (3-4)$$

$$v'_{qr} = 0 = R_r i'_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \psi'_{dr} + \frac{d}{dt} \psi'_{qr} \quad (3-5)$$

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i'_{dr} \quad (3-6)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i'_{qr} \quad (3-7)$$

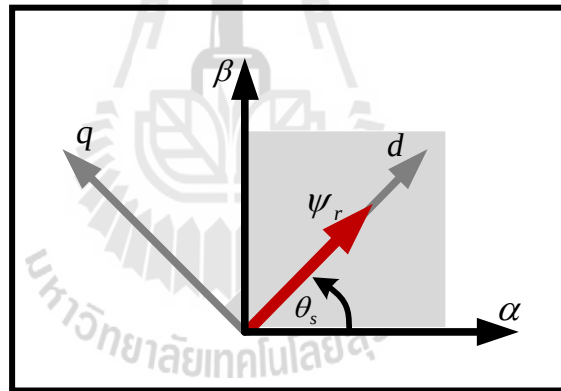
$$\psi'_{dr} = L_r i'_{dr} + L_m i_{ds} \quad (3-8)$$

$$\psi'_{qr} = L_r i'_{qr} + L_m i_{qs} \quad (3-9)$$

$$\begin{aligned} T_{em} &= \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \\ &= \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) (\psi'_{qr} i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr}) \\ &= \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (3-10)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3-4) และสมการที่ (3-5) จะพบว่าแรงดันที่โรเตอร์ทั้งบนแกน d และแกน q จะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากโครงสร้างของมอเตอร์กระแสสลับสามเฟสที่นำมาวิเคราะห์เป็นแบบกรงกระรอกซึ่งประกอบด้วยแท่งตัวนำวางเรียงกันโดยคั่นกลางด้วยฉนวนและที่ปลายทั้งสองข้างจะถูกเชื่อมเข้าด้วยกันกับวงแหวนจึงทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นที่ขดลวดฝั่งโรเตอร์แรงดันที่โรเตอร์จึงมีค่าเป็นศูนย์

โดยทั่วไปวิธีการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะไม่เหมือนการควบคุมแรงบิดของเครื่องจักรกลกระแสตรง แต่ในการควบคุมนี้จะใช้หลักการของมอเตอร์กระแสตรงโดยกระแสสนามแม่เหล็ก (i_d) ที่ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะกำหนดให้ทำงานเหมือนกับกระแสของขดลวดสนามในมอเตอร์กระแสตรง โดยการเลือกแกนหมุนให้หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสจะทำให้แกน d มีการหมุนอยู่บนแกนของฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดโรเตอร์และองค์ประกอบของแกน q ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์ (ψ'_{qr}) จะมีค่าเป็นศูนย์แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นหลักการของการควบคุมแบบฟลด์ออร์เรียนเต็ด รายละเอียดการพิสูจน์ที่มาของรูปที่ 3.1 ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข



รูปที่ 3.1 ค่าฟลักซ์ของโรเตอร์เมื่อใช้หลักการควบคุมแบบฟลด์ออร์เรียนเต็ด

รูปที่ 3.1 เมื่อ ψ'_{qr} เท่ากับศูนย์สามารถเขียนสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน q ในสมการที่ (3-9) ได้ใหม่เป็น

$$\psi'_{qr} = L'_{lr} i'_{qr} + L_m (i_{qs} + i'_{qr}) = L'_r i'_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \quad (3-11)$$

จากสมการที่ (3-11) กระแสโรเตอร์บนแกน q คำนวณได้ดังนี้

$$i'_{qr} = -\frac{L_m}{L'_r} i_{qs} \quad (3-12)$$

และเมื่อพิจารณาสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสมการที่ (3-10) โดยที่ค่า ψ'_{qr} เท่ากับศูนย์จะได้ว่า

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(\underbrace{\psi'_{qr}}_0 i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr} \right) \quad (3-13)$$

$$T_{em} = -\frac{3}{2} \frac{P}{2} \psi'_{dr} i'_{qr} \quad (3-14)$$

แทนค่า i'_{qr} จากสมการที่ (3-12) ลงในสมการที่ (3-14) สมการแรงบิดทางไฟฟ้าสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3-15)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr} i_{qs} \quad (3-15)$$

จากสมการที่ (3-15) แสดงให้เห็นว่าค่า T_{em} จะขึ้นอยู่กับ ψ'_{dr} และ i_{qs} ถ้า ψ'_{dr} ถูกควบคุมให้คงที่ได้ ค่า T_{em} จะขึ้นอยู่กับ i_{qs} เท่านั้น

เมื่อ ψ'_{qr} มีค่าเท่ากับศูนย์ตามหลักของการควบคุมแบบฟลด์อเรียนเต็คจะทำให้ $\frac{d}{dt} \psi'_{qr}$ มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งในกรณีนี้ เมื่อแทนค่า $\frac{d}{dt} \psi'_{qr}$ ที่มีค่าเป็นศูนย์ลงในสมการ (3-5) จะได้

$$R_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi'_{dr} = 0 \quad (3-16)$$

จากสมการที่ (3-16) จัดรูปได้ใหม่เป็น

$$\omega_e - \omega_r = -\frac{R_r i'_{qr}}{\psi'_{dr}} \quad (3-17)$$

แทนค่า i'_{qr} จากสมการที่ (3-12) ลงในสมการที่ (3-17) ได้เป็น

$$\omega_e - \omega_r = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m}{\psi'_{dr}} i_{qs} \quad (3-18)$$

ถ้า ψ'_{dr} คงที่ไม่เปลี่ยนแปลงจะทำให้ $\frac{d}{dt}\psi'_{dr}$ มีค่าเป็นศูนย์และ ψ'_{qr} ก็มีค่าเป็นศูนย์ตามเงื่อนไขของการควบคุมแบบฟลัดอเรียนเต็ค ดังนั้น สมการแรงดันของขดลวดโรเตอร์บนแกน d ในสมการที่ (3-4) สามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (3-19) ดังนี้

$$R'_r i'_{dr} = 0 \quad (3-19)$$

จากสมการที่ (3-19) ทำให้ทราบว่า i'_{dr} มีค่าเท่ากับศูนย์เสมอเมื่อทำการควบคุมแบบฟลัดอเรียนเต็ค ดังนั้นค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน d ในสมการที่ (3-8) เขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (3-20)

$$\psi'_{dr} = L_m i_{ds} \quad (3-20)$$

จากสมการที่ (3-20) เมื่อใช้การควบคุมแบบฟลัดอเรียนเต็ค แสดงให้เห็นว่าฟลักซ์ ψ'_{dr} จะขึ้นอยู่กับค่า i_{ds} เท่านั้น ลำดับต่อมาแทนค่า ψ'_{dr} จากสมการที่ (3-20) ลงในสมการที่ (3-18) ค่า ω_{sl} สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{R'_r}{L'_r} \frac{L_m}{L_m} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \quad (3-21)$$

$$\text{เมื่อ} \quad \tau_r = \frac{L'_r}{R'_r}$$

แทนค่า ψ'_{dr} จากสมการที่ (3-20) ลงในสมการที่ (3-15) สมการแรงบิด T_{em} สามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (3-22) ดังนี้

$$T_{em} = K_T i_{ds} i_{qs} \quad (3-22)$$

$$\text{เมื่อ} \quad K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L'_r}$$

จากเงื่อนไขของการควบคุมแบบฟลัดอเรียนเต็คได้แสดงให้เห็นว่าใช้หลักการเดียวกันกับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก การควบคุมแบบฟลัดอเรียนเต็คนั้นแกนหมุนจะถูกกำหนดให้หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส ซึ่งจะทำให้การควบคุมฟลักซ์อยู่บนแกน

d เท่านั้น ส่วนฟลักซ์บนแกน q มีค่าเป็นศูนย์ จากเงื่อนไขดังกล่าวจึงทำให้ได้สมการแรงบิด T_{em} ในสมการที่ (3-15) มีลักษณะของสมการที่เหมือนกันกับสมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรง ดังนั้น การควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็คจึงสามารถใช้หลักการควบคุมของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกได้ และจากสมการที่ (3-15) เมื่อการควบคุมฟลักซ์ของมอเตอร์ถูกควบคุมอยู่บนแกน d เท่านั้น จึงทำให้การควบคุมแรงบิดของมอเตอร์อยู่บนแกน q

3.3 การควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็คทางอ้อมหรือการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

จากหัวข้อที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่าการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็คมีหลักการสำคัญของการควบคุมคือสามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้ ซึ่งการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็คสามารถแบ่งย่อยออกได้เป็นสองวิธีคือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง มีข้อด้อยคือเมื่อมอเตอร์หมุนที่ความเร็วต่ำ ๆ การใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์โดยตรง ไม่สามารถให้ประสิทธิภาพของการควบคุมที่ดีได้ (C. Krause, 2013) ดังนั้น จึงมีอีกทางเลือกคือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศ แต่จะใช้เงื่อนไขของสมการที่ (3-21) และสมการที่ (3-22) มาเป็นโครงสร้างสำหรับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จากเงื่อนไขของการควบคุมแบบฟีด-อเรียนเต็ค เมื่อพิจารณาสมการที่ (3-22) จะเห็นว่าการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์จะถูกควบคุมด้วยกระแส i_{qs} เป็นหลัก และในส่วนของการควบคุมฟลักซ์จะถูกควบคุมด้วยกระแส i_{ds} โดยสมการดังกล่าวถือเป็นหัวใจสำคัญของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ค ในการควบคุมแบบฟีด-อเรียนเต็คเนื่องจากการควบคุมการทำงานของกระแส i_{qs} และ i_{ds} จะมีค่าแปรตามกระแส i_{qs}^* และ i_{ds}^* เร็วมากเนื่องจากมีค่าแบนด์วิดท์ของการควบคุมที่สูง ดังนั้น สมการการคำนวณค่าสลิปในสมการที่ (3-21) สามารถคำนวณได้โดยตรงจากค่า i_{qs}^* และ i_{ds}^* ดังสมการที่ (3-23)

$$\omega_{sl} = \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \quad (3-23)$$

การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้มุมในการหมุนที่ความเร็วเชิงโรนัส (θ_e) ซึ่งถือเป็นหลักสำคัญของการควบคุมชนิดนี้ เนื่องจากต้องใช่มุมดังกล่าวสำหรับแปลงแกน abc ให้อยู่บนแกน dq ซึ่งจะทำให้การควบคุมฟลักซ์อยู่บนแกน d และการควบคุมแรงบิดจะอยู่บนแกน q ในการแปลงกลับจากแกน dq ให้อยู่บนแกน abc ของระบบการควบคุมดังกล่าวก็จะใช่มุมของการแปลงกลับหมุนที่ความเร็วเชิงโรนัสเช่นเดิม โดยในการคำนวณมุมของการหมุนที่ความเร็วเชิงโรนัสสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-24) ซึ่งสังเกตได้ว่าการคำนวณค่ามุมที่ความเร็วเชิงโรนัสจะใช้เวลาเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ซึ่งสามารถวัดได้โดยตรงจากเอ็นโคเดอร์และความเร็วเชิงมุมของสลิปได้จากการประมาณในสมการที่ (3-23) จากสมการการประมาณค่าสลิปจะเห็นว่ามีการใช้ค่าคงที่ทางเวลาฝั่งขดลวดโรเตอร์ซึ่งต้องใช้

ค่าพารามิเตอร์ R_r และ L_r ในการคำนวณ ทำให้พารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญอย่างมากสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยถ้าค่าพารามิเตอร์ที่ใช้มีความถูกต้องตามความเป็นจริง จะทำให้มุมในการหมุนที่ความเร็วเชิงโรตัสที่ได้จากการคำนวณมีความถูกต้องไปด้วย ส่งผลให้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น

$$\theta_s = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int \left(\omega_r + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \right) dt \quad (3-24)$$

โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมแสดงได้ดังรูปที่ 3.2 จากรูปในส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อนเป็นอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์จะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสหรือแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวก็ได้ เพื่อต่อเข้าวงจรเรียงกระแสแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ทั้งนี้ในการเลือกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับว่าจะเป็นแหล่งจ่ายสามเฟสหรือเฟสเดียวขึ้นอยู่กับพิกัดแรงดันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่จะนำมาควบคุม โดยถ้าใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเมื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจะได้แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตประมาณ 537 V (แรงดันไฟฟ้าต่อเฟสอยู่ที่ 220 V_{rms}) และถ้าแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวเมื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจะได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตประมาณ 310 V ซึ่งถ้าพิกัดแรงดันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำมาควบคุมอยู่ที่ 380 V_{LL} ก็ควรที่จะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าเป็นกระแสสลับสามเฟส แต่ถ้าพิกัดแรงดันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำมาควบคุมอยู่ที่ 220 V_{LL} ก็สามารถใช้แหล่งจ่ายได้ทั้งแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสหรือแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวก็ได้

โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะมีการส่งค่ากลับอยู่ 4 ค่า คือกระแสที่ขดลวดสเตเตอร์ i_{as} , i_{bs} และ i_{cs} เพื่อใช้สำหรับการควบคุมกระแส ส่วนอีกค่าคือความเร็วรอบของมอเตอร์หรือความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ (ω_r) โดยจากรูปที่ 3.2 การตรวจวัดค่าความเร็วรอบของมอเตอร์จะใช้เครื่องมือตรวจวัดที่มีสัญญาณเอาต์พุตเป็นพัลส์ (Pulse) โดยความถี่ของสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ จากหลักการดังกล่าว จึงได้แปลงสัญญาณพัลส์ที่ความถี่ต่าง ๆ เป็นแรงดันโดยใช้วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน (f to v convertor) และได้กำหนดค่าแรงดันดังกล่าวให้เป็นเกณฑ์ในการอ่านค่าความเร็วของมอเตอร์ โดยการสร้างชุดตรวจวัดความเร็วรอบได้อธิบายไว้ในบทที่ 5 การสร้างชุดตรวจวัดกระแสสเตเตอร์ทั้งสามเฟส การสร้างวงจรเรียงกระแสและการสร้างอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้แสดงไว้ในบทที่ 6

การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะมีตัวควบคุมอยู่สามชุดด้วยกัน คือ ตัวควบคุมลูปควบคุมความเร็วหนึ่งชุดและตัวควบคุมลูปควบคุมกระแสสองชุด โดยจะกล่าวถึงส่วนของลูปควบคุมความเร็วก่อน จากรูปที่ 3.2 ในลูปควบคุมความเร็ว การกำหนดความเร็วของมอเตอร์จะกำหนดในรูปของความเร็วเชิงมุม (ω_r^*) ลบกับค่าความเร็วเชิงมุมที่วัดได้ (ω_r) ซึ่งจะได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอที่ทำงานควบคู่ไปกับตัวแอนติวินดัพ (anti-windup) (J. Espina, A. Arias J. Balcells, C. Ortega, 2009)

โดยแอนติวินฮัพจะทำหน้าที่ควบคุมไม่ให้กระแส i_{qs}^* เกินพิกัด จากตัวควบคุมพีไอของลูปความเร็วจะได้ค่ากระแส i_{qs}^* ต่อมากล่าวถึงส่วนของลูปควบคุมกระแสซึ่งจะมีการควบคุมอยู่บนแกน d และแกน q จากรูปที่ 3.2 ได้มีการส่งกลับค่ากระแส i_{as} i_{bs} และ i_{cs} จากนั้นได้แปลงจากปริมาณสามเฟสเป็นปริมาณสองโดยใช้การแปลงแบบคลาร์กจะได้กระแส i_{ds} และ i_{qs} ขึ้นตอนต่อไปแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดหนึ่งไปเป็นแกนหมุนโดยใช้รูปแบบการแปลงแบบปาร์คโดยใช้มุมในการหมุนคือ θ_s ที่ได้จากรูปแบบการคำนวณในสมการที่ (3-24) ดังนั้น จึงได้กระแส i_{ds} และ i_{qs} สำหรับการควบคุมกระแสบนแกน d และแกน q การควบคุมกระแสบนแกน q ทำได้ดังนี้คือ นำกระแส i_{qs}^* ที่ได้จากลูปควบคุมความเร็วลบกับกระแส i_{qs} จะได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอที่ทำงานควบคู่ไปกับอินติวินฮัพบนแกน q จากตัวควบคุมกระแสบนแกน q ทำให้ได้แรงดัน v_{qs}^* ส่วนการควบคุมกระแสบนแกน d จะกำหนดให้ค่ากระแส i_{ds}^* เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งส่วนมากจะถูกกำหนดให้มีค่าคงที่อยู่ที่พิกัดของฟลักซ์ การควบคุมจะนำค่ากระแส i_{ds}^* ลบกับกระแส i_{ds} ได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอที่ทำงานควบคู่ไปกับแอนติวินฮัพบนแกน d จากตัวควบคุมกระแสบนแกน d ทำให้ได้ค่าแรงดัน v_{ds}^* และการทำงานของแอนติวินฮัพในลูปกระแสทั้งบนแกน d และแกน q จะทำหน้าที่ควบคุมแรงดันไม่ให้เกิดการปรับเกินขนาด (Over modulation) จากแรงดัน v_{ds}^* และ v_{qs}^* ที่ได้จากลูปควบคุมกระแสทั้งบนแกน d และแกน q จะแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุนไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดหนึ่งโดยใช้รูปแบบการแปลงแบบปาร์คทำให้ได้แรงดัน v_{as}^* และ v_{bs}^* จากนั้นแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดหนึ่งไปเป็นปริมาณสามเฟสโดยใช้รูปแบบการแปลงแบบคลาร์กทำให้ได้แรงดัน v_{as}^* v_{bs}^* และ v_{cs}^* ต่อมานำสัญญาณแรงดันทั้งสามเฟสไปเป็นสัญญาณควบคุมในวงจร PWM เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อเป็นตัวสวิตซ์การทำงานของ IGBT ทั้ง 6 ตัว ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อขับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อไป

3.4 การออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมกระแส

การควบคุมการทำงานของลูปควบคุมกระแสจะใช้ตัวควบคุมแบบพีไออยู่สองชุดด้วยกันโดยที่ชุดแรกจะควบคุมกระแส i_{ds} และชุดที่สองจะควบคุมกระแส i_{qs} ตัวควบคุมกระแสทั้งบนแกน d และแกน q จะมีค่าเท่ากันเนื่องจากใช้พารามิเตอร์และการออกแบบตัวควบคุมที่เหมือนกันดังนั้น พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบบนลูปควบคุมกระแสบนแกน d จึงใช้ได้กับลูปควบคุมกระแสบนแกน q ด้วยเช่นกัน

การหาฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการออกแบบตัวควบคุมบนลูปควบคุมกระแสทั้งแกน d และแกน q ด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คจะเริ่มจากการพิจารณาสมการแรงดันทางฝั่งขดลวดสเตเตอร์ทั้งบนแกน d และแกน q ในสมการที่ (3-2) และสมการที่ (3-3) จากสมการที่ (3-2) และสมการที่ (3-3) เมื่อพิจารณาจะมีพจน์ของฟลักซ์ ψ_{qs} และพจน์ของฟลักซ์ ψ_{ds} และเมื่อพิจารณาสมการของฟลักซ์ที่สเตเตอร์ทั้งบนแกน d และแกน q ในสมการที่

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m \left(\frac{\psi'_{dr}}{L'_r} - \frac{L_m}{L'_r} i_{ds} \right) \quad (3-27)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m \left(\frac{\psi'_{qr}}{L'_r} - \frac{L_m}{L'_r} i_{qs} \right) \quad (3-28)$$

จากสมการของฟลักซ์ที่ขดลวดสเตเตอร์ในสมการที่ (3-27) และสมการที่ (3-28) จัดรูปใหม่ เพื่อให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้ดังสมการที่ (3-29) และสมการที่ (3-30) ดังนี้

$$\psi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L'_r} \psi'_{dr} \quad (3-29)$$

$$\psi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L'_r} \psi'_{qr} \quad (3-30)$$

เมื่อ $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L'_r L_s}$

แทนค่า ψ_{ds} ในสมการที่ (3-29) และแทนค่า ψ_{qs} ในสมการที่ (3-30) ลงในสมการแรงดันของขดลวดสเตเตอร์สมการที่ (3-2) และสมการที่ (3-3) ตามลำดับ ดังนั้นสมการแรงดันที่ขดลวด สเตเตอร์จึงสามารถเขียนได้ใหม่โดยไม่มีพจน์ของฟลักซ์ที่ขดลวดสเตเตอร์ ดังสมการที่ (3-31) และสมการที่ (3-32) ดังนี้

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \omega_s \frac{L_m}{L'_r} \psi'_{qr} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L'_r} \frac{d}{dt} \psi'_{dr} \quad (3-31)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L'_r} \psi'_{dr} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \frac{L_m}{L'_r} \frac{d}{dt} \psi'_{qr} \quad (3-32)$$

เขียนสมการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ในสมการที่ (3-31) และสมการที่ (3-32) ให้อยู่ในรูปของ โดเมน-เอส ได้ดังสมการที่ (3-33) และสมการที่ (3-34)

$$V_{ds}(s) = R_s I_{ds}(s) + s \sigma L_s I_{ds}(s) - \omega_s \sigma L_s I_{qs}(s) - \omega_s \frac{L_m}{L'_r} \psi'_{qr}(s) + s \frac{L_m}{L'_r} \psi'_{dr}(s) \quad (3-33)$$

$$V_{qs}(s) = R_s I_{qs}(s) + s\sigma L_s I_{qs}(s) + \omega_s \sigma L_s I_{ds}(s) + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) + s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{qr}(s) \quad (3-34)$$

เมื่อพิจารณาพจน์ $\omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{qr}(s)$ ในสมการที่ (3-33) และพจน์ $s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{qr}(s)$ ในสมการที่ (3-34) จะมีค่าเป็นศูนย์เนื่องจากเงื่อนไขของการควบคุมแบบฟีดฟอร์เวิร์นเตดฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน q จะมีค่าเป็นศูนย์ เพราะการควบคุมค่าฟลักซ์ทั้งหมดจะถูกควบคุมอยู่บนแกน d เท่านั้น ดังนั้น สมการแรงดันของขดลวดสเตเตอร์ในสมการที่ (3-33) และสมการที่ (3-34) จึงสามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$V_{ds}(s) = R_s I_{ds}(s) + s\sigma L_s I_{ds}(s) - \omega_s \sigma L_s I_{qs}(s) + s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) \quad (3-35)$$

$$V_{qs}(s) = R_s I_{qs}(s) + s\sigma L_s I_{qs}(s) + \omega_s \sigma L_s I_{ds}(s) + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) \quad (3-36)$$

การออกแบบตัวควบคุมของอุปกรณ์จะไม่นิยามเทอม $s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) - \omega_s \sigma L_s I_{qs}(s)$ (J. Espina, T. Arias, J. Balcells, C. Ortega, 2009) ในสมการที่ (3-35) เนื่องจากในขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมฟลักซ์บนแกน d จะพิจารณาแค่พจน์ที่มีกระแส i_{ds} อยู่ด้วยเท่านั้น ดังนั้น ในการออกแบบจึงไม่พิจารณาเทอมของ $s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) - \omega_s \sigma L_s I_{qs}(s)$ เทอมดังกล่าวจึงถูกกำหนดให้เป็นเทอมของค่าแรงดันชดเชย การออกแบบตัวควบคุมกระแสบนแกน q ก็เช่นเดียวกัน เมื่อพิจารณาสมการที่ (3-36) จะไม่พิจารณาเทอม $\omega_s \sigma L_s I_{ds}(s) + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s)$ เนื่องจากการควบคุมกระแสบนแกน q มีเพียงการควบคุมค่ากระแส i_{qs} เท่านั้น ดังนั้น เทอมดังกล่าวจึงถูกกำหนดให้เป็นแรงดันชดเชยแบบไปหน้า (feedforward compensation) เพื่อเพิ่มสมรรถนะการควบคุมที่ความเร็วต่ำ แต่งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้นำมาพิจารณา จากสมการของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ภายใต้เงื่อนไขของการออกแบบตัวควบคุมแบบฟีดฟอร์เวิร์นเตดในสมการที่ (3-35) และสมการที่ (3-36) จึงสามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (3-37) และสมการที่ (3-38)

$$V_{ds}(s) = R_s I_{ds}(s) + s\sigma L_s I_{ds}(s) \quad (3-37)$$

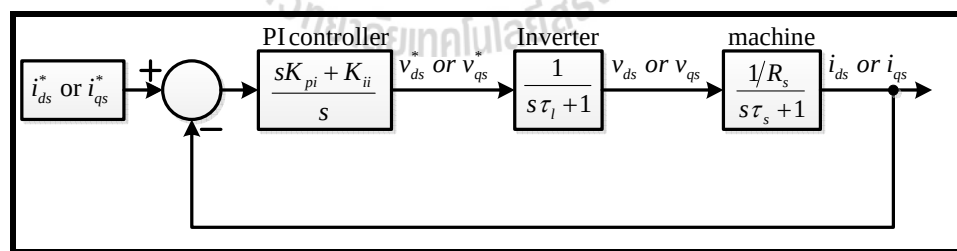
$$V_{qs}(s) = R_s I_{qs}(s) + s\sigma L_s I_{qs}(s) \quad (3-38)$$

เมื่อพิจารณาสมการของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ด ในสมการที่ (3-37) และสมการที่ (3-38) พบว่าสมการทั้งสองมีรูปแบบของสมการที่เหมือนกัน ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ดสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3-39)

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{1/R_s}{s\tau_s + 1} \quad (3-39)$$

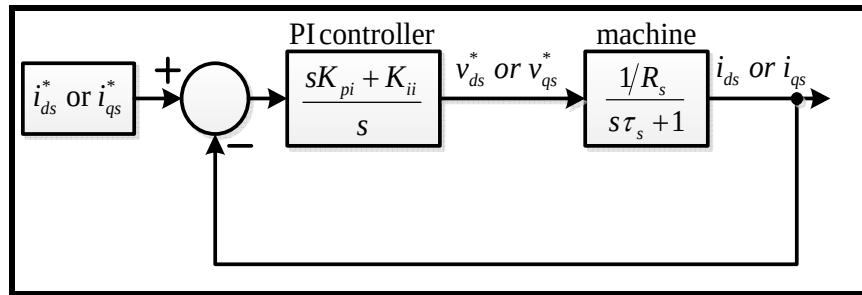
เมื่อ $\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$

จากโครงสร้างของการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปที่ 3.2 และจากฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในสมการที่ (3-39) สามารถนำมาเขียนเป็นแผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสทั้งบนแกน d และแกน q ของการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ดได้ดังรูปที่ 3.3 เนื่องจากโครงสร้างของลูปควบคุมกระแสทั้งบนแกน d และแกน q มีความเหมือนกัน จึงได้แสดงแผนภาพไดอะแกรมของการออกแบบตัวควบคุมกระแสของทั้งสองแกนไว้ในรูปเดียวกัน เพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจสำหรับการออกแบบและการศึกษาระบบการควบคุมความเร็วรอบแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ด



รูปที่ 3.3 แผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ด

เมื่อพิจารณารูปที่ 3.3 พบว่าค่าคงที่ทางเวลาของอินเวอร์เตอร์ (τ_l) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าคงที่ทางเวลาของขดลวดฟุ้งสเตเตอร์ของมอเตอร์ (τ_s) เนื่องจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์มีการทำงานที่ไวมาก ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของอินเวอร์เตอร์จึงไม่นำมาพิจารณา โครงสร้างของลูปควบคุมกระแสสำหรับการออกแบบตัวควบคุมสามารถเขียนได้ใหม่ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 โครงสร้างควบคุมกระแสที่ไม่พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของอินเวอร์เตอร์

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมของรูปควบคุมกระแสแสดงได้ดังตารางที่ 3.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ R_s , L_s , L'_r และ L_M ทั้ง 4 ตัวนี้ เป็นพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบโดยได้แสดงรายละเอียดของการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าวไว้ในภาคผนวก ค

สำหรับค่าอัตราการหน่วงของการออกแบบตัวควบคุมกระแสในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดให้ $\zeta_i = 0.8$ และความถี่ธรรมชาติของระบบได้กำหนดไว้ที่ $\omega_{ni} = 100\pi$ เรเดียน/วินาที สาเหตุที่กำหนดค่าความถี่ธรรมชาติของระบบที่ค่าดังกล่าวเนื่องจากได้พิจารณาจากความสามารถของการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้สำหรับประมวลผลการควบคุม

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟิโอยของรูปการควบคุมกระแส

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
R_s	25.13 Ω	ค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์
L_s	1.0538 H	ค่าความเหนี่ยวนำที่ขดลวดสเตเตอร์
L'_r	1.0538 H	ค่าความเหนี่ยวนำที่ขดลวดโรเตอร์
L_M	0.9672 H	ค่าความเหนี่ยวนำร่วม

จากรูปที่ 3.4 เขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิด เพื่อจะได้สมการอนุพันธ์อันดับสองสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสได้ดังสมการ (3-40)

$$\frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = \frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(sK_{pi} + K_{ii})/R_s\tau_s}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pi}}{R_s\tau_s}\right)s + \frac{K_{ii}}{R_s\tau_s}} \quad (3-40)$$

สำหรับระบบมาตรฐานอันดับสองของระบบควบคุมแบบวงปิด มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงได้ดังสมการที่ (3-41) ดังนี้

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-41)$$

ดังนั้น ในการออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมกระแสด้วยการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์ได้ทำได้โดยการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ตัวหารระหว่างสมการที่ (3-40) และสมการที่ (3-41) ได้ดังนี้

$$\frac{R_s + K_{pi}}{R_s \tau_s} = 2\zeta_i \omega_{ni} \quad (3-42)$$

$$\frac{K_{ii}}{R_s \tau_s} = \omega_{ni}^2 \quad (3-43)$$

จากสมการที่ (3-42) และสมการที่ (3-43) สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่ เพื่อง่ายต่อการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ (K_{pi} และ K_{ii}) ของลูปควบคุมกระแส ดังสมการที่ (3-44) และสมการที่ (3-45) ดังนี้

$$K_{pi} = 2\zeta_i R_s \tau_s \omega_{ni} - R_s \quad (3-44)$$

$$K_{ii} = R_s \tau_s \omega_{ni}^2 \quad (3-45)$$

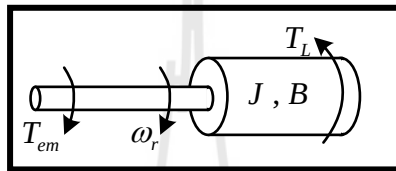
นำค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในตารางที่ 3.1 มาคำนวณหาค่าคงที่ทางเวลาฝั่งขดลวดสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s} = \frac{1.0538 \times 1.0538 - 0.9672^2}{25.13 \times 1.0538} = 6.6089 \text{ mSec}$$

แทนค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 3.1 ลงในสมการที่ (3-44) และ (3-45) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมกระแสคือ $K_{pi} = 58.3$ และ $K_{ii} = 16375$

3.5 การออกแบบตัวควบคุมของรูปควบคุมความเร็ว

จากการศึกษาโครงสร้างและหลักการทำงานของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ด พบว่าการควบคุมความเร็วจะถูกควบคุมอยู่บนแกน q เท่านั้น ซึ่งมีความสอดคล้องกับสมการแรงบิดของมอเตอร์ในสมการที่ (3-22) โดยที่กระแส i_{ds} มีหน้าที่ควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กเท่านั้น ดังนั้น การควบคุมแรงบิดทางไฟฟ้าจึงขึ้นอยู่กับกระแส i_{qs} เพียงอย่างเดียว การออกแบบตัวควบคุมความเร็วจะเริ่มจากการหาสมการอนุพันธ์ที่มีความสัมพันธ์กับความเร็วที่โรเตอร์โดยการพิจารณารูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากรูปที่ 3.5 สามารถนำมาเขียนสมการอนุพันธ์ได้ดังสมการที่ (3-46)

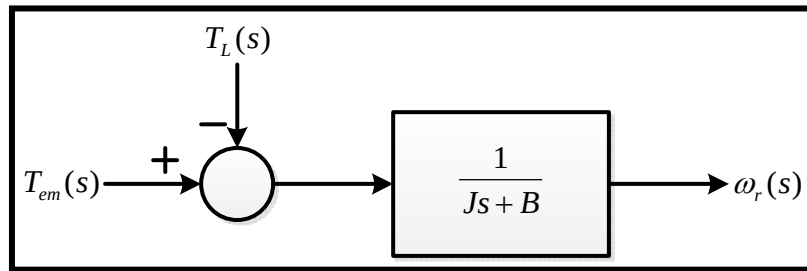
$$T_{em} - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_r + B \omega_r \quad (3-46)$$

จากสมการที่ (3-46) เขียนให้อยู่ในรูปของ โดเมน-เอส ได้ดังนี้

$$T_{em}(s) - T_L(s) = sJ\omega_r(s) + B\omega_r(s) \quad (3-47)$$

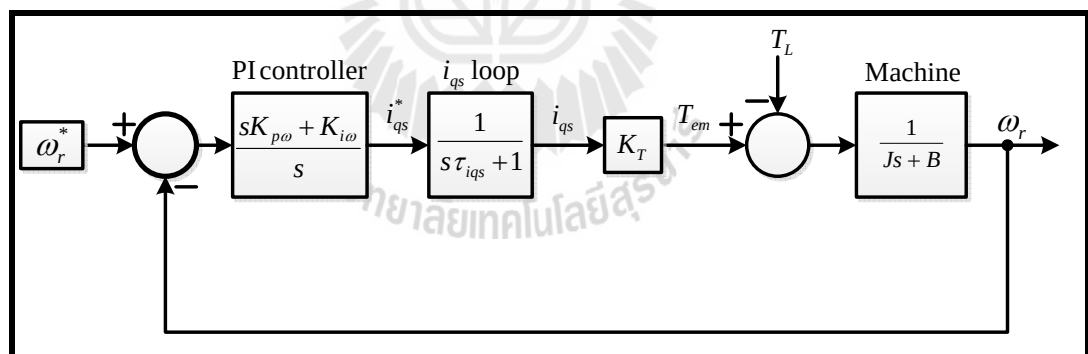
และจากสมการที่ (3-47) สามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูปของแผนภาพไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.6

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปที่ 3.2 ในส่วนของการควบคุมความเร็วควบคุมคู่ไปกับสมการทางกลของมอเตอร์สมการที่ (3-47) และสมการแรงบิดทางไฟฟ้าในสมการที่ (3-22) จึงสามารถนำมาเขียนเป็นโครงสร้างสำหรับการออกแบบตัวควบคุมของรูปควบคุมความเร็ว ได้ดังรูปที่ 3.7

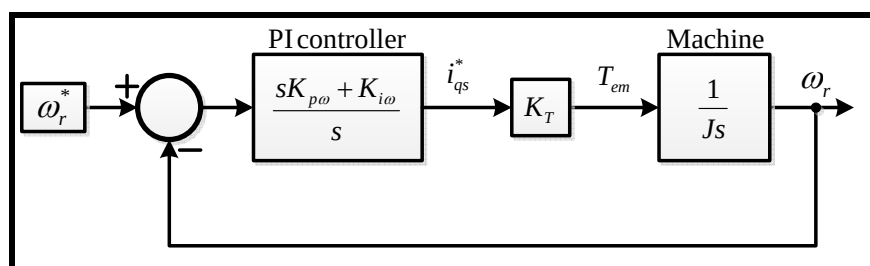


รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมทางกันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากรูปที่ 3.7 เมื่อพิจารณาค่าคงที่ทางเวลาของลูปควบคุมกระแส (τ_{iqs}) พบว่ามีค่าน้อยมาก เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมของลูปการควบคุมกระแสใช้แบนด์วิดท์ที่สูงทำให้ระบบมีการตอบสนองเร็วมากเมื่อเทียบกับลูปควบคุมความเร็ว ดังนั้น จึงไม่นำค่า τ_{iqs} มาพิจารณา ส่วนค่าแรงบิดด้านของโหลด (T_L) ในการออกแบบตัวควบคุมจะถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ซึ่งเป็นการออกแบบในสถานะที่ไม่มีการรบกวน และค่าความฝืดที่เกิดจากแรงเสียดทานของมอเตอร์ (B) มีค่าน้อยมากจึงกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น โครงสร้างของการออกแบบลูปควบคุมความเร็วจึงเขียนได้ใหม่ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของลูปการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม



รูปที่ 3.8 โครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมความเร็วด้วยวิธีเวกเตอร์ทางอ้อม

จากรูปที่ 3.8 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3-48) ดังนี้

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{\frac{sK_T K_{p\omega} + K_T K_{i\omega}}{J}}{s^2 + \frac{sK_T K_{p\omega}}{J} + \frac{K_T K_{i\omega}}{J}} \quad (3-48)$$

การออกแบบตัวควบคุมความเร็ว สามารถดำเนินการเช่นเดียวกับการออกแบบตัวควบคุมกระแส โดยนำสัมประสิทธิ์ของพหุนามตัวหารในสมการที่ (3-48) มาเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์พหุนามตัวหารของระบบมาตรฐานอันดับสองในสมการที่ (4-41) ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์จะได้

$$\frac{K_T K_{p\omega}}{J} = 2\zeta\omega_{n\omega} \quad (3-49)$$

$$\frac{K_T K_{i\omega}}{J} = \omega_{n\omega}^2 \quad (3-50)$$

จากสมการที่ (3-49) และ (3-50) สามารถเขียนสมการการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ สำหรับลูปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ($K_{p\omega}$ และ $K_{i\omega}$) แสดงได้ดังสมการที่ (3-51) และสมการที่ (3-52) ดังนี้

$$K_{p\omega} = \frac{2\zeta J \omega_{n\omega}}{K_T} \quad (3-51)$$

$$K_{i\omega} = \frac{J \omega_{n\omega}^2}{K_T} \quad (3-52)$$

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมความเร็ว แสดงได้ดังตารางที่ 3.2 ซึ่งพารามิเตอร์ L_r , L_m และ J ได้มาจากการทดสอบ รายละเอียดของการทดสอบ ดูได้จากภาคผนวก ก

สำหรับค่าอัตราकरणหน่วยของการออกแบบตัวควบคุมความเร็วในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ กำหนดให้ $\zeta_\omega = 0.8$ และความถี่ธรรมชาติของระบบได้กำหนดไว้ที่ $\omega_{n\omega} = 20\pi$ เรเดียน/วินาที

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลู่วิ่งควบคุมความเร็ว

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
L_r	1.0538 H	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์
L_m	0.9672 H	ค่าความเหนี่ยวนำรวม
J	0.0072 Kg.m ²	โมเมนต์ความเฉื่อย
P	4	จำนวนขั้วแม่เหล็ก

จากค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.2 สามารถคำนวณค่า K_T ของระบบควบคุมความเร็วรอบได้ดังนี้

$$K_T = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m^2}{L_r} = 2.6632$$

แทนค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 3.2 ลงในสมการที่ (3-51) และสมการที่ (3-52) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ คือ $K_{p\omega} = 0.2717$ และ $K_{i\omega} = 10.67$

3.6 การจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

การจำลองสถานการณ์ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะทำการจำลองสถานการณ์โดยอาศัยตัวควบคุมที่ผ่านการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ดังรายละเอียดที่นำเสนอมาแล้วในหัวข้อที่ 3.4 และ 3.5 โดยอาศัยชุดบล็อกSPS บนโปรแกรม MATLAB แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งได้ใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ ที่ได้กล่าวไว้ในภาคผนวก ค มอเตอร์ที่ใช้มีจำนวนขั้วแม่เหล็กไฟฟ้า 4 ขั้ว พิกัดแรงดันระหว่างสายของมอเตอร์ 380 V_{rms} และพิกัดกระแสของมอเตอร์เท่ากับ 1.1 A

การจำลองสถานการณ์นี้จะใช้ศึกษาเป็นแนวทางเพื่อเปรียบเทียบผลการทำงานของชุดการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่จะสร้างขึ้นจริงในบตต่อ ๆ ไป จึงได้กำหนดเงื่อนไขการจำลองสถานการณ์ดังนี้คือ

กำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็ว 860 รอบต่อนาที หรือ 90 เเรเดียน/วินาที

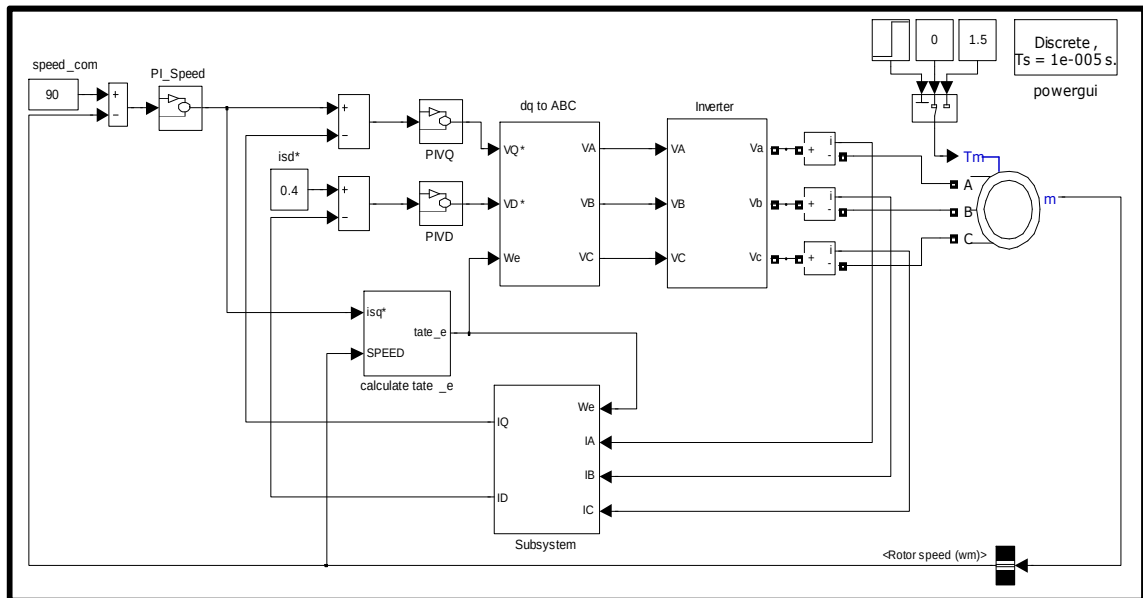
กำหนดโหลดที่จ่ายให้มอเตอร์ 2.5 นิวตัน-เมตร

กำหนดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงฝั่งวงจรอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 530 โวลต์

กระแส i_{ds}^* เท่ากับ 0.6 A (เป็นค่าสำหรับสร้างฟลักซ์ที่พิกัดของมอเตอร์)

จากเงื่อนไขของการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ที่กล่าวไว้แล้วข้างต้นคือ กำหนดให้ ω_r^* เท่ากับ 90 เเรเดียน/วินาที เมื่อความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่จึงได้ทดสอบจ่ายโหลด

ให้มอเตอร์ที่ 2.5 นิวตัน-เมตร ที่เวลา 0.6 วินาที โดยใช้กระแส i_{ds}^* เท่ากับ 0.6 A สามารถแสดงผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังนี้

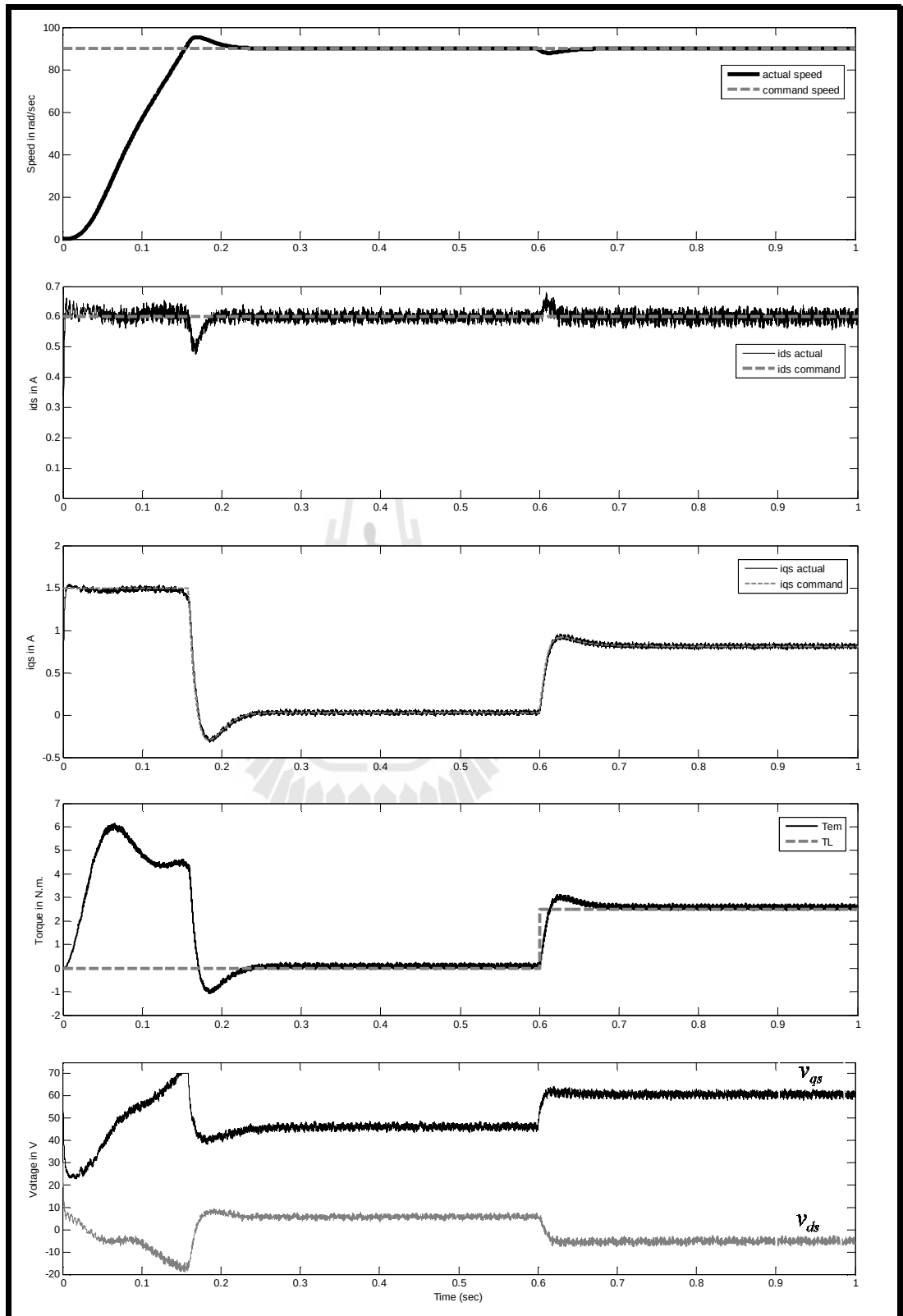


รูปที่ 3.9 ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

รูปที่ 3.10 แสดงผลการตอบสนองการทำงานของตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเป็นลำดับดังนี้ กราฟรูปบนเป็นความเร็วที่ได้จากการควบคุมเทียบกับความเร็วของการควบคุม (ω_r^*) ลำดับต่อมาคือกระแสควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กหรือกระแสควบคุมฟลักซ์ในกรณีนี้กระแส i_{ds}^* จะถูกกำหนดให้คงที่ที่ 0.6 A กราฟถัดไปคือค่ากระแสควบคุมแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ (i_{qs}^*) จากนั้นคือกราฟแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ (T_{em}) เทียบกับแรงบิดของโหลดที่จ่ายให้มอเตอร์ (T_L) และกราฟด้านล่างคือแรงดันที่ได้จากการควบคุมของคู่ควบคุมกระแสเปรียบเทียบกันระหว่างแรงดัน v_{ds} และ v_{qs}

เมื่อพิจารณาผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ โดยได้กำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วคงที่ที่ 859 รอบต่อนาที จากรูปจะเห็นว่ามอเตอร์เริ่มหมุนที่ 0 รอบต่อนาที ไปที่ความเร็ว 859 รอบต่อนาที ใช้เวลาเพียง 0.25 วินาที ความเร็วของมอเตอร์ก็เข้าสู่สภาวะคงที่ และที่เวลา $t = 0.6$ วินาที ได้จ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ 2.5 นิวตัน-เมตร แต่อย่างไรก็ตามความเร็วของมอเตอร์ก็สามารถรักษาระดับให้คงที่ได้ด้วยตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้

เมื่อพิจารณาในส่วนของการควบคุมกระแสบนแกน d หรือกระแส i_{ds} จากรูปพบว่าค่า กระแสดังกล่าวจะพยายามรักษาระดับกระแสให้คงที่อยู่ที่ 0.6 A ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ให้คือ $i_{ds}^* = 0.6 \text{ A}$



รูปที่ 3.10 ผลการตอบสนองการทำงานของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

จากรูปที่ 3.10 กระแส i_{qs} ตอนที่มอเตอร์เริ่มสตาร์ทกระแส i_{qs} จะเท่ากับ 1.5 A และเมื่อพิจารณาจากพิกัดกระแสของมอเตอร์ที่ 1.1 A จะเห็นว่ามีค่าเกินพิกัด แต่เนื่องจากตอนที่มอเตอร์กินกระแสเกินพิกัดเป็นเพียงช่วงเวลาสั้น ๆ ของการเริ่มสตาร์ทมอเตอร์เท่านั้นจึงได้กำหนดค่ากระแสไว้ที่ค่าดังกล่าวเพื่อให้ความเร็วมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่เร็วยิ่งขึ้น จากรูประหว่างที่ความเร็วของมอเตอร์กำลังวิ่งเข้าไปสู่ความเร็วควบคุมหรือความเร็วที่กำหนดให้มอเตอร์หมุน ค่ากระแส i_{qs} ก็จะยังคงอยู่ที่พิกัด 1.5 A เนื่องจากมอเตอร์ต้องการแรงบิดสูงสุดเพื่อให้ความเร็วเข้าสู่ค่าที่ต้องการเร็วที่สุด และเมื่อความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ ค่ากระแส i_{qs} จะมีค่าน้อยมากซึ่งอยู่ในช่วงเวลา $t = 0.25$ วินาที ถึงเวลา $t = 0.6$ วินาที เนื่องจากมอเตอร์ยังไม่มีภาระจากโหลดต่อเมื่อมอเตอร์มีการรับภาระจากโหลดที่เวลา $t = 0.6$ วินาที ค่ากระแส i_{qs} จะมีค่ามากขึ้นซึ่งได้แสดงความสัมพันธ์ของกระแส i_{qs} เทียบกับโหลดดังนี้ โดยจะเลือกพิจารณาค่ากระแส i_{qs} ที่เวลา $t = 0.9$ วินาที จากรูปที่ 3.10 สามารถคำนวณกระแส i_{qs} เพื่อเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ได้สมการที่ (3.53)

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (3.53)$$

ซึ่งขนาด (i_s) ของกระแสเตเตอร์วัดได้ที่เวลา 0.9 วินาที เท่ากับ 1 A และกระแส i_{ds} มีค่าเท่ากับ 0.6 A ดังนั้น จากสมการที่ (3.53) สามารถคำนวณกระแส i_{qs} ได้เท่ากับ 0.8 A ซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณเมื่อพิจารณาแล้วพบว่ามีความสอดคล้องกันกับค่ากระแส i_{qs} ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.10

ผลการตอบสนองของแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ก็มีลักษณะเหมือนกันกับกระแส i_{qs} มีการเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะการรับภาระจากโหลดของมอเตอร์ จากรูปจะเห็นว่าแรงบิด T_{em} มีค่ามากกว่าแรงบิด T_L อยู่เล็กน้อย เนื่องจากมอเตอร์ต้องออกแรงส่วนหนึ่งเพื่อขับเคลื่อนให้ตัวมันเองหมุนได้

แรงดันที่ได้จากการควบคุมของลูปควบคุมกระแส จะเห็นว่าช่วงมอเตอร์เริ่มสตาร์ทแรงดันบนแกน q จะมีค่าค่อย ๆ เพิ่มมากขึ้นแสดงให้เห็นว่ายิ่งมอเตอร์หมุนที่ความเร็วมากขึ้นยังมีความต้องการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์เพิ่มมากขึ้นเพื่อจะรักษาระดับแรงบิดให้มีค่าสูงที่สุดเพื่อให้มอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่เร็วที่สุด และจากรูปยังเห็นว่าแรงดันทั้งบนแกน d และแกน q มีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามการรับสภาวะการรับภาระจากโหลดของมอเตอร์ด้วยเช่นกัน

3.7 สรุป

การควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็คเป็นการเรียนแบบวิธีการของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก โดยแปลงปริมาณของกระแสสามเฟสให้อยู่ในปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุนโดยหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส จึงทำให้การควบคุมฟลักซ์จะขึ้นอยู่กับกระแส i_{ds} และการควบคุมแรงบิดจะขึ้นอยู่กับกระแส i_{qs} การควบคุมความเร็วแบบฟีดแบ็ค

เรียนเต็ด ปกติจะกำหนดให้กระแสควบคุมฟลักซ์คงที่โดยจะกำหนดไว้ที่ค่าพิคคของมอเตอร์ ส่วนกระแสควบคุมแรงบิดก็จะมีเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะการรับโหลดของมอเตอร์ ตรงส่วนนี้เองจึงสามารถกล่าวได้ว่าการควบคุมแบบฟีดแบ็คออเรียนเต็ดสามารถควบคุมแรง-บิดได้โดยตรง ในการออกแบบตัวควบคุมผู้ออกแบบจำเป็นต้องมีข้อมูลของพารามิเตอร์ของตัวมอเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุม และพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญมากคือ L_r และ R_r จะเห็นว่าจากสมการที่ (3-21) ต้องใช้พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้ในการคำนวณค่าความเร็วเชิงมุมของค่า สลิปเพื่อจะนำมารวมกันกับค่าความเร็วเชิงมุมที่โรเตอร์ที่ได้จากเอ็นโคเดอร์จะได้ความเร็วเชิงมุมที่ซิงโครนัสเพื่อใช้ในการแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดีคิว ซึ่งถ้าใช้พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้ไม่ตรงตามความเป็นจริงจะทำให้การคำนวณมุมที่ความเร็วซิงโครนัสมีความคลาดเคลื่อนโดยที่ความคลาดเคลื่อนดังกล่าวจะส่งผลเป็นลูกโซ่ คือ ถ้ามุมที่ใช้ในการหมุนแกนไม่ได้หมุนที่ความเร็วซิงโครนัสจะทำให้การควบคุมค่าฟลักซ์ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกระแส i_{ds} เพียงอย่างเดียว แต่จะขึ้นอยู่กับค่ากระแส i_{qs} ด้วย ซึ่งจะมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับค่าความคลาดเคลื่อนของการคำนวณมุมที่ความเร็วซิงโครนัส ดังนั้นพารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้จึงมีความสำคัญมาก และจากการศึกษาการออกแบบตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คออเรียนเต็ดในบทนี้จะนำไปใช้สำหรับค้นหาตัวควบคุมด้วยวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ซึ่งคาดว่าจะให้ผลการควบคุมที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม โดยได้อธิบายวิธีการออกแบบดังกล่าวไว้ในบทที่ 4 จากนั้นนำพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธีไปใช้เป็นตัวควบคุมของชุดควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (ชุดทดสอบจริง) ที่ได้สร้างขึ้นโดยจะกล่าวถึงในบทที่ 6 ต่อไป

บทที่ 4

การออกแบบตัวควบคุมของการควบคุมความเร็วแบบฟีดแบ็คเรียนนิ่ง ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

4.1 บทนำ

จากบทที่ผ่านมาได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คของระบบควบคุมกระแส และระบบควบคุมความเร็วด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ซึ่งให้สมรรถนะการทำงานดีในระดับหนึ่ง เพื่อที่จะให้สมรรถนะการควบคุมดียิ่งขึ้น จึงได้นำเอาวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เข้ามาช่วยในการออกแบบตัวควบคุมฟีดแบ็คของระบบควบคุมกระแสและระบบควบคุมความเร็ว โดยการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟีดแบ็ค งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search, ATS) ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย และยังให้ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมอย่างมีประสิทธิภาพ (D. Puangdownreong, K-N. Areerak, S. Sujitjorn, and P. Totarong 2002) สำหรับการค้นหาค่าตัวควบคุมด้วยวิธีดังกล่าวได้ใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ เพื่อให้ผลการค้นหาตัวควบคุมฟีดแบ็คได้จริงกับชุดทดสอบในทางปฏิบัติ

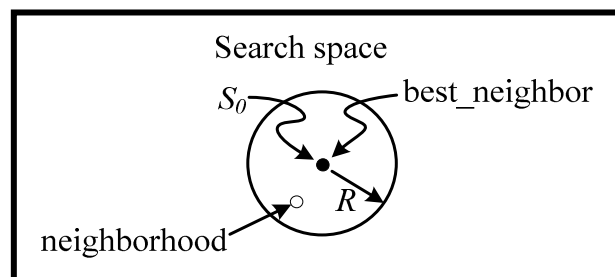
4.2 การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์เป็นอีกวิธีหนึ่งที่มีประสิทธิภาพการค้นหาค่าที่ดี โดยอัลกอริทึมนี้ถูกพัฒนาขึ้นมาจากอัลกอริทึมของการค้นหาแบบตามู (tabu search: TS) ซึ่งอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูได้นำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาการค้นหาค่าเหมาะสมที่สุดเชิงผสมผสาน (combinatorial optimization) โดยที่อัลกอริทึมดังกล่าวได้ถูกคิดค้นโดย Glover ปี 1989 (F. Glover, 1989) และต่อมาได้ถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวางจนถึงปัจจุบันเนื่องจากอัลกอริทึมดังกล่าวมีความสามารถในการหลีกเลี่ยงคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) และยังสามารถทำการค้นหาคำตอบจนกระทั่งได้คำตอบที่ใกล้เคียงกับคำตอบที่เหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (near global solution) ต่อมาในปี พ.ศ. 2545 กองพัน อารีรักษ์และสราวดี สุจิตจรได้พัฒนาและปรับปรุงอัลกอริทึมดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพการค้นหาค่าที่ดียิ่งขึ้น โดยการเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในอัลกอริทึม สำหรับกลไกแรก คือ การเดินย้อนรอย (black-tracking) เป็นกลไกที่อนุญาตให้ระบบการค้นหาค่าสามารถย้อนกลับไปค้นหาคำตอบบริเวณพื้นที่เดิมที่เคยถูกค้นหามาก่อน ซึ่งทำให้ระบบการค้นหามีโอกาสที่จะค้นหาคำตอบในบริเวณพื้นที่ใหม่ และหลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่น

ได้ กลไกที่สอง คือ การปรับค่ารัศมีในการค้นหา (adaptive radius) ซึ่งจะทำให้การปรับลดค่ารัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้างโดยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูซึ่งปรับตัวพิจารณาได้ตามขั้นตอนดังนี้

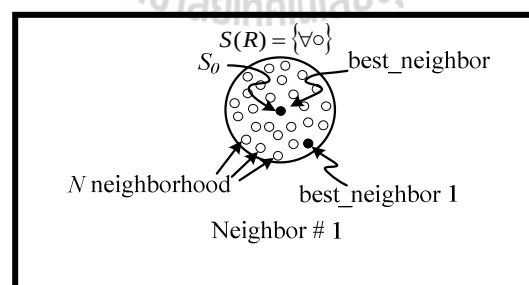
ขั้นตอนที่ 1 กำหนดพื้นที่การค้นหา รัศมีการค้นหาและจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น S_0 ภายในพื้นที่การค้นหาและให้ S_0 เป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 สุ่มค่า S_0 ในพื้นที่การค้นหา

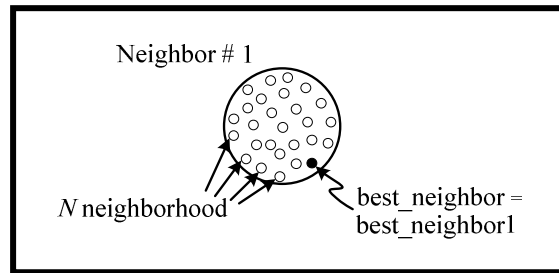
ขั้นตอนที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบจำนวน N คำตอบ รอบ ๆ S_0 (neighborhood) ภายในพื้นที่การค้นหารัศมี R และกำหนดให้เซต $S(R)$ เป็นเซตของคำตอบ N คำตอบ ซึ่งเรียกว่า คำตอบรอบข้าง ดังรูปที่ 4.2



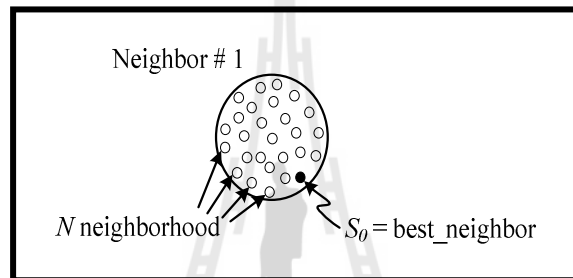
รูปที่ 4.2 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ S_0

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินคำตอบด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของแต่ละสมาชิกใน $S(R)$ โดยกำหนดให้ S_i เป็นคำตอบที่ดีที่สุด (best_neighbor) ใน $S(R)$

ขั้นตอนที่ 5 ถ้า $S_i < S_0$ ดังนั้น กำหนดให้ $S_0 = S_i$ และเก็บค่า S_0 ในรายการตาม ดังรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4

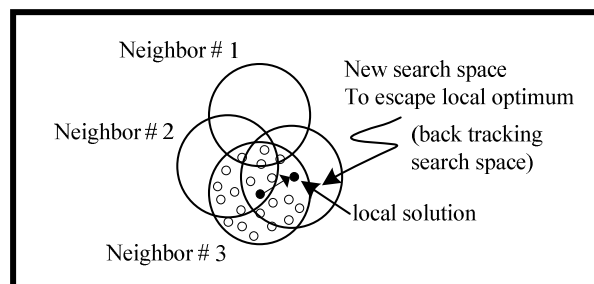


รูปที่ 4.3 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่



รูปที่ 4.4 กำหนดค่า S_0 ใหม่

ขั้นตอนที่ 6 ถ้า $\text{count} \geq \text{count}_{\max}$ จะหยุดกระบวนการการค้นหา โดยที่ค่า S_0 คือคำตอบที่ดีที่สุด ไม่เช่นนั้นจะกลับไปสู่ขั้นตอนที่ 3 และเริ่มกระบวนการใหม่อีกครั้งจนกระทั่งได้คำตอบที่พอใจ

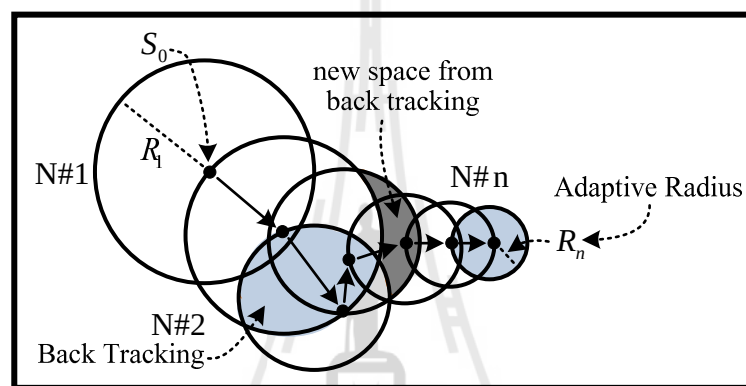


รูปที่ 4.5 กลไกการเดินย้อนรอย

ขั้นตอนที่ 7 จะเข้ากลไกการเดินย้อนรอย เมื่อจำนวนคำตอบในแต่ละรอบไม่หลุดออกจากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่นเป็นจำนวนเท่ากับจำนวนสูงสุดที่ได้จากการค้นหาในพื้นที่การค้นหาเดิมในรายการตามเพื่อนำมากำหนดเป็นคำตอบเริ่มต้นสำหรับการค้นหาในรอบถัดไป ทั้งนี้เพื่อให้หลุดออกจาก

คำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่น ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งใช้ค่า local solution ในรายการตามเป็นค่าเริ่มต้นในการค้นหา

ขั้นตอนที่ 8 จะเข้าสู่กลไกการปรับค่ารัศมีการค้นหา โดยจะปรับลดรัศมีลงเรื่อย ๆ ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4-1) จะทำการลดรัศมีในการค้นหาจนกระทั่งเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด ซึ่งทำให้คำตอบในการค้นหามีความละเอียดมากขึ้น แต่ในทางตรงกันข้าม หากการปรับลดรัศมีการค้นหาที่มีขนาดเล็กเกินไป การค้นหาอาจไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ ดังนั้น การปรับรัศมีให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณาจึงมีความสำคัญ ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 กลไกการปรับลดค่ารัศมี

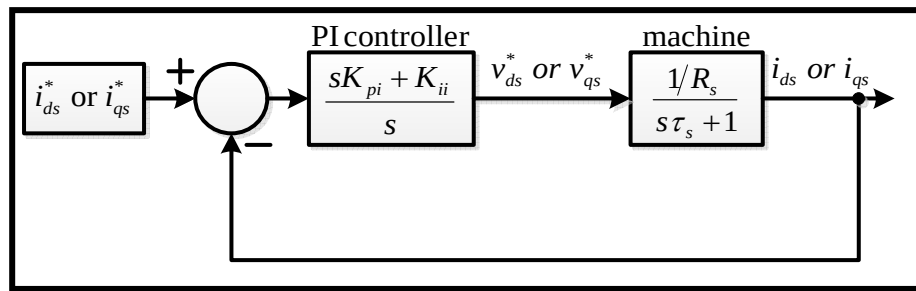
$$radius_{new}(R_n) = \frac{radius_{old}}{DF} \quad (4-1)$$

โดยที่ DF คือ ตัวประกอบปรับลดค่ารัศมี (Decreasing Factor)

4.3 การออกแบบตัวควบคุมฟuzzy สำหรับรูปควบคุมกระแสด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

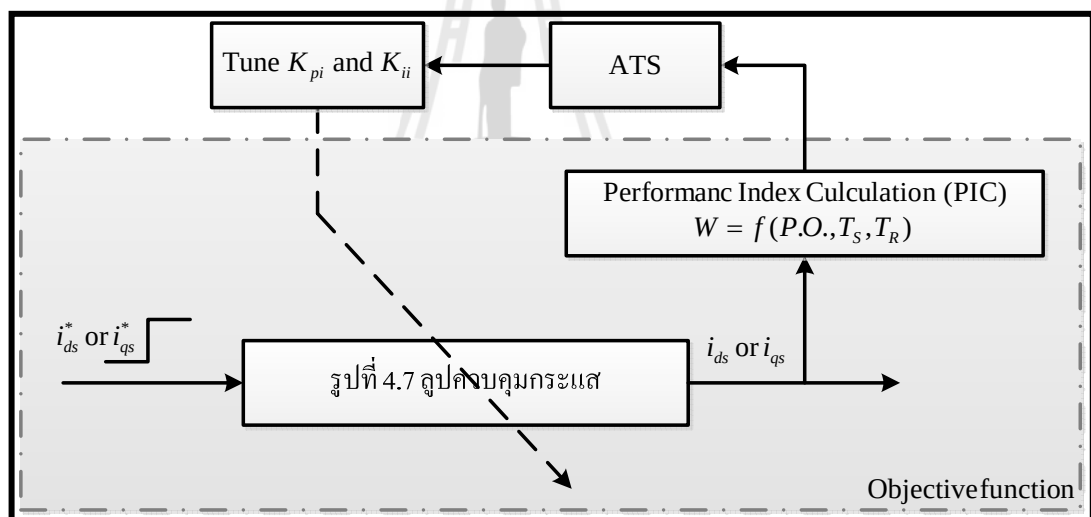
การออกแบบตัวควบคุมฟuzzy ของรูปควบคุมกระแสของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ จะอาศัยระบบควบคุมแสดงในรูปที่ 4.7 เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ซึ่งเป็นระบบที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ คือ R_s และ τ_s ในรูปที่ 4.7 (ได้แสดงรายละเอียดและที่มาของค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไว้ในบทที่ 3) จะใช้ค่าที่ได้จากการทดสอบ ซึ่งรายละเอียดของการทดสอบดูได้ในภาคผนวก ค



รูปที่ 4.7 โครงสร้างของลูปควบคุมกระแสของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ด

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ คือ R_s และ τ_s ในรูปที่ 4.7 (ได้แสดงรายละเอียดและที่มาของค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไว้ในบทที่ 3) จะใช้ค่าที่ได้จากการทดสอบ ซึ่งรายละเอียดของการทดสอบดูได้ในภาคผนวก ค



รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมการออกตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คของลูปควบคุมกระแส
ด้วยวิธีการค้นหาตามูเชิงปรับตัว

รูปที่ 4.8 เป็นแผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟีดแบ็คของลูปการควบคุมกระแสโดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟีดแบ็ค (K_{pi} , K_{ii}) ภายในขอบเขตของการค้นหาที่กำหนดไว้ การค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในแต่ละรอบจะดำเนินการตามอัลกอริทึมของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยในระหว่างการค้นหาจะตรวจสอบค่า W ซึ่งอธิบายได้ดังสมการที่ (4-2) และจะค้นหาจนกว่าจะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองดีที่สุดหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือทำให้ค่า W มีค่าน้อยที่สุด

$$W(T_{r(p.u.)}, T_{s(p.u.)}, P.O._{(p.u.)}) = \sigma \frac{T_r}{T_{r1}} + \alpha \frac{T_s}{T_{s1}} + \gamma \frac{P.O.}{P.O._1} \quad (4-2)$$

เมื่อ $P.O.$ คือ การพุ่งเกินชั่วคราว (overshoot)

T_r คือ ช่วงเวลาขึ้น (rise time)

T_s คือ ช่วงเวลาเข้าที่ (setting time)

$P.O._1$ คือ การพุ่งเกินชั่วคราวของระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดยวิธีการแบบดั้งเดิม

T_{r1} คือ ช่วงเวลาขึ้นของระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดยวิธีการแบบดั้งเดิม

T_{s1} คือ ช่วงเวลาเข้าที่ของระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดยวิธีการแบบดั้งเดิม

เมื่อ σ , α และ γ คือค่าสัมประสิทธิ์สำหรับการกำหนดนัยสำคัญของค่า T_r , T_s และ $P.O.$ ตามลำดับ ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ค่า σ , α และ γ มีค่าเท่ากับ 0.33, 0.33 และ 0.34 ตามลำดับ ซึ่งหมายถึง การออกแบบจะให้ความสำคัญของค่า $P.O.$, T_r และ T_s เท่า ๆ กัน และได้แสดงความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์ทั้งสามตัวดังสมการที่ (4-3)

$$\sigma + \alpha + \gamma = 1 \quad (4-3)$$

4.3.1 ทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวของลูบควบคุมกระแส

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับการค้นหาตัวควบคุมแบบพีไอของลูบควบคุมกระแส มีพารามิเตอร์ที่สำคัญทั้งหมด 4 ค่า คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี ซึ่งเมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะส่งผลให้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยขอบเขตต่ำสุดและขอบเขตสูงสุดของพารามิเตอร์ K_{pi} และ K_{ii} เป็น [10-90] และ [1000-50000] ตามลำดับ การเลือกค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จะใช้เกณฑ์การพิจารณาค่า W_i เฉลี่ย ซึ่งการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูบควบคุมกระแส ได้ทำการทดสอบที่ค่า 400 450 500 550 และ 600 โดยกำหนด จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 15 และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.6 ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่าที่จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500 เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยของ W_i พบว่าจำนวนคำตอบเริ่มต้นที่ค่าดังกล่าวให้ประสิทธิภาพของการค้นหาที่ดีที่สุด ดังนั้นผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500

ตารางที่ 4.1 การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 400 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5671	0.5534	0.5394	0.5662	0.5723	0.55963
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 450 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5805	0.5828	0.5932	0.5878	0.5467	0.5782
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5678	0.5581	0.5511	0.5516	0.5579	0.5573
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 550 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5614	0.5896	0.5281	0.5676	0.5979	0.56892
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 600 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5562	0.5801	0.5498	0.5621	0.5809	0.56582

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จะทำการทดสอบโดยใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 175 200 225 และ 250 โดยได้กำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 500 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 15 และ ค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.6 ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 4.2 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย w_i พบว่า ที่จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 จะให้ค่า w_i น้อยที่สุด จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200

ตารางที่ 4.2 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5656	0.5657	0.5904	0.5463	0.5641	0.56642
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 175 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5328	0.5969	0.5538	0.5540	0.5441	0.55632
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5278	0.5875	0.5522	0.5478	0.5537	0.5538
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 225 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5747	0.5920	0.5990	0.5290	0.5435	0.56764

ตารางที่ 4.2 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 250 คำตอบ						
ค่า w_i	0.5473	0.5567	0.5571	0.5877	0.5689	0.56354

การทดสอบจำนวนค่ารัศมีเริ่มต้นของการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว จะทำการทดสอบโดยใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 13 15 17 19 และ 21 โดยกำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 และตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.6 ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 4.3 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย w_i พบว่ากรณีที่ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 17 จะให้ผลการทดสอบที่ดีที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 17

ตารางที่ 4.3 การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 13						
ค่า w_i	0.5689	0.5935	0.5368	0.5744	0.5887	0.57246
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 15						
ค่า w_i	0.5665	0.5931	0.5431	0.5338	0.5948	0.56626
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 17						
ค่า w_i	0.5576	0.5635	0.5446	0.5879	0.5651	0.56374
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 19						
ค่า w_i	0.5382	0.5880	0.5998	0.5405	0.5665	0.5666
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 21						
ค่า w_i	0.5639	0.5938	0.5640	0.5573	0.5909	0.57398
จำนวนรอบ	1	1	1	1	4	1.6

การทดสอบค่าการปรับลดรัศมีของการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวจะดำเนินการทดสอบโดยใช้ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.5 1.6 1.7 1.8 และ 1.9 โดยกำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 และค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 17 ผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 4.4 จาก

ตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาที่ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.7 พบว่ามีค่า w_i น้อยที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.7

ตารางที่ 4.4 การทดสอบค่าปรับลดครีมี

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าตัวปรับลดครีมี 1.5						
ค่า w_i	0.5618	0.5565	0.5937	0.5592	0.5905	0.57234
ค่าตัวปรับลดครีมี 1.6						
ค่า w_i	0.5825	0.5660	0.5829	0.5879	0.5566	0.57518
ค่าตัวปรับลดครีมี 1.7						
ค่า w_i	0.5572	0.5777	0.5836	0.5678	0.5567	0.5686
ค่าตัวปรับลดครีมี 1.8						
ค่า w_i	0.5871	0.5538	0.5912	0.5891	0.5610	0.57644
ค่าตัวปรับลดครีมี 1.9						
ค่า w_i	0.5849	0.5630	0.5656	0.5673	0.5696	0.57004

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวทั้งหมดข้างต้น ผู้วิจัยได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบฟัโของ ลูปควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟัลค้อเรียนเต็ด ซึ่งสรุปได้ดังนี้

- เลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500
- เลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200
- เลือกใช้ค่าครีมีเท่ากับ 17
- เลือกใช้ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.7

4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมกระแสโดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_{pi} และ K_{ii} ของตัวควบคุมแบบฟัโสำหรับการควบคุม กระแสของมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบฟัลค้อเรียนเต็ด โดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว แสดง ขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวได้ ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดสำหรับการค้นหาพารามิเตอร์ K_{pi} เท่ากับ 10-90 และ K_{ii} เท่ากับ 1000-50000

ขั้นที่ 2 กำหนดการสุ่มคำตอบเริ่มต้นจำนวนเท่ากับ 500

ขั้นที่ 3 กำหนดการสุ่มคำตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหาจำนวนเท่ากับ 200

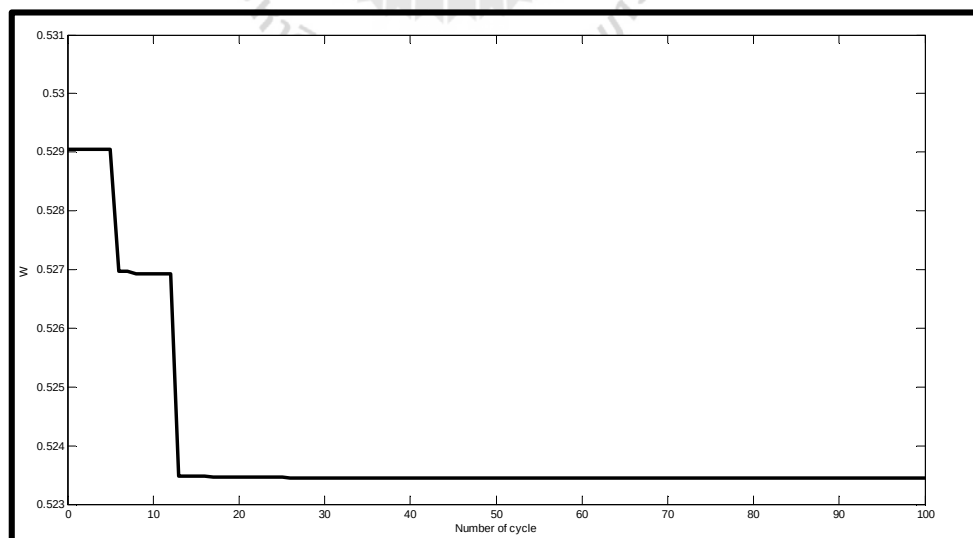
ขั้นที่ 4 กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นสำหรับการค้นหาเท่ากับ 17

ขั้นที่ 5 กำหนดค่าตัวประกอบปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.7

ขั้นที่ 6 กำหนดเงื่อนไขการเดินย้อนรอย โดยถ้าระบบการค้นหาไม่สามารถหลุดออกจากคำตอบแบบท้องถิ่น (local solution) ได้เป็นจำนวน 5 รอบการค้นหา กำหนดให้มีการเดินย้อนรอยเกิดขึ้น

ขั้นที่ 7 กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ($\text{count}_{\max}$) เท่ากับ 100 รอบ

จากการกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวภายใต้ขั้นตอนการออกแบบข้างต้น ผลการลู่เข้าของคำตอบในระหว่างการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอ สำหรับรูปควบคุมกระแสของการควบคุมความเร็วแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ด แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 ซึ่งแสดงการลู่เข้าของ w_i ที่ค่าเท่ากับ 0.5235 ในจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 100 โดยในช่วงของรอบการค้นหาที่ 5 ถึง 13 w_i มีค่าเท่ากับ 0.527 ซึ่งค่า w_i ดังกล่าวเป็นค่าคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่นอย่างไรก็ตาม อัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวยังสามารถค้นหาพบคำตอบค่าที่ดีกว่าที่ค่าเท่ากับ 0.527 ในรอบการค้นหาที่ 14 ทั้งนี้เนื่องมาจากผลของการเดินย้อนรอยของอัลกอริทึม จึงทำให้ระบบการค้นหาสามารถหลุดออกจากคำตอบวงแคบเฉพาะถิ่นเข้าสู่บริเวณค้นหาที่ให้คำตอบที่ดีขึ้น สำหรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว คือ K_{pi} เท่ากับ 89.99 และ K_{ii} เท่ากับ 13952



รูปที่ 4.9 การลู่เข้าหาคำตอบ w_i ของรูปควบคุมกระแส

จากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับรูปควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็คโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสามารถสรุปผลการค้นหาเทียบกับการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ซึ่งได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 3 โดยสามารถแสดงผลของค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธีดังตารางที่ 4.5 ดังนี้

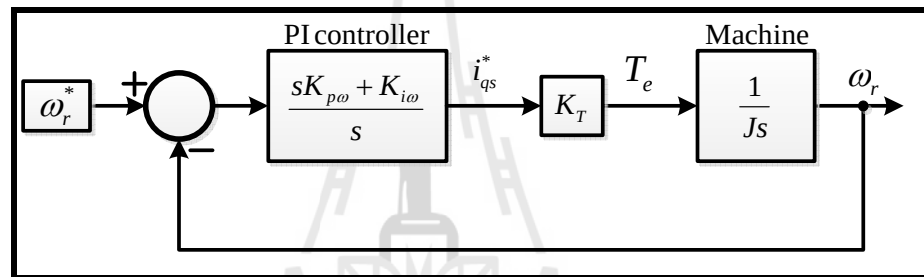
ตารางที่ 4.5 ตัวควบคุมแบบพีไอจากวิธีการค้นหาแบบดั้งเดิมและแบบตามูเชิงปรับตัว

พารามิเตอร์	ค้นหาด้วยวิธีแบบดั้งเดิม	ค้นหาด้วยวิธี ATS
K_{pi}	58.3	89.99
K_{ii}	16375	13952
W_i	1	0.5235

เมื่อพิจารณาจากตารางที่ 4.5 พบว่าผลที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวจะได้ค่าพารามิเตอร์ K_{pi} ที่มีค่าเข้าใกล้ขอบเขตบนมาก เมื่อพิจารณาจากขอบเขตการค้นหาที่ได้กำหนดไว้ข้างต้น ซึ่งลักษณะเช่นนี้แสดงให้เห็นว่าคำตอบที่ดีที่สุดอาจจะอยู่นอกขอบเขตของการค้นหา อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาค่า W_i ที่ได้จากการค้นหาตัวควบคุมของทั้งสองวิธีจะเห็นว่าการค้นหาตัวควบคุมแบบตามูเชิงปรับตัวก็ยังให้สมรรถนะของการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม จากนั้นได้ทดลองปรับเพิ่มขอบเขตบนของการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม K_{pi} และ K_{ii} ผลจากการค้นหาพบว่าตัวควบคุม K_{pi} ที่ได้ก็ยังมีลักษณะเข้าใกล้ขอบเขตบนของการค้นหาเสมอและค่า W_i ก็มีค่าน้อยกว่าเดิม หมายความว่ายิ่งปรับเพิ่มขอบเขตบนของการค้นหาให้มีค่ายิ่งมาก ก็ยิ่งจะได้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ดียิ่งขึ้นแต่เมื่อมองในส่วนของการนำพารามิเตอร์พีไอไปใช้จริงจะเห็นว่ายิ่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอมีก่ามากระบบควบคุมก็จะต้องค่าเวลาการควบคุมหรือที่เรียกว่าค่าเวลาแซมปลิง(T_s) ที่มีความละเอียดมากยิ่งขึ้นหรือมีค่าน้อยมาก ๆ ซึ่งการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอนี้จะถูกลำดับไปใช้เป็นตัวควบคุมสำหรับชุดควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่จะสร้างขึ้นในบทที่ 6 โดยการสร้างชุดควบคุมดังกล่าวได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ eZdsp™ F28335 สำหรับประมวลผลหลักของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งเมื่อพิจารณาความเร็วในการประมวลผลของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ eZdsp™ F28335 สำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะให้ความเร็วรอบของการประมวลผลที่เร็วที่สุดอยู่ที่ 100 usec ซึ่งจะเหมาะสมกับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.5

4.4 การออกแบบตัวควบคุมฟิโอสำหรับรูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การออกแบบตัวควบคุมฟิโอสำหรับรูปควบคุมความเร็วสำหรับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ อาศัยระบบควบคุมแสดงในรูปที่ 4.10 เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ซึ่งเป็นระบบที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 จะเห็นว่าในบล็อกไดอะแกรมมีค่าคงที่ของมอเตอร์ คือ K_T ได้จากสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์สำหรับการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็คในสมการที่ (3-22) (โดยรายละเอียดและที่มาของค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวแสดงไว้ในบทที่ 3) และค่า J เป็นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบรายละเอียดของการทดสอบได้แสดงไว้ในภาคผนวก ค

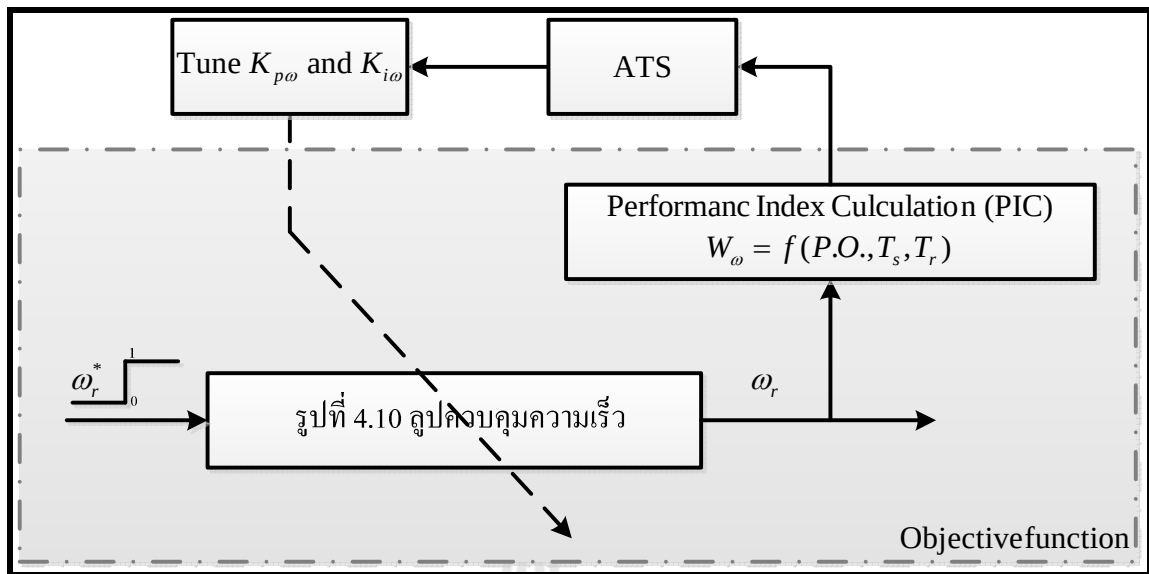


รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมของรูปควบคุมความเร็ว โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.10 จะถูกใช้เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟิโอสำหรับรูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ดังนั้น จากรูปที่ 4.10 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับการค้นหาตัวควบคุมฟิโอสำหรับรูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวได้ดังรูปที่ 4.11

รูปที่ 4.11 เป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟิโอสำหรับรูปควบคุมความเร็วโดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟิโอสำหรับรูปควบคุมความเร็ว ($K_{p\omega}$, $K_{i\omega}$) ในขอบเขตการค้นหาที่กำหนดไว้ การค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในแต่ละรอบจะดำเนินการตามอัลกอริทึมของวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวโดยในระหว่างการค้นหาระบบจะตรวจสอบค่า W_ω ซึ่งอธิบายได้ดังสมการที่ (4-2) และจะค้นหาจนกว่าจะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองดีที่สุดหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือทำให้ค่า W_ω มีค่าน้อยที่สุด

เมื่อ $\sigma\alpha$ และ γ คือค่าสัมประสิทธิ์สำหรับการกำหนดนัยสำคัญของค่า T_r , T_s และ $P.O.$ ตามลำดับ จะกำหนดเหมือนกันกับการค้นหาตัวควบคุมของรูปกระแส



รูปที่ 4.11 บล็อกไดอะแกรมของการค้นหาตัวควบคุมแบบพีไอของลูปควบคุมความเร็ว
ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

4.4.1 ทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวของลูปควบคุมความเร็ว

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับการค้นหาตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมความเร็ว โดยมีพารามิเตอร์ที่สำคัญทั้งหมด 4 ค่า คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี ซึ่งเมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะส่งผลให้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยขอบเขตต่ำสุดและขอบเขตสูงสุดของพารามิเตอร์ $K_{p\omega}$ และ $K_{i\omega}$ เป็น $[0.1-0.5]$ และ $[3-30]$ ตามลำดับ การเลือกค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จะใช้เกณฑ์การพิจารณาค่าเฉลี่ย W_ω เป็นหลัก ซึ่งการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมความเร็ว ได้ทำการทดสอบที่ค่า 500 550 600 650 และ 700 โดยกำหนดจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 20 และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.7 ซึ่งผลการทดสอบได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.6 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า ที่จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 650 เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย W_ω พบว่ามีค่าน้อยที่สุด ดังนั้น จึงได้เลือกคำตอบเริ่มต้นที่ 650

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จะทำการทดสอบโดยใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 100 125 150 175 และ 200 โดยกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 650 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 20 และ ค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.7 ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 4.7 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย W_ω พบว่าจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 จะให้ค่า W_ω น้อยที่สุด จึงเลือกจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150

ตารางที่ 4.6 การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6081	0.6111	0.6080	0.6153	0.6162	0.61174
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 550 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6141	0.6133	0.6166	0.6138	0.6132	0.6142
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 600 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6106	0.6122	0.6148	0.6070	0.6127	0.61146
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 650 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6087	0.6173	0.6120	0.6083	0.6097	0.6112
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 700 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6183	0.6130	0.6072	0.6141	0.6124	0.613

ตารางที่ 4.7 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 100 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6105	0.6107	0.6096	0.6171	0.6168	0.61294
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 125 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6195	0.6061	0.6149	0.6072	0.6138	0.6123
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6093	0.6115	0.6070	0.6127	0.6186	0.61182
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 175 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6088	0.6168	0.6092	0.6135	0.6115	0.61196
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 คำตอบ						
ค่า W_ω	0.6165	0.6127	0.6189	0.6160	0.6081	0.61444

การทดสอบจำนวนคำรหัสเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จะทำการทดสอบโดยใช้คำรหัสเริ่มต้นเท่ากับ 10 15 20 25 และ 30 โดยกำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 650 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 และตัวประกอบการปรับลดรหัส เท่ากับ 1.7 โดยผลการทดสอบแสดงได้ดัง

ตารางที่ 4.8 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย W_{ω} พบว่า กรณีค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 25 จะให้ผลการทดสอบที่ดีที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 25

ตารางที่ 4.8 การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 10						
ค่า W_{ω}	0.6148	0.6189	0.6123	0.6194	0.6193	0.61694
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 15						
ค่า W_{ω}	0.6124	0.6136	0.6131	0.6186	0.6070	0.1294
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 20						
ค่า W_{ω}	0.6073	0.6075	0.6184	0.6135	0.6120	0.61174
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 25						
ค่า W_{ω}	0.6142	0.6130	0.6062	0.6164	0.6133	0.61262
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 30						
ค่า W_{ω}	0.6187	0.6182	0.6102	0.6177	0.6125	0.61546

การทดสอบค่าการปรับลดรัศมีของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวได้ดำเนินการทดสอบโดยใช้ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.5 1.6 1.7 1.8 และ 1.9 โดยกำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 650 จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 150 และค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 25 ผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 4.9 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาที่ค่าการปรับลดรัศมีที่ 1.8 พบว่าค่า W_{ω} เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.8

ตารางที่ 4.9 การทดสอบค่าปรับลดรัศมี

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าตัวปรับลดรัศมี 1.5						
ค่า W_{ω}	0.6184	0.6193	0.6132	0.6148	0.6158	0.6163
ค่าตัวปรับลดรัศมี 1.6						
ค่า W_{ω}	0.6192	0.6159	0.6135	0.6157	0.6165	0.61616

ตารางที่ 4.9 การทดสอบค่าปรับลดครีมี (ต่อ)

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าตัวปรับลดครีมี 1.7						
ค่า W_ω	0.6159	0.6174	0.6089	0.6156	0.6174	0.61504
ค่าตัวปรับลดครีมี 1.8						
ค่า W_ω	0.6162	0.6072	0.6196	0.6134	0.6175	0.61478
ค่าตัวปรับลดครีมี 1.9						
ค่า W_ω	0.6199	0.6095	0.6132	0.6183	0.6156	0.6153

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวทั้งหมดข้างต้น ผู้วิจัยได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบฟัโของ ลูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแบบฟัลด์อเรียนเต้ด สามารถสรุปได้ดังนี้

- เลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 650
- เลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150
- เลือกใช้ค่าครีมีเท่ากับ 25
- เลือกใช้ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.8

4.4.2 การออกแบบตัวควบคุมความเร็วโดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

ขั้นตอนการออกแบบค่าพารามิเตอร์ $K_{p\omega}$ และ $K_{i\omega}$ ของตัวควบคุมฟัโสำหรับการ ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบฟัลด์อเรียนเต้ด โดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิง ปรับตัว แสดงขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวได้ดังนี้

ขั้นที่ 1 กำหนดขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดสำหรับค้นหาพารามิเตอร์ $K_{p\omega}$ เท่ากับ 0.1-0.5 และ $K_{i\omega}$ เท่ากับ 3-30

ขั้นที่ 2 กำหนดการสุ่มคำตอบเริ่มต้นจำนวนเท่ากับ 650

ขั้นที่ 3 กำหนดการสุ่มคำตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหาจำนวนเท่ากับ 150

ขั้นที่ 4 กำหนดค่าครีมีเริ่มต้นสำหรับการค้นหาเท่ากับ 25

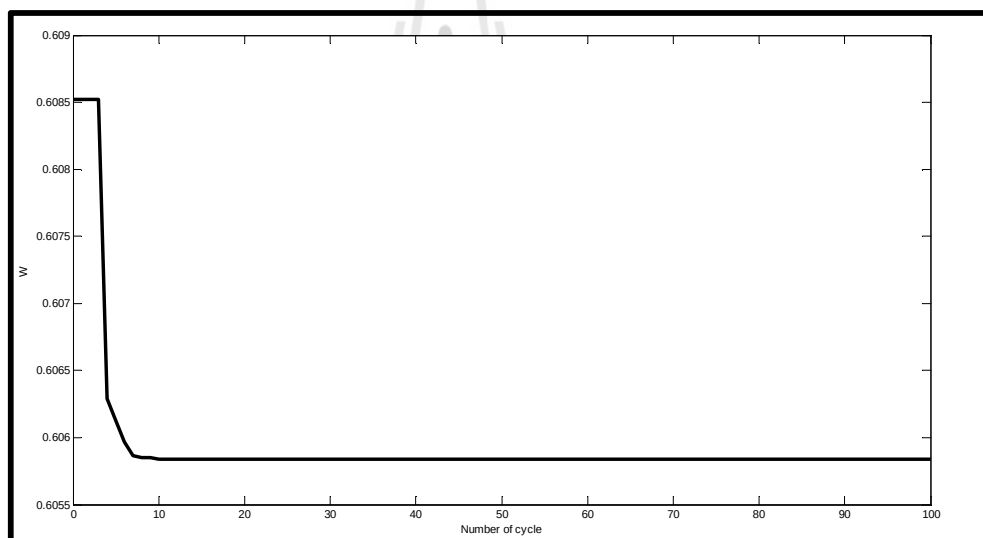
ขั้นที่ 5 กำหนดค่าตัวประกอบการปรับลดครีมีเท่ากับ 1.8

ขั้นที่ 6 กำหนดเงื่อนไขการเดินย้อนรอย โดยถ้าระบบการค้นหาไม่สามารถหลุดออกจาก คำตอบแบบท้องถิ่น (local solution) ได้เป็นจำนวน 5 รอบการค้นหา กำหนดให้มีการเดินย้อนรอยเกิดขึ้น

ขั้นที่ 7 กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ($\text{count}_{\max}$) เท่ากับ 100 รอบ

จากการกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวภายใต้ขั้นตอนการออกแบบข้างต้น ผลการลู่เข้าของคำตอบในระหว่างการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับรูปควบคุมกระแสของการควบคุมความเร็วแบบฟิลด์อเรียนเต้ด แสดงได้ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งแสดงการลู่เข้าของ W_ω ที่ค่าเท่ากับ 0.6058 ในจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 100 และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว คือ $K_{p\omega}$ เท่ากับ 0.4999 และ $K_{i\omega}$ เท่ากับ 14.1482

จากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับรูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแบบฟิลด์อเรียนเต้ดโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสามารถสรุปผลของการค้นหาเทียบกับการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ที่ได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 3 โดยได้แสดงผลเปรียบเทียบการออกแบบทั้งสองวิธีดังตารางที่ 4.10 ดังนี้



รูปที่ 4.12 การลู่เข้าหาคำตอบ W_ω ของรูปควบคุมความเร็ว

ตารางที่ 4.10 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมความเร็วจากวิธีดั้งเดิมเทียบกับวิธีแบบตามูเชิงปรับตัว

พารามิเตอร์	แบบดั้งเดิม	แบบ ATS
$K_{p\omega}$	0.2710	0.4999
$K_{i\omega}$	10	14.1482
W_ω	1	0.6058

จากการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอของรูปควบคุมความเร็วพบว่าค่าพารามิเตอร์ $K_{p\omega}$ จากการค้นหามีลักษณะเข้าใกล้ขอบเขตบนของการค้นหามากเมื่อพิจารณาจาก

ขอบเขตการค้นหาค้นหาในข้างต้น แสดงให้เห็นว่าคำตอบที่ดีที่สุดอาจอยู่นอกขอบเขตการค้นหาค้นหา จึงได้ทดลองปรับเพิ่มขอบเขตบนของพารามิเตอร์ $K_{p\omega}$ ค่าออกไป ยังพบว่าผลที่ได้จากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีลักษณะที่เข้าใกล้ขอบเขตบนของการค้นหาเหมือนเดิม และทุกครั้งที่มีการปรับเพิ่มขอบเขตบนของการค้นหาเพิ่มขึ้น ค่า W_ω ก็ยังจะมีค่าน้อยลงเรื่อย ๆ นั่นคือ ยิ่งพารามิเตอร์ของการควบคุมแบบพีไอมีค่ายิ่งมาก ยิ่งจะให้สมรรถนะของการควบคุมดียิ่งขึ้น แต่เมื่อพิจารณาขีดความสามารถในการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะมีความสามารถในการตอบสนองที่ดีที่สุดอยู่ช่วงช่วงหนึ่งเท่านั้น ดังนั้น การเลือกพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวก็จะต้องดูสมรรถนะการตอบสนองทางด้านความเร็วของมอเตอร์ด้วย ซึ่งถ้าเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่มีค่ามากเกินไป เมื่อนำไปใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะทำให้มอเตอร์เกิดการสั่นหรือจนกระทั่งไม่สามารถควบคุมได้ ดังนั้น สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวจึงได้เลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในตารางที่ 4.10 เป็นพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับควบคุมความเร็วและเมื่อพิจารณาค่า W_ω ที่ได้จากจากการค้นหาด้วยวิธีแบบตามูเชิงปรับตัวก็ยังมีค่าน้อยกว่าการค้นหาแบบดั้งเดิม หมายความว่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

4.5 การจำลองสถานการณ์โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการแบบดั้งเดิมเทียบกับตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอเพื่อใช้สำหรับควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเทียบกับผลที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมแสดงได้ดังตารางที่ 4.11

ตารางที่ 4.11 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ออกแบบด้วยวิธีดั้งเดิมเทียบกับวิธี ATS

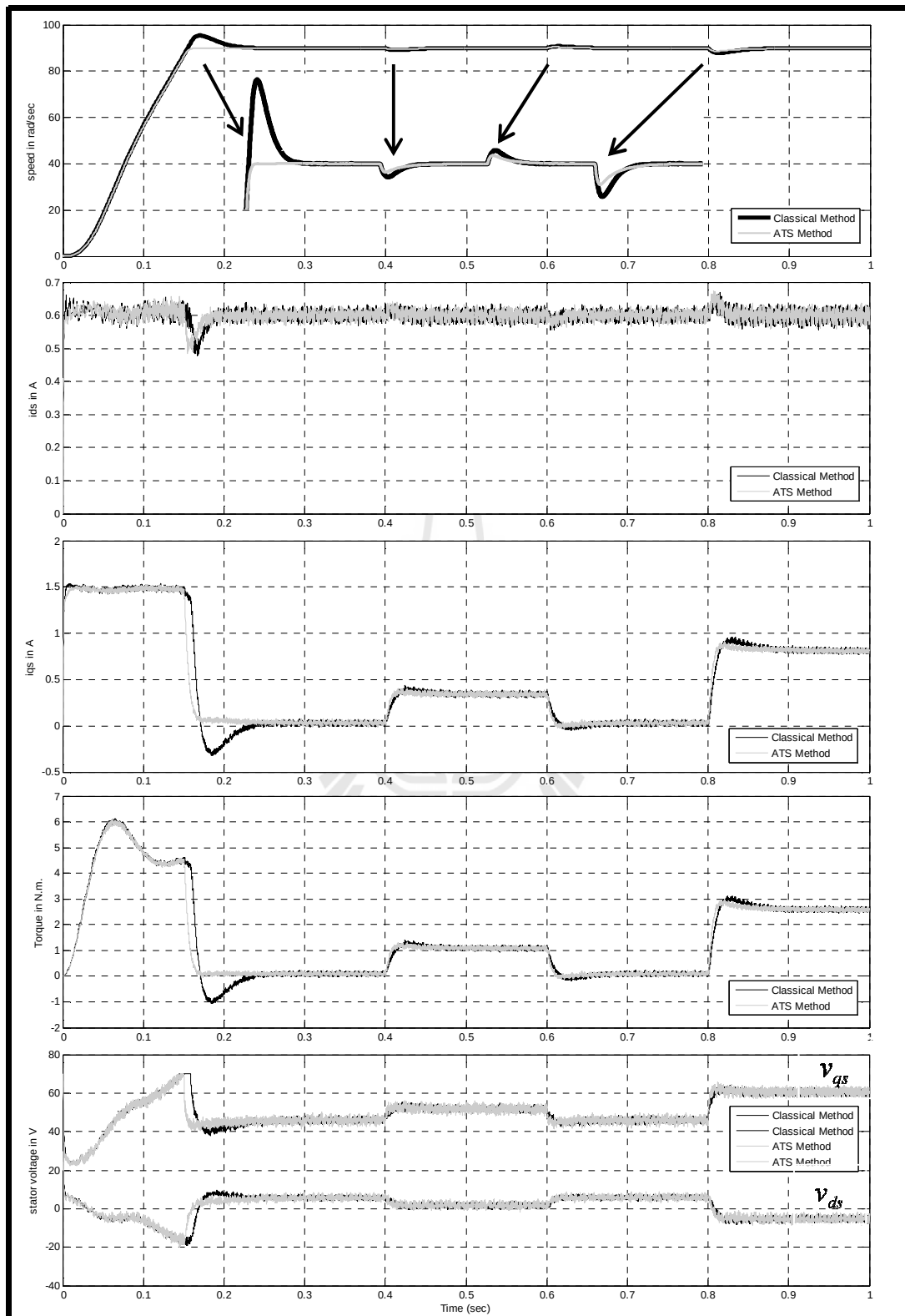
พารามิเตอร์	ลูปควบคุมกระแส		ลูปควบคุมความเร็ว	
	แบบดั้งเดิม	แบบ ATS	แบบดั้งเดิม	แบบ ATS
K_p	58.3	89.99	0.2710	0.4999
K_I	16375	13951	10	14
W	1	0.5234	1	0.6058

จากตารางที่ 4.11 ได้นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบของทั้งสองวิธีมาจำลองสถานการณ์โดยอาศัยชุดบล็อก SPS บนโปรแกรม MATLAB เช่นเดียวกันกับบทที่ 3

(รูปที่ 3.9) การจำลองสถานการณ์ได้กำหนดความเร็วของมอเตอร์เท่ากับ 90 เรเดียน/วินาทีหลังจากนั้นเริ่มการจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ขนาด 1 นิวตัน-เมตร ที่เวลา $t = 0.4$ วินาที ต่อมาที่เวลา 0.6 วินาที ได้เอาโหลด 1 นิวตัน-เมตร ออกจากมอเตอร์ และสุดท้ายจ่ายโหลด 2.5 นิวตัน-เมตรให้กับมอเตอร์ที่เวลา 0.8 วินาที จากการจำลองสถานการณ์เพื่อคุณสมบัติของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธี ได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.13 โดยรูปกราฟด้านบนแสดงผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ ถัดมาแสดงรูปกราฟของกระแสสร้างฟลักซ์หรือกระแส i_{ds} ต่อมาแสดงรูปกราฟของกระแสควบคุมแรงบิดมอเตอร์หรือกระแส i_{qs} จากนั้นแสดงรูปกราฟของแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์หรือ T_{em} ด้านล่างสุดแสดงรูปกราฟของแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์คือค่าแรงดัน v_{qs} และ v_{ds} ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธี จะเห็นว่าการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธี ATS ให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม ที่เห็นได้ชัดที่สุดคือความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้ตัวควบคุมจากการค้นหาแบบ ATS จากตอนที่มอเตอร์เริ่มสตาร์ทจนเข้าสู่สภาวะคงที่ ความเร็วของมอเตอร์แทบจะไม่มีอัตราการพุ่งเกินต่างจากการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิมความเร็วของมอเตอร์มีอัตราการพุ่งเกินที่สูงกว่าจึงทำให้เข้าสู่สภาวะคงตัวได้ช้ากว่า และเมื่อพิจารณาพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.13 ก็ยังเห็นว่าการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธี ATS ให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม

4.6 สรุป

การออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทั้งควบคุมกระแสและควบคุมความเร็ว ซึ่งใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การจะใช้อัลกอริทึมของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวจำเป็นต้องทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวก่อน ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีเริ่มต้น และค่าการปรับลดรัศมี ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่กล่าวมานี้จะมีค่าต่างกันไปขึ้นอยู่กับระบบที่ได้นำมาพิจารณาเห็นได้จากผลการทดสอบพารามิเตอร์ของควบคุมกระแสและควบคุมเร็วที่ได้ค่า พารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวที่ไม่เหมือนกัน จากการพิจารณาค่า W ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวพบว่าให้ประสิทธิภาพการค้นหาที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม และจากการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมบนโปรแกรม MATLAB ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวก็ยังให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม แสดงให้เห็นว่าการค้นหาตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์สามารถค้นหาตัวควบคุมที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม และจากผลการค้นหาตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวในบทที่ 4 จะถูกนำไปใช้เป็นตัวควบคุมของชุดควบคุมความเร็ว

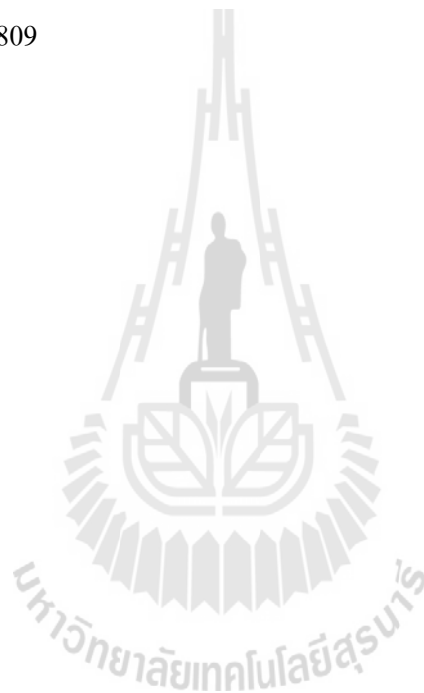


รูปที่ 4.13 ผลการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
ภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

แบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ได้สร้างขึ้น โดยเนื้อของการสร้างชุดควบคุมจะถูกกล่าวไว้ในบทที่ 5 การสร้างชุดตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์ด้วยเอ็น โคเดเดอร์ และบทที่ 6 การสร้างวงจรตรวจวัดกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์ สร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส และเขียน โปรแกรมควบคุมการทำงานของเวกเตอร์ทางอ้อม

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในส่วนของการออกแบบตัวควบคุมฟิโอะของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 4 ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติคือ

P. Sawatnatee, S. Udomsuk, K-N. Areerak, K-L. Areerak, and A. Srikaew, "The Optimal Indirect Vector Control for a Three-Phase Induction Motor Drive Systems Using Artificial Intelligence Techniques" PP.804-809



บทที่ 5

การสร้างชุดตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์ด้วยเอ็นโคเดอร์

5.1 บทนำ

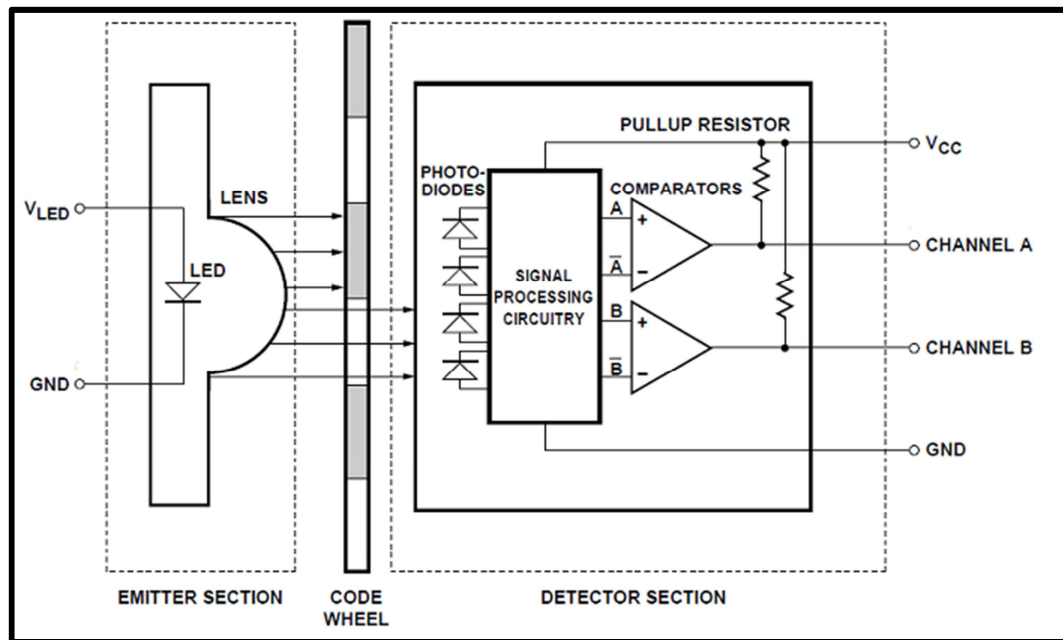
การสร้างชุดควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จำเป็นต้องมีการส่งกลับค่าความเร็วเพื่อใช้ในลูปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่มีความล่าช้าจากความเป็นจริงที่น้อยมาก ๆ หรือถ้าไม่มีความล่าช้าได้ยิ่งดี เพราะยังจะทำให้การควบคุมการทำงานทำได้ อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้น จึงได้ใช้การวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยเอ็นโคเดอร์ถึงจะมีความล่าช้าจากการส่งกลับค่าความเร็วแต่ก็มีไม่มาก และการใช้เอ็นโคเดอร์วัดความเร็วรอบนั้น ได้มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เพราะเป็นเครื่องมือตรวจวัดความเร็วที่ให้ความน่าเชื่อถือได้สูง ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำเสนอการสร้างชุดตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยเอ็นโคเดอร์รุ่น E6B2-CWZ6C

5.2 โรตารีเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C

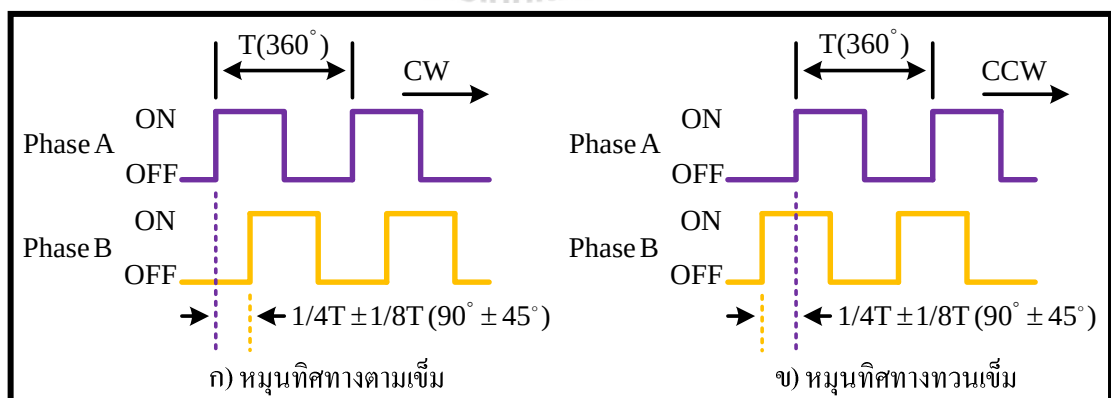
โรตารีเอ็นโคเดอร์เป็นอุปกรณ์ที่สามารถบอกตำแหน่ง บอกทิศทาง และบอกความเร็วเชิงมุมของการหมุน ส่วนมากภายในจะใช้ตัวตรวจวัดแบบแสงซึ่งจะให้สัญญาณออกมาในรูปแบบของพัลส์ (Pulse) ที่สามารถนำมาประมวลผลได้ โรตารีเอ็นโคเดอร์สามารถแบ่งออกได้เป็นเอ็นโคเดอร์แบบสัมบูรณ์ (Absolute Encoder) และเอ็นโคเดอร์แบบเพิ่มค่า (Incremental Encoder) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เอ็นโคเดอร์แบบเพิ่มค่า

เอ็นโคเดอร์แบบเพิ่มค่าจะมีสัญญาณเอาต์พุตเป็นพัลส์ต่อเนื่องไปเรื่อย ๆ ถึงแม้จะหมุนครบรอบแล้วก็ตาม แต่ว่าไม่สามารถจะบอกทิศทางของการหมุนของมอเตอร์ได้ ดังนั้น จึงมีสัญญาณเอาต์พุตอีกช่องหนึ่งที่มีเฟสต่างกันออกไป เพื่อให้เป็นข้อมูลสำหรับการบอกทิศทางของการหมุนของมอเตอร์ เรียกว่า ควอดราเจอร์เอ็นโคเดอร์ (quadrature encoder) ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมการทำงานดังรูปที่ 5.1 จากรูปประกอบด้วยส่วนที่สร้างลำแสง เรียกว่าส่วนปล่อยแสง (emitter section) ส่งผ่านลำแสงมายังส่วนที่เป็นจานล้อหมุนที่มีวงรอบด้านนอกเป็นช่อง ๆ สลับกับส่วนที่หมุนไปมาเรียกว่าล้อรหัส (code wheel) ลำแสงที่ผ่านจานหมุนนี้จะทำให้ฝั่งรับสัญญาณที่เรียกว่าส่วนของเครื่องตรวจจับ (detector section) ที่มีไดโอดเปล่งแสงเป็นส่วนประกอบ กำหนดสัญญาณเอาต์พุตออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนสัญญาณที่เป็นช่อง A และส่วนสัญญาณที่เป็นช่อง B ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากช่อง A และช่อง B แสดงได้ดังรูปที่ 5.2 จากรูปที่ 5.2 ทำให้สามารถรู้ได้ว่ามอเตอร์หมุนไปในทิศทางใด กล่าวคือ ถ้าเฟส A นำเฟส B จะหมายถึงมอเตอร์หมุนไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (CW) ดังรูป

ที่ 5.2 ก) หรือในทางกลับกัน ถ้าเฟส B นำเฟส A จะหมายถึงมอเตอร์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา (CCW) ดังรูปที่ 5.2 ข) จากรูปที่ 5.2 เมื่อทิศทาง การหมุนของเอ็นโคเดอร์ไม่ว่าจะหมุนตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกาสัญญาณพัลส์ของทั้งเฟส A และเฟส B จะทำมุมต่างกัน $1/4T \pm 1/8T$ เมื่อ T คือมุม 360° นั่นคือจะทำมุมต่างกัน 90° โดยมีค่าความผิดพลาดอยู่ที่ $\pm 45^\circ$



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของควอดราเจอร์เอ็นโคเดอร์



รูปที่ 5.2 ทิศทางการหมุนของควอดราเจอร์เอ็นโคเดอร์

นอกจากนั้นเอ็นโคเดอร์บางตัวจะมีสัญญาณช่องที่ 3 ที่เรียกว่า Zero หรือสัญญาณอ้างอิง (Reference signal) โดยสามารถที่จะนำสัญญาณนี้เพื่อมาตรวจสอบตำแหน่งอ้างอิง ซึ่งส่วนมากจะเรียกว่า เฟส Z

โรตารีเอ็นโคเดอร์ที่จะนำมาใช้สำหรับตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ในการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ผลิตภัณฑ์ของบริษัท OMRON รุ่น E6B2-CWZ6C ดังรูปที่ 5.3 มีคุณสมบัติการใช้งานหลัก ๆ ดังตารางที่ 5.1

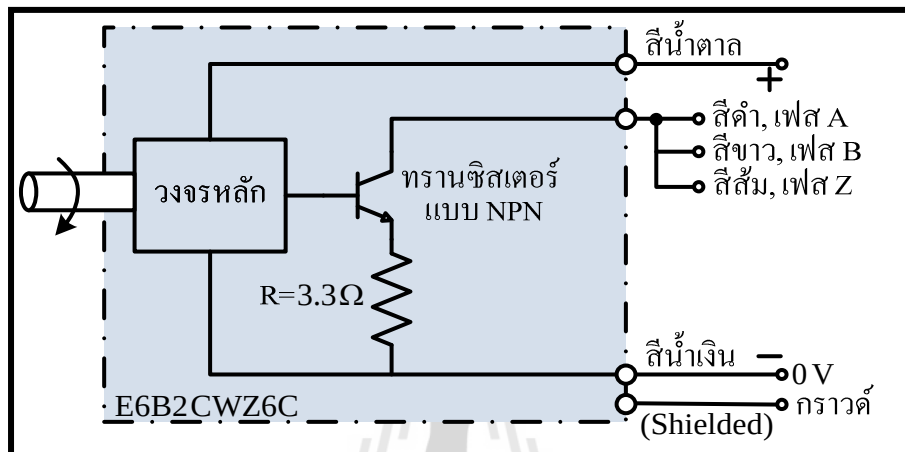


รูปที่ 5.3 เอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C

ตารางที่ 5.1 คุณสมบัติในการนำไปใช้งานของเอ็นโคเดอร์รุ่น E6B2 CWZ6C

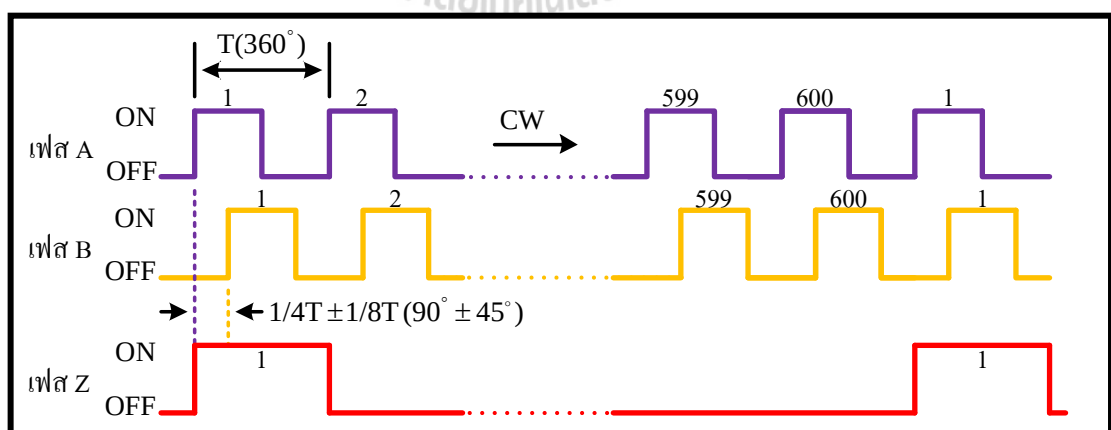
รายการ	E6B2-CWZ6C
แหล่งจ่าย	5 – 24 V _{DC}
กระแสสูงสุด	35 mA
จำนวนพัลส์	600 P/R
สัญญาณเอาต์พุต	A , B , and Z
องค์ประกอบด้านเอาต์พุต	Open collector
ความถี่ที่ตอบสนองได้สูงสุด	100 kHz
ความต่างเฟสทางด้านเอาต์พุต	90° ± 45° Between A and B
ความเร็วสูงสุดที่ใช้งานได้	10000 rpm

โครงสร้างภายในของเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 โดยมีสัญญาณเอาต์พุตออก 3 เฟส คือ เฟส A เฟส B และเฟส Z ซึ่งเฟส A คือ สายไฟเส้นสีดำ เฟส B คือสายไฟเส้นสีขาว และเฟส Z คือ สายไฟเส้นสีส้ม แหล่งจ่ายไฟให้กับวงจรหลักของเอ็นโคเดอร์คือสายไฟเส้นสีน้ำตาล และกราวด์ของแหล่งจ่าย คือ สายไฟเส้นสีน้ำเงิน



รูปที่ 5.4 โครงสร้างวงจรภายในของโรตารีเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C

สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากเอ็นโคเดอร์ E6B2-CWZ6C รวมทั้งสัญญาณเอาต์พุตที่เฟส Z สำหรับการหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาแสดงได้ดังรูปที่ (5.5)



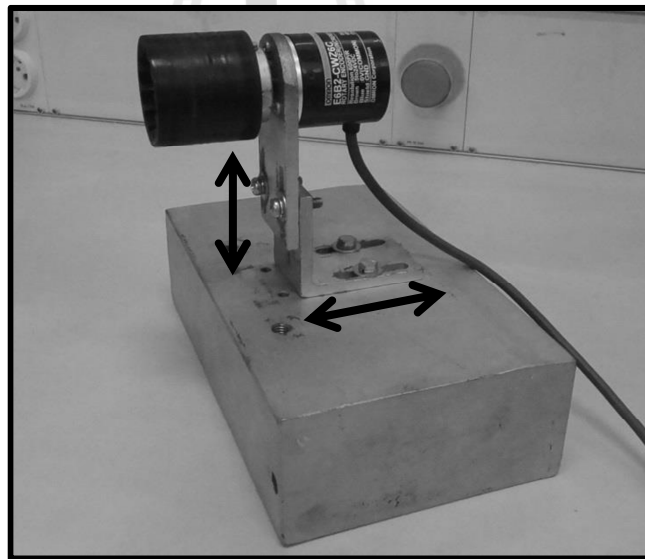
รูปที่ 5.5 สัญญาณเอาต์พุตของโรตารีเอ็นโคเดอร์ E6B2-CWZ6C

จากรูปที่ 5.5 เมื่อเอ็นโคเดอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา สัญญาณพัลส์ของเฟส A จะนำหน้าสัญญาณพัลส์ของเฟส B โดยที่สัญญาณของทั้งสองเฟสจะทำมุมต่างกัน 90° ซึ่งมีค่าความผิดพลาดอยู่ที่ $\pm 45^\circ$ และสัญญาณเอาต์พุตของเฟส Z จะปรากฏเป็นพัลส์เมื่อเอ็นโคเดอร์หมุนได้ครบหนึ่งรอบหรือเมื่อสัญญาณพัลส์ที่เฟส A และเฟส B ออกมาครบ 600 พัลส์

5.3 การติดตั้งเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C

การติดตั้งเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C มีขั้นตอนการติดตั้งดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 สร้างฐานให้กับเอ็นโคเดอร์สำหรับเชื่อมเพลลา (Shaft) ของเอ็นโคเดอร์เข้ากับแกนเพลลาของมอเตอร์ (แกนเพลลาของ Pendulum Machine) เพื่อใช้ตรวจวัดความเร็วรอบ ซึ่งได้ออกแบบฐานสำหรับติดตั้งเอ็นโคเดอร์ดังรูปที่ 5.6 โดยจากรูปจะเห็นว่าการออกแบบฐานของเอ็นโคเดอร์ถูกออกแบบให้มีความยืดหยุ่น โดยสามารถปรับระดับเพิ่มลดความสูงและสามารถเลื่อนเข้าเลื่อนออกได้ จึงทำให้การติดตั้งเอ็นโคเดอร์เชื่อมกับแกนเพลลาของมอเตอร์ทำได้ไม่ยุ่งยาก



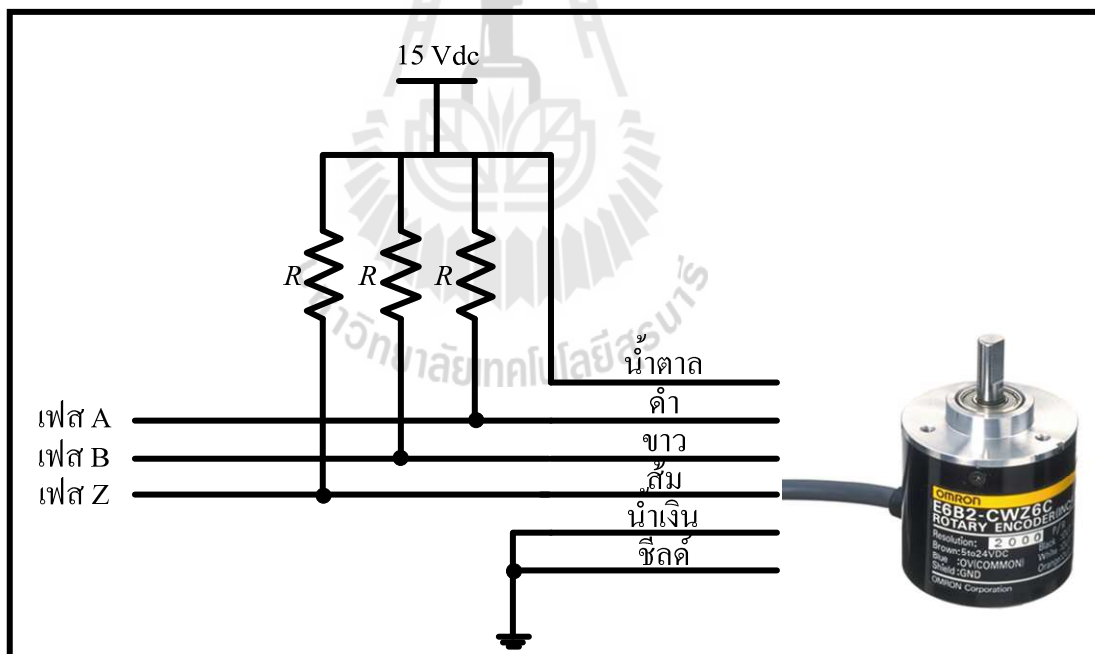
รูปที่ 5.6 ฐานที่ใช้สำหรับติดตั้งเอ็นโคเดอร์ E6B2 CWZ6C

ขั้นตอนที่ 2 จากรูปที่ 5.4 จะเห็นว่าลักษณะของวงจรการทำงานภายในของเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C ในส่วนของวงจรทางด้านเอาต์พุต (Phase A , Phase B , และ Phase Z) เป็นวงจรแบบ Open collector หมายถึงขา collector ของทรานซิสเตอร์ไม่ได้ต่อกับอะไรเลย และเมื่อนำเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C มาใช้งานก็ไม่สามารถต่อวงจรทางด้านเอาต์พุตของเอ็นโคเดอร์เข้ากับแหล่งจ่ายได้โดยตรง เนื่องจากวงจรทางด้านเอาต์พุตของเอ็นโคเดอร์มีค่าความต้านทานเพียง

แค่ $3.3\ \Omega$ เท่านั้น สมมติว่าใช้แหล่งจ่าย $15\ V_{DC}$ ต่อเข้ากับวงจรทางด้านเอาต์พุตของเอ็นโคเดอร์จะเห็นว่า

$$I_{out} = \frac{15\ V_{DC}}{3.3\ \Omega} = 4.5454\ A \quad (5-1)$$

ซึ่งจากสมการที่ (5-1) ถ้าต่อแหล่งจ่าย $15\ V_{DC}$ เข้าที่วงจรทางด้านเอาต์พุตโดยตรงจะพบว่ากระแสที่ไหลในวงจรทางด้านเอาต์พุตมีค่าสูงมาก ซึ่งกระแสดังกล่าวมีค่าเกินพิกัดของเอ็นโคเดอร์รุ่น E6B2-CWZ6C โดยพิกัดของกระแสสูงสุดของเอ็นโคเดอร์รุ่นดังกล่าวอยู่ที่ $35\ mA$ ดังนั้น ในการใช้งานจำเป็นต้องต่อค่าความต้านทานเข้าไปยังวงจรทางด้านเอาต์พุตเพื่อช่วยลดอัตราการไหลของกระแสจากแหล่งจ่าย ซึ่งได้แสดงวิธีการต่อค่าความต้านทานเข้าไปยังวงจรทางด้านเอาต์พุตที่เฟส A เฟส B และเฟส Z ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 การต่อวงจรเพื่อใช้งานเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2 CWZ6C

การออกแบบค่าความต้านทาน (R) ของวงจรในรูปที่ 5.7 แสดงได้ดังต่อไปนี้

เมื่อพิจารณาที่ค่ากระแสพิกัดของเอ็นโคเดอร์ที่ $35\ mA$ และเมื่อเอ็นโคเดอร์ใช้แหล่งจ่ายที่ $15\ V_{DC}$ จะได้

$$R_{total} = \frac{15 V_{DC}}{35mA} = 428.57 \Omega \quad (5-2)$$

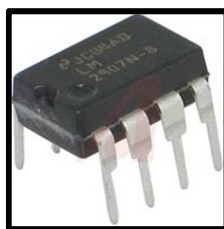
จากสมการที่ (5-2) จะทราบว่าต้องใช้ค่าความต้านทานที่ต่อเพิ่มเข้าไปในวงจรที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.7 ดังนี้

$$R \geq R_{total} - 3.3 \Omega = 425.27 \Omega$$

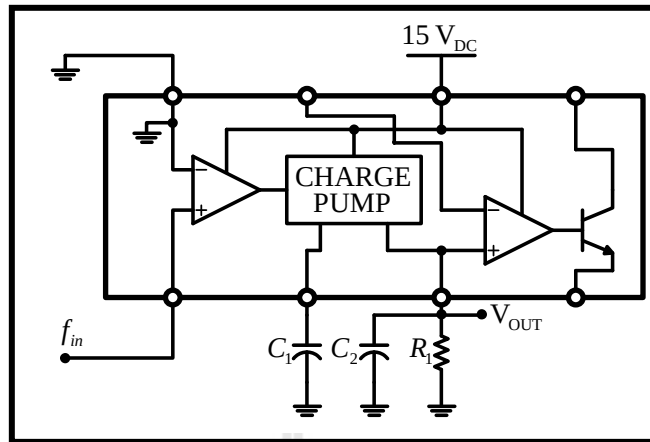
ในการออกแบบนี้ได้เลือกใช้ค่าความต้านทาน R เท่ากับ 1000Ω และเมื่อรวมกันกับค่าความต้านทานภายในของวงจรทางด้านเอาต์พุตของเอ็นโคเดอร์อีก 3.3Ω ทำให้สามารถคำนวณอัตราการไหลของกระแสด้านวงจรเอาต์พุตของเอ็นโคเดอร์ได้ดังสมการที่ (5.3)

$$I_{out,1000+3.3 \Omega} = \frac{15 V_{DC}}{1000 \Omega + 3.3 \Omega} = 14.95 \text{ mA} \quad (5.3)$$

ขั้นตอนที่ 3 ออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน (f to v) (ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้การสร้างชุดควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะไม่พิจารณาทิศทางการหมุนของมอเตอร์) โดยจากรูปที่ 5.5 จะเห็นว่าสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของเฟส A และ เฟส B เป็นสัญญาณพัลส์ที่มีรอบทำงาน (duty cycle) เท่ากับ 50% โดยความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับอัตราการหมุนของเอ็นโคเดอร์ เช่น ถ้าอัตราการหมุนเข้าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตก็จะมีค่าน้อยและถ้าอัตราการหมุนเร็วความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตก็จะมีค่ามาก จากเงื่อนไขดังกล่าวจึงได้ออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันเพื่อใช้ตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ การออกแบบวงจรดังกล่าวจะใช้ไอซี LM2907 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับการแปลงความถี่เป็นแรงดัน ไอซี LM2907 แสดงได้ดังรูปที่ 5.8 และได้แสดงโครงสร้างภายในพร้อมทั้งแสดงการต่อวงจรการทำงานของตัวไอซี LM2907 ดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.8 ไอซีเบอร์ LM2907



รูปที่ 5.9 วงจรสำหรับแปลงความถี่เป็นแรงดันโดยใช้ไอซี LM2907

จากวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันในรูปที่ 5.9 สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ C_1 และ R_1 ได้จากสมการที่ (5-4) โดยสมการดังกล่าวได้จากคู่มือการใช้งานของไอซีเบอร์ LM2907

$$V_{OUT,LM2907} = V_{CC,LM2907} \times f_{in,LM2907} \times C_1 \times R_1 \quad (5-4)$$

เมื่อ $V_{OUT,LM2907}$ คือ แรงดันเอาต์พุตของไอซีเบอร์ LM2907

$V_{CC,LM2907}$ คือ แหล่งจ่ายไฟของไอซีเบอร์ LM2907

$f_{in,LM2907}$ คือ สัญญาณอินพุตของไอซีเบอร์ LM2907

C_1 คือ ตัวเก็บประจุสำหรับการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน

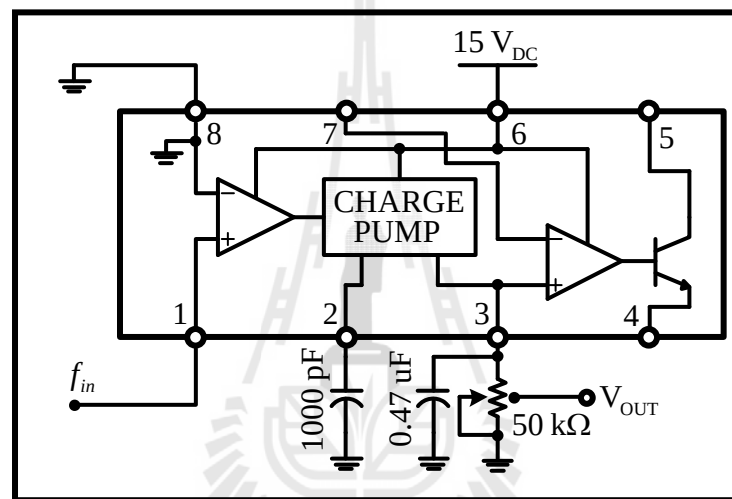
R_1 คือ ความต้านทานสำหรับการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน

จากสมการที่ (5-4) สำหรับการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน ใช้แหล่งจ่ายไฟของไอซี LM2907 เท่ากับ $15 V_{DC}$ ความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ใช้ออกแบบได้กำหนดไว้ที่ค่าสูงสุดคือ 15 kHz พารามิเตอร์ C_1 กำหนดไว้ที่ 1000pF และ R_1 เท่ากับ 50 k Ω ดังนั้น จากสมการที่ (5-4) สามารถคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{OUT,LM2907} = 15 \times 15 \times 10^3 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^3 = 11.25 V$$

จากการคำนวณแรงดันเอาต์พุตของของไอซี LM2907 ในสมการที่ (5-4) ถ้าความถี่ที่รับเข้ามาเท่ากับ 15 kHz แรงดันที่ออกไปจะเท่ากับ 11.25 V เนื่องจากแรงดันที่ได้จากวงจรดังกล่าวต้องถูกส่งต่อไป

ยังไม่โครคอนโทรลเลอร์เบอร์ eZdsp™ F28335 ซึ่งใช้เป็นตัวประมวลผลการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่มีฟังก์ชันการทำงานของแรงดันอยู่ที่ 3.3 V ฉะนั้นจึงต้องแบ่งแรงดันของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันจาก 11.25 V ลดลงเหลือ 3.3 V การแบ่งแรงดันจะเปลี่ยนตัวต้านทาน R_1 จากตัวต้านทานที่ไม่สามารถปรับค่าได้เป็นตัวต้านทานที่สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง 50 k Ω และจากรูปที่ 5.9 มีค่าพารามิเตอร์ C_2 ที่ยังไม่ทราบค่าซึ่งทำหน้าที่กรองสัญญาณแรงดันกระเพื่อม (ripple voltage) การออกแบบนี้จึงได้กำหนดค่า C_2 เท่ากับ 0.47 μ F ดังนั้น รูปที่ 5.9 สามารถเขียนได้ใหม่โดยใช้ไดโอดพารามิเตอร์ทั้งหมดที่ได้จากการออกแบบไว้ในข้างต้นดังรูปที่ 5.10



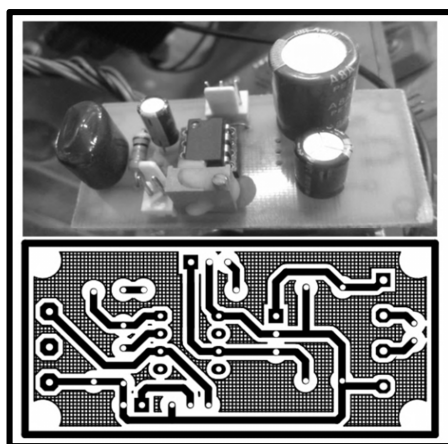
รูปที่ 5.10 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันสำหรับต่อเข้ากับไมโครคอนโทรลเลอร์

เมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ของการออกแบบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน จึงสามารถนำค่าที่ได้ไปสร้างชุดการทำงานได้ดังรูปที่ 5.11 ในส่วนของการสร้างลายวงจรเพื่อจะนำไปลงแผ่นปริ้นต์ผู้วิจัยได้ใช้โปรแกรม Altium Designer ซึ่งทำให้ลายวงจรที่ได้มีความเรียบร้อยและมีขนาดเล็กทำให้มีความสะดวกต่อการจัดวาง

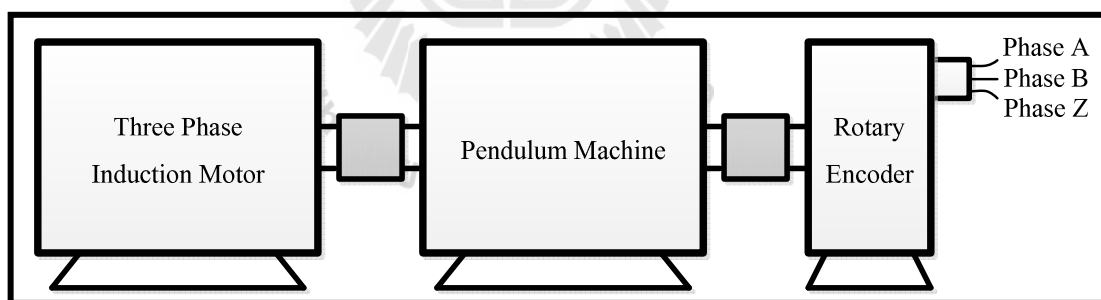
5.4 การทดสอบการทำงานของเอ็นโคเดอร์และวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน

การทดสอบการทำงานของเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C และการทดสอบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน จะทำการทดสอบทีละส่วน โดยส่วนแรกจะทำการทดสอบเฉพาะการทำงานของเอ็นโคเดอร์ สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของการทดสอบได้ดังรูปที่ 5.12 จากรูปที่ 5.12 จะเห็นว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส Pendulum Machine และโรตารีเอ็นโคเดอร์ ได้เชื่อมต่อกันผ่านทางแกนเพลลา ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์ทั้งสามหมุนที่ความเร็วเท่ากัน ดังนั้น จากรูปที่ 5.12 นอกจากจะใช้ทดสอบการทำงานของเอ็นโคเดอร์แล้วยังสามารถทราบความเร็วของมอเตอร์ด้วยการคำนวณจากความถี่ของสัญญาณพัลส์ของ

เฟส A หรือ เฟส B ก็สามารถทำได้ ส่วนที่สองการทำงานของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันโดยใช้ความถี่อินพุตจากเอ็นโคดเดอร์ที่เฟส A หรือเฟส B ก็ได้ ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ความถี่อินพุตจากเฟส A สามารถแสดงไคอะแกรมของการทดสอบได้ดังรูปที่ 5.13 จะมีความแตกต่างจากรูปที่ 5.12 เพียงแค่เพิ่มวงจรแปลงถี่เป็นแรงดันเข้ามาเท่านั้น



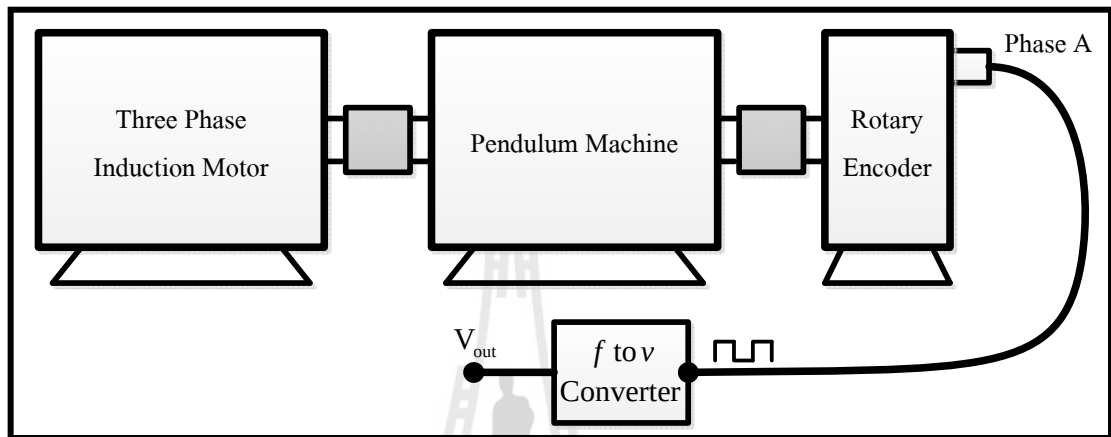
รูปที่ 5.11 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันที่ใช้จริง



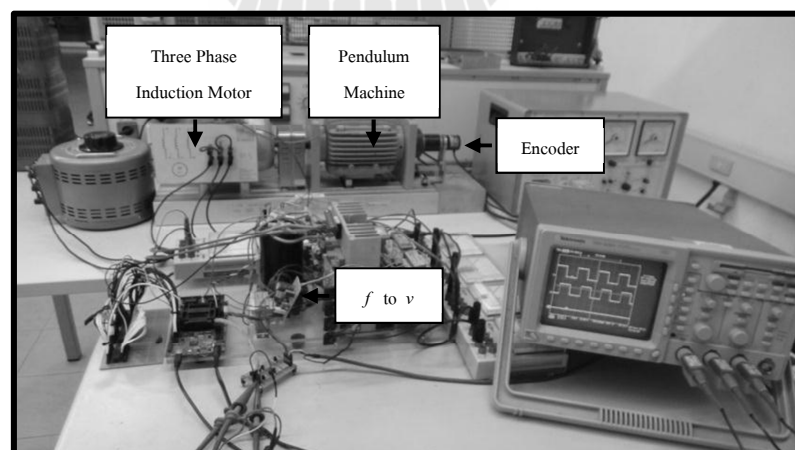
รูปที่ 5.12 ไคอะแกรมการทดสอบการทำงานของเอ็นโคดเดอร์

จากการทดสอบการทำงานของเอ็นโคดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C ดังที่ได้แสดงไคอะแกรมการทดสอบดังรูปที่ 5.12 ในการทดสอบได้กำหนดให้มอเตอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา เพื่อดูผลการตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตที่เฟส A เฟส B และเฟส Z ซึ่งได้แสดงรูปภาพของวงจรการทดสอบจริงดังรูปที่ 5.14 และได้แสดงผลของการทดสอบดังรูปที่ 5.15 ถึงรูปที่ 5.17 โดยรูปที่ 5.15 แสดงผลการทดสอบเมื่อเอ็นโคดเดอร์หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกา จากรูปพบว่าสัญญาณเอาต์พุตแบบพัลส์ของเฟส A นำเฟส B อยู่ 90° ถูกต้องตามเงื่อนไขการทำงานของเอ็นโคดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C รูปที่ 5.16 แสดงผลการทดสอบเมื่อเอ็นโคดเดอร์หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา

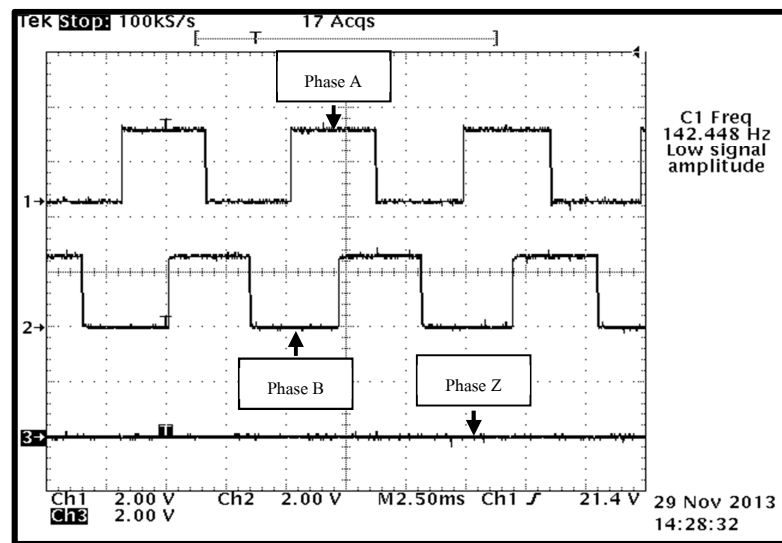
นาฬิกา พบว่าสัญญาณเอาต์พุตในเฟส A จะตามหลังเฟส B อยู่ 90° มีความถูกต้องตามเงื่อนไขการทำงานของเอ็นโค้ดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C และรูปที่ 5.17 แสดงผลการทดสอบการทำงานของเฟส Z จากรูปพบว่าเมื่อเอ็นโค้ดเดอร์หมุนครบรอบสัญญาณเอาต์พุตของเฟส Z จะปรากฏเป็นพัลส์ เพื่อแสดงให้เห็นว่าเอ็นโค้ดเดอร์ได้หมุนครบหนึ่งรอบ



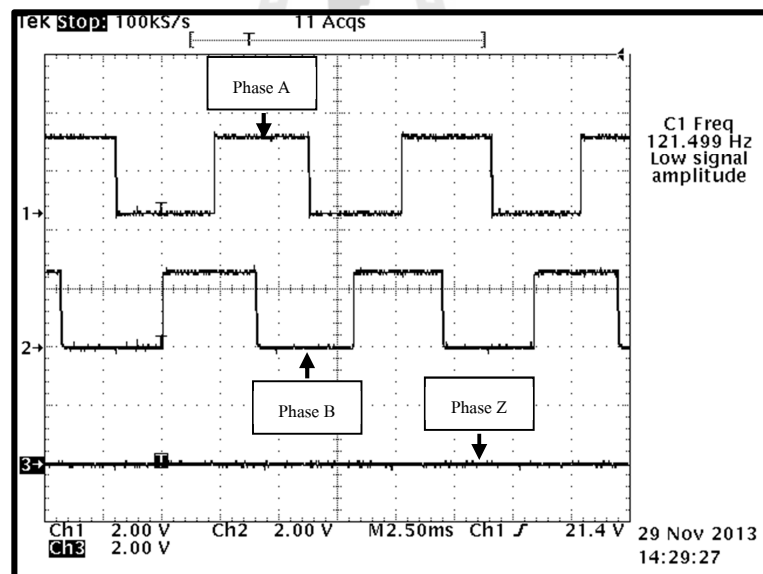
รูปที่ 5.13 โค้ดแกรมการทดสอบการทำงานของเอ็นโค้ดเดอร์
ควบคู่กับวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน



รูปที่ 5.14 ทดสอบการทำงานของเอ็นโค้ดเดอร์



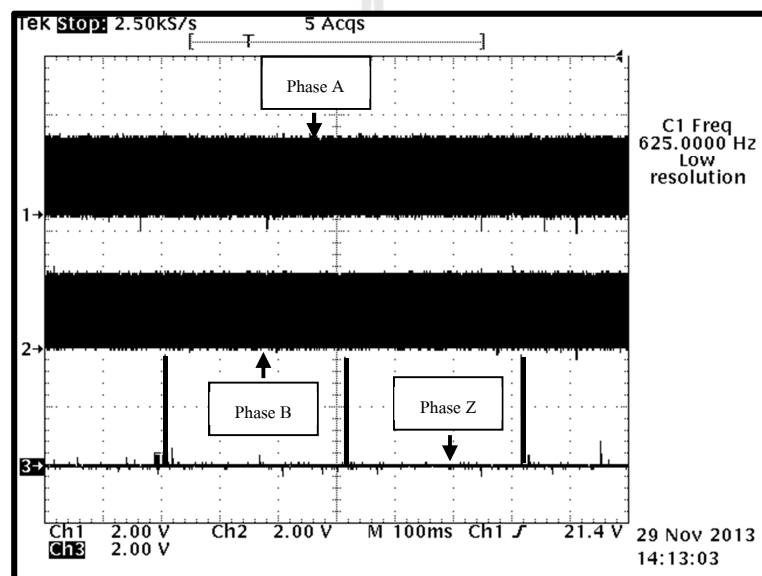
รูปที่ 5.15 การทดสอบโดยให้เอ็นโคเดอร์หมุนตามเข็มนาฬิกา



รูปที่ 5.16 การทดสอบโดยให้เอ็นโคเดอร์หมุนทวนเข็มนาฬิกา

จากบล็อกไดอะแกรมการทดสอบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันในรูปที่ 5.13 เพื่อตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยได้แสดงรูปภาพของวงจรที่ได้จากการทดสอบจริงดังรูปที่ 5.14 การทดสอบการทำงานของวงจรดังกล่าวได้กำหนดค่าความถี่ทางด้านอินพุตของวงจรดังตารางที่ 5.2 ซึ่งในการทดสอบจะกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วต่าง ๆ เพื่อที่จะได้ความถี่อินพุตตามที่ได้กำหนดไว้ (ความถี่อินพุตเป็นความถี่ที่เกิดจากการหมุนของเอ็นโคเดอร์) จากนั้นบันทึกค่าแรงดัน

เอาต์พุตของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันลงในตารางที่ 5.2 ที่ความถี่ต่าง ๆ อีกทั้งจากค่าความถี่อินพุตที่เกิดจากการหมุนของโรตารีเอ็นโคดเดอร์ยังสามารถนำมาคำนวณความเร็วรอบของมอเตอร์จากสมการที่ (5-5) โดยสมการดังกล่าวได้จากคู่มือการทำงานของโรตารีเอ็นโคดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C ในการตรวจสอบความถูกต้องของสมการดังกล่าวผู้วิจัยได้ทดลองใช้เครื่องมือในห้องแลปที่มีชื่อว่า Pendulum Machine ตรวจวัดความเร็ว เพื่อเทียบกับความเร็วที่ได้ในการคำนวณจากความถี่อินพุตในสมการที่ (5-5) พบว่าผลที่ได้จากการตรวจวัดความเร็วของทั้งสองวิธีมีความใกล้เคียงกัน จึงสามารถสรุปได้ว่าความเร็วที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ (5-5) สามารถนำไปใช้ตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์ได้ (ขั้นตอนการตรวจสอบความถูกต้องของสมการดังกล่าวจะถูกละไว้)



รูปที่ 5.17 ผลการทดสอบการทำงานของเฟส Z

$$\omega_r = 2\pi \times \frac{f_{in}}{resolution} \quad \text{หรือ} \quad N_r = \frac{f_{in}}{resolution} \times 60 \quad (5-5)$$

เมื่อ f_{in} คือ ความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่เกิดจากเอ็นโคดเดอร์เนื่องจากการหมุนของมอเตอร์
 $resolution$ คือ จำนวนพัลส์ทั้งหมดเมื่อเอ็นโคดเดอร์หมุนครบหนึ่งรอบ ซึ่งตัวโรตารีเอ็นโคดเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C หนึ่งรอบจะมีพัลส์ออกมาทั้งหมด 600 พัลส์

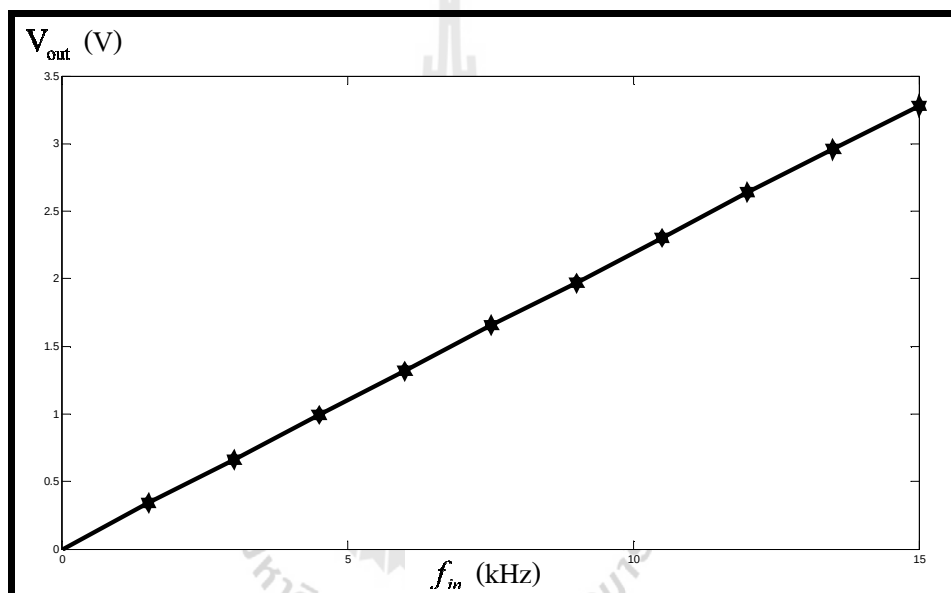
$\omega_{r,encoder}$ คือ ความเร็วเชิงมุมของเอ็นโคดเดอร์หรือความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์

$N_{r,encoder}$ คือ ความเร็วรอบของเอ็นโคดเดอร์หรือความเร็วรอบของมอเตอร์

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน

f_{in} (KHz)	1.5	3	4.5	6	7.5	9	10.5	12	13.5	15
V_{out} (V)	0.34	0.66	0.99	1.32	1.66	1.97	2.3	2.64	2.96	3.28
Speed (rpm)	150	300	450	600	750	900	1050	1200	1350	1500

จากผลการทดสอบวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันในตารางที่ 5.2 สามารถนำมาพล็อตกราฟเพื่อดูความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับความถี่อินพุตแสดงได้ดังรูปที่ 5.18



รูปที่ 5.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับความถี่อินพุต

จากกราฟรูปที่ 5.18 แสดงให้เห็นว่าแรงดันเอาต์พุตกับความถี่อินพุตมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้น จากความสัมพันธ์ดังกล่าว จึงสามารถเขียนสมการเส้นตรง สำหรับใช้คำนวณการตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ดังนี้

$$\omega_r = K_s (m_s y_s + c_s) \quad (5-6)$$

- เมื่อ K_s คือ ค่าคงที่ของการคำนวณความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์
 m_s คือ ค่าความชันของกราฟในรูปที่ 5.18
 y_s คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน
 c_s คือ ค่าเริ่มต้นของการคำนวณค่าความเร็วเชิงมุม

จากตารางที่ 5.2 จะได้ว่า c_s มีค่าเท่ากับ 0 และจากกราฟในรูปที่ 5.18 สามารถคำนวณหาความชันของกราฟได้ดังสมการที่ (5-7)

$$m_s = \frac{y_{s2} - y_{s1}}{x_{s2} - x_{s1}} \quad (5-7)$$

เมื่อ y_{s2} คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่อินพุต 12 kHz
 y_{s1} คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ความถี่อินพุต 6 kHz
 x_{s2} คือ ค่าความถี่อินพุตเท่ากับ 12 kHz
 x_{s1} คือ ค่าความถี่อินพุตเท่ากับ 6 kHz

จากสมการที่ (5-7) สามารถคำนวณค่าความชันได้ดังนี้

$$m_s = \frac{2.64 - 1.32}{(12 - 6) \times 10^3} = 2.2 \times 10^{-4}$$

จากตารางที่ 5.2 ถ้าความถี่อินพุต f_{in} มีค่าเท่ากับ 15 kHz หมายถึงความเร็วในการหมุนของมอเตอร์จะมีค่าเท่ากับ 1500 rpm โดยที่ค่าความเร็วของมอเตอร์จะแปรตาม f_{in} เป็นแบบเชิงเส้น จากตารางที่ 5.2 ที่ f_{in} เท่ากับ 15 kHz จะได้แรงดันเอาต์พุตจากวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันเท่ากับ 3.28 หมายความว่าที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 3.28 V ความเร็วในการหมุนของมอเตอร์จะเท่ากับ 1500 rpm หรือความเร็วเชิงมุมเท่ากับ 157.07 เรเดียน/วินาที ดังนั้น สมการที่ (5-6) สามารถจัดรูปใหม่เพื่อหาค่า K_s โดยที่ค่า c_s มีค่าเท่ากับ 0 ได้ดังนี้

$$K_s = \frac{\omega_r}{m_s y_s} \quad (5-8)$$

สมการที่ (5-8) สามารถคำนวณค่า K_s ที่ความถี่ f_{in} เท่า 15 kHz ได้ดังนี้

$$K_s = \frac{157.07}{2.2 \times 10^{-4} \times 3.28} = 217682$$

จากสมการที่ (5-6) โดยใช้ค่า K_s ที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ (5-8) สามารถคำนวณความเร็วเชิงมุมจากค่าแรงดันเอาต์พุตต่าง ๆ ในตารางที่ 5.2 ได้แสดงผลการคำนวณเปรียบเทียบกัน

ระหว่างสมการที่ (5-6) คือ ω_{r1} และสมการที่ (5-5) คือ ω_{r2} ดังตารางที่ 5.3 สำหรับการคำนวณเพื่อเปรียบเทียบผลของสมการทั้งสอง ผู้วิจัยได้ยกตัวการคำนวณเป็นบ้างค่าเท่านั้นเนื่องจากเห็นว่าไม่มีความจำเป็นต้องคำนวณทุกค่า เพราะเมื่อพิจารณาจากกราฟในรูปที่ 5.18 พบว่าความสัมพันธ์ของความถี่อินพุตกับแรงดันเอาต์พุตมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นซึ่งกัน

ตารางที่ 5.3 ผลการคำนวณความเร็วเชิงมุมของสมการที่ (5-8) เทียบกับสมการที่ (5-10)

ความถี่อินพุต (kHz)	3	6	9	12	15
แรงดันเอาต์พุต (V)	0.66	1.32	1.97	2.64	3.28
ω_{r1} (เรเดียน/วินาที)	31.6	63.2	94.3	126.4	157.1
ω_{r2} (เรเดียน/วินาที)	31.4	62.8	94.2	125.7	157.1

เมื่อพิจารณาผลจากการคำนวณค่าความเร็วเชิงมุมจากตารางที่ 5.3 พบว่าความค่าเร็วเชิงมุมที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ (5-6) และสมการที่ (5-5) มีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้น การตรวจวัดความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์สามารถใช้สมการที่ (5-6) เพื่อใช้คำนวณความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อไป

5.5 สรุป

ในบทที่ 5 จะกล่าวถึงการสร้างชุดตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์ด้วยเอ็นโคเดอร์ โดยในขั้นต้นได้สร้างฐานสำหรับติดตั้งตัวเอ็นโคเดอร์เพื่อให้แกนเพลลาของเอ็นโคเดอร์สามารถเชื่อมเข้ากับแกนเพลลาของ Pendulum Machine ได้ จากนั้นได้สร้างวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันโดยใช้ไอซี LM2907 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับแปลงความถี่เป็นแรงดันโดยเฉพาะเพื่อจะได้ประสิทธิภาพของการแปลงความถี่เป็นแรงดันที่ดี

การทดสอบการทำงานของโรตารีเอ็นโคเดอร์ รุ่น E6B2-CWZ6C พบว่าผลที่ได้จากการทดสอบมีความถูกต้องทั้งในทิศทางหมุนตามเข็มนาฬิกาและหมุนทวนเข็มนาฬิกาตามคู่มือการใช้งานที่มาพร้อมกับอุปกรณ์ดังกล่าว เนื่องจากการสร้างชุดควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อมของงานวิจัยนี้ไม่ได้ให้ความสนใจทิศทางการหมุนของมอเตอร์ จึงได้ใช้วิธีตรวจวัดความเร็วโดยการแปลงความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่เกิดจากเอ็นโคเดอร์เป็นแรงดันทำให้มีความสะดวกสำหรับการตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ จากผลการทดสอบการทำงานของวงจรพบว่ามีความสัมพันธ์เป็นแบบเชิงเส้นกับความถี่ทำให้สามารถนำมาคำนวณเพื่อหาความเร็วได้โดยง่าย ชุดตรวจวัดความเร็วที่ได้สร้างขึ้นนี้ยังสามารถนำไปใช้กับการตรวจวัดความเร็วของการควบคุมแบบอื่นที่ไม่ใช่การควบคุมแบบเวกเตอร์ที่มีพิกัดความเร็วอยู่ที่ 1500 rpm และชุดตรวจวัดที่สร้างขึ้นนี้จะถูกนำไปใช้งานร่วมกับชุดควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่จะสร้างขึ้นในบทที่ 6 ต่อไป

บทที่ 6

การสร้างชุดอินเวอร์เตอร์สามเฟสและวงจรตรวจวัดกระแส

6.1 บทนำ

การสร้างชุดควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในงานวิจัยนี้ได้แบ่งเป็น 4 ส่วนหลัก ๆ ดังนี้ คือ 1) การสร้างชุดตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสซึ่งได้กล่าวรายละเอียดไว้แล้วในบทที่ 5 2) การสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อใช้ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 3) การสร้างวงจรตรวจวัดกระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 4) การเขียนโปรแกรมสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (จะกล่าวถึงในบทที่ 7) ดังนั้น ในบทนี้จะกล่าวถึงเนื้อหาในส่วนที่ 2) และส่วนที่ 3) เท่านั้น

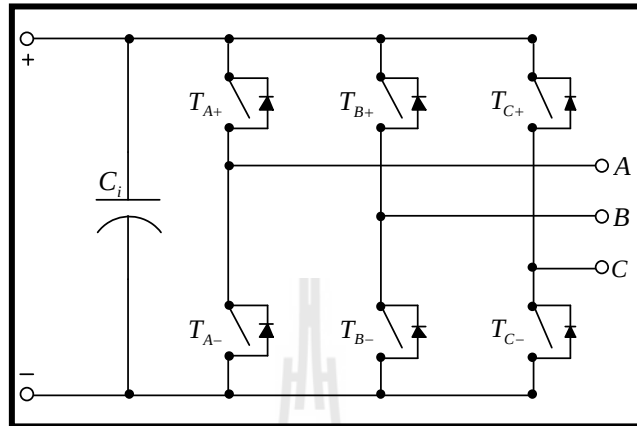
หัวข้อของการสร้างอินเวอร์เตอร์สามเฟส ได้นำเสนอการสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสบนโปรแกรม MATLAB นำเสนอการสร้างวงจรขับเคลื่อนด้วยอปโตคัปเปิลอร์เพื่อแยกกราวด์ฝั่งแรงดันสูง (กราวด์ฝั่งโมดูล 6MBP50RA120) ออกจากกราวด์ฝั่งแรงดันต่ำ (กราวด์ฝั่งไมโครคอนโทรลเลอร์) พร้อมทั้งแสดงผลการทดสอบการทำงานของวงจรขับเคลื่อนและทดสอบการทำงานของโมดูล 6MBP50RA120 โดยทั้งหมดนี้จะถูกรวมไว้ในหัวข้อการสร้างอินเวอร์เตอร์สามเฟส

หัวข้อต่อมาเป็นส่วนของการสร้างวงจรตรวจวัดกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานตัวตรวจวัดกระแสให้ทำงานร่วมกับวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ เพื่อปรับขนาดและยกระดับของสัญญาณกระแสที่ได้จากตัวตรวจวัดให้อยู่บนชิกบวกเท่านั้น เนื่องจากไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ไม่สามารถอ่านค่าข้อมูลที่อยู่ในชิกบวกได้พร้อมทั้งแสดงผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังกล่าว

6.2 อินเวอร์เตอร์สามเฟส

การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสนิยมแปลงผันกำลังไฟฟ้าผ่านอินเวอร์เตอร์สามเฟส ถ้าต้องการใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามชุดก็ทำได้ แต่ต้องใช้สวิตช์จำนวนถึง 12 ตัว นอกจากนั้นยังต้องอาศัยวงจรควบคุมที่ทำให้แต่ละเฟสทำมุมต่างกัน 120° ของความถี่มูลฐาน (fundamental frequency) ด้วยเงื่อนไขดังกล่าวจะเห็นว่าไม่เหมาะที่จะเลือกใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟูลบริดจ์จำนวนสามตัว โดยส่วนมากเมื่อเป็นโหลด

สามเฟสจะนิยมใช้อินเวอร์เตอร์สามเฟสมากกว่า และโครงของอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ใช้หลักการทำงานของ การสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse Width Modulation, PWM) แสดงได้ดังรูปที่ 6.1



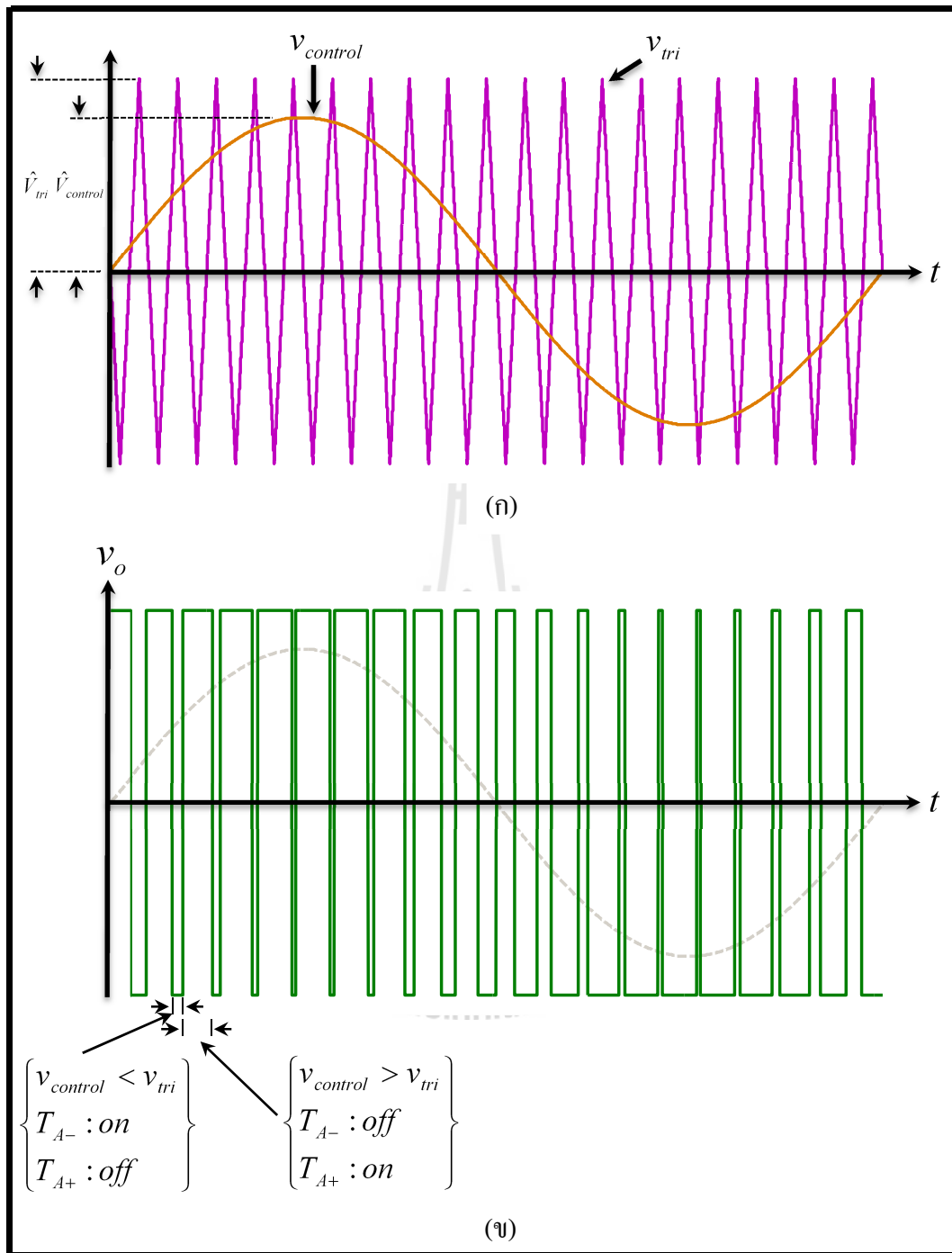
รูปที่ 6.1 โครงสร้างของโหมดการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

หน้าที่ของวงจรอินเวอร์เตอร์ คือการแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์ที่สามารถปรับได้ทั้งขนาดและความถี่ตามที่ต้องการ โดยใช้สัญญาณควบคุมที่เป็นรูปไซน์ (sinusoidal control signal) ที่มีความถี่ตามที่ต้องการเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular waveform) แสดงได้ดังรูปที่ 6.2 (ก) ซึ่งความถี่ของการสวิตช์ (f_s) จะเท่ากับความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยม การสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็มมีตัวแปรที่สำคัญพร้อมความหมายดังนี้

- $v_{control}$ คือ สัญญาณรูปไซน์ที่ใช้ควบคุมทั้งขนาดและความถี่ของแรงดันเอาต์พุต
- v_{tri} คือ สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เป็นตัวกำหนดความถี่การสวิตช์
- m_a คือ อัตราการมอดูเลตด้านแอมพลิจูด สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-1)

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (6-1)$$

- เมื่อ $\hat{V}_{control}$ คือ ค่ายอดของสัญญาณควบคุมที่เป็นรูปไซน์
- $\hat{V}_{tri}$ คือ ค่ายอดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม



รูปที่ 6.2 เงื่อนไขของการสร้างสัญญาณสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม

จากสมการที่ (6.1) สามารถพิจารณาได้เป็นสองกรณีดังนี้

กรณีที่ 1 ค่า $0 \leq m_a \leq 1$ จะเป็นช่วงของการมอดูเลตที่เป็นเชิงเส้น หมายถึงองค์ประกอบมูลฐานของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (fundamental-frequency component of the output voltage) จะแปรผันเป็นแบบเชิงเส้นกับค่า m_a

กรณีที่ 2 ค่า $m_a > 1$ จะเป็นช่วงการควบคุมแบบโอเวอร์มอดูเลต การเพิ่มขึ้นของแรงดันจะไม่เป็นเชิงเส้น

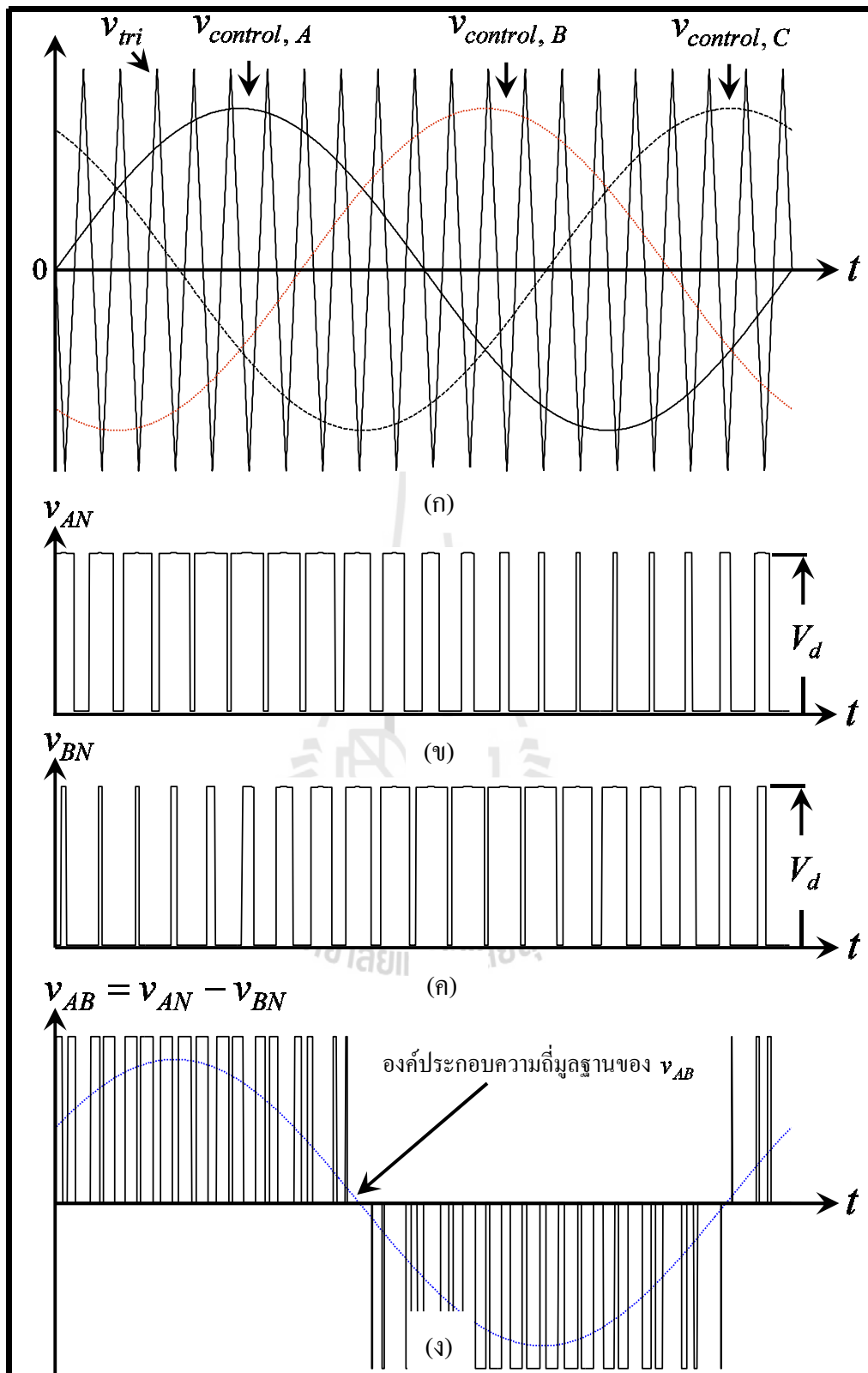
เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 6.2 (ข) พบว่าเงื่อนไขการสร้างสัญญาณสวิตช์แบบพีคเบิลยูเอ็มเป็นดังนี้ (อีกสองกรณีที่เหลือก็มีหลักการทำงานเหมือนกัน)

$$v_{control} > v_{tri}, T_{A+} \text{ จะนำกระแส} \quad (6-2)$$

$$v_{control} < v_{tri}, T_{A-} \text{ จะนำกระแส} \quad (6-3)$$

6.2.1 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะคล้ายกันกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว คือสามารถควบคุมแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตได้ทั้งขนาดและความถี่ ต่างกันตรงที่อินเวอร์เตอร์สามเฟสจะสร้างแรงดันเอาต์พุตออกมาสามเฟส โดยในแต่ละเฟสจะทำมุมต่างกัน 120° ของความถี่มูลฐานและเพื่อความสะดวกในการสร้างแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ให้มีเฟสต่างกัน 120° จึงได้กำหนดค่าความต่างเฟสของ $v_{Control}$ ทั้งสามเฟสให้ทำมุมต่างกัน 120° เทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อสร้างเป็นสัญญาณพัลส์ แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 (ก) และจากเงื่อนไขของการสวิตช์แบบพีคเบิลยูเอ็มในสมการที่ (6-2) และสมการที่ (6-3) ทำให้ได้ค่าแรงดัน v_{AN} แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 (ข) และค่าแรงดัน v_{BN} แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 (ค) จากนั้นนำแรงดัน v_{AN} เป็นตัวตั้งแล้วลบด้วยแรงดัน v_{BN} จะได้แรงดันระหว่างสายของเฟส A และเฟส B หรือ v_{AB} แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 (ง) ซึ่งมีลักษณะเป็นพัลส์ทั้งในซีกบวกและซีกลบและเมื่อนำค่าแรงดันระหว่างสายในรูปที่ 6.3 (ง) ไปผ่านการกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะพบว่ามีรูปของกราฟแรงดันที่ได้มีลักษณะเป็นรูปไซน์ที่มีความถี่มูลฐานเท่ากันกับความถี่ของสัญญาณ $v_{Control}$ เช่นเดียวกัน แรงดันระหว่างสาย v_{BC} และ v_{CA} จะมีความถี่มูลฐานของแรงดันเท่ากับความถี่ของ $v_{Control}$ โดยค่าแรงดันระหว่างสายของ v_{BC} และ v_{CA} จะมีมุมเฟสล่าหลังแรงดัน v_{AB} อยู่ที่ 120° และ 240° ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันระหว่างสายทั้งสามเฟสทำมุมต่างกันอยู่ที่ 120° เท่ากันทุกเฟสและขนาดของแรงดันจะขึ้นอยู่กับการตั้งค่า m_a



รูปที่ 6.3 ค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

6.2.2 อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อทำงานในย่านมอดูเลตแบบเชิงเส้น

ในย่าน $m_a \leq 1$ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่มูลฐานในหนึ่งกิ่งหรือหนึ่งเฟส สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-4) ส่วนค่าอาร์เอ็มเอส (Root Mean Square, RMS) ของแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายที่ความถี่มูลฐานสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-5) และแรงดันที่ได้จากการคำนวณจะมีค่าความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่า m_a แสดงได้ดังรูปที่ 6.4

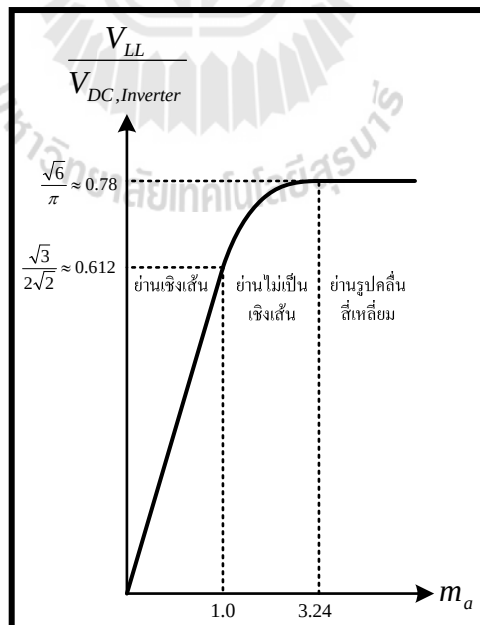
$$\hat{V}_{AN} = m_a \times \frac{V_{DC, Inverter}}{2} \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1 \quad (6-4)$$

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \times \hat{V}_{AN} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \times m_a \times \frac{V_{DC, Inverter}}{2} = 0.612 \times m_a \times V_{DC, Inverter} \quad (6-5)$$

เมื่อ $V_{DC, Inverter}$ คือ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟส

$\hat{V}_{AN}$ คือ แรงดันค่ายอดที่เฟส A

V_{LL} คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายที่ความถี่มูลฐาน



รูปที่ 6.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{V_{LL}}{V_{DC, Inverter}}$ กับ m_a

ความหมายของการทำงานในย่านมอดูเลตแบบเชิงเส้น ยกตัวอย่างเช่น หากมีแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง $V_{DC, Inverter}$ เท่ากับ 311 V_{dc} เมื่อปรับค่า m_a เท่ากับ 0.5 จะได้แรงดันระหว่างสายที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์สามเฟสคือ $0.612 \times 0.5 \times 311$ เท่ากับ 95.17 V_{rms} หมายถึงแรงดันที่ความถี่มูลฐานมีค่าเท่ากับ 95.17 V_{rms} และเมื่อปรับค่า m_a เท่ากับ 1 จะได้แรงดันระหว่างสายที่ความถี่มูลฐานเท่ากับ 190.33 V_{rms} นั่นคือเมื่อปรับค่า m_a จาก 0.5 ไป 1.0 ซึ่งมีค่าเป็น 2 เท่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ก็เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าเช่นกัน จะเห็นว่าลักษณะการเพิ่มขึ้นของแรงดันเป็นแบบเชิงเส้น

6.2.3 อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อทำงานในย่านโอเวอร์มอดูเลต

อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อทำงานในย่านโอเวอร์มอดูเลต อัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายที่ความถี่มูลฐานหารกับค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ($\frac{V_{LL}}{V_{DC, Inverter}}$) จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.612 ถึง 0.78 ดังที่แสดงในรูปที่ 6.4 การทำงานในโหมดโอเวอร์มอดูเลตมีข้อดีคือแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่ความถี่มูลฐานจะมีค่าสูงกว่าในกรณีย่านการมอดูเลตแบบเชิงเส้น แต่การเพิ่มขึ้นของแรงดันไฟฟ้าจะไม่เป็นเชิงเส้นจนถึงค่าคงที่ค่าหนึ่ง ดังที่แสดงในรูปที่ 6.4

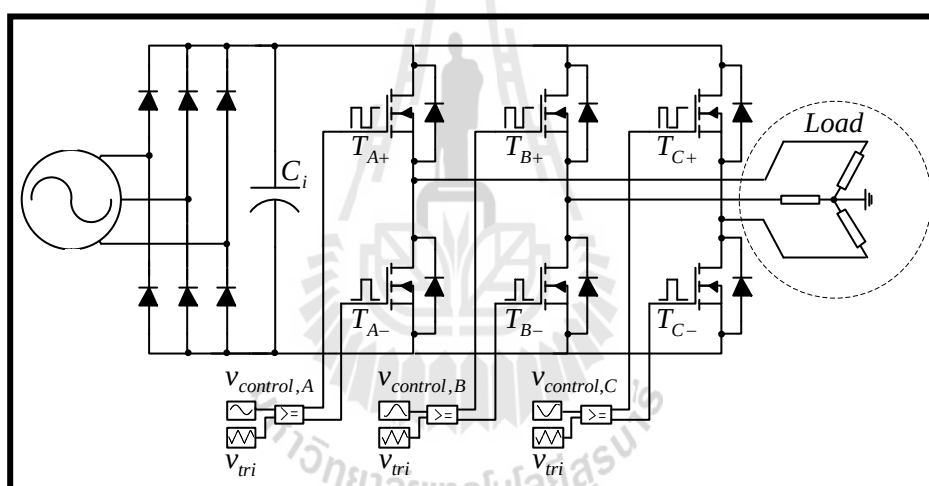
6.2.4 การจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

จากหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟส ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในข้างต้นสามารถนำมาสร้างแบบจำลองเพื่อจำลองสถานการณ์บน โปรแกรม MATLAB เพื่อให้เกิดความเข้าใจหลักการทำงานและผลการตอบสนองของอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้เป็นอย่างดี อย่างเช่น ในการวัดสัญญาณการทำงานของอินเวอร์เตอร์เพื่อดูพฤติกรรมที่จุดการทำงานต่าง ๆ ก็สามารถทำได้โดยที่ไม่ยุ่งยากและก็มีความปลอดภัย สำหรับการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะใช้โหนดอยู่สองแบบด้วยกัน คือ โหนดที่เป็นค่าความต้านทานสามเฟสและโหนดที่เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อวิเคราะห์ผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการจ่ายโหนดต่างชนิดกัน

6.2.5 การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อใช้โหนดเป็นค่าความต้านทานสามเฟส

สำหรับการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหนดเป็นค่าความต้านทานได้แบ่งการจำลองออกเป็นสองลักษณะคือ การทดสอบอันดับแรกจะกำหนดให้ค่าความถี่มูลฐานเท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ ถูกควบคุมด้วยสัญญาณ $v_{Control}$ โดยที่สัญญาณ $v_{Control}$ ในแต่ละเฟสจะต่างกัน 120° และมีความถี่เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ และการทดสอบอีกแบบคือทดสอบปรับเปลี่ยนความถี่ของ $v_{Control}$ โดยได้กำหนดให้อัตราการมอดูเลตคงที่เท่ากับ 0.8

สำหรับการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในลักษณะแรกได้กำหนดเงื่อนไขการทำงานตามตารางที่ 6.1 และในการจำลองได้กำหนดค่าความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมหรือค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ สำหรับโหลดได้กำหนดค่าความต้านทานเท่ากันทั้งสามเฟสคือ 50 โอห์ม ในส่วนของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสผ่านวงจรเรียงกระแสซึ่งกำหนดให้แรงดันไฟฟ้าต่อเฟสของแหล่งจ่ายเท่ากับ $220\text{ V}_{\text{rms}}$ เมื่อผ่านวงจรเรียงกระแสจะได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยเฉลี่ยเท่ากับ 538 โวลต์ จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นสามารถแสดงโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อกำหนดให้โหลดเป็นค่าความต้านทาน ดังรูปที่ 6.5 และจากโครงสร้างการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในรูปที่ 6.5 สามารถสร้างเป็นแบบจำลองการทำงานโดยอาศัยชุดบล็อก SPS บนโปรแกรม MATLAB แสดงได้ดังรูปที่ 6.6



รูปที่ 6.5 วงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อจ่ายโหลดเป็นค่าความต้านทานสามเฟส

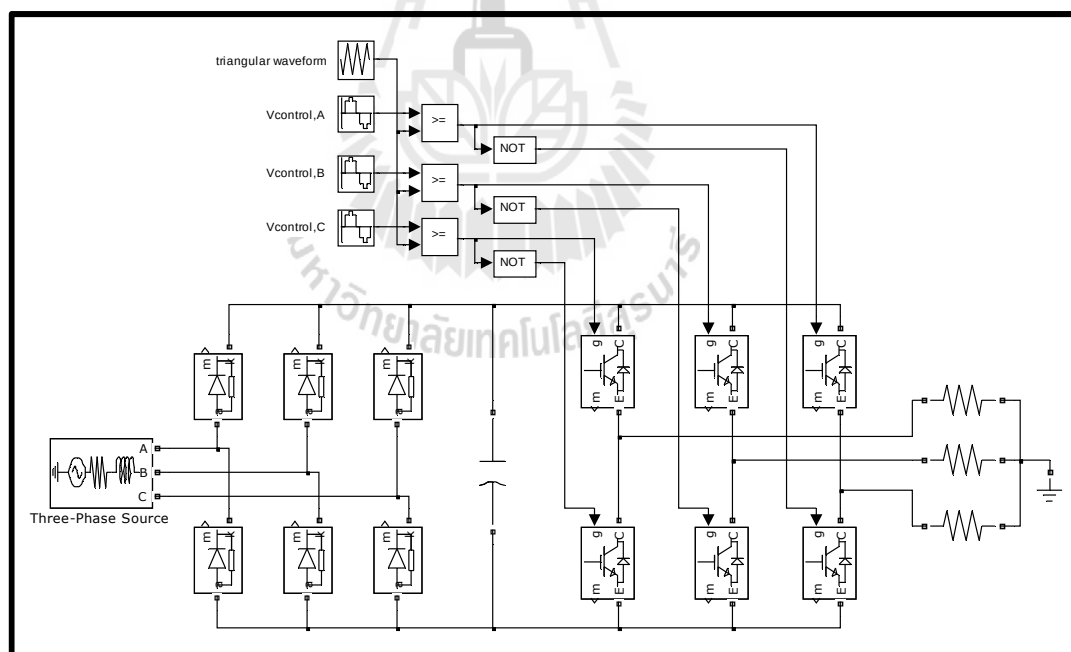
สำหรับการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในรูปที่ 6.6 ได้กำหนดค่ายอดของรูปสัญญาณสามเหลี่ยม เท่ากับ 1 และได้กำหนดค่ายอดของสัญญาณควบคุมรูปไซน์ตามเงื่อนไขของอัตราการผลิตในตารางที่ 6.1 โดยที่อัตราการผลิตสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-1)

จากที่ได้กล่าวไว้แล้วในข้างต้น การจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในหัวข้อนี้ระบบสามเฟสจะต้องสมดุล ดังนั้น ขนาดและความถี่ของแรงดันแต่ละเฟสจึงมีค่าเท่ากันเพียงแต่ค่าแรงดันทั้งสามเฟสจะต่างมุมต่างกัน 120° ฉะนั้นการแสดงผลการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสสามารถแสดงผลเพียงเฟสใดเฟสหนึ่งก็ได้ จากชุดบล็อก SPS การจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสบนโปรแกรม MATLAB ในรูปที่ 6.6 สามารถแสดงผลการจำลองได้ดังนี้ รูปที่ 6.7 แสดงค่าแรงดันระหว่างสาย v_{AB} เมื่ออัตราการผลิต เท่ากับ 0.4 จากรูปพบว่ารูปคลื่นของ

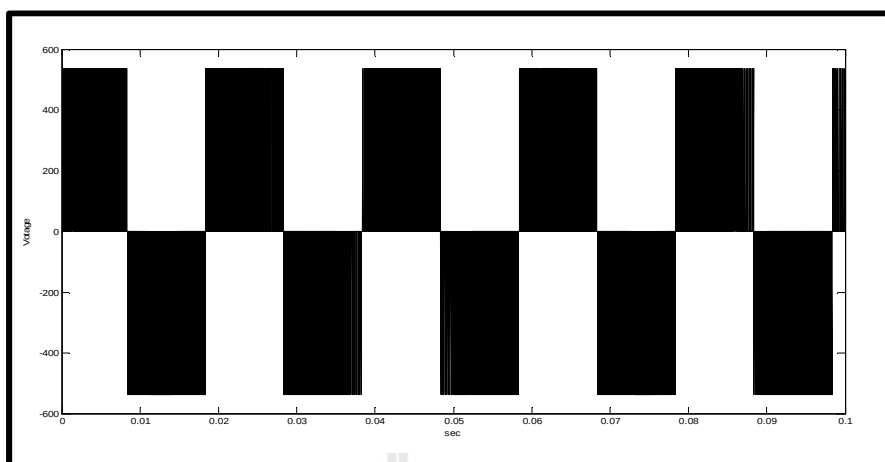
แรงดัน v_{AB} ไม่เป็นรูปคลื่นไซน์ เนื่องจากหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์เป็นลักษณะของการสับสวิตช์ของสวิตช์ทั้ง 6 ตัว จึงทำให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิตช์ (5 กิโลเฮิรตซ์) เมื่อนำแรงดัน v_{AB} ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อให้กรองความถี่สูงออก (ความถี่การสวิตช์) จึงสามารถมองเห็นรูปคลื่นไซน์ของแรงดันที่ความถี่มูลฐาน แสดงได้ดังรูปที่ 6.8

ตารางที่ 6.1 อัตราการมอดูเลตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส

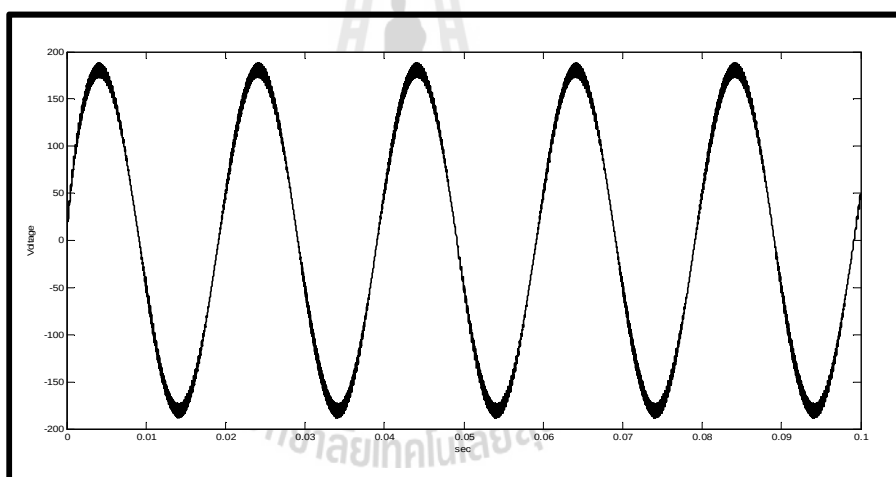
ครั้งที่	$v_{Control}$	อัตราการมอดูเลต (m_a)
1	50 Hz	0.4
2	50 Hz	0.6
3	50 Hz	0.8
4	50 Hz	1
5	50 Hz	1.2



รูปที่ 6.6 วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสสำหรับการจำลองบน โปรแกรม MATLAB

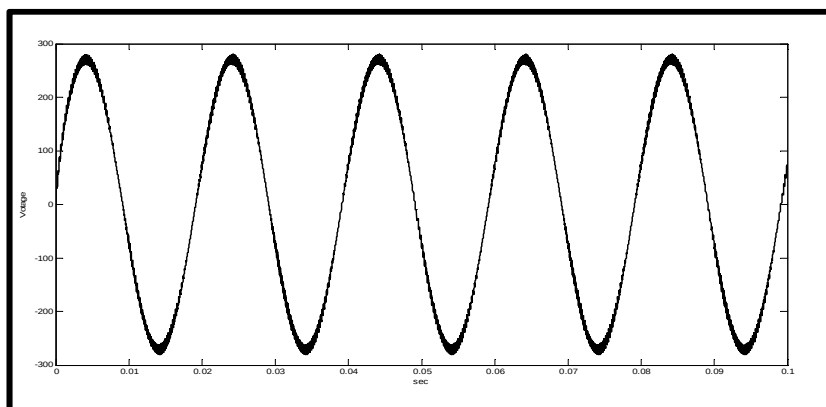


รูปที่ 6.7 แรงดัน v_{AB} ที่ค่า $m_a = 0.4$

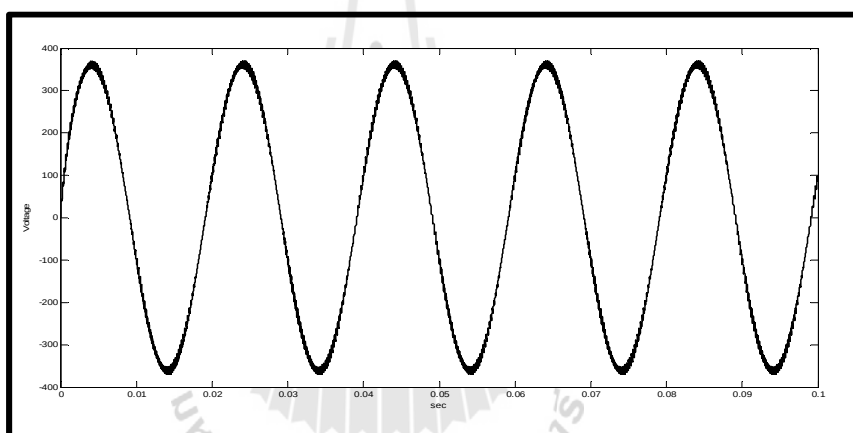


รูปที่ 6.8 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 0.4 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

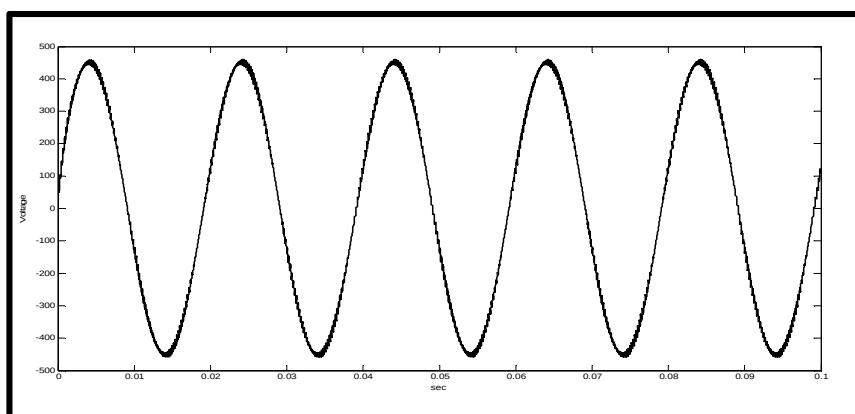
จากเงื่อนไขการมอดูเลตตามตารางที่ 6.1 สามารถแสดงผลของการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้ดังนี้ รูปที่ 6.9 ถึงรูปที่ 6.12 แสดงค่าแรงดัน v_{AB} เมื่ออัตราการมอดูเลต m_a มีค่าเท่ากับ 0.6 0.8 1.0 และ 1.2 ตามลำดับ โดยค่าแรงดัน v_{AB} ที่นำมาแสดงจะเป็นค่าแรงดันที่ได้จากการกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อให้สามารถมองเห็นผลของการเปลี่ยนอัตราการมอดูเลต



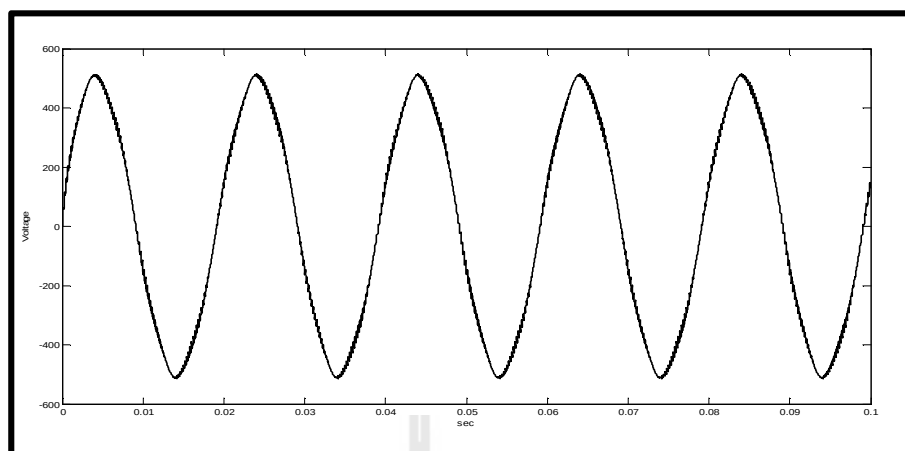
รูปที่ 6.9 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 0.6 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 6.10 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 0.8 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 6.11 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 1.0 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 6.12 แรงดัน v_{AB} เมื่อค่า m_a เท่ากับ 1.2 ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากผลการจำลองสถานการณ์เมื่อทดสอบปรับอัตราการมอดูเลตตามตารางที่ 6.1 สามารถอ่านค่าแรงดันระหว่างสายของอินเวอร์เตอร์ (v_{AB}) แสดงได้ดังตารางที่ 6.2

เมื่อพิจารณาผลของแรงดัน v_{AB} ที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ ในรูปที่ 6.8 ถึงรูปที่ 6.11 พบว่ารูปคลื่นของแรงดันที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ซึ่งไม่มีฮาร์โมนิกอันดับต่ำ ๆ และการเพิ่มขึ้นของแรงดัน v_{AB} ยังมีความเป็นเชิงเส้นตรงกับหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในช่วง $m_a \leq 1$ เมื่อปรับเพิ่มค่า m_a ให้ทำงานอยู่ในโหมดโอเวอร์มอดูเลต ($m_a > 1$) พบว่าแรงดัน v_{AB} เริ่มมีลักษณะผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณรูปคลื่นไซน์ แสดงได้ดังรูปที่ 6.12

ตารางที่ 6.2 ค่าแรงดัน v_{AB} ที่อัตราการมอดูเลตต่าง ๆ

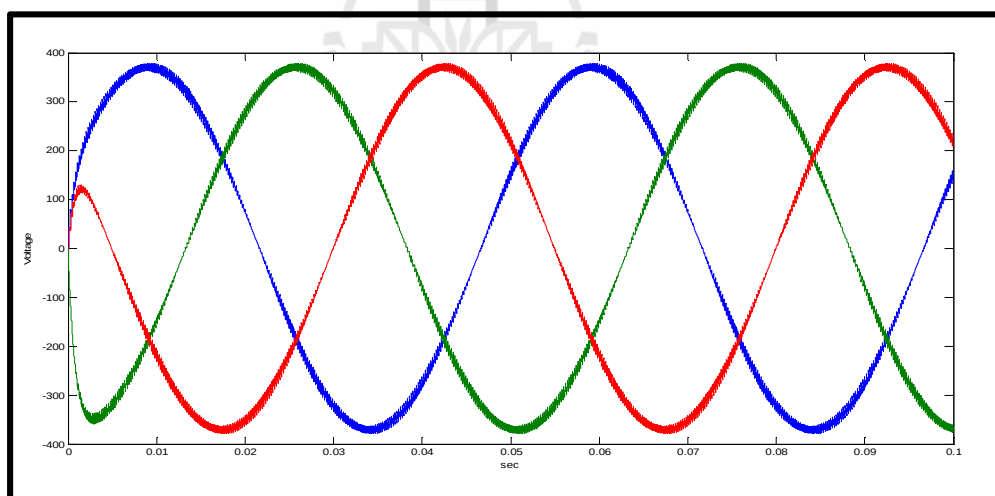
m_a	แรงดัน v_{AB} จากการจำลองสถานการณ์	แรงดัน v_{AB} จากการคำนวณ
0.4	180 V _p	186 V _p
0.6	270 V _p	279 V _p
0.8	360 V _p	327 V _p
1	450 V _p	427 V _p
1.2	510 V _p	ไม่สามารถคำนวณโดยใช้สูตรในสมการที่ (6-5) ได้

ลำดับต่อมาทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสโดยกำหนดให้อัตราการมอดูเลตคงที่เท่ากับ 0.8 และได้ปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ $v_{control}$ ตามตารางที่ 6.3

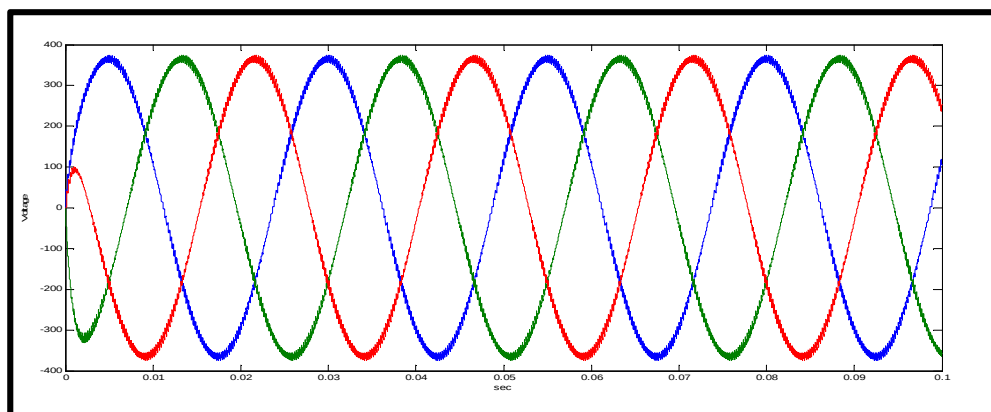
ตารางที่ 6.3 ความถี่ของ $v_{control}$ ของการจำลองสถานการณ์

ครั้งที่	m_d	ความถี่ของ $v_{control}$
1	0.8	20 Hz
2	0.8	40 Hz
3	0.8	60 Hz
4	0.8	80 Hz

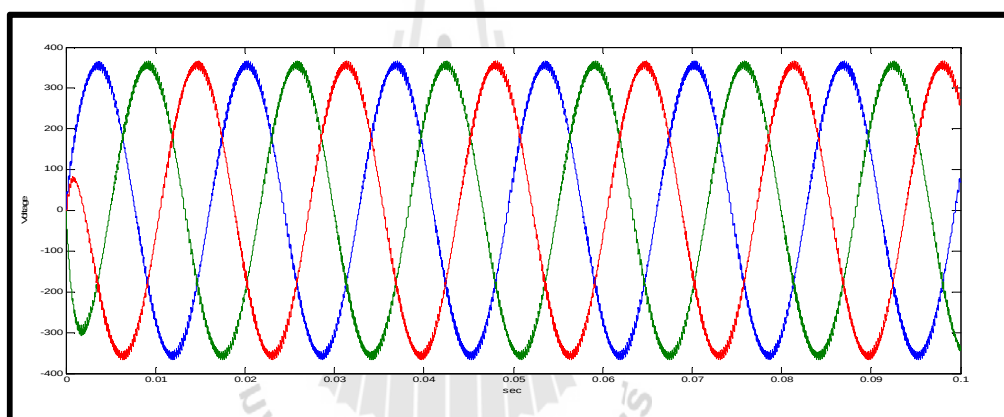
จากการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสโดยอาศัยชุดบล็อก SPS ในรูปที่ 6.6 โดยใช้เงื่อนไขการทำงานตามตารางที่ 6.3 จากการจำลองสามารถแสดงค่าแรงดันทางคั่นเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้ดังนี้ รูปที่ 6.13 ถึงรูปที่ 6.16 แสดงค่าแรงดัน v_{AB} , v_{BC} และ v_{CA} เมื่อค่าความถี่ของ $v_{control}$ เท่ากับ 20 เฮิร์ตซ์ 40 เฮิร์ตซ์ 60 เฮิร์ตซ์ และ 80 เฮิร์ตซ์ ตามลำดับ โดยแรงดันคั่นเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่นำมาแสดงเป็นค่าแรงดันคั่นเอาต์พุตที่ผ่านการกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อสามารถมองเห็นการเปลี่ยนแปลงของความถี่มูลฐานของแรงดันเมื่อเปลี่ยนความถี่ของ $v_{Control}$



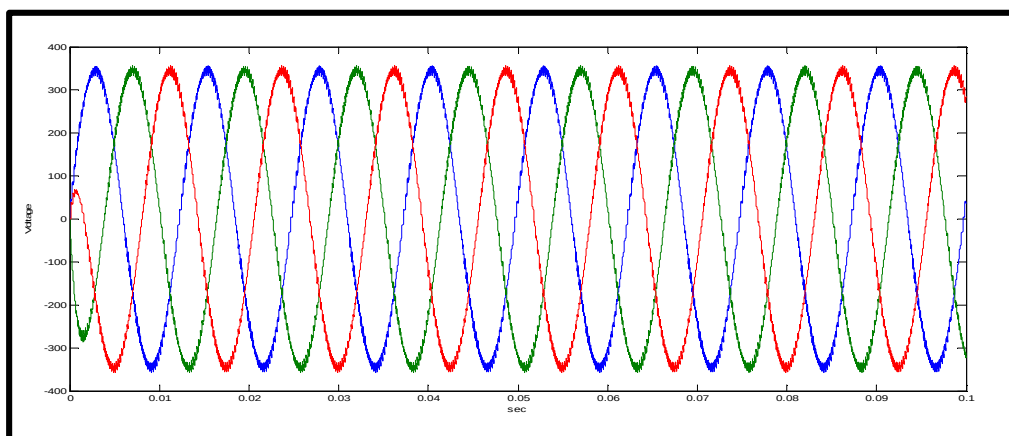
รูปที่ 6.13 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 20 เฮิร์ตซ์



รูปที่ 6.14 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 40 เฮิรตซ์



รูปที่ 6.15 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 60 เฮิรตซ์



รูปที่ 6.16 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 80 เฮิรตซ์

จากผลการจำลองสถานการณ์จากรูปที่ 6.13 ถึงรูปที่ 6.16 พบว่าค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของ $v_{control}$ ตามตารางที่ 6.3 และขนาดของแรงดันคงที่ไม่แปรตามความถี่

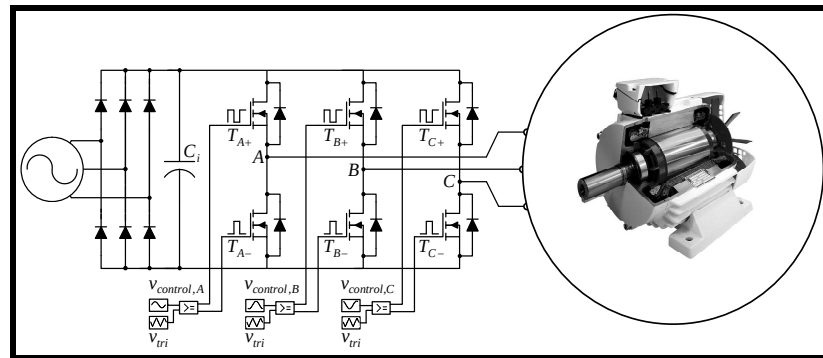
6.2.6 การจำลองสถานการณ์อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากหัวข้อที่ผ่านมาได้จำลองสถานการณ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นค่าความต้านทาน เพื่อดูพฤติกรรมการทำงานและแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สาม-เฟส หัวข้อนี้จึงได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อวิเคราะห์ผลการทำงานและแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์โดยการจำลองสถานการณ์ได้กำหนดความถี่การสวิตช์เท่ากับ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ในส่วนของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะใช้พารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบในตารางที่ 2.1 ของบทที่ 2 และแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงได้จากวงจรเรียงกระแสสามเฟสซึ่งเมื่อแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแส-ตรงจะมีค่าแรงดันที่ $538 V_{dc}$ สำหรับการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์ในหัวข้อนี้ได้กำหนดเงื่อนไขการทำงานของอินเวอร์เตอร์ตามตารางที่ 6.4 คือกำหนดให้ การเปลี่ยนอัตราการมอดูเลตทำควบคู่กับการเปลี่ยนความถี่ของ $v_{Control}$ บล็อกไดอะแกรมการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 6.17 และจากรูปที่ 6.17 สามารถสร้างชุดบล็อก SPS สำหรับการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนโปรแกรม MATLAB แสดงได้ดังรูปที่ 6.18

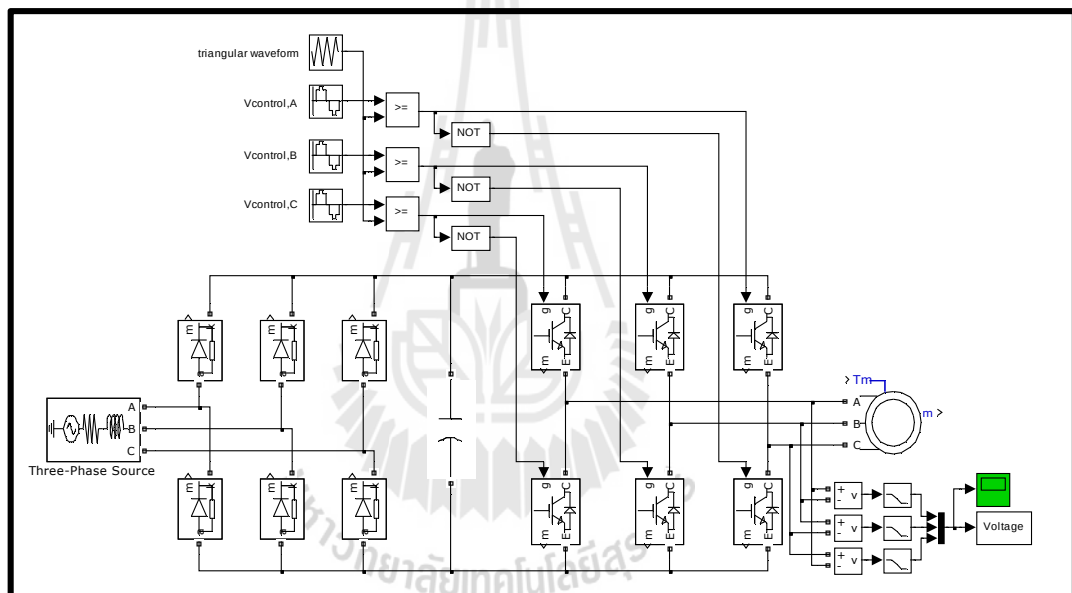
ตารางที่ 6.4 การเปลี่ยนแปลงความถี่ของ $v_{control}$ กับอัตราการมอดูเลตของการจำลองสถานการณ์

ครั้งที่	ความถี่ของ $v_{control}$	อัตราการมอดูเลชัน (m_a)
1	20 เฮิร์ตซ์	0.4
2	30 เฮิร์ตซ์	0.6
3	40 เฮิร์ตซ์	0.8
4	50 เฮิร์ตซ์	1.0

สำหรับการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในรูปที่ 6.18 ได้กำหนด ค่ายอดของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 1 และได้กำหนดค่ายอดและความถี่ของสัญญาณควบคุมตามเงื่อนไขการทำงานในตารางที่ 6.4 โดยที่อัตราการมอดูเลตสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-1)

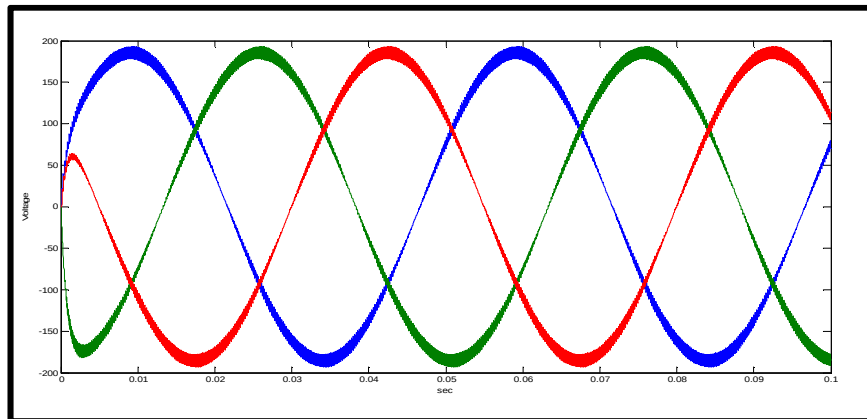


รูปที่ 6.17 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

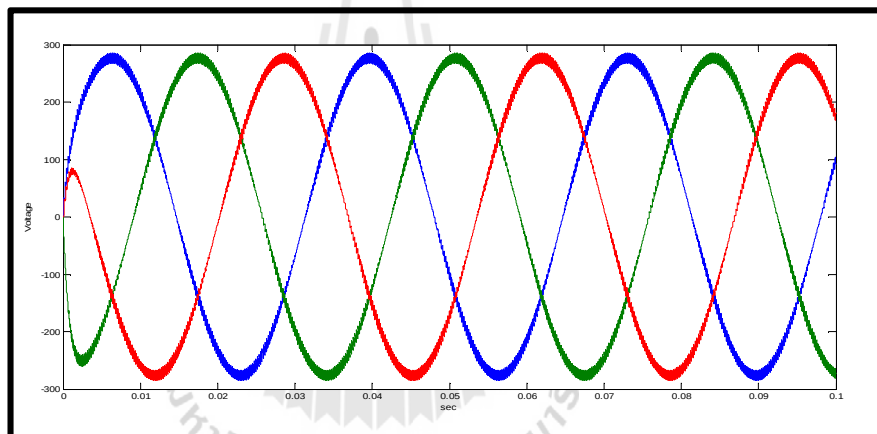


รูปที่ 6.18 ชุดบล็อกของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

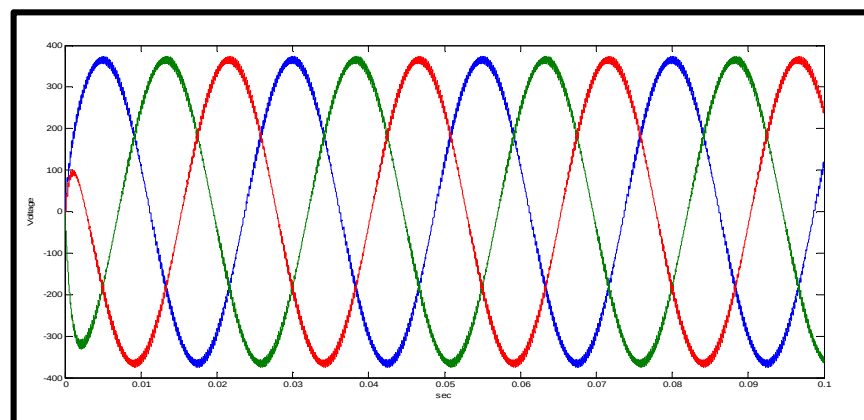
จากรูปที่ 6.18 สามารถแสดงผลการจำลองสถานการณ์โดยใช้เงื่อนไขของการจำลองสถานการณ์ตามตารางที่ 6.4 ดังนี้ รูปที่ 6.19 ถึงรูปที่ 6.22 แสดงค่าแรงดัน v_{AB} v_{BC} และ v_{CA} เมื่อความถี่ของสัญญาณควบคุมเท่ากับ 20 เฮิรตซ์ 30 เฮิรตซ์ 40 เฮิรตซ์ และ 50 เฮิรตซ์ โดยที่อัตราการมอดูเลตเท่ากับ 0.4 0.6 0.8 และ 1.0 ตามลำดับ โดยค่าแรงดันที่นำมาแสดงตั้งแต่รูปที่ 6.19 ถึงรูปที่ 6.22 คือแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งได้ผ่านการกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อให้ง่ายต่อการศึกษาผลการตอบสนองของแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์



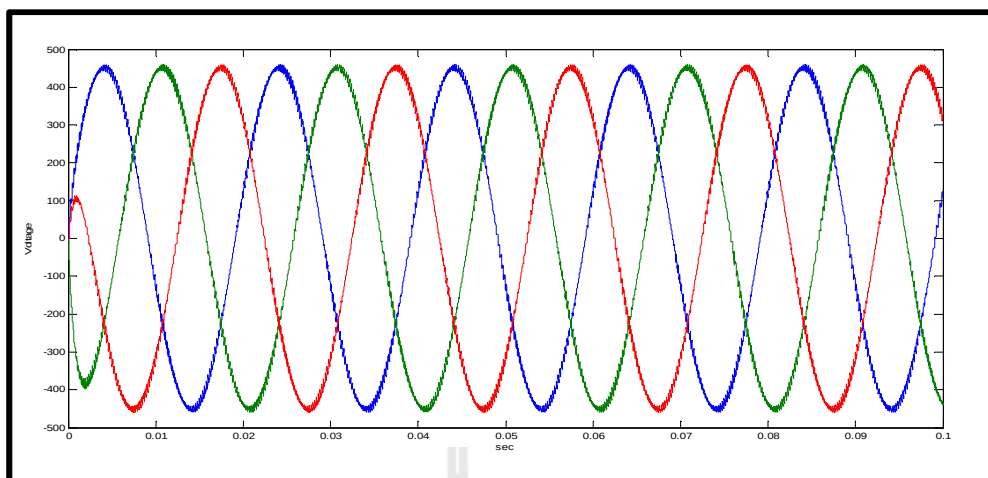
รูปที่ 6.19 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ $v_{control}$ เท่ากับ 20 เฮิรตซ์ m_a เท่ากับ 0.4



รูปที่ 6.20 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ $v_{control}$ เท่ากับ 30 เฮิรตซ์ m_a เท่ากับ 0.6



รูปที่ 6.21 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ $v_{control}$ เท่ากับ 40 เฮิรตซ์ m_a เท่ากับ 0.8



รูปที่ 6.22 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ $v_{control}$ เท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ m_a เท่ากับ 1.0

จากผลการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์ ในรูปที่ 6.19 ถึงรูปที่ 6.22 พบว่าขนาดและความถี่ของแรงดันทั้งสามเฟสของอินเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงไปตามค่าที่กำหนดในตารางที่ 6.4 และค่าแรงดันที่ได้จากการจำลองสถานการณ์เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์ก็มีความสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการจำลองสถานการณ์เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน ซึ่งมีความถูกต้องตามทฤษฎีการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟส ดังนั้น จากการจำลองสถานการณ์ของอินเวอร์เตอร์สามเฟสสามารถนำไปเป็นแนวทางสำหรับสร้างชุดอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้

6.2.7 วงจรขับเกทเพื่อใช้ขับโมดูล 6MBP50RA120

การสร้างชุดอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะแบ่งออกเป็นสองส่วนหลัก ๆ คือ ส่วนแรกจะเป็นการสร้างวงจรขับเกทเพื่อเป็นตัวสวิตช์ให้กับไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว และส่วนที่สองเป็นส่วนของการสร้างวงจรสับสวิตช์ฝั่งแรงดันสูงเพื่อสร้างแรงดันสามเฟสหรือวงจรภาคกำลัง แต่ในงานวิจัยนี้ได้ใช้โมดูลสำเร็จรูปของบริษัท FUJI เบอร์ 6MBP50RA120 แทนการสร้างวงจรการสับสวิตช์ทั้ง 6 ตัว โดยรายละเอียดและข้อมูลต่าง ๆ ของโมดูลจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

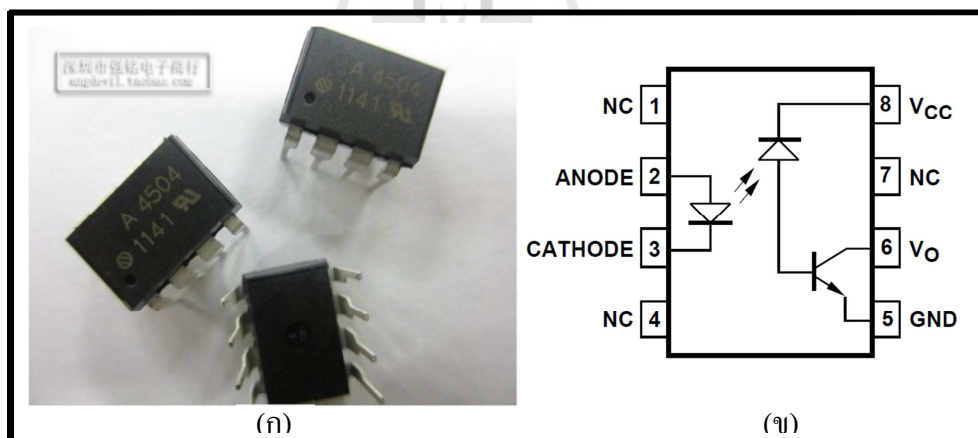
6.2.8 การสร้างวงจรขับเกทเพื่อใช้ขับโมดูล 6MBP50RA120

การสร้างวงจรขับเกทของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ออปโตคัปเปิลอร์เบอร์ HCPL-4504 ทั้งหมด 6 ตัว เพื่อใช้สำหรับแยกกราวด์ทางฝั่งแรงดันสูงหรือแรงดันทางด้านโมดูล 6MBP50RA120 ออกจากกราวด์ของแหล่งจ่ายฝั่งแรงดันต่ำหรือกราวด์ของแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อป้องกันความเสี่ยงของไมโครคอนโทรลเลอร์จากแรงดันสูงและป้องกันการรบกวนที่เกิดจากการสวิตช์ทางด้านแรงดันสูงมายังตัวไมโครคอนโทรลเลอร์อีก

ด้วย รายละเอียดการทำงานของออปโตคัปเลเตอร์เบอร์ HCPL-4504 แสดงได้ดังตารางที่ 6.5 และออปโตคัปเลเตอร์เบอร์ HCPL-4504 แสดงได้ดังรูปที่ 6.23 (ก) โครงสร้างภายในของ HCPL-4504 แสดงได้ดังรูปที่ 6.23 (ข)

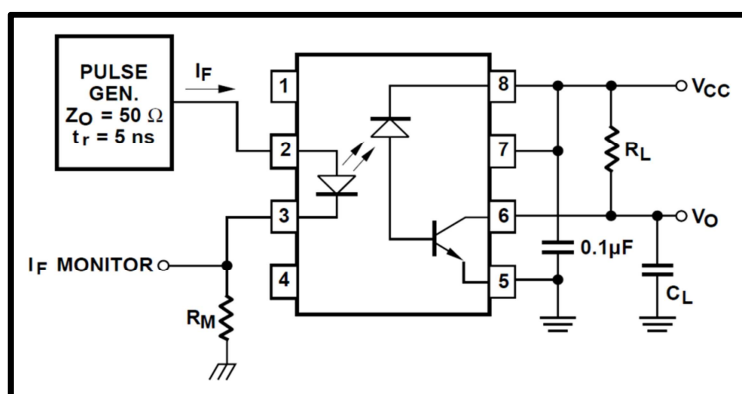
ตารางที่ 6.5 คุณสมบัติการนำไปใช้งานของ HCPL-4504

รายการ	ชื่อเรียกแบบย่อ	ต่ำสุด	สูงสุด	หน่วย
อุณหภูมิในการเก็บรักษา	T_S	-55	125	$^{\circ}\text{C}$
อุณหภูมิในขณะที่ทำงาน	T_A	-55	120	$^{\circ}\text{C}$
กระแสอินพุตเฉลี่ย	$I_{F(AVG)}$	-	25	mA
แรงดันทางคัตอินพุต	V_R	-	5	V
กระแสเอาต์พุตเฉลี่ย (ขา 6)	$I_{O(AVG)}$	-	8	mA
แหล่งจ่ายแรงดัน (ขา 8-5)	V_{CC}	-0.5	30	V
แรงดันเอาต์พุต (ขา 6-5)	V_O	-0.5	20	V



รูปที่ 6.23 ออปโตคัปเลเตอร์เบอร์ HCPL-4504

การออกแบบวงจรเพื่อใช้งาน HCPL-4504 ร่วมกับ 6MBP50RA120 โดยเมื่อศึกษาคู่มือการทำงานของ HCPL-4504 จึงได้วงจรตัวอย่างเพื่อใช้งานไอซีดังกล่าว แสดงได้ดังรูปที่ 6.24



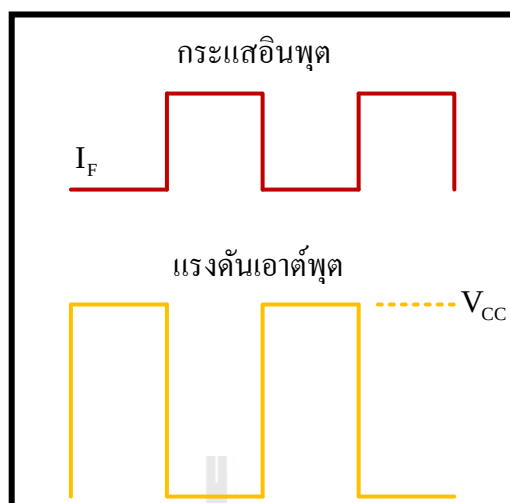
รูปที่ 6.24 วงจรการทำงานของไอซีออปโตคัปเปิลเลอร์เบอร์ HCPL-4504

พิจารณารูปที่ 6.24 สามารถอธิบายการทำงานของวงจรขับเคลื่อนด้วยไอซีออปโตคัปเปิลเลอร์เบอร์ HCPL-4504 ได้ดังนี้

เมื่อเครื่องกำเนิดสัญญาณพัลส์ (Pulse Generator) ที่ใช้เป็นอินพุตให้กับออปโตคัปเปิลเลอร์อยู่ในช่วงการ On จะทำให้มีการไหลของกระแส I_F เพื่อไปกระตุ้นให้ไดโอดเปล่งแสงที่ถูกติดตั้งไว้ระหว่างขา 2 และขา 3 ทำงานเกิดแสงสว่างขึ้นโดยแสงที่เปล่งขึ้นนี้ จะไปกระตุ้นให้ไดโอดฟ้งเอาต์พุตของวงจรซึ่งตอบรับการทำงานด้วยแสงเกิดการลัดวงจร การลัดวงจรของไดโอดฟ้งเอาต์พุตทำให้มีกระแสไหลที่ขา B ของทรานซิสเตอร์ที่ถูกติดตั้งไว้ในตัวไอซีมีผลทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นที่ขา C (ขา 6) และขา E (ขา 5) ของทรานซิสเตอร์ ทำให้มีกระแสไหลที่ขาทั้งสอง และจะทำให้แรงดันเอาต์พุต (V_O) ที่ขา 6 มีค่าเป็น 0 โวลต์ เนื่องจากการต่อเอาต์พุตที่จุดดังกล่าวเสมือนกับการต่อเอาต์พุตที่กราวด์ (ในกรณีที่ขา 6 และขา 5 เกิดการลัดวงจร)

ในทางกลับกันเมื่อสัญญาณพัลส์อยู่ในช่วงการ Off จะไม่มีกระแส I_F ไหลในวงจรอินพุต จึงทำให้ไดโอดเปล่งแสงไม่ทำงาน เมื่อไดโอดเปล่งแสงไม่ทำงาน ไดโอดที่ตอบรับการทำงานด้วยแสงทางฟ้งเอาต์พุตก็จะไม่ทำงาน จึงทำให้ขา 8 ของไอซี HCPL-4504 กับขา B ของทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายในของตัวไอซี HCPL-4504 อยู่ในลักษณะของการเปิดวงจร เปรียบเสมือนไม่มีกระแสไหลที่ขา B เมื่อไม่มีกระแสไหลที่ขา B จึงทำให้ขา C และขา E ของทรานซิสเตอร์อยู่ในลักษณะของการเปิดวงจร ทำให้ไม่มีกระแสเกิดขึ้นระหว่างขา C กับขา E นั่นเอง และจะทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ขา 6 มีค่าเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่าย (V_{CC})

จากหลักการทำงานในทั้งสองกรณี คือเมื่อสัญญาณพัลส์ของอินพุต On และ Off สามารถนำมาเขียนเป็นแผนภาพไคอะแกรมความสัมพันธ์ของการทำงานระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 6.24 แสดงได้ดังรูปที่ 6.25



รูปที่ 6.25 ความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตและอินพุตของวงจรขับเคลื่อนด้วยไอซี HCPL-4504

เมื่อเข้าใจวิธีการทำงานของวงจรขับเคลื่อนด้วยไอซี HCPL-4504 ในรูปที่ 6.24 พอสมควรแล้ว ต่อไปจะเป็นการออกแบบพารามิเตอร์ที่ยังไม่ทราบค่า ได้แก่ R_M , R_L และ C_L โดยพารามิเตอร์ทั้งสามตัวนี้มีคุณสมบัติในการทำงานดังนี้ คือ R_M มีหน้าที่จำกัดปริมาณกระแสทางด้านอินพุตที่จะเข้าตัวไอซี HCPL-4504 ไม่ให้เกินพิกัดและ R_L มีหน้าที่จำกัดปริมาณกระแสทางด้านเอาต์พุตไม่ให้เกินพิกัดของไอซี ส่วน C_L ทำหน้าที่ลดผ่านความถี่สูง (bypass high frequency) ให้ลงที่กราวด์ของแหล่งจ่าย

จากการพิจารณาคูณสมบัติและหน้าที่ของอุปกรณ์ทั้งสามตัว จึงสามารถออกแบบค่าพารามิเตอร์ได้ดังนี้

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ R_M สำหรับงานวิจัยนี้ เมื่อพิจารณาจากโครงสร้างของวงจรในรูปที่ 6.24 จะเห็นว่าพารามิเตอร์ R_M จะเชื่อมต่ออยู่กับแหล่งกำเนิดสัญญาณพัลส์ หมายถึงเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 สัญญาณพัลส์ที่ออกจากไมโครคอนโทรลเลอร์จะมีแรงดันค่าขอดเท่ากับ 3.3 V เมื่อพิจารณาค่ากระแสพิกัดฝั่งวงจรอินพุตของไอซีในตารางที่ 6.5 จึงสามารถคำนวณหาค่า R_M ได้ดังนี้

$$R_M \geq \frac{3.3}{0.025} = 132 \, \Omega$$

พารามิเตอร์ R_M ที่ใช้ในวงจรต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 132 โอห์ม เพื่อความสะดวกต่อการใช้งาน งานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้ค่า R_M เท่ากับ 300 โอห์ม จึงสามารถคำนวณอัตราการใช้ของกระแสทางฝั่งวงจรอินพุตในรูปที่ 6.24 ได้เป็น

$$I_{F(AVG),300\Omega} = \frac{3.3}{300} = 11 \text{ mA}$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ R_L และ C_L ในงานวิจัยนี้ เมื่อพิจารณาจากคู่มือการใช้งานของไอซี HCPL-4504 จะใช้ R_L เท่ากับ 20 กิโลโอห์ม และ C_L เท่ากับ 100 พิโกฟารัด และจากค่าพารามิเตอร์ R_L ดังกล่าว สามารถนำไปคำนวณกระแสฟองจอร์เอาต์พุตในรูปที่ 6.25 โดยแหล่งจ่ายที่ใช้ทางฟองจอร์เอาต์พุตเท่ากับ 15 โวลต์ ดังนี้

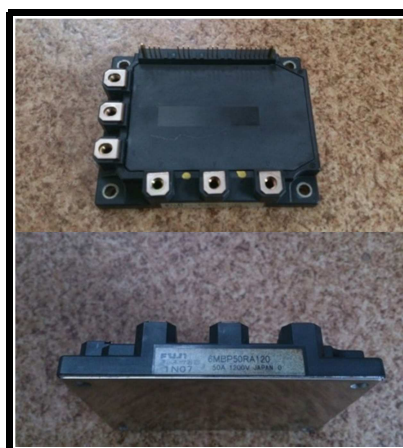
$$I_{O(AVG),20k\Omega} = \frac{15}{20k\Omega} = 0.75 \text{ mA}$$

จากการคำนวณกระแสทางด้านฟองจอร์เอาต์พุตพบว่าค่าที่ได้ไม่เกินพิกัดคือ 8 mA ดังนั้น ค่าความต้านทาน R_L เท่ากับ 20 กิโลโอห์ม สามารถนำไปใช้งานได้

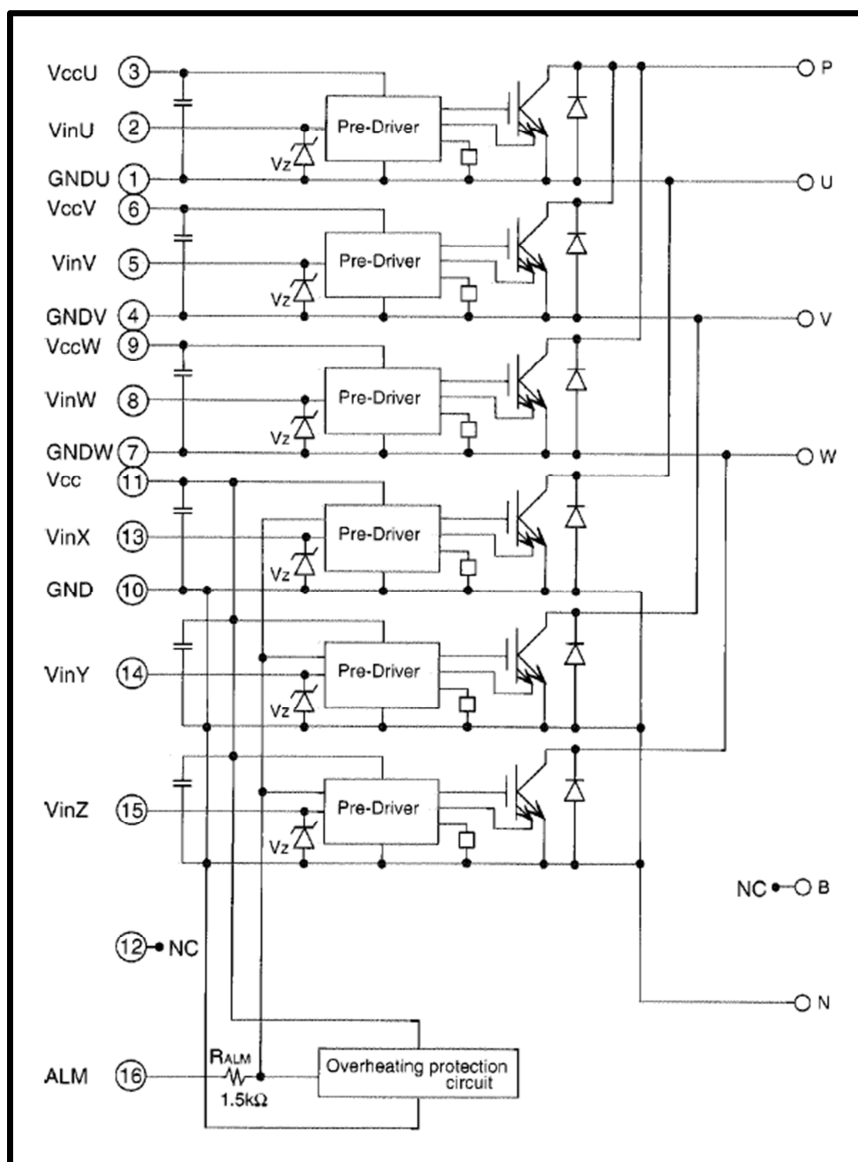
6.2.9 โมดูล 6MBP50RA120

โมดูล 6MBP50RA120 แสดงได้ดังรูปที่ 6.26 โครงสร้างภายในของโมดูลแสดงได้ดังรูปที่ 6.27 พิกัดและคุณลักษณะการทำงานของโมดูลแสดงได้ดังตารางที่ 6.6 และจุดเด่นในการทำงานของโมดูลดังกล่าวมีดังต่อไปนี้

- มีการตรวจสอบอุณหภูมิการทำงานของ IGBTs
- กำลังงานสูญเสียต่ำและมีการสวิตช์ที่นุ่มนวล
- ประสิทธิภาพสูงและความน่าเชื่อถือ ได้สูงด้วยวิธีการป้องกันอุณหภูมิเกินขนาดของตัว IGBT



รูปที่ 6.26 โมดูล 6MBP50RA120



รูปที่ 6.27 โครงสร้างภายในของโมดูล 6MBP50RA120

ตารางที่ 6.6 คุณสมบัติการทำงานของโมดูล 6MBP50RA120

รายการ	สัญลักษณ์	พิกัด		หน่วย
		ต่ำสุด	สูงสุด	
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	$V_{DC \text{ Inverter}}$	0	900	V
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (กระชาก)	$V_{DC \text{ Inverter (surge)}}$	0	1000	V
แรงดันระหว่างขาคอลเลกเตอร์อีมิเตอร์	VCES	0	1200	V
กระแสที่ขาคอลเลกเตอร์	IC	0	50	A
ตัวตรวจวัดอุณหภูมิ	Tj	0	150	°C

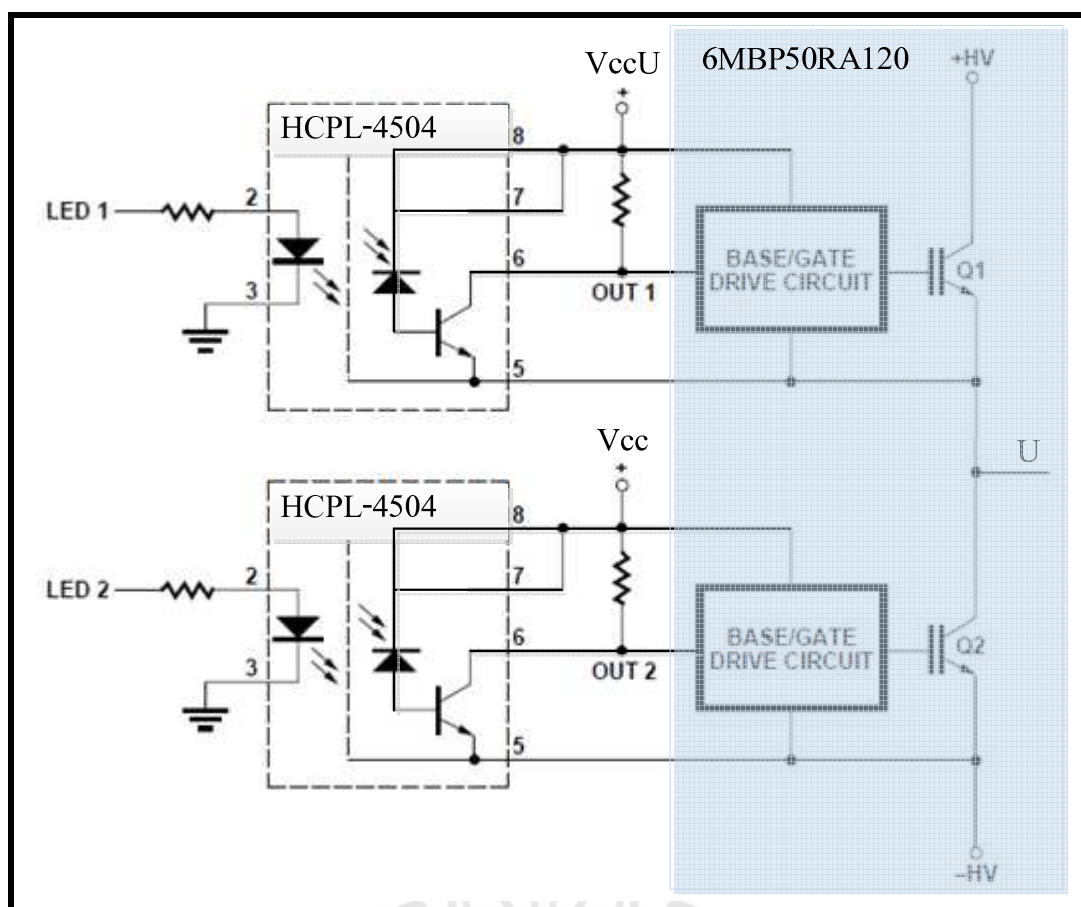
ตารางที่ 6.6 คุณสมบัติการทำงานของโมดูล 6MBP50RA120 (ต่อ)

รายการ	สัญลักษณ์	พิกัด		หน่วย
		ต่ำสุด	สูงสุด	
แหล่งจ่ายสำหรับ Pre-Driver	VCC*1	0	20	V
แรงดันอินพุต	Vin*2	0	VZ	V
กระแสอินพุต	Iin	0	8	mA
ความถี่การสวิตช์	f_s	0	15	kHz
แรงดันการแจ้งเตือน	VLAM*3	0	VCC*1	V
กระแสการแจ้งเตือน	ILAM*4	-	15	mA
อุณหภูมิในการเก็บรักษา	Tstg	-40	125	°C
อุณหภูมิการทำงาน	Top	-20	100	°C

จากตารางที่ 6.6

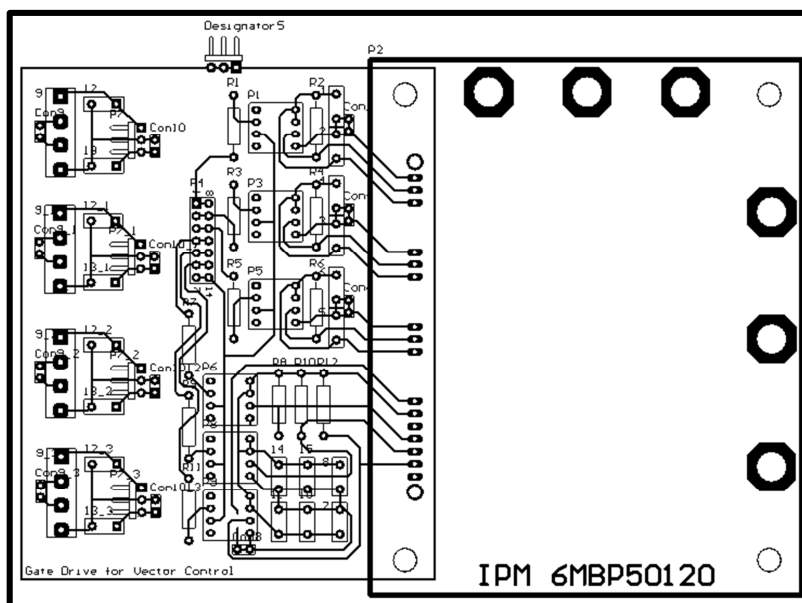
- VCC*1 คือ แหล่งจ่ายแรงดัน ระหว่างขา 3 และขา 1, ขา 6 และขา 4, ขา 9 และขา 7, ขา 11 และขา 10
- Vin*2 คือ แรงดันอินพุตระหว่างขา 2 และขา 1, ขา 5 และขา 4, ขา 7 และขา 6, ขา 13 14 15 และขา 10
- VLAM*3 คือ แรงดันระหว่างขา 16 และขา 10
- ILAM*4 คือ กระแสที่ไหลในขา 16

พิจารณาโครงสร้างภายในของโมดูลในรูปที่ 2.27 พบว่าต้องใช้แหล่งจ่ายสำหรับวงจรขับ IGBT หรือ Pre-Driver ที่ถูกติดตั้งมาพร้อมกับโมดูลทั้งหมด 4 แหล่งจ่าย คือ VccU, VccV, VccW และ Vcc เนื่องจากการป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรภายในตัวโมดูล และจากรูปจะเห็นว่าการคงค่าแรงดันของสัญญาณพัลส์ที่เข้าวงจร Pre-Driver ด้วยการติดตั้งตัวซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode) ให้แรงดันคงที่ที่ 8 โวลต์ จึงเห็นว่าการติดตั้งซีเนอร์ไดโอดที่ขาอินพุตทั้ง 6 ขา ของโมดูล ดังนี้คือ ขา 2 5 8 13 14 และ 15 และในขณะที่โมดูลกำลังทำงานเมื่อตรวจพบว่าอุณหภูมิของตัวโมดูลมีอุณหภูมิสูงเกินค่าพิกัดก็จะมีสัญญาณเตือนออกมาที่ขา 16 โดยจะเป็นแรงดันที่มีขนาดเท่ากับ Vcc จากโครงสร้างของโมดูลในรูปที่ 6.27 สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานกับวงจรขับเกทที่ได้ออกแบบไว้ในข้างต้นได้ดังรูปที่ 6.28



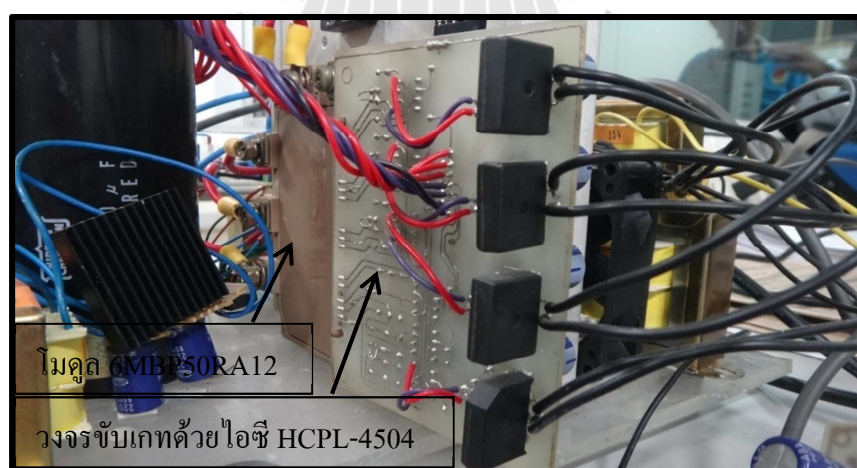
รูปที่ 6.28 การประยุกต์ใช้วงจรขับเคลื่อนร่วมกับโมดูล 6MBP50RA120

จากวงจรในรูปที่ 6.28 ได้แสดงการต่อวงจรตัวอย่างเพียงเฟส U เท่านั้น เนื่องจากเห็นว่า วงจรของเฟส V และเฟส W เป็นวงจรที่เหมือนกัน แต่ที่ต่างกันคือวงจร Pre-Driver ของเฟส U จะใช้ แหล่งจ่ายเป็น V_{ccU} ส่วน แหล่งจ่าย Pre-Driver ของ เฟส V และ W จะใช้ แหล่งจ่าย เป็น V_{ccV} และ V_{ccW} ตามลำดับ (ทั้งสามเป็นแหล่งจ่ายของวงจร Pre-Driver ที่ใช้ขับ IGBT ฟัซซี่ที่ต่อกับ ขา P ของโมดูล) ส่วนแหล่งจ่ายของวงจร Pre-Driver ทางฝั่งแรงดันต่ำของโมดูลจะเหมือนกันทั้งสามเฟส คือใช้แหล่งจ่ายเป็น V_{cc} ดังนั้น จากรูปที่ 2.28 สามารถนำไปสร้างเป็นลายวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ หรือ พีซีบี (Printed Circuit Board, PCB) หรือนิยมเรียกว่า แผ่นปริ้นต์ เพื่อลงอุปกรณ์ต่าง ๆ เพื่อให้ได้ลาย วงจรที่สวยงามและให้แผ่นปริ้นต์มีขนาดเล็ก ผู้วิจัยจึงได้เลือกใช้โปรแกรม Altium Designer จากการสร้าง ลายวงจรเพื่อใช้ขับโมดูล 6MBP50RA120 แสดงได้ดังรูปที่ 6.29



รูปที่ 6.29 ลายวงจรสำหรับวงจรขับเคลื่อนที่ทำงานร่วมกับ โมดูล 6MBP50RA120

วงจรขับเคลื่อนที่ใช้ทำงานร่วมกับ โมดูล 6MBP50RA120 สามารถแสดงรูปของวงจรที่พร้อมใช้งานได้ดังรูปที่ 6.30

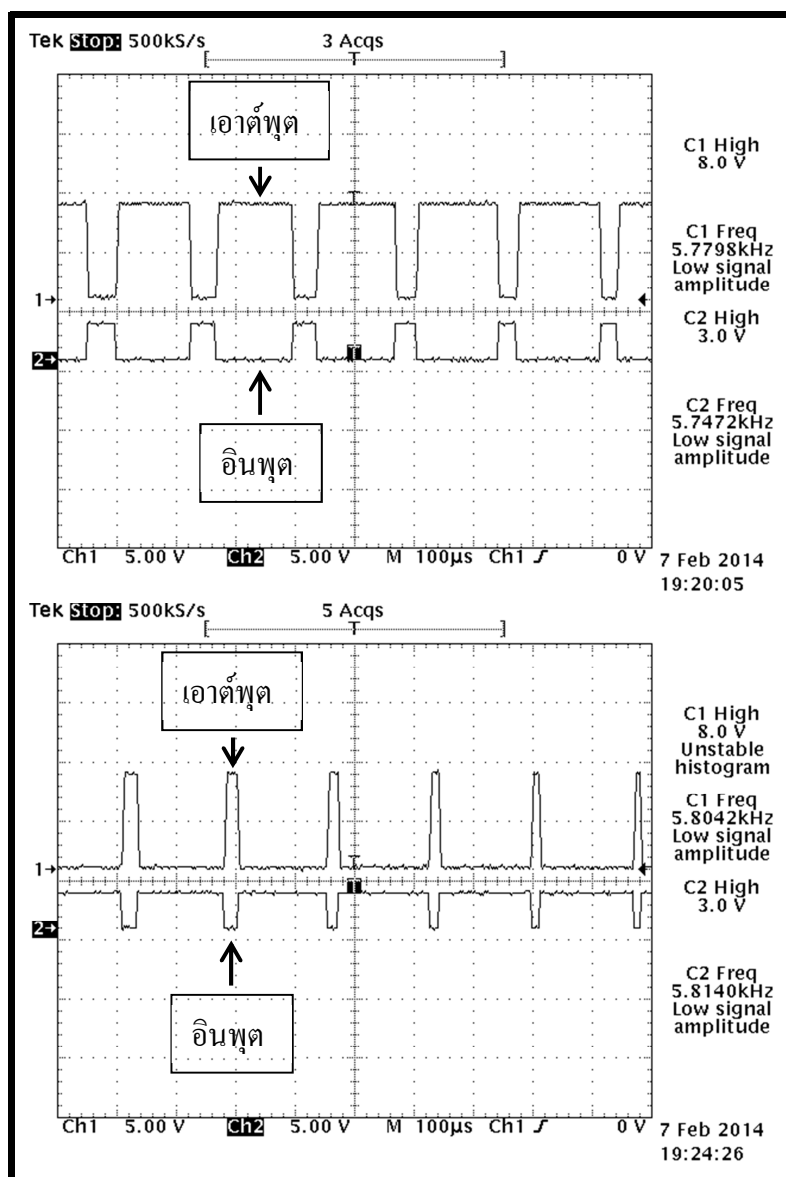


รูปที่ 6.30 วงจรขับเคลื่อนเพื่อใช้งานร่วมกับโมดูล 6MBP50RA120

เมื่อสร้างวงจรการทำงานของอินเวอร์เตอร์ครบทุกส่วน จะเริ่มทดสอบการทำงานของวงจรขับเคลื่อนและทดสอบการทำงานของโมดูล โดยการทดสอบจะทดสอบทีละส่วน คือทดสอบในส่วน

ของการทำงานของวงจรขับเกทก่อน จากนั้นจึงได้ทดสอบการทำงานร่วมกันระหว่างวงจรขับเกทและโมดูล 6MBP50RA120

สำหรับการทดสอบวงจรขับเกท จะป้อนสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ 5.8 กิโลเฮิร์ตซ์ทางด้านอินพุตของวงจร เพื่อดูผลทางด้านเอาต์พุต และจากการทดสอบสามารถแสดงผลได้ดังนี้

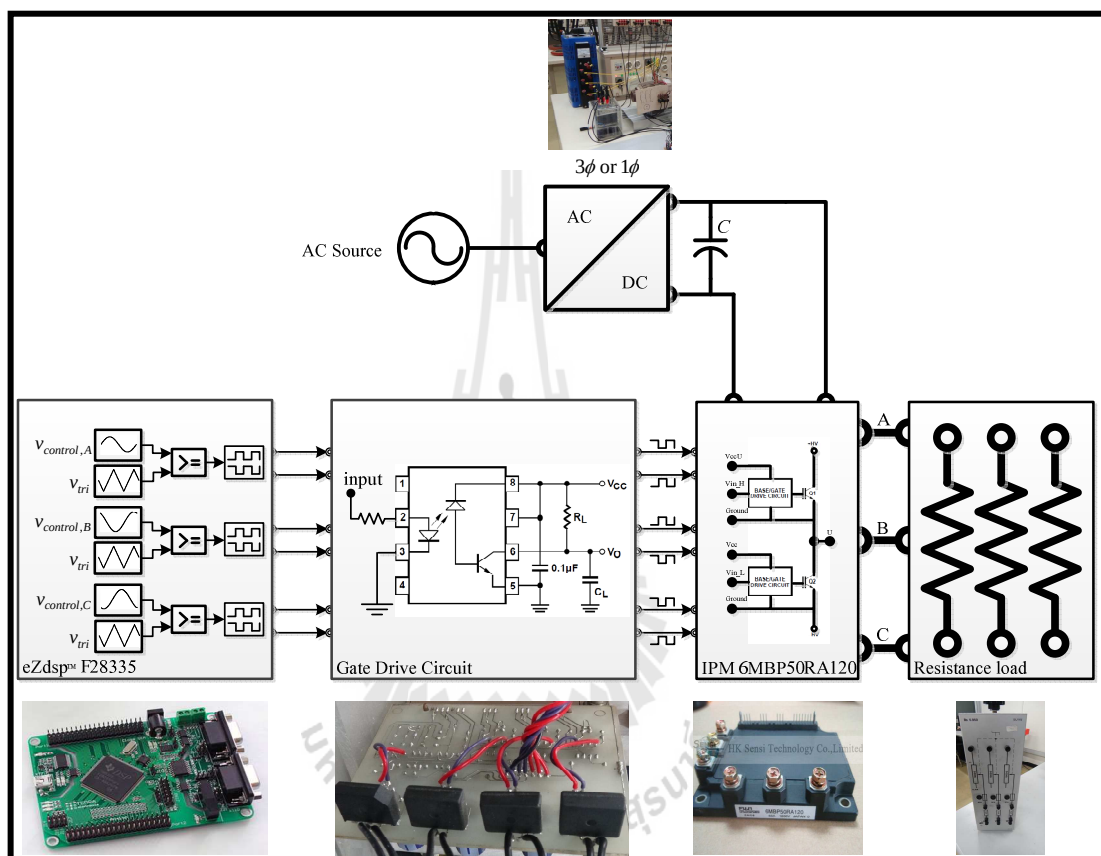


รูปที่ 6.31 ผลการทดสอบวงจรขับเกท

จากผลการทดสอบวงจรขับเกทด้วยไอซี HCPL-4504 เมื่อพิจารณาผลการทดสอบในรูปที่ 6.31 จะเห็นว่าสัญญาณพัลส์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตมีเฟสต่างกัน 180° นั้นหมายความว่าวงจรขับเกทด้วยไอซี HCPL-4504 จะกลับเฟสของสัญญาณอินพุตจาก LOW เป็น HIGH หรือ

จาก HIGH เป็น LOW ซึ่งจากผลการทดสอบการทำงานของวงจรดังกล่าวพบว่ามีความสอดคล้องกับเงื่อนไขการทำงานของไอซี HCPL-4504 ที่ได้แสดงไว้ในข้างต้น

ต่อมาเริ่มทดสอบการทำงานของวงจรขับเคลื่อนร่วมกับ โมดูล 6MBP50RA120 โดยมีโหลดเป็นค่าความต้านทาน สามารถแสดงเป็นไดอะแกรมการทดสอบได้ดังรูปที่ 6.32

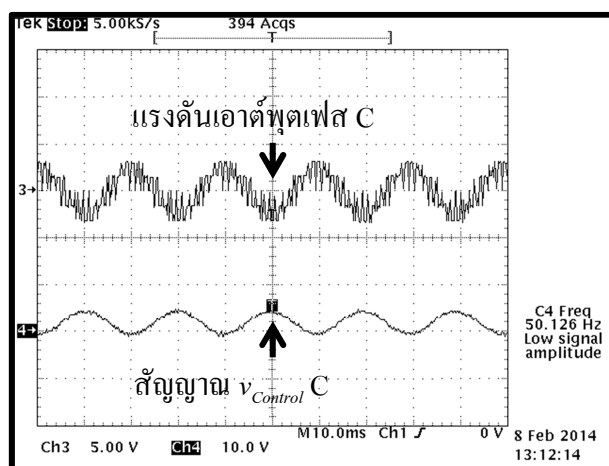


รูปที่ 6.32 การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน

จากไดอะแกรมการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 6.32 เบื้องต้นจะทดสอบเฟสของสัญญาณ $v_{Control}$ เทียบกับเฟสของแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ โดยการทดสอบได้วัดสัญญาณของ $v_{Control}$ ที่เฟส C และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่เฟส C แสดงได้ดังรูปที่ 6.33 (การทำงานของเฟส A และ B จะเหมือนกันกับการทำงานของเฟส C จึงไม่กล่าวถึง)

เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการทดสอบในรูปที่ 6.33 พบว่าสัญญาณของ $v_{Control}$ ที่เฟส C กับสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่เฟส C มีเฟสตรงข้ามกัน 180° ซึ่งมีความสอดคล้องกันกับการทำงานของวงจรขับเคลื่อน คือ สัญญาณพัลส์ทางฝั่งอินพุตกับสัญญาณพัลส์ทางฝั่งเอาต์พุตของวงจรขับเคลื่อนมีเฟสต่างกัน 180° ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับสัญญาณควบคุม หรือ $v_{Control}$ มีเฟสตรงข้ามกันที่ 180° และถ้าต้องการให้สัญญาณควบคุมมีเฟสตรงกันกับแรงดันเอาต์พุต

ของอินเวอร์เตอร์ สามารถทำได้โดยนำ -1 ไปคูณเข้ากับสัญญาณควบคุมก่อนที่จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 6.33 การเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณแรงดันเอาต์พุตกับ $v_{Control}$

จากการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในเบื้องต้นพบว่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีเฟสต่างกับสัญญาณของ $v_{Control}$ 180° ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยนำ -1 ไปคูณที่สัญญาณควบคุม ขั้นตอนต่อไปจะทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการทำงาน ซึ่งแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 กรณี คือ

1. การทดสอบปรับเพิ่มแรงดัน $V_{DC Inverter}$ โดยกำหนดให้ m_a คงที่เท่ากับ 0.9 และความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 50 เฮิรตซ์ เพื่อดูผลของแรงดันทางด้านเอาต์พุต อัตราการเพิ่มแรงดัน $V_{DC Inverter}$ แสดงได้ดังตารางที่ 6.7

2. การทดสอบปรับเปลี่ยน m_a โดยกำหนดให้แรงดัน $V_{DC Inverter}$ คงที่เท่ากับ 360 โวลต์ และความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 50 เฮิรตซ์ การปรับเปลี่ยน m_a แสดงได้ดังตารางที่ 6.8

3. การทดสอบปรับเปลี่ยนความถี่ของ $v_{Control}$ โดยได้กำหนดให้ m_a คงที่เท่ากับ 0.8 และใช้แหล่งจ่าย $V_{DC Inverter}$ เท่ากับ 360 โวลต์ การปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ $v_{Control}$ แสดงได้ดังตารางที่ 6.9

หมายเหตุ : การทดสอบทั้งสามกรณีจะใช้ความถี่การสวิตช์ (f_s) ที่ 5.8 กิโลเฮิรตซ์

ตารางที่ 6.7 อัตราการเพิ่มแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงฝั่งแรงดันสูง

ครั้งที่	$V_{DC\ Inverter} (V_p)$	m_a	$v_{Control} (Hz)$
1	60	0.9	50
2	120	0.9	50
3	180	0.9	50
4	240	0.9	50
5	300	0.9	50
6	360	0.9	50

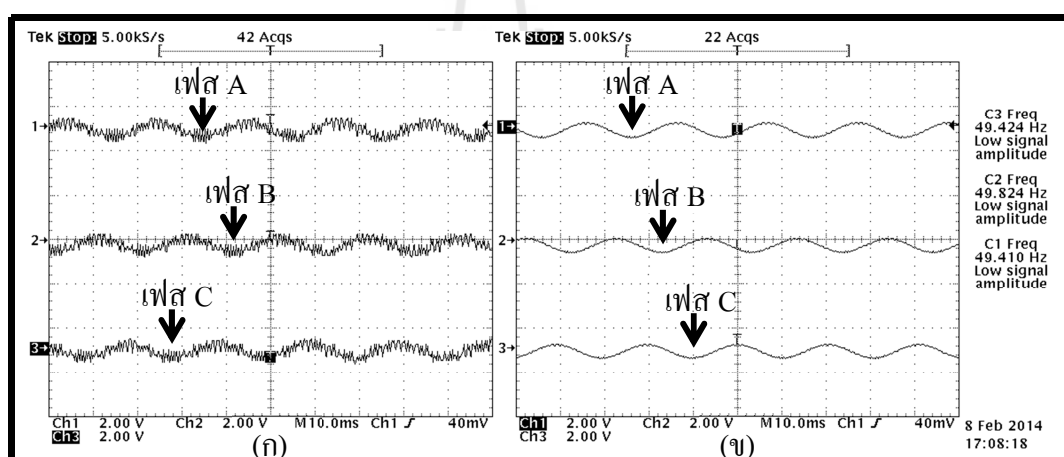
ตารางที่ 6.8 การปรับเปลี่ยนอัตราการผลิต

ครั้งที่	m_a	$V_{DC\ Inverter} (V_p)$	$v_{Control} (Hz)$
1	0.2	360	50
2	0.4	360	50
3	0.6	360	50
4	0.8	360	50
5	1.0	360	50
6	1.2	360	50

ตารางที่ 6.9 การปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณควบคุม

ครั้งที่	$v_{Control} (Hz)$	m_a	$V_{DC\ Inverter} (V_p)$
1	10	0.8	50
2	20	0.8	50
3	30	0.8	50
4	40	0.8	50
5	50	0.8	50
6	60	0.8	50

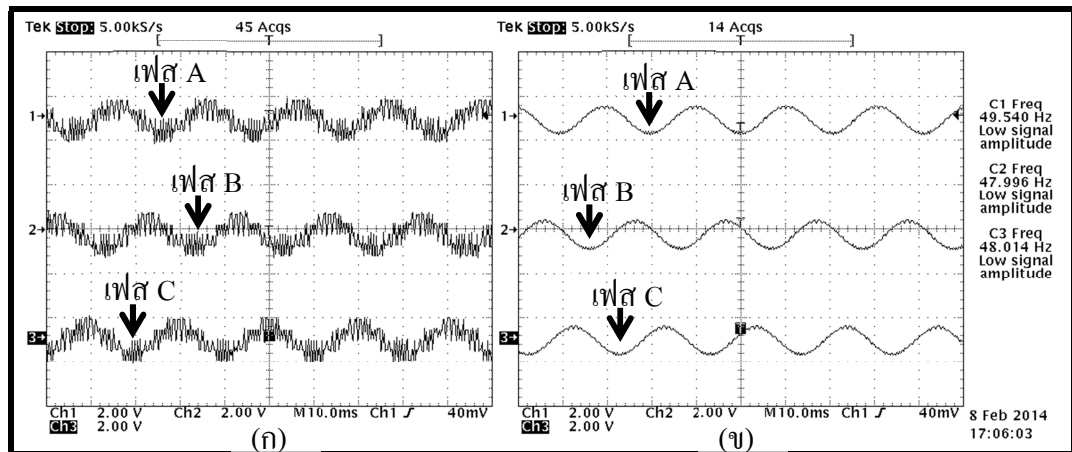
จากการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยการปรับเพิ่มแรงดัน $V_{DC\ Inverter}$ ตามตารางที่ 6.7 สามารถแสดงผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้ดังนี้ รูปที่ 6.34 แสดงค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่เฟส A B และ C เมื่อใช้ $V_{DC\ Inverter}$ เท่ากับ 60 โวลต์ โดยในรูปที่ 6.34 (ก) เป็นสัญญาณแรงดันที่ได้จากเครื่องมือวัดซึ่งไม่มีการใช้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงภายในเครื่องมือวัด ส่วนรูปที่ 6.34 (ข) เป็นสัญญาณแรงดันที่ได้จากเครื่องมือวัดโดยผ่านการใช้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงออกของเครื่องมือวัดเพื่อให้ง่ายต่อการอ่านค่าความถี่มูลฐานของแรงดัน จากรูปจะเห็นว่าความถี่ของแรงดันเอาต์พุตจะมีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณ $v_{Control}$ และแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 6.35 และรูปที่ 6.36 ก็เช่นเดียวกันกับแรงดันเอาต์พุตในรูปที่ 6.34 เพียงแต่ปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน $V_{DC\ Inverter}$ เป็น 120 โวลต์ และ 360 โวลต์ ตามลำดับ (ผลการทดสอบการทำงานได้แสดงเพียงบางค่าเท่านั้นเนื่องจากแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการปรับเพิ่ม $V_{DC\ Inverter}$ มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน)



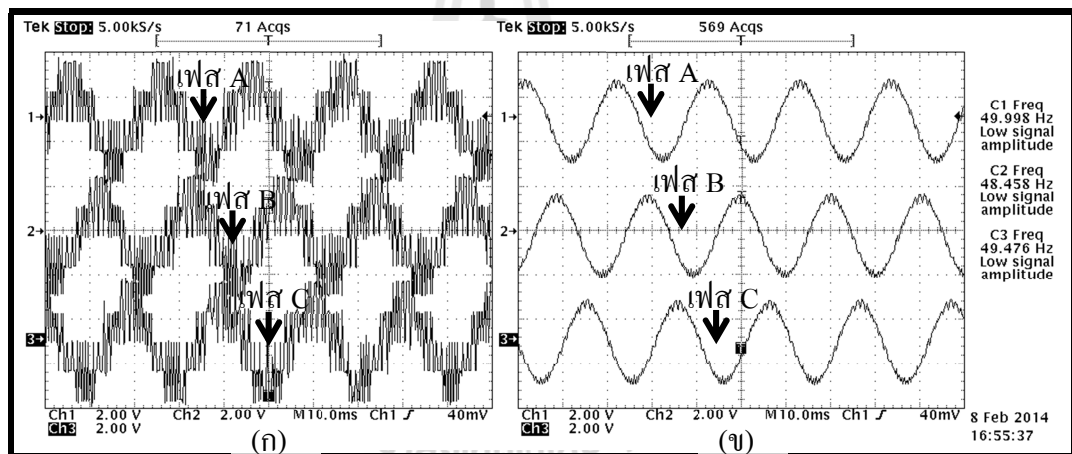
รูปที่ 6.34 ผลการทดสอบเมื่อ $V_{DC\ Inverter}$ เท่ากับ 60 โวลต์

สำหรับเงื่อนไขการทดสอบปรับเพิ่มแรงดัน $V_{DC\ Inverter}$ ให้กับอินเวอร์เตอร์ในตารางที่ 6.7 สามารถแสดงค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณดังตารางที่ 6.10

เมื่อพิจารณาแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในตารางที่ 6.10 ค่าที่ได้จากการคำนวณและค่าที่ได้จากการวัด พบว่ามีความสอดคล้องกันหรือมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันแสดงให้เห็นว่าอินเวอร์เตอร์ให้ผลการทำงานที่ถูกต้องสำหรับเงื่อนไขการทำงานดังกล่าว



รูปที่ 6.35 ผลการทดสอบเมื่อ $V_{DC Inverter}$ เท่ากับ 120 โวลต์



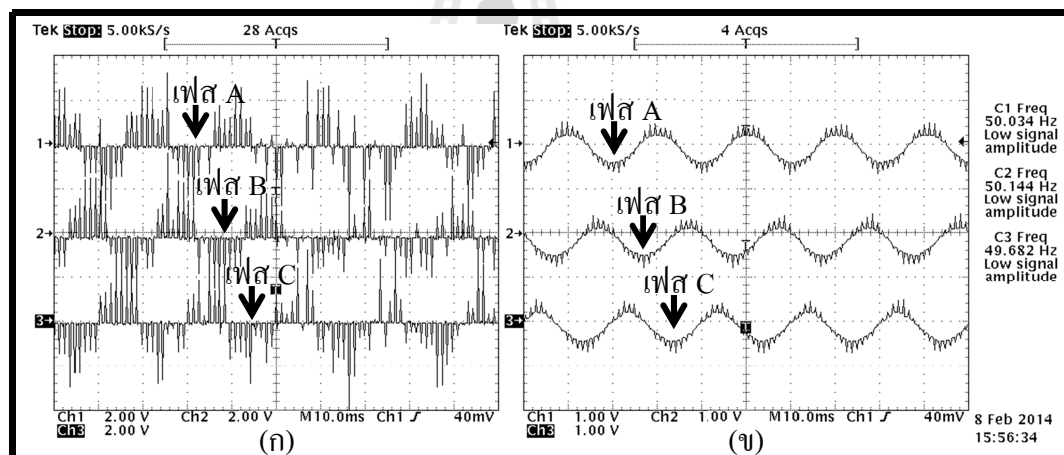
รูปที่ 6.36 ผลการทดสอบเมื่อ $V_{DC Inverter}$ เท่ากับ 360 โวลต์

ตารางที่ 6.10 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดโดยใช้เงื่อนไขการทดสอบในตารางที่ 6.7

ครั้งที่	$V_{DC Inverter}$ (V_P)	V_{LL} จากการคำนวณ (V_{rms})	V_{LL} จากการวัด (V_{rms})
1	60	34	34
2	120	70	70
3	180	104	102
4	240	139	140
5	300	174	172
6	360	209	205

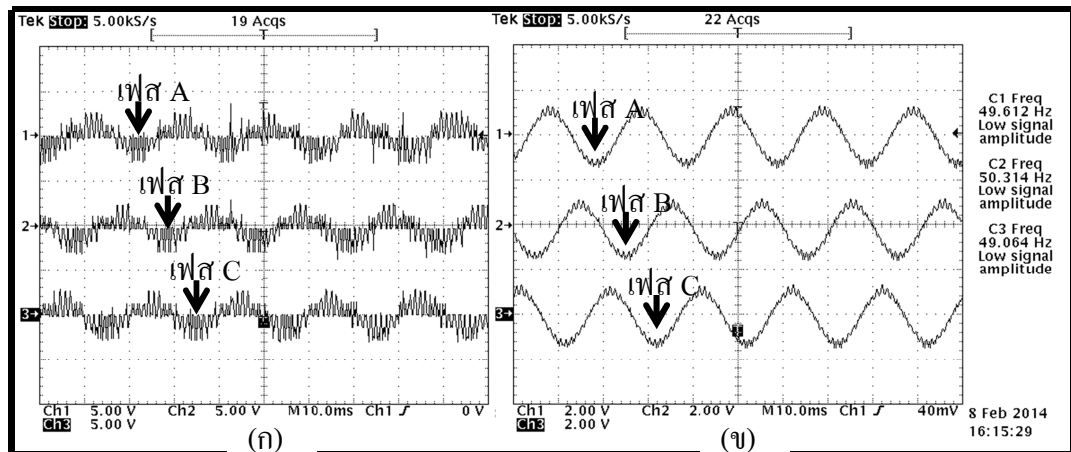
หมายเหตุ : V_{LL} จากการคำนวณ คำนวณได้จากสมการที่ (6-5)

เงื่อนไขการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในตารางที่ 6.8 การทดสอบปรับเปลี่ยนค่า m_a เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ สามารถแสดงผลการทดสอบได้ดังนี้ รูปที่ 6.37 แสดงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อ m_a เท่ากับ 0.2 โดยรูปที่ 6.37 (ก) เป็นแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดที่ไม่ได้ใช้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงของเครื่องมือวัด ส่วนรูปที่ 6.37 (ข) เป็นแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดโดยมีการใช้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงของเครื่องมือวัด เมื่อพิจารณาความถี่ของแรงดันที่ได้จากการวัดยังพบว่าความถี่ของแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ยังมีความถี่เท่ากันกับความถี่ของ $v_{Control}$ แต่ขนาดแรงดันเปลี่ยนไปตามค่า m_a ซึ่งมีความถูกต้องตามหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ รูปที่ 6.38 และ 6.39 ก็แสดงค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในลักษณะเดียวกันกับรูปที่ 6.37 เพียงแต่ค่า m_a เป็น 0.6 และ 1.0 ตามลำดับ (การแสดงผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์ตามเงื่อนไขในตารางที่ 6.8 ได้แสดงเพียงบางค่าเท่านั้น เนื่องจากแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการปรับค่า m_a มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน)

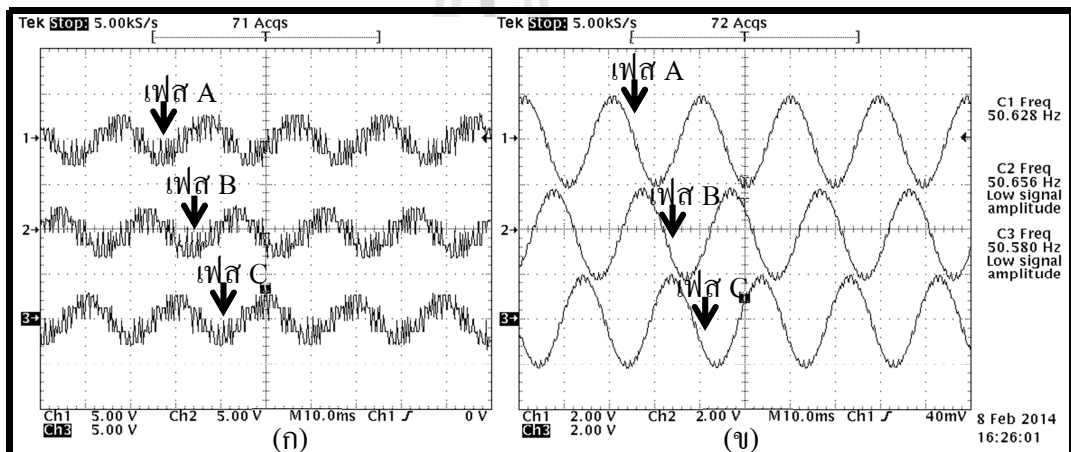


รูปที่ 6.37 แรงดันเอาต์พุตเมื่อ m_a เท่ากับ 0.2

จากผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยใช้เงื่อนไขการทำงานตามตารางที่ 6.8 สามารถแสดงค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณเทียบกับค่าที่ได้จากการวัดดังตารางที่ 6.11



รูปที่ 6.38 แรงดันเอาต์พุตเมื่อ m_a เท่ากับ 0.6



รูปที่ 6.39 แรงดันเอาต์พุตเมื่อ m_a เท่ากับ 1.0

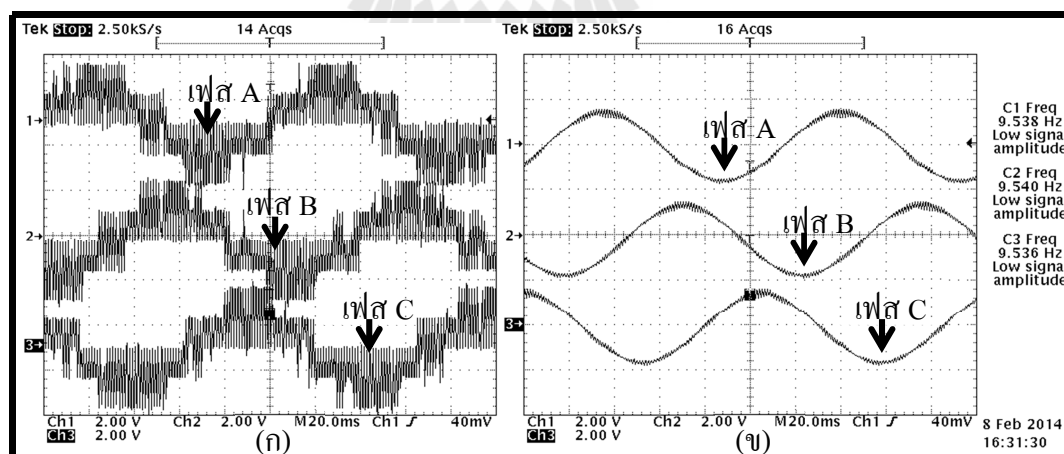
ตารางที่ 6.11 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณและจากการวัด

ครั้งที่	m_a	V_{LL} จากการคำนวณ (Vrms)	V_{LL} จากการวัด (Vrms)
1	0.2	44	42
2	0.4	88	84
3	0.6	134	132
4	0.8	176	173
5	1.0	220	220
6	1.2	ไม่สามารถคำนวณโดยใช้สูตรในสมการที่ (6-5) ได้	240

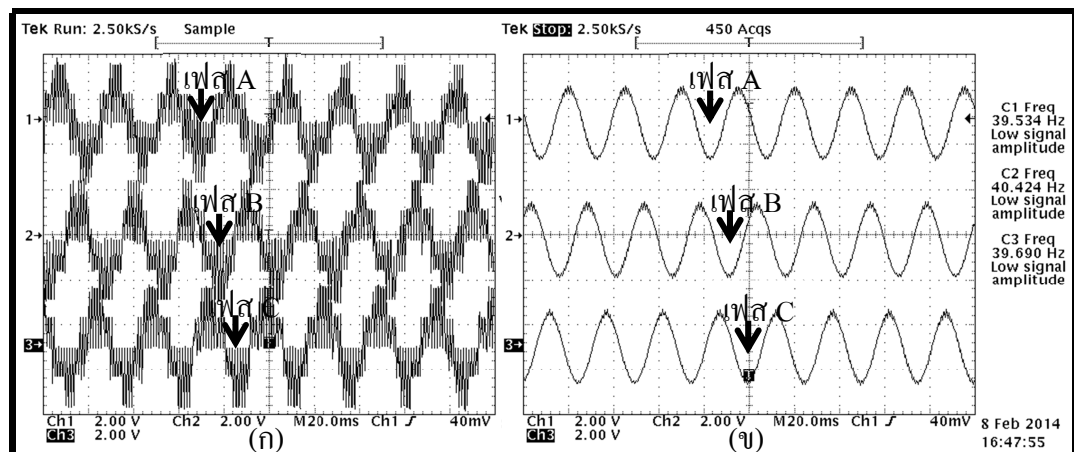
หมายเหตุ : V_{LL} จากการคำนวณ คำนวณได้จากสมการที่ (6-5)

เมื่อพิจารณาค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดและจากการคำนวณในตารางที่ 6.11 จะเห็นว่า การเพิ่มขึ้นของแรงดันเอาต์พุตมีลักษณะเป็นเชิงเส้นเมื่อ m_a น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 ซึ่งจากผลของแรงดันเอาต์พุตทั้งสองวิธียังพบว่าค่าที่ได้มีความใกล้เคียงกันและมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน แต่เมื่อค่า m_a มีค่ามากกว่า 1 การเพิ่มขึ้นของแรงดันจะไม่เป็นเชิงเส้นดังที่ได้กล่าวไว้แล้วก่อนหน้านี้

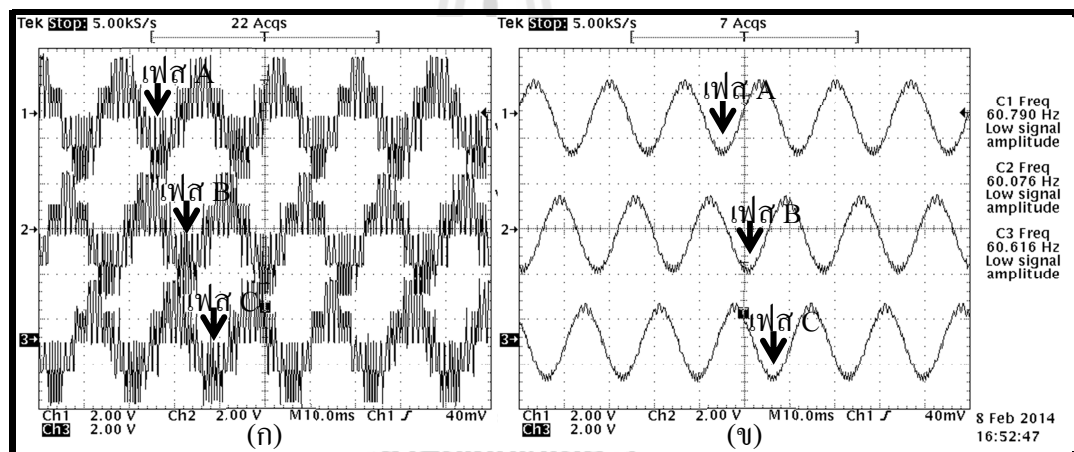
ผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยใช้เงื่อนไขตามตารางที่ 6.9 การปรับเปลี่ยนความถี่ของ $v_{Control}$ สามารถแสดงผลการทดสอบได้ดังนี้ รูปที่ 6.40 แสดงค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งสามเฟส โดยใช้ความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิร์ตซ์ โดยรูปที่ 6.40 (ก) เป็นแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดที่ไม่ได้ใช้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงของเครื่องมือวัด ส่วนรูปที่ 6.40 (ข) เป็นแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการวัดที่มีการใช้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงของเครื่องมือวัด จากรูปจะเห็นว่าความถี่ของแรงดันเอาต์พุตมีค่าใกล้เคียงหรือมีความสอดคล้องกันกับความถี่ของ $v_{Control}$ รูปที่ 6.41 และรูปที่ 6.42 ก็แสดงค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในลักษณะเดียวกันกับรูปที่ 6.40 เพียงแต่ได้ปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของ $v_{Control}$ เป็น 40 และ 60 เฮิร์ตซ์ ตามลำดับ (สำหรับการแสดงผลของการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์ตามเงื่อนไขในตารางที่ 6.9 ได้แสดงผลการทดสอบเพียงบางค่าเท่านั้นเนื่องจากความถี่มูลฐานของแรงดันเอาต์พุตจากการปรับค่า $v_{Control}$ มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน) และจากเงื่อนไขการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในตารางที่ 6.9 สามารถแสดงค่าของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณและได้จากการวัดที่ความถี่ $v_{Control}$ ต่าง ดังตารางที่ 6.12



รูปที่ 6.40 แรงดันเอาต์พุตเมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิร์ตซ์



รูปที่ 6.41 แรงดันเอาต์พุตเมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 40 เฮิร์ตซ์



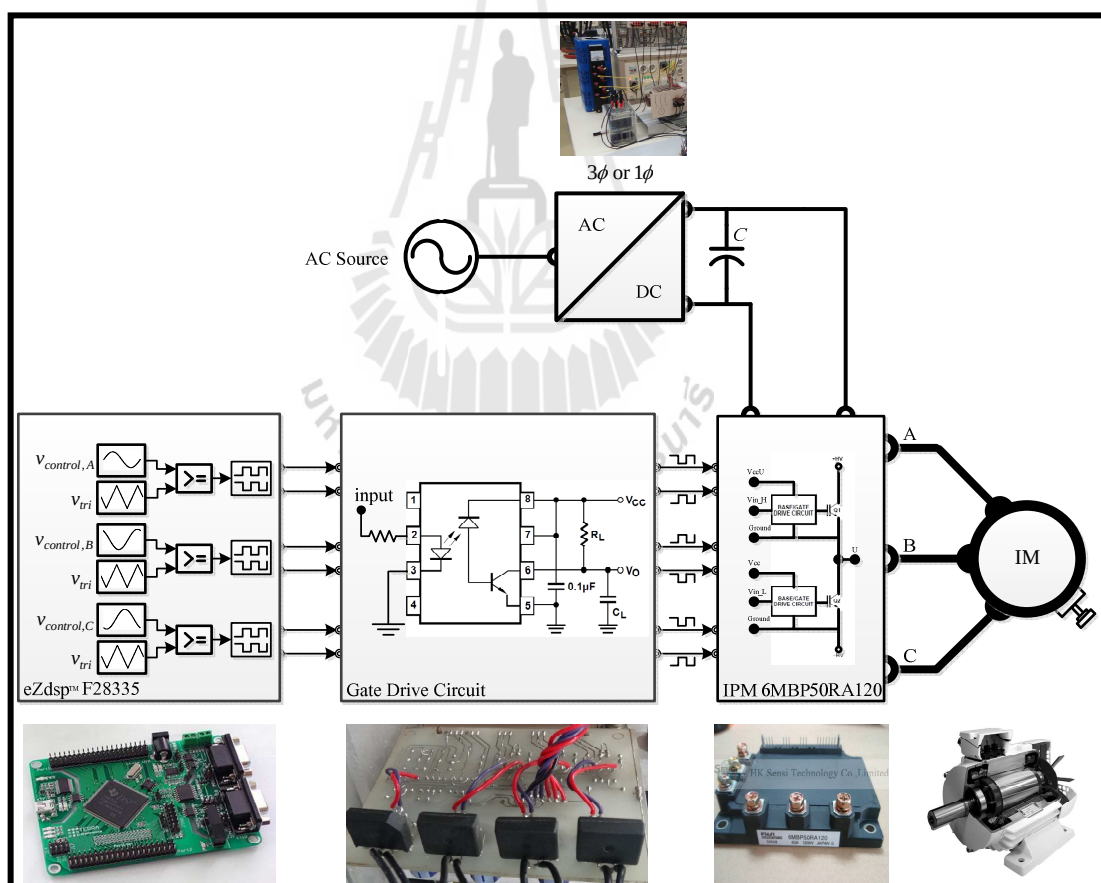
รูปที่ 6.42 แรงดันเอาต์พุตเมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 60 เฮิร์ตซ์

ตารางที่ 6.12 เปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตจากการคำนวณและจากการวัดที่ความถี่ของ $v_{Control}$ ต่าง ๆ

ครั้งที่	$v_{Control}$ (Hz)	V_{LL} จากการคำนวณ (V_{rms})	V_{LL} จากการวัด (V_{rms})
1	10	173	173
2	20	173	173
3	30	173	173
4	40	173	173
5	50	173	173
6	60	173	173

เมื่อพิจารณาผลของแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการคำนวณและได้จากการวัดในตารางที่ 6.12 จะเห็นว่าค่าแรงดันทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกันหรือมีความสอดคล้องกัน ซึ่งตรงกับหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ คือแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับอัตราการผลิตเป็นส่วนใหญ่ ดังนั้น การปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณควบคุมจึงไม่มีผลต่อค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

จากการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นความต้านทานจะเห็นว่าอินเวอร์เตอร์ทำงานได้เป็นปกติเป็นไปตามทฤษฎีการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสต่อมาเพื่อทำการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์มีความเกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้มากยิ่งขึ้น จึงได้เปลี่ยนจากโหลดความต้านทานไปเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์เมื่อมีการควบคุมโดยอินเวอร์เตอร์สามเฟส การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถแสดงไดอะแกรมการทดสอบได้ดังรูปที่ 6.43



รูปที่ 6.43 การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์

จากไดอะแกรมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในรูปที่ 6.43 พบว่าการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะควบคุมผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 ซึ่งในการทดสอบได้

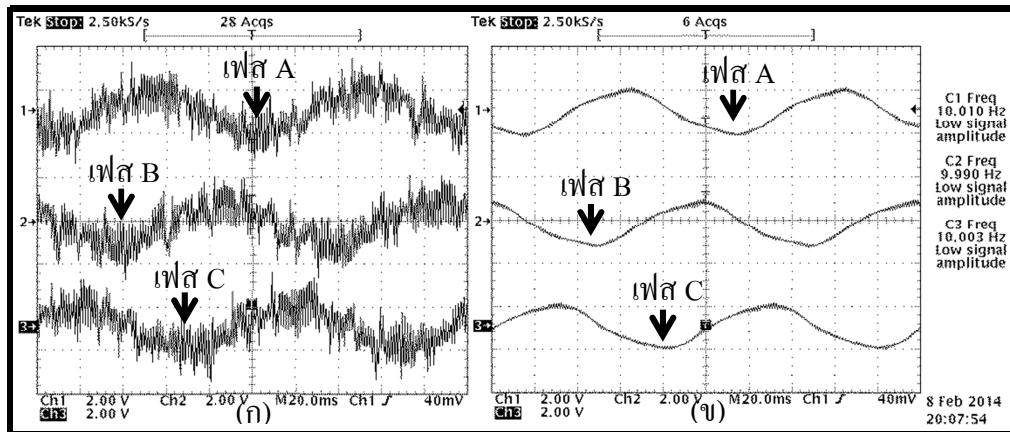
กำหนดค่าความถี่การสวิตช์ (f_s) เท่ากับ 5.8 กิโลเฮิร์ตซ์ และได้กำหนดค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ เพื่อทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อใช้โหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แสดงได้ดังตารางที่ 6.13

ตารางที่ 6.13 เงื่อนไขการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

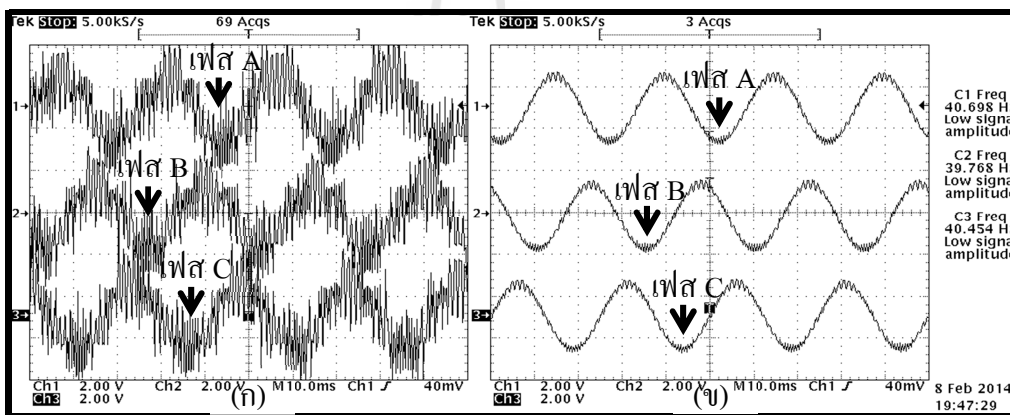
ครั้งที่	$V_{DC \text{ Inverter}}$ (V_p)	m_a	$v_{Control}$ (Hz)
1	227	0.8	10
2	360	0.8	20
3	360	0.8	30
4	360	0.8	40
5	360	0.8	50
6	360	0.8	60

จากเงื่อนไขการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อโหลดเป็นมอเตอร์ในตารางที่ 6.13 สามารถแสดงผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์และผลการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสาม-เฟสได้ดังนี้ รูปที่ 6.44 แสดงค่าแรงดันเอาต์พุตทั้งสามเฟสของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ มีค่าเท่ากับ 10 เฮิร์ตซ์ โดยรูปที่ 6.44 (ก) แสดงค่าแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ไม่มีการใช้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงออกของเครื่องมือวัด ต่างจากรูปที่ 6.44 (ข) แสดงค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ทั้งสามเฟสที่มีการใช้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงออกของเครื่องมือวัด เพื่อให้สะดวกสำหรับการอ่านค่าความถี่มูลฐาน และรูปที่ 6.45 และรูปที่ 6.46 ก็เช่นเดียวกันกับรูปที่ 6.44 เพียงแต่เปลี่ยนค่าความถี่สัญญาณควบคุม $v_{Control}$ เป็น 40 เฮิร์ตซ์ และ 60 เฮิร์ตซ์ ตามลำดับ

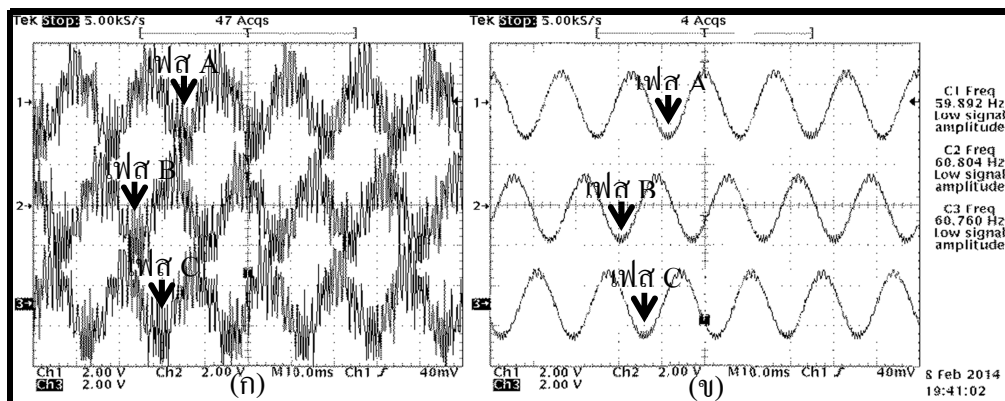
จากเงื่อนไขการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสในตารางที่ 6.13 สามารถอ่านค่าความเร็วของมอเตอร์โดยใช้เอ็นโคดเดอร์วัดความเร็ว ซึ่งจะแสดงค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ออกมาในรูปของสัญญาณพัลส์ที่ความถี่ต่าง ๆ และสามารถนำความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็นโคดเดอร์ไปคำนวณหาความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยใช้สมการการคำนวณในสมการที่ (5-5) ของบทที่ 5 สัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็นโคดเดอร์เมื่อใช้เงื่อนไขการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในตารางที่ 6.13 สามารถแสดงได้ดังนี้ รูปที่ 6.47 ถึง รูปที่ 6.49 แสดงผลของสัญญาณพัลส์ที่ออกเอ็นโคดเดอร์เมื่อใช้ความถี่ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิร์ตซ์ 40 เฮิร์ตซ์ และ 60 เฮิร์ตซ์ ตามลำดับ



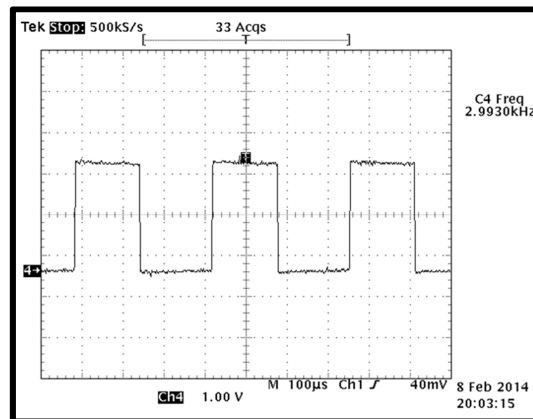
รูปที่ 6.44 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิรตซ์



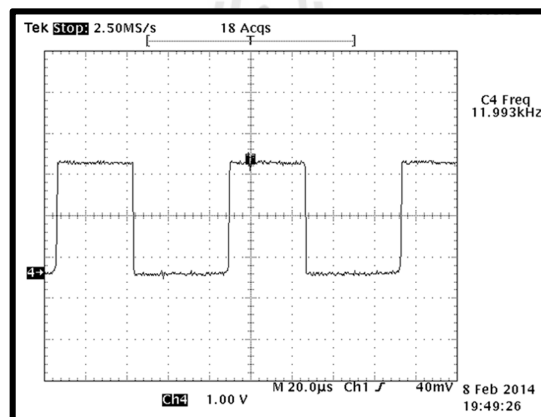
รูปที่ 6.45 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 40 เฮิรตซ์



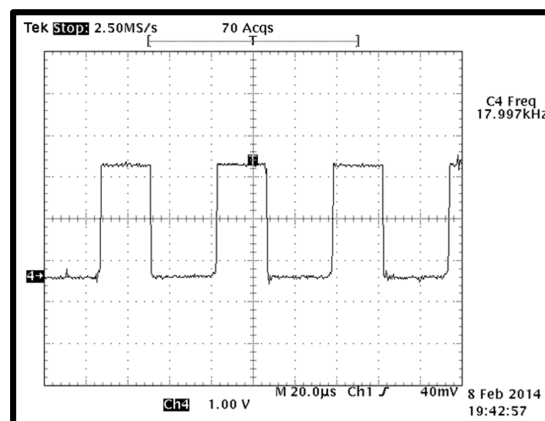
รูปที่ 6.46 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 60 เฮิรตซ์



รูปที่ 6.47 สัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็น โคเดเดอร์เมื่อใช้ความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิร์ตซ์



รูปที่ 6.48 สัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็น โคเดเดอร์เมื่อใช้ความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 40 เฮิร์ตซ์



รูปที่ 6.49 สัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็น โคเดเดอร์เมื่อใช้ความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 60 เฮิร์ตซ์

การทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อใช้เงื่อนไขการทำงานตามตารางที่ 6.13 สามารถแสดงผลของความเร็วรอบมอเตอร์ (คำนวณจากความเร็วของสัญญาณพัลส์ที่ออกจากเอ็น-โคเดอร์) แสดงค่าแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตที่จ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ดังตารางที่ 6.14

ตารางที่ 6.14 ผลการทำงานของอินเวอร์เตอร์และมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ครั้งที่	$v_{Control}$ (Hz)	V_{LL} (Vrms)	I_{abc} (A)	f_{in} (kHz)	n_r (rpm)
1	10	122	1.1	2.993	299.3
2	20	182	0.82	6.061	606.1
3	30	182	0.42	9.005	900.5
4	40	182	0.31	11.993	1199.3
5	50	182	0.22	15.003	1500.3
6	60	182	0.2	17.997	1799.7

เมื่อพิจารณาผลของแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ในตารางที่ 6.14 พบว่าเมื่อกำหนดให้แรงดัน $V_{DC Inverter}$ คงที่เท่ากับ 360 โวลต์ ตามตารางที่ 6.13 จะได้ค่าอาร์-เอ็มเอสของแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายที่ความถี่มูลฐานเท่ากับ 182 โวลต์ ถึงแม้ว่าจะปรับเปลี่ยนความถี่ของ $v_{Control}$ ค่าแรงดันดังกล่าวก็ยังคงที่ และจากตารางเมื่อพิจารณาค่ากระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์พบว่าแนวโน้มของกระแสมีค่าลดลงเมื่อใช้ความถี่ของ $v_{Control}$ เพิ่มสูงขึ้น เนื่องจากองค์ประกอบส่วนใหญ่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะเป็นค่าความเหนี่ยวนำ เมื่อความถี่มูลฐานของแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์มีความถี่น้อยจึงส่งผลให้ค่าความต้านทานภายในของมอเตอร์มีค่าน้อยตามไปด้วย ทำให้เมื่อความถี่ของ $v_{Control}$ น้อยลง จะมีกระแสไหลเข้ามอเตอร์ได้มาก ด้วยสาเหตุนี้จึงทำให้การทดสอบที่ความถี่ของ $v_{Control}$ เท่ากับ 10 เฮิรตซ์ ไม่สามารถเพิ่มแรงดัน $V_{DC Inverter}$ ไปที่ 360 โวลต์ ได้เนื่องจากกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์มีค่าเกินพิกัด (พิกัดอยู่ที่ 1.1 A) และเมื่อพิจารณาความเร็วของมอเตอร์ที่ได้จากการคำนวณด้วย f_{in} พบว่าความเร็วของมอเตอร์มีความสอดคล้องกับค่าที่ได้จากทฤษฎี (วิธีการคำนวณความเร็วรอบของมอเตอร์ตามทฤษฎีได้แสดงไว้ในบทที่ 2)

6.3 การสร้างวงจรตรวจวัดกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

วงจรตรวจวัดกระแสถือว่าเป็นอีกส่วนที่สำคัญเป็นอย่างมากของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เนื่องจากการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อมต้องใช้ในการส่งกลับกระแส ดังนั้น ชุดตรวจวัดกระแสที่สร้างขึ้นต้องสามารถตรวจวัดค่ากระแสที่มีความถูกต้องตามความเป็นจริง ถึงจะทำให้การควบคุมการทำงานทำได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้น จึงได้เลือกใช้วงจรปรับแต่งสัญญาณเป็นแบบ

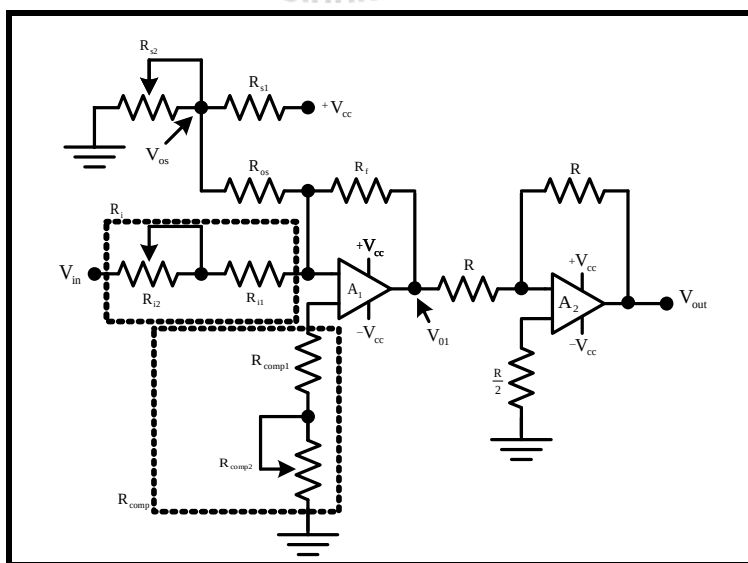
วงจรรวมปรับแต่งสัญญาณซึ่งมีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายสำหรับการปรับแต่งสัญญาณของกระแสที่ได้จากตัวตรวจวัดโดยมีหลักการทางานและวิธีการใช้งานดังนี้

6.3.1 วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ

เนื่องจากการใช้ตัวตรวจวัดกระแส คือ HX 03-P ดังรูปที่ 6.50 มีฟังก์ชันการตรวจวัดกระแสได้สูงสุด 3 A ให้ผลการตรวจวัดกระแสออกมาในรูปแบบของสัญญาณแรงดันที่มีค่าอยู่ในทั้งซีบวกและซีลบวก เนื่องจากไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ประมวลผลการควบคุมไม่สามารถอ่านค่าข้อมูลที่อยู่ในซีลบวกได้ จึงต้องอาศัยวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณเพื่อใช้ยกระดับของสัญญาณกระแสที่ได้จากตัวตรวจวัดให้อยู่ฝั่งบวกทั้งหมดและปรับขนาดของกระแสให้มีความเหมาะสมเพื่อส่งค่าไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับประมวลผลต่อไป โดยรูปแบบของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมแสดงได้ดังรูปที่ 6.51



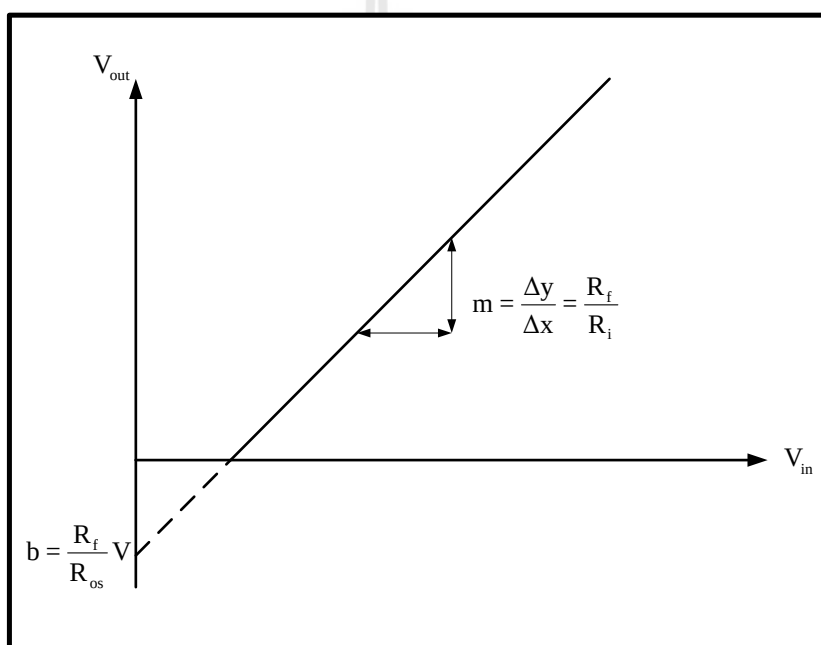
รูปที่ 6.50 ตัวตรวจวัดกระแส HX 03-P



รูปที่ 6.51 วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ

6.3.2 หลักการทำงานของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ

วงจรปรับแต่งสัญญาณเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการปรับความชัน (Slope) และปรับตำแหน่งศูนย์ (Zero) โดยจะปรับแต่งสัญญาณเอาต์พุตกับอินพุตให้มีความสัมพันธ์เป็นไปตามเงื่อนไขที่ระบบต้องการ การปรับค่าความชันและตำแหน่งศูนย์ประกอบไปด้วยวงจรรวมสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Summer, A_1) และวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier, A_2) โดยมีอัตราขยายเป็น -1 ดังนั้น อัตราขยายของแรงดันมีค่าเท่ากับ A_1 จากโครงสร้างของวงจรปรับแต่งสัญญาณในรูปที่ 6.51 สามารถแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาต์พุต V_{out} กับแรงดันอินพุต V_{in} ได้ดังรูปที่ 6.52



รูปที่ 6.52 ผลของการปรับความชันและตำแหน่งศูนย์

สามารถวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์จากกราฟของวงจรปรับแต่งสัญญาณในรูปที่ 6.52 แสดงได้ดังสมการที่ (6-6)

$$V_{01} = -\frac{R_f}{R_i} V_{in} - \frac{R_f}{R_{os}} V_{os} \quad (6-6)$$

จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก A_1 จะถูกป้อนให้เป็นสัญญาณอินพุตของ A_2 ซึ่งเป็นวงจรที่มีอัตราขยายเท่ากับ -1 จะได้แรงดันเอาต์พุต A_2 แสดงได้ดังสมการที่ (6-7)

$$V_{out} = (-1)V_{01} = \frac{R_f}{R_i} V_{in} + \frac{R_f}{R_{os}} V_{os} \quad (6-7)$$

จากสมการที่ (6-7) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง V_{out} กับ V_{in} ของวงจร ในรูปของสมการเส้นตรงซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับรูปแบบทั่วไปของสมการเส้นตรงจะได้

$$y = mx + b \quad (6-8)$$

โดยที่ $m = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_f}{R_i}$ คือ ค่าความชันของกราฟหรืออัตราขยายของวงจร

$b = \frac{R_f}{R_{os}} V_{os}$ คือ จุดตัดแกน y ของกราฟหรือตำแหน่งศูนย์

การปรับค่าความชันสามารถทำได้โดยการปรับ R_f หรือ R_i ของวงจร และการปรับตำแหน่งศูนย์ทำได้โดยการปรับค่า R_{os} หรือ V_{os}

6.3.3 การออกแบบและการสร้างวงจรปรับแต่งสัญญาณ

จากที่กล่าวข้างต้นของหลักการทำงานของวงจรปรับแต่งสัญญาณ การปรับแต่งสัญญาณนั้นจะต้องออกแบบค่าความชันและจุดตัดแกน y เพื่อให้ได้เป็นสมการเส้นตรงชุดใหม่ที่ต้องการ

การออกแบบวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณเพื่อปรับแต่งสัญญาณของกระแสที่รับมาจากตัวตรวจวัดค่ากระแส HX 03-P เมื่อค่าแรงดันต่ำสุด -0.729 V และค่าแรงดันสูงสุด 0.729 V (มีอัตราการไหลของกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์ 1.3 A) ซึ่งขนาดของแรงดันมีค่าน้อยเกินไปและสัญญาณแรงดันที่ได้จากการตรวจวัดกระแสยังมีค่าอยู่ฝั่งลบซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ไม่สามารถอ่านค่าได้ ดังนั้น จึงต้องยกระดับสัญญาณให้อยู่ฝั่งบวกทั้งหมดและปรับเพิ่มขนาดให้เหมาะสมช่วงการรับข้อมูลของไมโครคอนโทรลเลอร์คือ 0 ถึง 3 V ขั้นตอนการออกแบบวงจรปรับแต่งสัญญาณเริ่มด้วยการหาค่าความชัน สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-9) ดังนี้

$$m = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = \frac{V_{out(max)} - V_{out(min)}}{V_{in(max)} - V_{in(min)}} = \frac{3 - 0}{0.729 - (-0.729)} = 2.057 \quad (6-9)$$

เมื่อค่า $m = 2.057$ สามารถคำนวณหาค่า R_i ได้ดังนี้

$$m = \frac{R_f}{R_i} = 2.057$$

เลือกค่า R_f เท่ากับ 2 กิโลโอห์ม จะสามารถคำนวณค่า R_i เท่ากับ 972 โอห์ม ดังนั้นจึงได้เลือกค่า R_{i1} เท่ากับ 500 โอห์ม และเลือกค่า R_{i2} เป็นค่าความต้านทานปรับค่าได้เท่ากับ 1 กิโล-โอห์ม จากค่าความชันในสมการที่ (6-9) สามารถนำมาคำนวณหาจุดตัวแกน y โดยอาศัยสมการที่ (6-10) ดังนี้

$$V_{out(min)} = mV_{in(min)} + b \quad (6-10)$$

เมื่อ $V_{out(min)} = 0 \text{ V}$ และ $V_{in(min)} = -0.729 \text{ V}$ แทนค่าลงสมการที่ (6.10) จะได้

$$0 = 2.057x(-0.729) + b$$

$$b = 1.5$$

จากสมการที่ (6-7) สามารถคำนวณหาค่า R_{os} โดยกำหนด V_{os} เท่ากับ 7.5 V ได้ดังนี้

$$3 = \frac{2k\Omega}{972\Omega} 0.729 + \frac{2k\Omega}{R_{os}} 7.5V$$

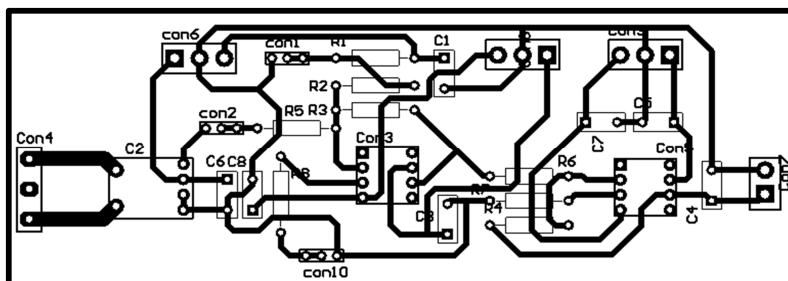
$$R_{os} = 10k\Omega$$

จากรูปที่ 6.51 เมื่อต้องการให้แรงดัน V_{os} เท่ากับ 7.5 V จะได้ว่า

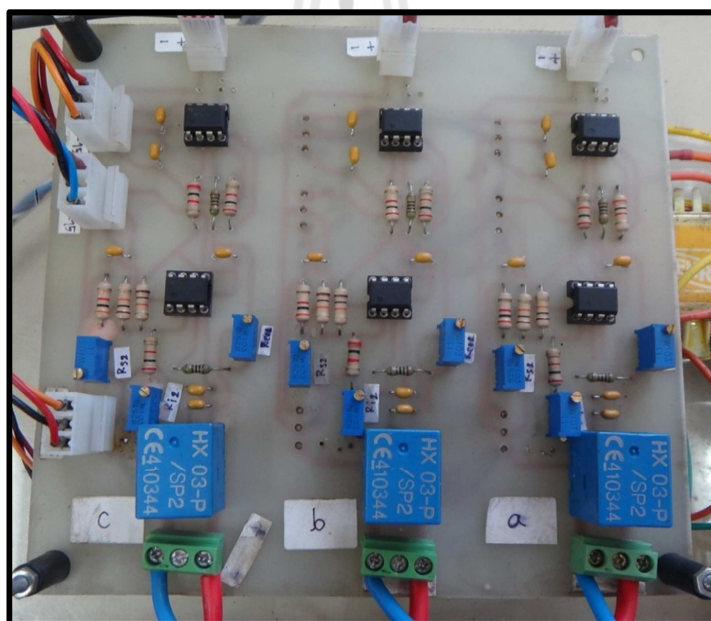
$$V_{os} = \frac{R_{s2} V_{cc}}{R_{s1} + R_{s2}} \quad (6-11)$$

จากสมการที่ (6.11) เมื่อแรงดัน V_{cc} เท่ากับ 15 V และเมื่อกำหนดค่าความต้านทาน R_{s1} ให้มีค่าเท่ากับ 2 กิโลโอห์ม สามารถคำนวณค่าความต้านทาน R_{s2} ได้ดังนี้

แผ่นปริ๊นต์โดยเฉพาะ จากการสร้างลายวงจรด้วยโปรแกรมดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 6.54และได้แสดงวงจรปรับแต่งสัญญาณที่พร้อมใช้งานดังรูปที่ 6.55



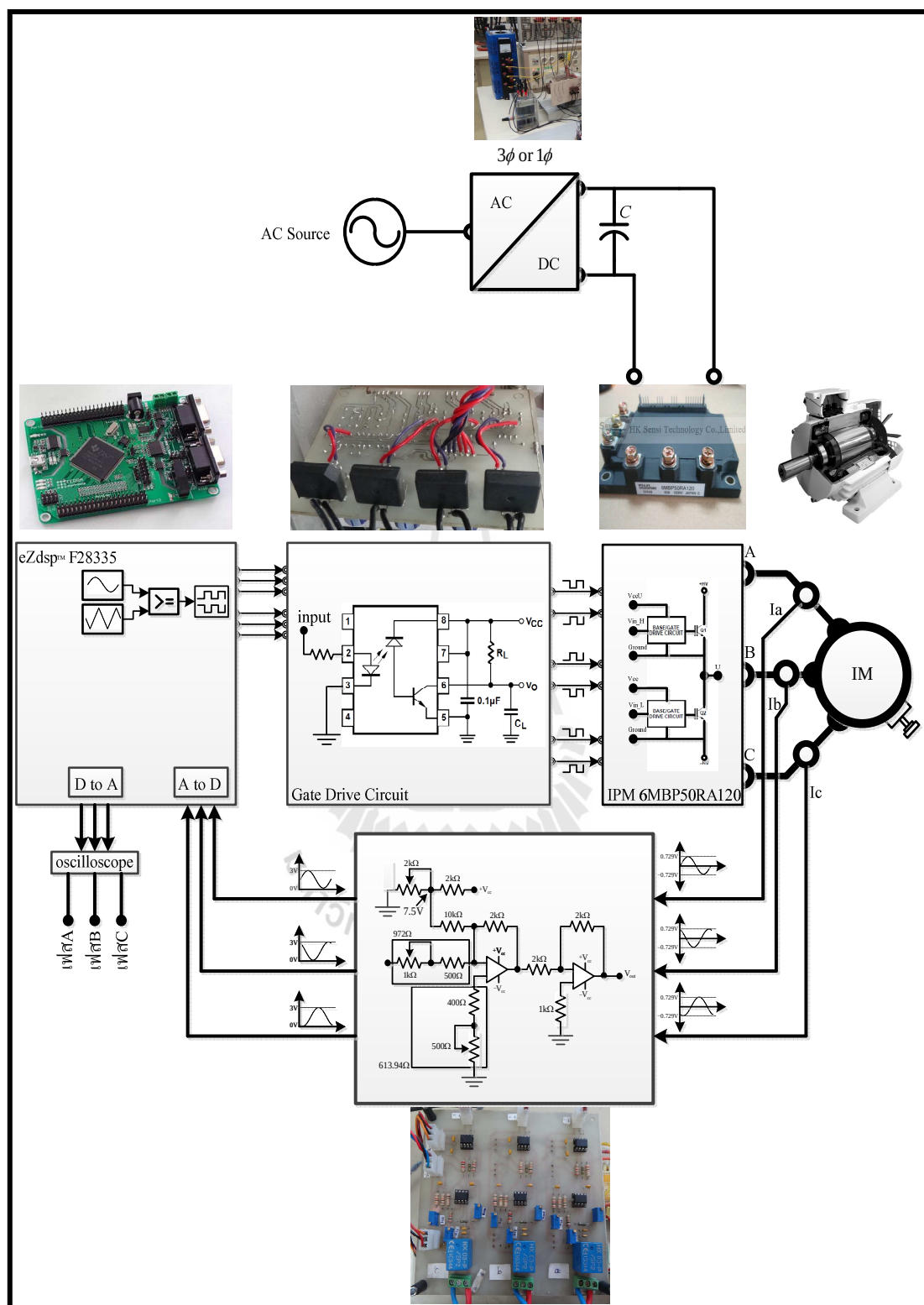
รูปที่ 6.54 ลายวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ



รูปที่ 6.55 วงจรปรับแต่งสัญญาณสำหรับตรวจวัดกระแสทั้งสามเฟส

6.3.4 ทดสอบการทำงานของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ

การทดสอบการทำงานของวงจรปรับแต่งสัญญาณเพื่อดูประสิทธิภาพของการตรวจวัดกระแสด้วยวงจรปรับแต่งสัญญาณ โดยรูปแบบของการทดสอบวงจรสามารถแสดงเป็นไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 6.56 และในการทดสอบจะกำหนดค่าอัตราการใช้ของกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์ตามตารางที่ 6.15



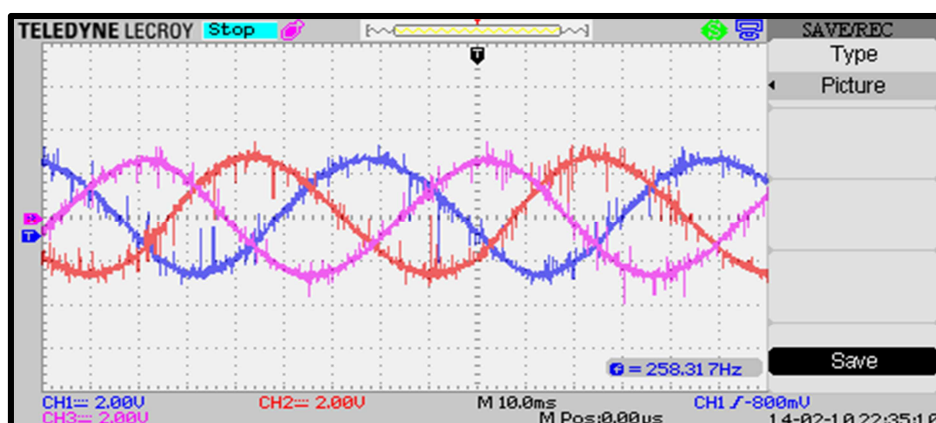
รูปที่ 6.56 ๖ ไดอะแกรมสำหรับทดสอบการตรวจวัดกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ทั้งสามเฟส

ตารางที่ 6.15 กำหนดอัตราการไหลของกระแสทั้งสามเฟสที่จ่ายให้มอเตอร์ ความถี่ของสัญญาณ

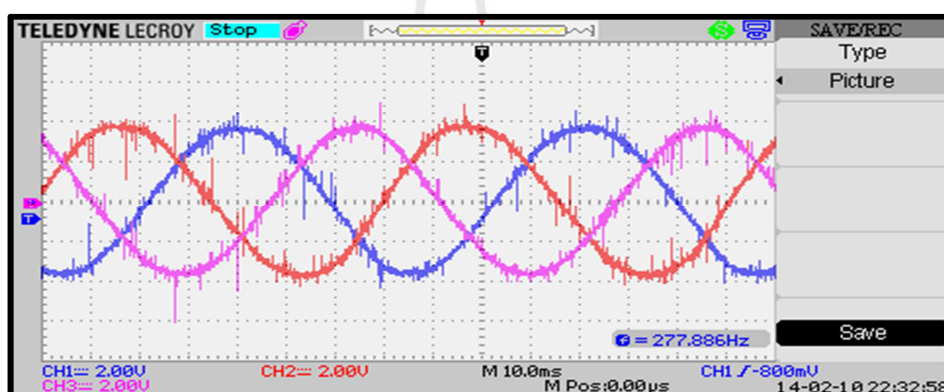
ควบคุม และอัตราการมอดูเลต

ครั้งที่	กระแส (I_a I_b I_c)	$v_{Control}$	m_a
1	0.2 A	14 Hz	0.8
2	0.4 A	14 Hz	0.8
3	0.6 A	14 Hz	0.8
4	0.8 A	14 Hz	0.8
5	1.0 A	14 Hz	0.8
6	1.2 A	14 Hz	0.8
7	1.3 A	14 Hz	0.8

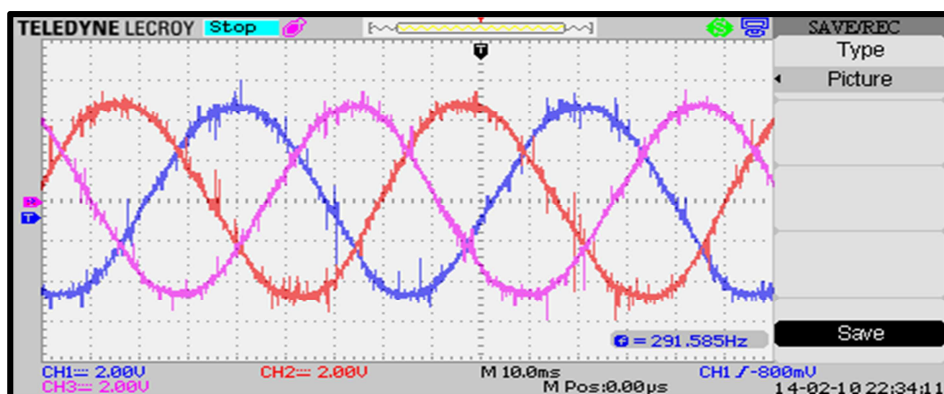
จากไดอะแกรมการทำงานเพื่อทดสอบการทำงานของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณในรูปที่ 6.56 ได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ฝั่งวงจรอินเวอร์เตอร์ คือ ความถี่ของ $v_{Control}$ และอัตราการมอดูเลตตามตารางที่ 6.15 เมื่อพิจารณาจากไดอะแกรมในรูปที่ 6.56 จะมีลำดับการทำงานดังต่อไปนี้ ส่งค่าที่ได้จากตัวตรวจวัดกระแสไปยังวงจรปรับแต่งสัญญาณที่ได้ออกแบบไว้สำหรับระดับสัญญาณให้อยู่ฝั่งบวกทั้งหมดและขยายขนาดของสัญญาณกระแสที่ได้จากการวัดให้อยู่ในช่วง 0 ถึง 3 โวลต์ ถ้าแรงดันที่ออกจากวงจรปรับแต่งสัญญาณมีขนาดเท่ากับ 3 โวลต์ นั่นก็จะมีกระแสออกจากอินเวอร์เตอร์หรือกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์จะมีค่าเท่ากับ 1.3 A จากนั้นส่งค่าที่ได้จากวงจรปรับแต่งสัญญาณไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อคำนวณค่ากระแสที่ได้จากการวัดแล้วส่งค่าออกเพื่อวัดสัญญาณและขนาดของกระแส โดยได้ตั้งเงื่อนไขการส่งค่าออกของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ดังนี้ ถ้าสัญญาณที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปมีขนาดแรงดันเท่ากับ 5 โวลต์ หมายความว่าอัตราการไหลของกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ 1.3 A สำหรับการทดสอบสามารถแสดงผลได้ดังนี้ รูปที่ 6.57 ถึงรูปที่ 6.59 ได้แสดงขนาดและความถี่ของสัญญาณกระแสที่ได้จากการวัดเมื่อกระแสมีอัตราการไหลที่ 0.7 A 1.0 A และ 1.3 A ตามลำดับ และได้แสดงผลเป็นข้อมูลตัวเลขที่ได้ทำการทดสอบตามเงื่อนไขในตารางที่ 6.15 ดังตารางที่ 6.16 ดังนี้



รูปที่ 6.57 ขนาดและความถี่ของกระแสที่ 0.7 A



รูปที่ 6.58 ขนาดและความถี่ของกระแสที่ 1.0 A



รูปที่ 6.59 ขนาดและความถี่ของกระแสที่ 1.3 A

ตารางที่ 6.16 กระแสที่ได้จากการวัดด้วยวงจรตรวจวัดกระแส

ครั้งที่	กระแส ($I_a I_b I_c$) ที่กำหนด	กระแส ($I_a I_b I_c$) จากวงจรตรวจวัด
1	0.2 A	0.21 A
2	0.4 A	0.41 A
3	0.6 A	0.6 A
4	0.8 A	0.79 A
5	1.0 A	1.01 A
6	1.2 A	1.21 A
7	1.3 A	1.32 A

จากผลการทดสอบในรูปที่ 6.57 ถึงรูปที่ 6.59 และผลจากตารางที่ 6.16 จะเห็นว่าค่าที่ได้จากการวัดด้วยวงจรปรับแต่งสัญญาณมีค่าใกล้เคียงกันกับค่าที่กำหนดในตารางที่ 6.15 จึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณที่สร้างขึ้นเพื่อตรวจวัดกระแสของระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสามารถนำไปใช้ตรวจวัดค่ากระแสที่อยู่ในช่วง 0 A ถึง 1.3 A ได้

6.4 สรุป

ในบทที่ 6 ได้นำเสนอการสร้างแบบจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสพร้อมทั้งสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟส และหัวข้อสุดท้ายได้นำเสนอการสร้างวงจรตรวจวัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์สามเฟส จากรายละเอียดของการสร้างอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้นสามารถสรุปได้ดังนี้

ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากผลการทดสอบการทำงานทั้งในส่วนของวงจรขับเคลื่อนและในส่วนของโมดูลอินเวอร์เตอร์คือ 6MBP50RA120 พบว่าในส่วนของวงจรขับเคลื่อนลักษณะการทำงานเป็นแบบอินพุตกลับเฟส (inverting input) จึงทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์มีเฟสต่างกับสัญญาณ $v_{Control}$ อยู่ 180° ซึ่งสามารถแก้ไขให้สัญญาณทั้งสองมีเฟสตรงกันได้โดยนำ -1 ไปคูณที่ $v_{Control}$ และเมื่อทดสอบการทำงานของชุดอินเวอร์เตอร์เมื่อโหลดเป็นค่าความต้านทานและโหลดเป็นมอเตอร์ ซึ่งได้ทดสอบที่ความถี่ของ $v_{Control}$ แรงดัน $V_{DC Inverter}$ และที่อัตราการมอดูเลตที่ค่าต่าง ๆ พบว่าผลการทดสอบการทำงานของอินเวอร์เตอร์มีค่าถูกต้องเป็นไปตามหลักการทำงานหรือถูกต้องตามทฤษฎีการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ในส่วนของอินเวอร์เตอร์จึงสรุปได้ว่าสามารถนำไปใช้งานได้จริง

วงจรตรวจวัดกระแสโดยอาศัยวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณ จากการทดสอบการทำงานโดยใช้ตรวจวัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อจ่ายให้มอเตอร์พบว่าลักษณะของสัญญาณกระแสมีขนาดที่เพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้นตามปริมาณที่เพิ่มมากขึ้นของกระแสที่ออกจาก

อินเวอร์เตอร์ และเมื่อพิจารณาค่ากระแสที่ได้จากการวัดด้วยแอมป์มิเตอร์เทียบกับกระแสที่ได้จากวงจรตรวจวัดกระแสพบว่ามีความใกล้เคียงกัน ดังนั้น จึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรตรวจวัดกระแสที่ได้สร้างขึ้นสามารถนำไปใช้งานได้จริง

จากการสร้างชุดอินเวอร์เตอร์ ชุดตรวจวัดกระแสที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 6 นี้ กับชุดตรวจวัดความเร็วในบทที่ 5 จะถูกนำไปทำงานร่วมกันเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสาม-เฟส โดยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่จะกล่าวต่อไปในบทที่ 7



บทที่ 7

ผลการทดสอบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

7.1 บทนำ

จากบทที่ผ่านมาได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การสร้างชุดตรวจวัดความเร็ว การสร้างชุดอินเวอร์เตอร์สามเฟส และการสร้างชุดตรวจวัดกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในบทที่ 7 นี้ จึงนำเอาอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ได้สร้างขึ้นมารวมไว้เป็นชุดเดียวกันเพื่อให้มีการทำงานร่วมกัน จึงได้ชื่อว่าเป็นชุดของการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การควบคุมนี้จะใช้ชิปประมวลผลของบริษัท Texas Instruments รุ่น TMS320F28335 โดยมีประสิทธิภาพของการประมวลผลอยู่ที่ 150 MHz เมื่อได้พิจารณาที่พอร์ตการใช้งาน ฟังก์ชันการใช้งานต่าง ๆ พบว่ามีความเหมาะสมต่อการนำมาใช้งานสำหรับประมวลผลการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ดังนั้น ในบทนี้ จึงได้นำเสนอโครงสร้างของชิป TMS320F28335 เพียงบางส่วนที่จำเป็นต่อการใช้งานพร้อมทั้งนำเสนอการเขียนโค้ดโปรแกรมภาษาซีสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมและสุดท้ายแสดงผลการทดสอบการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบไว้ในบทที่ 3 และบทที่ 4

7.2 ชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335

ชิปประมวลผลรุ่น TMS320F28335 เป็นผลิตภัณฑ์ของบริษัทเทกซัสอินสตรูเมนต์ (Texas Instruments) ซึ่งเหมาะสำหรับใช้ควบคุมการทำงานของมอเตอร์โดยเฉพาะ เนื่องจากโครงสร้างภายในมีความยืดหยุ่นเหมาะสำหรับประยุกต์ใช้ในงานควบคุมมอเตอร์ได้หลายชนิด เช่น มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มอเตอร์กระแสตรงตรงแบบไร้แปรงถ่าน ชิงโครนัสมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรและรีแอคแตนซ์มอเตอร์ เป็นต้น โครงสร้างภายนอกของบอร์ด eZdsp™ F28335 แสดงได้ดังรูปที่ 7.1 และลักษณะที่สำคัญของชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335 มีดังต่อไปนี้

สร้างโดยใช้เทคโนโลยี High-Performance Static CMOS มีความเร็วของสัญญาณนาฬิกา 150 MHz หรือ 6.67 nsec ต่อหนึ่งรอบสัญญาณนาฬิกา

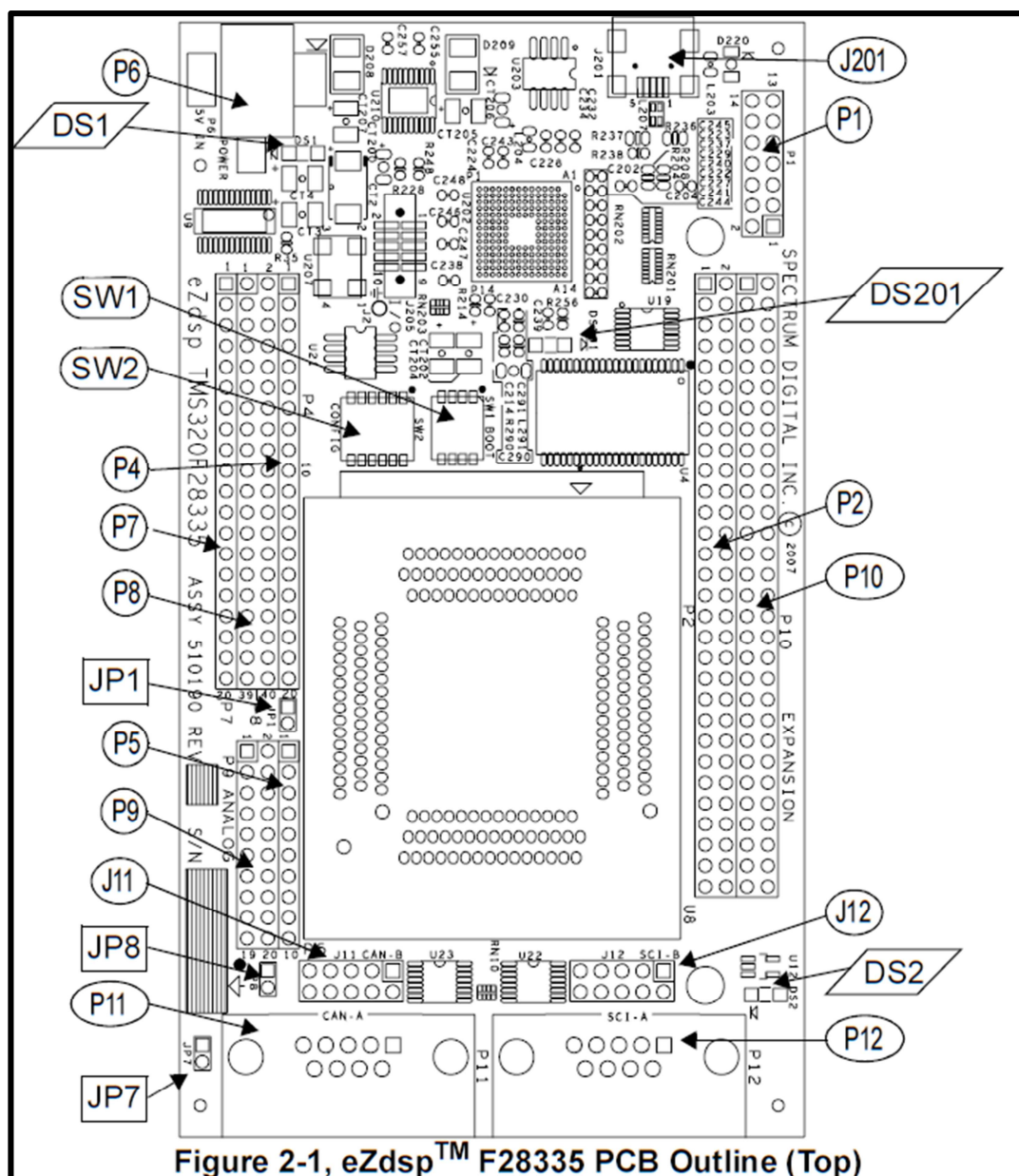


Figure 2-1, eZdsp™ F28335 PCB Outline (Top)

รูปที่ 7.1 โครงสร้างของบอร์ด eZdsp™ F28335

หน่วยประมวลผลกลางประสิทธิภาพสูงขนาด 32 บิต ซึ่งใช้สถาปัตยกรรมบัสแบบฮาวาร์ด (Harward Bus Architecture) ปฏิบัติการแบบ 16×16 และ 32×32 มีกระบวนการตอบสนองการอินเทอร์รัพที่รวดเร็ว

หน่วยความจำชนิด SARAM และ Flash ขนาด $256K \times 16$ (แบ่งเป็น $4K \times 16$ แปรตอน และ $1K \times 16$ สองตอน)

มี Boot ROM ขนาด $8K \times 16$ ภายในบรรจุ Software Boot Mode และมีตารางฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์

มีตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลความละเอียด 12 บิต 16 ช่องสัญญาณอินพุต โดยมีลักษณะเป็นแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ชุด ๆ ละ 8 ช่องสัญญาณ สามารถแปลงสัญญาณเพียงช่องเดียวหรือทุกช่องพร้อมกันได้ ซึ่งใช้เวลาการแปลงสัญญาณเพียงช่องเดียวหรือทุกช่องพร้อมกันเพียง 80 nsec ต่อ 1 ครั้ง

มี Event Manager จำนวน 2 ชุด คือ EVA และ EVB

มีตัวนับขนาด 32 บิต 3 ชุด

มีตัวรับสัญญาณจากเอ็นโคเดอร์ (Quadrature Encoder Pulse)

มีอินพุต/เอาต์พุต พอร์ต 88 ช่อง

รองรับสัญญาณอินเทอร์รัพจากอุปกรณ์รอบข้างจำนวน 45 แหล่ง

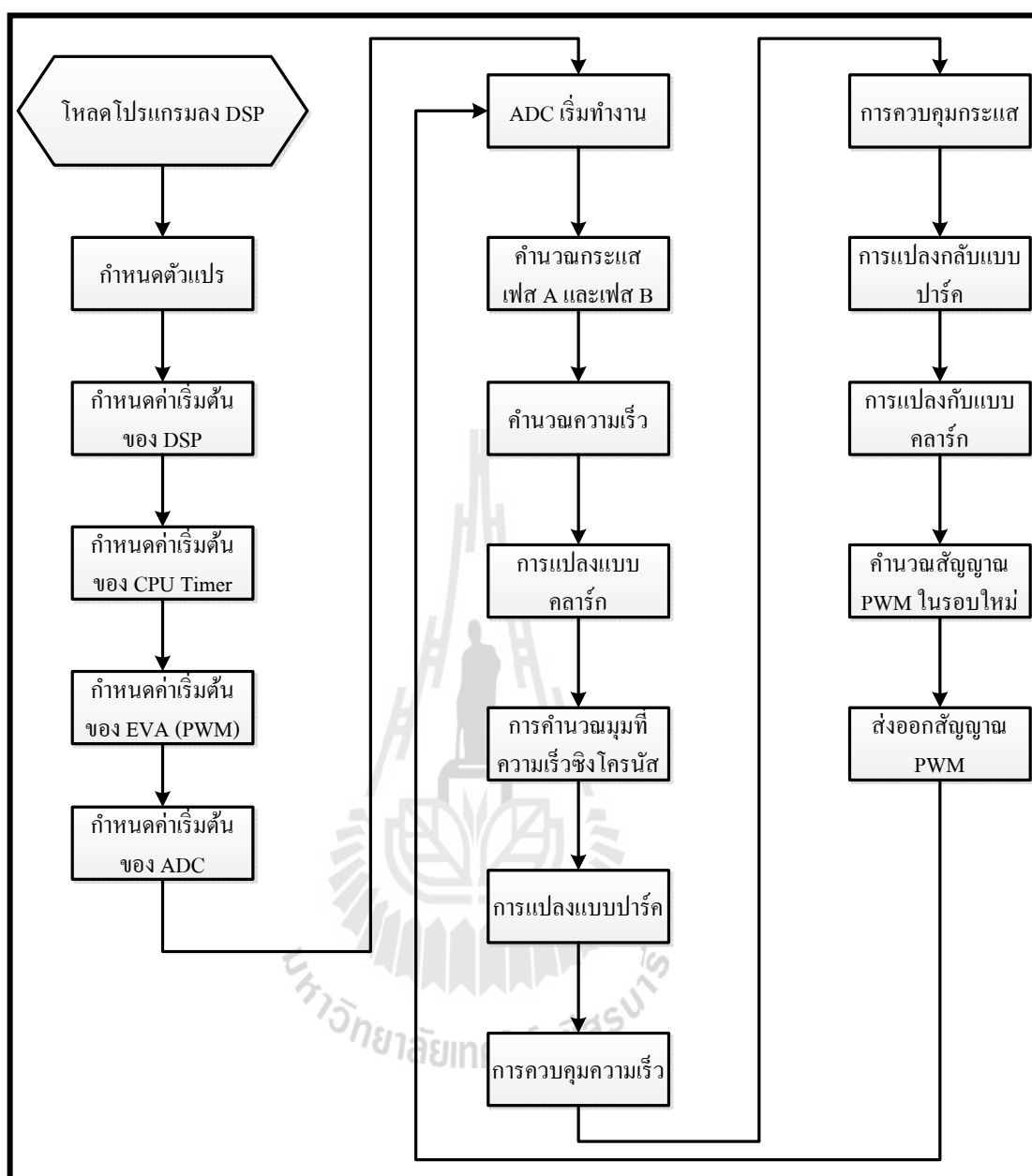
สามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกได้

จากที่กล่าวมาในข้างต้นจะเห็นว่าชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335 มีคุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับการออกแบบโปรแกรมควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเนื่องจากสามารถสร้างสัญญาณพัลส์ได้มากถึง 12 พัลส์ (งานวิจัยนี้ใช้เพียง 6 พัลส์) โดยใช้ Event Manager EVA และ EVB จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปเหตุผลที่งานวิจัยในสมัยใหม่เลือกใช้ชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335 ในงานควบคุมได้ดังนี้

1. การใช้ชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335 สามารถใช้โปรแกรมการคำนวณที่ซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ได้ และในปัจจุบันความเร็วของสัญญาณนาฬิกาได้ถูกพัฒนาให้อยู่ในระดับ 40 ถึง 300 ล้านคำสั่งต่อวินาที ซึ่งเป็นผลดีต่อการตอบสนองการควบคุม ทำให้ระบบการควบคุมมีความถูกต้องและแม่นยำมากยิ่งขึ้น
2. ประสิทธิภาพของชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335 ในปัจจุบันสามารถรวมเอาวงจรต่าง ๆ เข้าไปไว้ในชิปเดียวกัน เช่น วงจรขับ PWM วงจรสื่อสารแบบอนุกรม และวงจรถอดรหัสเป็นต้น
3. คุณสมบัติการทำงานโปรแกรม DSP มีความยืดหยุ่นในการแก้ไขหรือเพิ่มเติมอัลกอริทึม ดังนั้น การใช้งานชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335 จะช่วยลดเวลาในการพัฒนาระบบได้
4. การใช้งานชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335 จะมีความถูกต้องแม่นยำสูง ซึ่งความแม่นยำในการประมวลผลนั้นจะขึ้นอยู่กับจำนวนบิตที่ใช้แทนสัญญาณและพารามิเตอร์ตัวควบคุม

7.3 การออกแบบโปรแกรมด้วยชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335

การเขียนโปรแกรมสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ชิปประมวลผล รุ่น TMS320F28335 ในส่วนของโปรแกรมจะเขียนโดยใช้ภาษาซี และการเขียนโปรแกรมสามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 7.2



รูปที่ 7.2 ไคอะแกรมการเขียนโปรแกรมของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

จากไคอะแกรมลำดับขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมภาษาซีในรูปที่ 7.2 จะอธิบายการเขียนโปรแกรมเพียงส่วนที่สำคัญเท่านั้น เนื่องจากโปรแกรมบางอย่างเป็นเพียงค่าเริ่มต้นของการประกาศใช้งานฟังก์ชันและโมดูล

โปรแกรมภาษาซีของการแปลงแบบคลาร์ก งานวิจัยนี้จะใช้รูปแบบการแปลงแบบคลาร์กเพื่อแปลงกระแสไฟฟ้าซึ่งเป็นปริมาณสามเฟสที่อยู่บนแกนปกติ (Ia Ib และ Ic) ให้อยู่บนแกนหยุดนิ่งหรือแกนแอลฟาเบตา สามารถแสดงการเขียนโปรแกรมการแปลงแบบคลาร์กได้ดังนี้ (กระแส Ia Ib และ Ic เป็นกระแสที่ได้จากการวัด)

//Clarke transformation

Ial = 0.67*Ia-0.33*Ib-0.33*Ic; //คำนวณ $i_{\alpha s}$

Ibe = 0.58*(Ib-Ic); //คำนวณ $i_{\beta s}$

การเขียนโปรแกรมภาษาซีสำหรับคำนวณมุมที่ความเร็วเชิงโคจรสามารถแสดงได้ดังนี้

//calculate angle at synchronous speed

We = 2*Speedfilter + 49*Iqref; //คำนวณความเร็วเชิงมุมที่ความเร็วเชิงโคจร

tate = tate + We*Ts; //คำนวณมุมที่ความเร็วเชิงโคจร

if(tate >= 6.2832){tate = 0;} //กำหนดค่ามุมไม่ให้เกิน 6.2832 หรือ 2π

if(tate <= -6.2832){tate = 0;} //กำหนดค่ามุมไม่ให้น้อยกว่า -6.2832 หรือ -2π

if(tate < 0){tate = 6.2832 + tate;} //คำนวณค่ามุมใหม่เมื่อมีค่าน้อยกว่า 0

tate_point = tate*143.24; //นำค่ามุมไปคำนวณเพื่อระบุตำแหน่งการเปิดตาราง

sinwe = sin_table[tate_point]; //ค่า sin จากการเปิดตาราง

coswe = cos_table[tate_point]; //ค่า cos จากการเปิดตาราง

การเขียนโปรแกรมภาษาซีของการคำนวณค่ากระแส $i_{\alpha s}$ และ $i_{\beta s}$ ให้อยู่บนแกน dq โดยใช้วิธีการแปลงแบบปาร์ก แสดงการเขียนโปรแกรมได้ดังนี้

//park transformation

Id = Ial*coswe + Ibe*sinwe; //คำนวณกระแส i_{ds}

Iq = Ibe*coswe - Ial*sinwe; //คำนวณกระแส i_{qs}

โปรแกรมภาษาซีของลูปควบคุมความเร็วโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ภายใต้เงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสามารถแสดงดังนี้

//speed loop PI control with anti-winup

errorspeed = SPEED_COM - SPEED_FILTER; //ค่าความผิดพลาดของลูปความเร็ว

Us = sum + Kps*errorspeed; //คำนวณ U_s จากการควบคุมแบบพีไอ

Iqref = Us; //เก็บค่า U_s ไว้ใน Iqref

if(Iqref >= 1){Iqref = 1;} //ป้องกันไม่ให้กระแส Iqref เกิน 1 A

if(Iqref <= -1){Iqref = -1;} //ป้องกันไม่ให้กระแส Iqref เกิน -1 A

sum = sum + (Kis*errorspeed); //คำนวณค่า sum

โปรแกรมภาษาซีของลูปควบคุมกระแสโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอเพื่อควบคุมกระแสของมอเตอร์ภายใต้เงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสามารถแสดงดังนี้

//current loop PI control axis Iq with anti-winup

$errorq = I_{qref} - I_q$; //คำนวณผลต่างหรือคำนวณค่าผิดพลาดของการควบคุมกระแสลูป Q

$errord = I_{dref} - I_d$; //คำนวณผลต่างหรือคำนวณค่าผิดพลาดของการควบคุมกระแสลูป D

$U_q = sumq + K_{pi} * errorq$; //คำนวณ U_q จากการควบคุมแบบพีไอ

$U_d = sumd + K_{pi} * errord$; //คำนวณ U_d จากการควบคุมแบบพีไอ

$V_{sqref} = U_q$; //เก็บค่า U_q ไว้ใน V_{sqref}

$V_{sdref} = U_d$; //เก็บค่า U_d ไว้ใน V_{sdref}

$if(V_{sqref} \geq 70)\{V_{sqref} = 70;\}$ //ป้องกันแรงดัน V_{sqref} ไม่ให้เกิน 70 โวลต์

$if(V_{sqref} \leq -70)\{V_{sqref} = -70;\}$ //ป้องกันแรงดัน V_{sqref} ไม่ให้เกิน -70 โวลต์

$if(V_{sdref} \geq 30)\{V_{sdref} = 30;\}$ //ป้องกันแรงดัน V_{sdref} ไม่ให้เกิน 30 โวลต์

$if(V_{sdref} \leq -30)\{V_{sdref} = -30;\}$ //ป้องกันแรงดัน V_{sdref} ไม่ให้เกิน -30 โวลต์

$sumq = sumq + (K_{ii} * errorq)$; //คำนวณค่า $sumq$

$sumd = sumd + (K_{ii} * errord)$; //คำนวณค่า $sumd$

โปรแกรมภาษาซีของการแปลงกลับแบบปาร์ก แสดงการเขียนได้ดังนี้

//inverse praktransformation

$V_a = V_d * \cos\omega_e + V_q * \sin\omega_e$; //การคำนวณแรงดัน V_a

$V_b = ((\sqrt{3}) * V_q - V_d) * \cos\omega_e + ((\sqrt{3}) * V_d + V_q) * \sin\omega_e$; //การคำนวณแรงดัน V_b

$V_c = ((-\sqrt{3}) * V_q - V_d) * \cos\omega_e + (V_q - \sqrt{3} * V_d) * \sin\omega_e$; //การคำนวณแรงดัน V_c

สร้างสัญญาณ PWM โดยนำสัญญาณ $V_{Control}$ หมายถึง V_a , V_b , และ V_c ที่ได้จากการแปลงกลับแบบปาร์ก มาเทียบกับสัญญาณ V_{tri} สามารถแสดงการเขียนโปรแกรมได้ดังนี้

$EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (-1) * V_a$; //สร้างสัญญาณ PWM ของเฟส A

$EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (-1) * V_b$; //สร้างสัญญาณ PWM ของเฟส B

$EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (-1) * V_c$; //สร้างสัญญาณ PWM ของเฟส C

จากการเขียนโปรแกรมภาษาซีของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมบนบอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335 สามารถแสดงรายละเอียดทั้งหมดของการเขียนโปรแกรมไว้ในภาคผนวก ง

7.4 การทดสอบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

การทดสอบการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะทดสอบโดยใช้ตัวควบคุมอยู่สองแบบคือ ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากวิธีการแบบดั้งเดิม และตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการค้นหาแบบ ATS โดยค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบของทั้งสองวิธีได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.11 ของบทที่ 4 ในขั้นแรกจะทดสอบควบคุมโดยใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมซึ่งได้กำหนดเงื่อนไขการทำงานดังนี้

กำหนดให้ความเร็วรอบ (ω_r^*) ของมอเตอร์หมุนที่ 99.5 เรเดียน/วินาที หรือ 950 รอบ/นาที

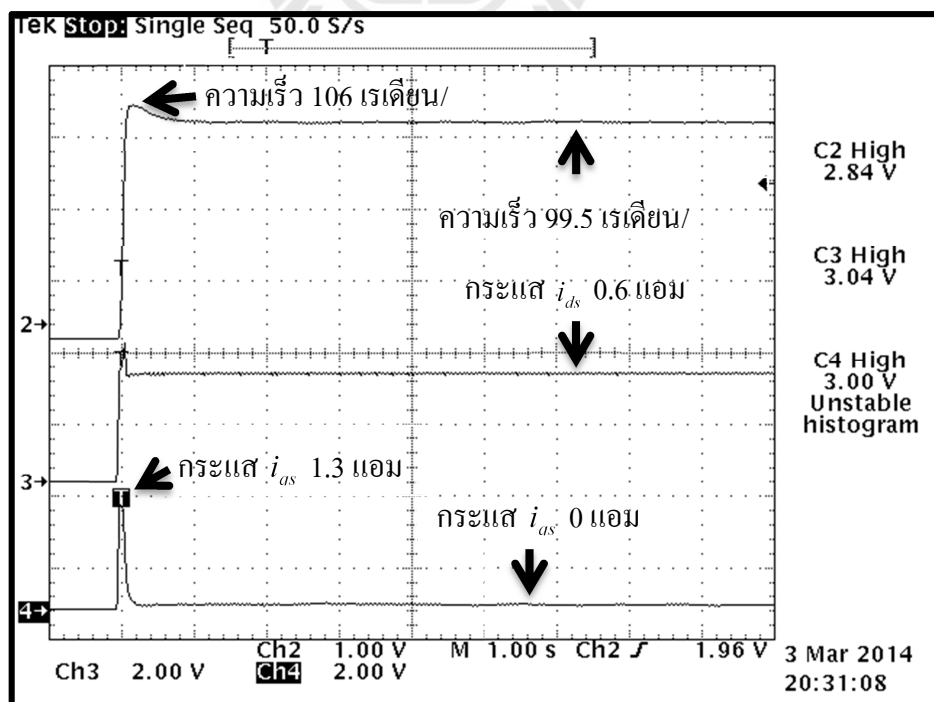
กำหนดค่ากระแส i_{ds}^* คงที่ เท่ากับ 0.6 แอมป์

กำหนดแหล่งจ่าย $V_{DC, Inverter}$ เท่ากับ 540 โวลต์

กำหนดความถี่การสวิตช์ของสัญญาณ PWM เท่ากับ 5.8 กิโลเฮิร์ตซ์

จ่ายโหลดให้มอเตอร์ที่ 2.5 นิวตัน-เมตร

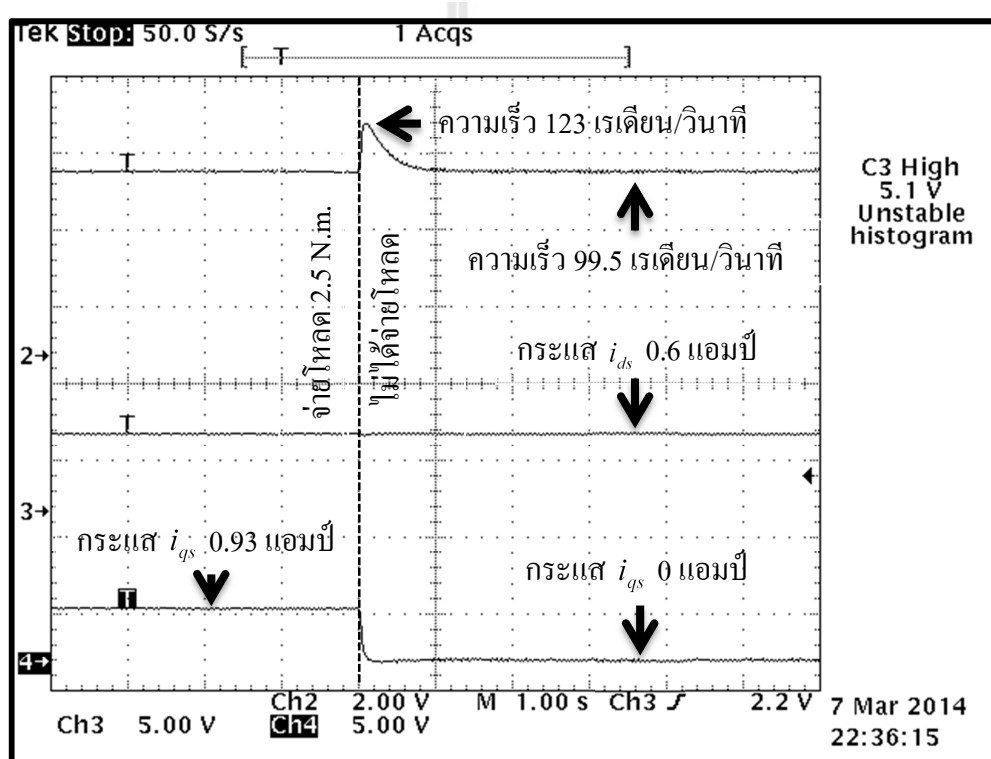
จากการทดสอบสามารถแสดงผลได้ดังนี้ รูปที่ 7.3 ด้านบนสุดแสดงกราฟความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อมอเตอร์เริ่มสตาร์ทจากความเร็ว 0 เรเดียน/วินาที ไปที่ความเร็ว 99.5 เรเดียน/วินาที ถัดมาคือกราฟของค่ากระแส i_{ds} และด้านล่างสุดคือกราฟของค่ากระแส i_{qs}



รูปที่ 7.3 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบจากวิธีการแบบดั้งเดิม

จากรูปที่ 7.3 เมื่อพิจารณาผลของความเร็วมอเตอร์จะเห็นว่ามอเตอร์เริ่มสตาร์ทเข้าสู่สภาวะคงที่ 99.5 เรเดียน/วินาที ภายในเวลา 0.8 วินาที ต่อมาพิจารณากระแส i_{ds} พบว่ามีค่าเข้าสู่สภาวะคงตัวคือ 0.6 แอมป์ เร็วมาก และสุดท้ายพิจารณากระแส i_{qs} พบว่าเมื่อเริ่มสตาร์ทมอเตอร์กระแส i_{qs} จะมีค่ามากเนื่องจากมอเตอร์ต้องการแรงบิดเริ่มสตาร์ทที่สูงและเมื่อความเร็วของมอเตอร์ได้เข้าสู่สภาวะคงที่กระแส i_{qs} จะมีค่าเท่ากับศูนย์เนื่องจากมอเตอร์ยังไม่มีภาระรับภาระจากโหลด

ผลการทดสอบการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อทดสอบจ่ายโหลดให้มอเตอร์ที่ 2.5 นิวตัน-เมตร และปลดโหลดออกเพื่อดูผลการตอบสนองการทำงาน แสดงได้ดังรูปที่ 7.4



รูปที่ 7.4 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเมื่อจ่ายโหลด 2.5 นิวตัน-เมตร โดยใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบจากวิธีการแบบดั้งเดิม

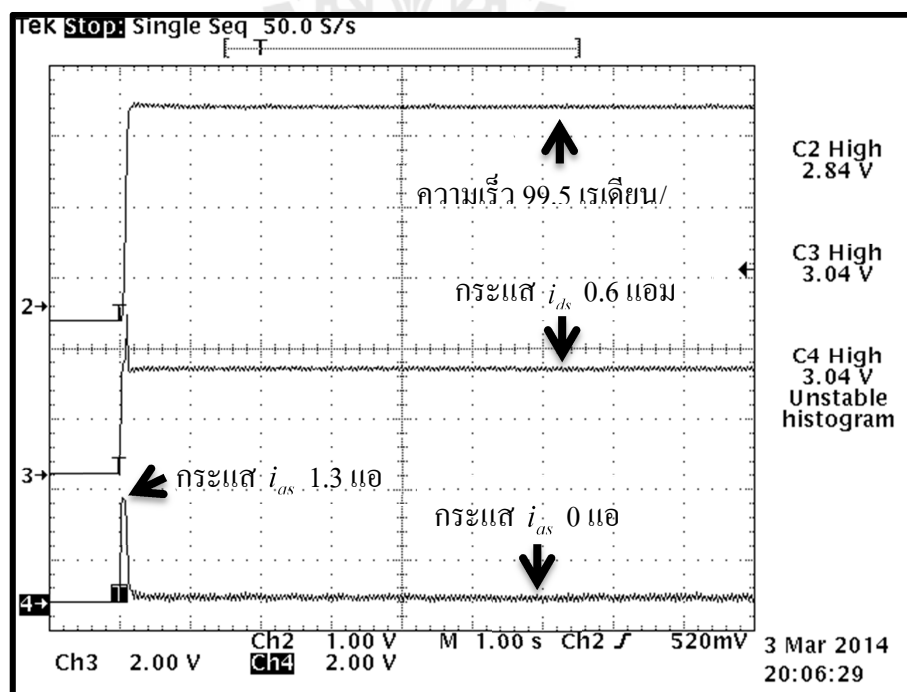
จากผลการทดสอบในรูปที่ 7.4 เมื่อพิจารณาความเร็วรอบของมอเตอร์ในสภาวะที่มีการจ่ายจะเห็นความเร็วคงที่ที่ 99.5 เรเดียน/วินาที ต่อมาเมื่อปลดโหลด 2.5 นิวตัน-เมตร ออกจากมอเตอร์พบว่าความเร็วของมอเตอร์มีลักษณะพุ่งขึ้นและลดระดับลงเข้าสู่สภาวะคงที่เช่นเดิม ถัดมาพิจารณากระแส i_{ds} พบว่ามีค่าคงที่ที่ 0.6 แอมป์ ไม่เปลี่ยนแปลงถึงแม้จะมีการเพิ่มโหลดให้มอเตอร์ก็ตามและกราฟสุดท้าย กระแส i_{qs} พบว่ามีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามโหลด พิจารณาได้จากกราฟเมื่อขณะที่จ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ที่ 2.5 นิวตัน-เมตร กระแส i_{qs} จะมีค่า 0.93 แอมป์ และเมื่อปลดโหลดออกเพลาของ

มอเตอร์ กระแส i_{qs} จะมีค่าเข้าใกล้ 0 แอมป์ ซึ่งค่ากระแส i_{qs} สามารถแสดงการคำนวณเพื่อเปรียบเทียบผลจากกราฟในรูปที่ 7.4 ขณะที่จ่ายโหลดให้มอเตอร์ที่ 2.5 นิวตัน-เมตร ได้ดังนี้

$$i = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (7-1)$$

เมื่อกระแส i_{ds} มีค่าเท่ากับ 0.6 แอมป์ และขนาดของกระแส (i) ที่จ่ายให้มอเตอร์ได้จากการวัดในขณะที่มีการรับภาระจากโหลด 2.5 นิวตัน-เมตร มีค่าเท่ากับ 1.1 แอมป์ ดังนั้น จากสมการที่ (7-1) สามารถคำนวณหาค่ากระแส i_{qs} ได้เท่ากับ 0.92 แอมป์ ซึ่งเมื่อพิจารณาค่าที่ได้จากกราฟกับค่าที่ได้จากการคำนวณพบว่ามีค่าต่างกันเพียงเล็กน้อย ทั้งนี้อาจเป็นเพราะเครื่องมือที่ใช้วัดค่ากระแสมีความคลาดเคลื่อน จึงทำให้การวัดขนาดของกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์ไม่ถูกต้องตามความเป็นจริง

การควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการค้นหาแบบ ATS และในการควบคุมได้ใช้เงื่อนไขของการควบคุมเหมือนกันกับการควบคุมด้วยตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการแบบดั้งเดิมสามารถแสดงผลการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ดังนี้

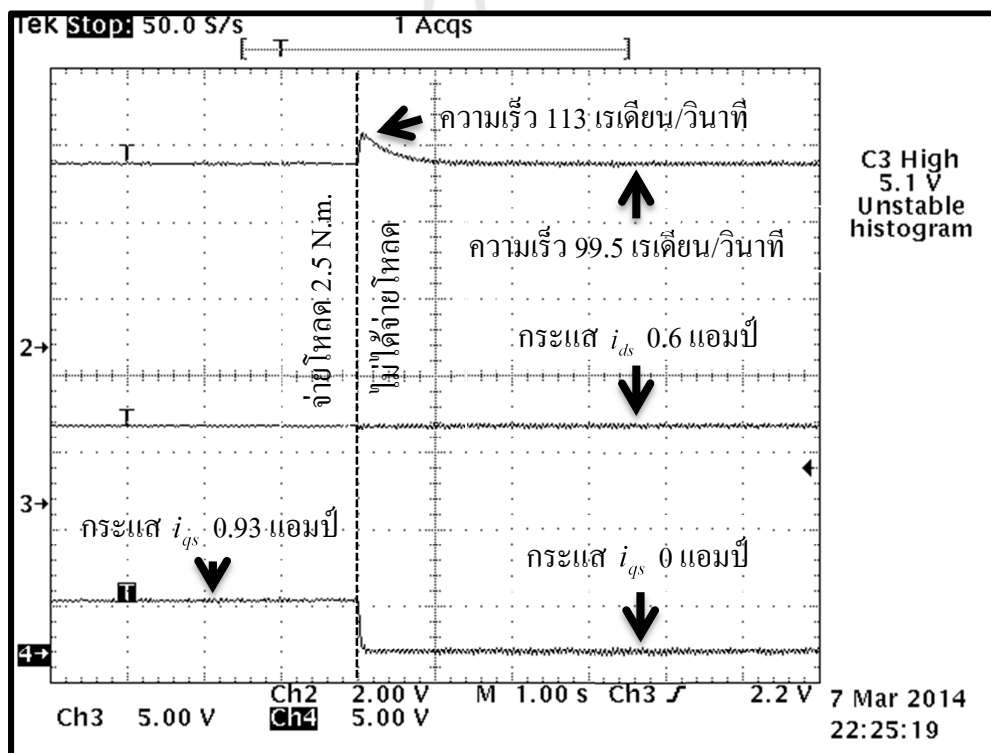


รูปที่ 7.5 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์
โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS

รูปที่ 7.5 แสดงผลการทดสอบตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม รูปกราฟด้านบนแสดงความเร็วของมอเตอร์จากเริ่มสตาร์ทจนเข้าสู่สภาวะคงที่ถัดมาคือรูปกราฟของค่ากระแส i_{ds} และด้านล่างสุดรูปกราฟของค่ากระแส i_{qs}

จากรูปจะเห็นว่าผลการตอบสนองการทำงานตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ลักษณะการทำงานจะเหมือนกันกับการใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิมทุกประการ เพียงแต่การควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบ ATS ความเร็วตอนเริ่มสตาร์ทแทบจะไม่มีอาการพุ่งเกิน ซึ่งแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวควบคุมที่ดี

ผลการทดสอบเมื่อจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ที่ 2.5 นิวตัน-เมตร และปลดโหลดออกเพื่อดูผลการตอบสนองการทำงานดังรูปที่ 7.6

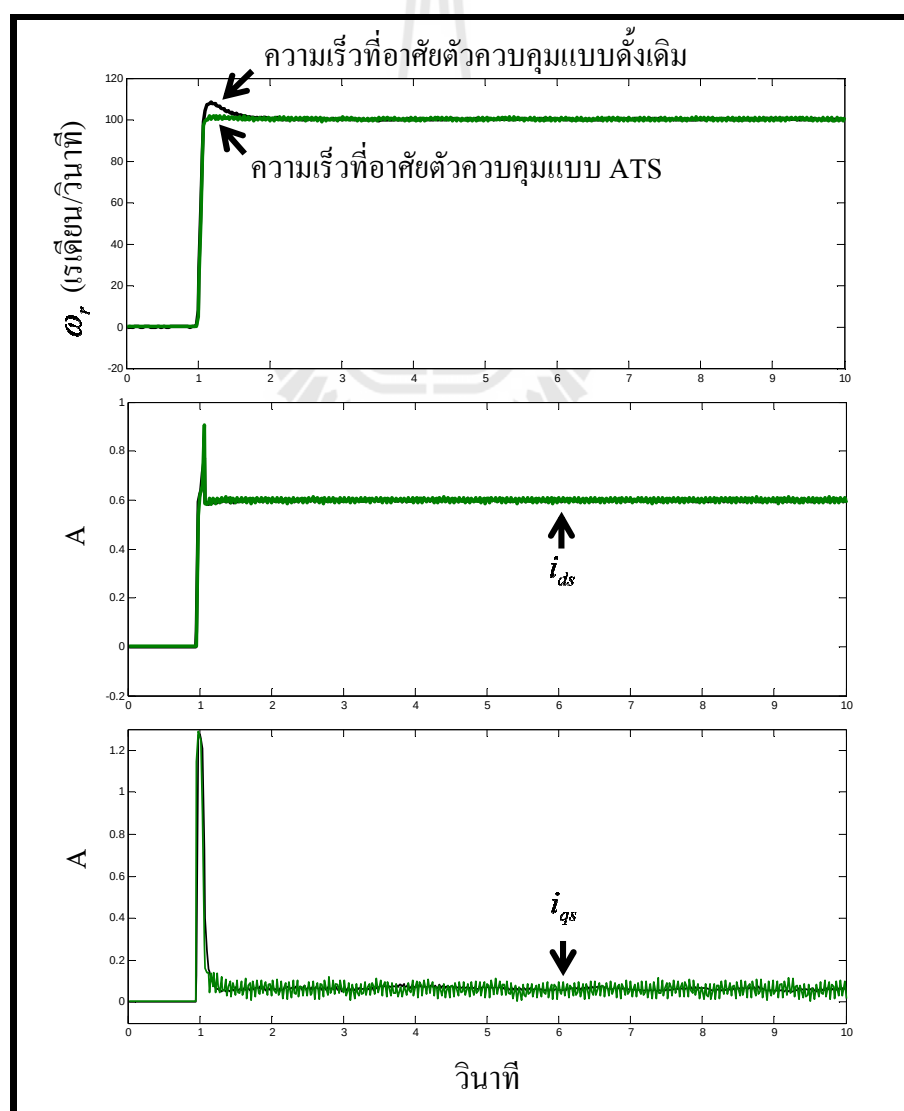


รูปที่ 7.6 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเมื่อจ่ายโหลด 2.5 นิวตัน-เมตร โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS

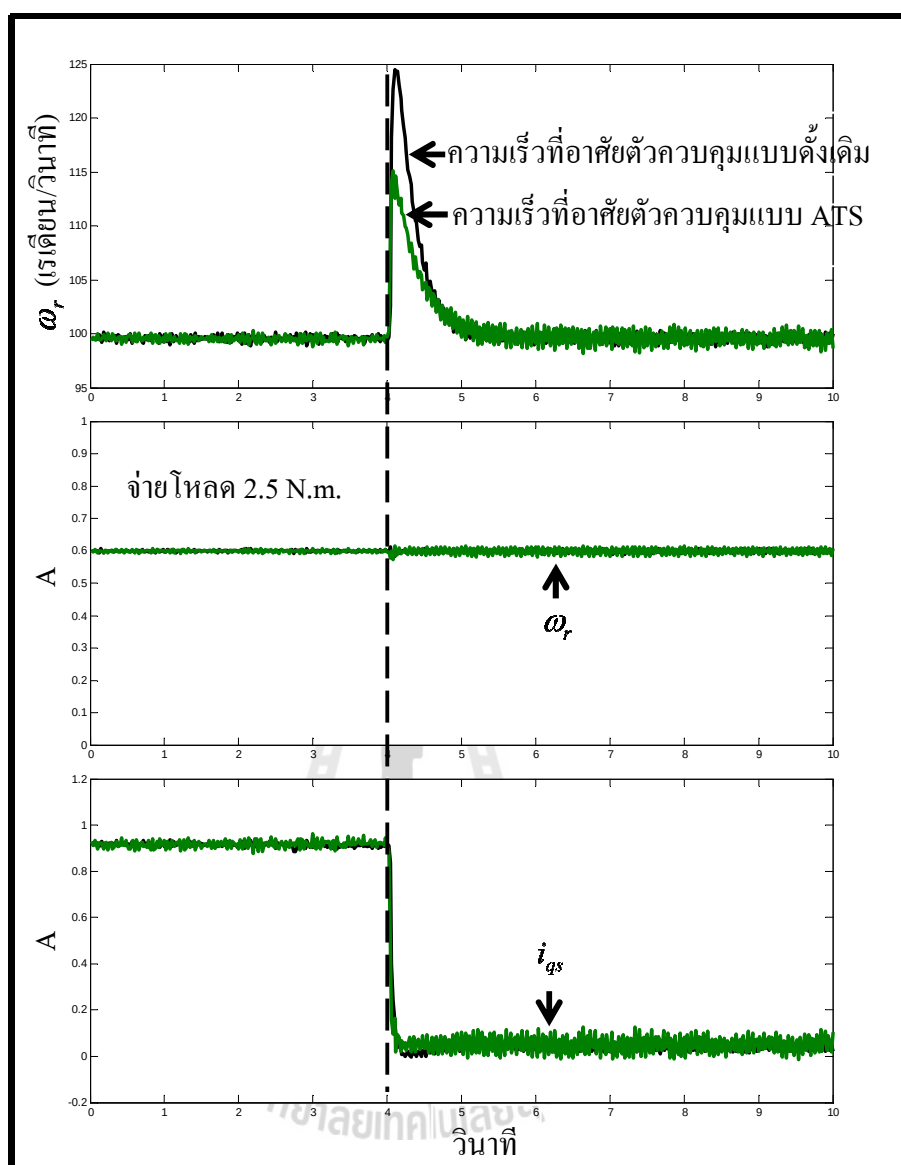
เมื่อพิจารณาการทำงานของ การควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ตัวควบคุมจากการค้นหาแบบ ATS ในรูปที่ 7.6 พบว่ามีผลการตอบสนองการทำงานเช่นเดียวกันกับการใช้ตัวควบคุมแบบดั้งเดิม ต่างกันตรงสมรรถนะการทำงาน กล่าวคือการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS ความเร็วตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์จะไม่มีอัตราการพุ่งเกิน และความเร็วจากการพุ่งเกินในขณะที่

ปลดโหลดออกจากเฟลมอเตอร์พบว่ามียัตราการพุ่งเกินมีค่าน้อยกว่าการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

การควบคุมการทำงานแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธีสามารถแสดงผลเปรียบเทียบกันเพื่อสามารถพิจารณาสมรรถนะของตัวควบคุมทั้งสองได้ง่ายยิ่งขึ้น โดยนำผลการทดสอบควบคุมการทำงานแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ในรูปที่ 7.3 และรูปที่ 7.5 มาแสดงเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงานบนกราฟเดียวกันได้ดังรูปที่ 7.7 และจากการทดสอบเมื่อจ่ายโหลดให้มอเตอร์แล้วปลดโหลดออกเพื่อดูผลการตอบสนองการทำงานในรูปที่ 7.4 และรูปที่ 7.6 จากผลการทดสอบดังกล่าวสามารถนำมาเปรียบเทียบเพื่อวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธีได้ดังรูปที่ 7.8



รูปที่ 7.7 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์



รูปที่ 7.8 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเมื่อมีการรับภาระจากโหลด 2.5 N.m. และผลการตอบสนองเมื่อปลดโหลดออกจากเพลลาของมอเตอร์

จากการเปรียบเทียบผลการทำงานของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมและจากการค้นหาแบบ ATS ในรูปที่ 7.7 และรูปที่ 7.8 จะเห็นว่าความเร็วรอบของมอเตอร์จากการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการค้นหาแบบ ATS ให้สมรรถนะของการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม เนื่องจากมีอัตราการพุ่งเกินของความเร็วมีค่าน้อยกว่าและเข้าสู่สภาวะคงตัวได้เร็วกว่า ลำดับต่อมาเมื่อพิจารณาค่ากระแส i_{ds} และ i_{qs} พบว่ากระแสที่ได้จากการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกันมาก เนื่องจากการออกแบบลูปควบคุมกระแสได้มีการกำหนดค่าแบนด์วิดท์ที่สูงจึงทำให้การ

ตอบสนองด้านการควบคุมกระแสมีความเร็วสูง จึงไม่สามารถมองเห็นความแตกต่างของผลการควบคุมกระแส i_{ds} และ i_{qs} ได้ชัดเจน

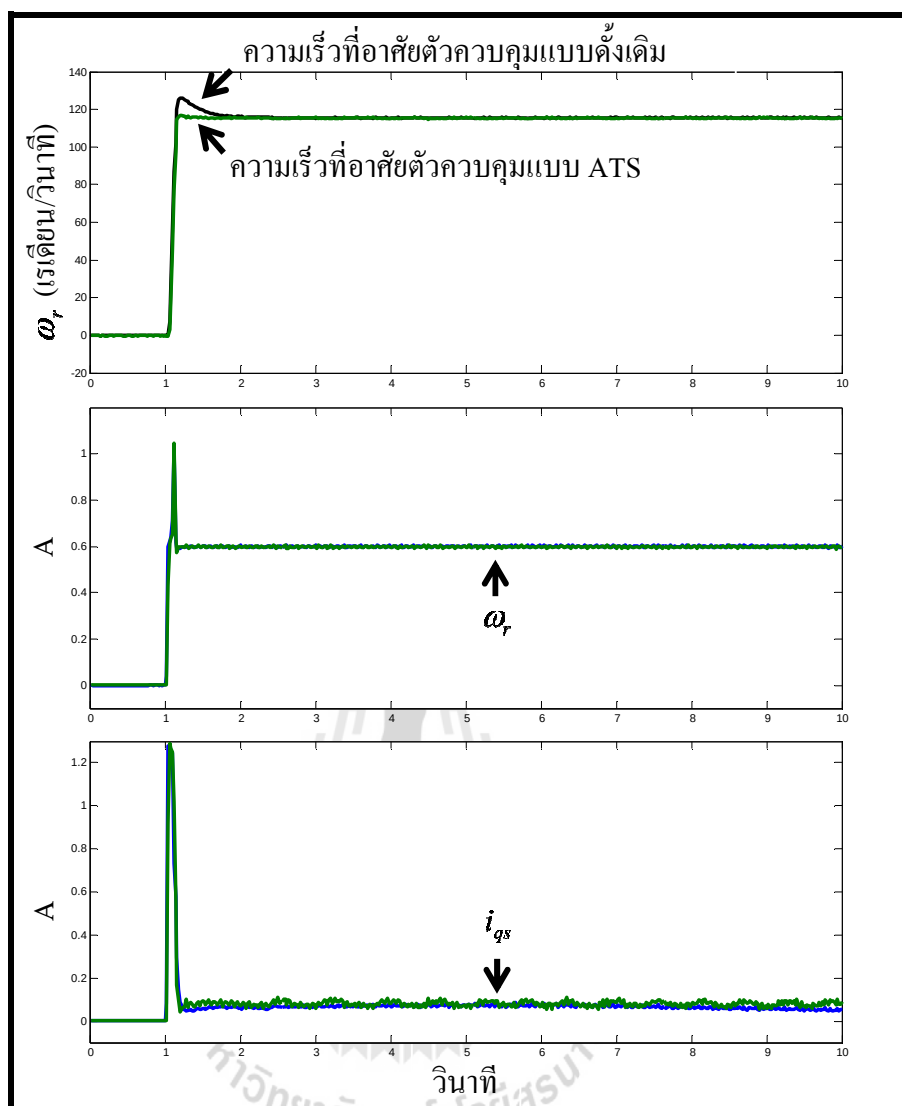
เพื่อให้ได้ข้อสรุปที่ชัดเจนยิ่งขึ้นสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS ให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม จึงได้ทดสอบควบคุมการทำงานที่ความเร็ว 1100 รอบต่อนาที โดยเงื่อนไขของการทดสอบเหมือนกันกับการทดสอบที่ความเร็ว 950 รอบต่อนาที

จากการทดสอบสามารถแสดงผลการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ แสดงผลการควบคุมขณะที่จ่ายโหลด 2.5 นิวตัน-เมตร ให้กับมอเตอร์และปลดโหลดออกจากเพลามอเตอร์ เพื่อดูผลการตอบสนองการทำงานของตัวควบคุมทั้งสอง ซึ่งได้แสดงผลของการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการค้นหาแบบ ATS และได้แสดงผลของการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมบนกราฟเดียวกัน แสดงได้ดังรูปที่ 7.9 และรูปที่ 7.10 ตามลำดับ

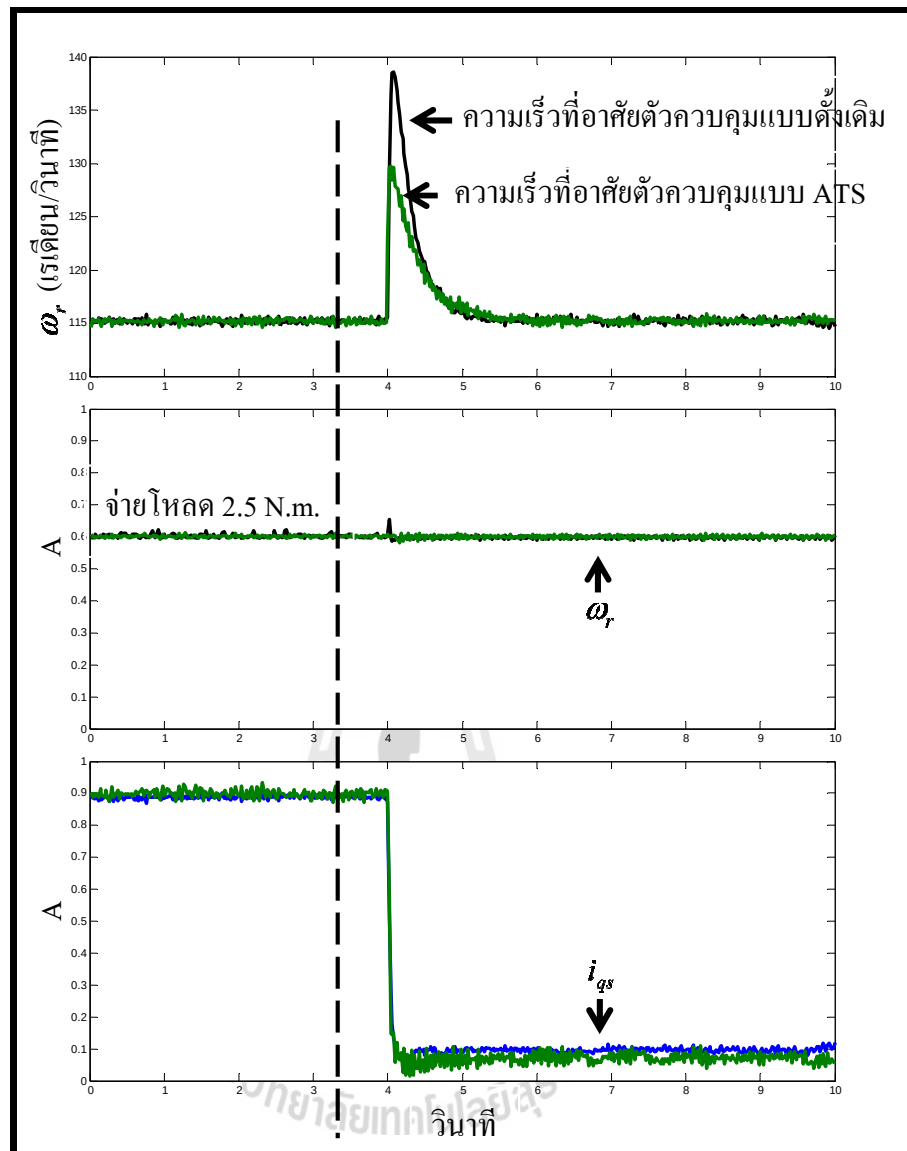
เมื่อพิจารณาผลการทดสอบการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วคงที่เท่ากับ 1100 รอบต่อนาที ในรูปที่ 7.9 และรูปที่ 7.10 พบว่าการควบคุมความเร็วโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบ ATS ยังให้สมรรถนะของการควบคุมที่ดีกว่าการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

7.5 สรุป

จากการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งมีตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdspTM F28335 เป็นตัวประมวลผลหลักของการควบคุมในการทดสอบการควบคุมแบบเวกเตอร์ได้มีการใช้ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธีคือการออกแบบตัวควบคุมพีไอโดยใช้วิธีการแบบดั้งเดิมและออกแบบด้วยวิธี ATS เพื่อจะสามารถเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมทั้งสอง ซึ่งจากผลการทดสอบจะเห็นว่าการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธี ATS ให้ผลการควบคุมที่ดีกว่าการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม ต่อมาเมื่อพิจารณาผลการควบคุมกระแส i_{ds} และ i_{qs} พบว่าผลการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมของทั้งสองวิธี มีผลการควบคุมที่ใกล้เคียงกัน เนื่องจากลูปควบคุมกระแสมีการตอบสนองที่เร็วมาก อย่างไรก็ตาม ใจความสำคัญของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในงานวิจัยนี้คือความเร็วของมอเตอร์ ดังนั้น จึงมุ่งให้ความสำคัญกับผลการตอบสนองด้านความเร็วเป็นหลัก ดังนั้น จึงสามารถสรุปได้ว่าการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธี ATS ให้ผลการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม



รูปที่ 7.9 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มสตาร์ทมอเตอร์
เมื่อกำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็ว 1100 rpm



รูปที่ 7.10 ผลการตอบสนองการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเมื่อมีการรับภาระจากโหลด 2.5 N.m. และผลการตอบสนองเมื่อปลดโหลดออกจากเพลาลงมอเตอร์ที่ความเร็ว 1100 rpm

บทที่ 8

สรุปและข้อเสนอแนะ

8.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้ศึกษาการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม รวมถึงการนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม จากผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ของระบบบนคอมพิวเตอร์และผลจากชุดทดสอบจริงแสดงให้เห็นว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวให้สมรรถนะการควบคุมความเร็วที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม โดยรายละเอียดของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอไว้ดังรายละเอียดต่อไปนี้

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยอาศัยชุดบล็อก SimPowerSystems บนโปรแกรม MATLAB และได้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่สร้างขึ้นใหม่ โดยนำไปจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบกับการทำงานระหว่างแบบจำลองที่สร้างขึ้นใหม่กับแบบจำลองที่มากับโปรแกรม MATLAB จากผลการจำลองสถานการณ์พบว่าแบบจำลองทั้งสองให้ผลการตอบสนองที่คล้ายคลึงกัน

บทที่ 3 ได้ศึกษาวิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยอาศัยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จากบทที่ 2 สามารถนำสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสาม-เฟสบนแกนดีคิวมาใช้ในการออกแบบโครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยวิธีการควบคุมความเร็วดังกล่าว โดยได้เขียนแบบวิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก ซึ่งสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรง เมื่อนำหลักการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงมาใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะได้รูปแบบการควบคุม คือ การควบคุม ฟลักซ์ของมอเตอร์ถูกกำหนดให้อยู่บนแกนดี และการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ถูกกำหนดให้อยู่บนแกนคิว (หมุนที่ความเร็วเชิงโรตัสเท่านั้น) จากโครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ได้สร้างขึ้น ได้นำไปจำลองการทำงานบนโปรแกรม MATLAB โดยใช้ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม พบว่ากระแสบนแกนคิวมีการเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะการรับภาระจากโหลดของมอเตอร์และกระแสบนแกนดีจะมีค่าคงที่ตามที่ได้กำหนด ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บทที่ 4 แสดงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในรูปควบคุมกระแสและรูปควบคุมความเร็วได้อาศัยฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปควบคุมกระแสและรูปควบคุมความเร็วจากบทที่ 3 มาประยุกต์ใช้งานเพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จากการค้นหาตัวควบคุมของรูปควบคุมทั้งสองพบว่าการค้นหาพารามิเตอร์โดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวจะเห็นว่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการค้นหามีลักษณะเข้าใกล้ขอบเขตบนของการค้นหาถึงแม้ว่าจะมีการปรับเพิ่มขอบเขตการค้นหาเพิ่มขึ้น ค่าที่ได้ก็ยังมีลักษณะเข้าใกล้ขอบเขตบนของการค้นหาเช่นเดิม และทุกครั้งที่มีการปรับเพิ่มขอบเขตการค้นหาจะได้ค่า W ที่น้อยลงเรื่อย ๆ นั้นแสดงให้เห็นว่ายิ่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอมีค่ายิ่งมากยิ่งทำให้การควบคุมมีประสิทธิภาพสูงขึ้น แต่เนื่องจากพารามิเตอร์ของการค้นหาในบทที่ 4 จะถูกนำไปใช้สำหรับชุดควบคุมที่ได้สร้างขึ้นจริง ซึ่งชุดควบคุมดังกล่าวมีขีดความสามารถในการประมวลผลการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่เวลา 100 ไมโครวินาทีต่อรอบ ดังนั้น ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีการตามูเชิงปรับตัว จึงต้องเลือกใช้ค่าที่เหมาะสมกับช่วงเวลาการประมวลผลดังกล่าว พิจารณาได้จากการจำลองสถานการณ์ของระบบควบคุมบนโปรแกรม MATLAB เมื่อได้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสม ลำดับต่อมาได้จำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เพื่อเปรียบเทียบการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิมกับตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบตามูเชิงปรับตัว จากผลการจำลองสถานการณ์พบว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบตามูเชิงปรับตัวให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม

บทที่ 5 แสดงการสร้างชุดตรวจวัดความเร็วของมอเตอร์ โดยการเชื่อมต่อเซ็นเซอร์เข้ากับเพลลาของมอเตอร์ เมื่อมอเตอร์หมุนเอ็นโคเดอร์จะส่งสัญญาณพัลส์ออกมา ซึ่งความถี่ของสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ จากเงื่อนไขดังกล่าว จึงได้นำวงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันมาใช้สำหรับแปลงความถี่ที่ออกจากเอ็นโคเดอร์ให้เป็นแรงดันเพื่อส่งค่าแรงดันที่ได้จากวงจรไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อประมวลผลการควบคุม โดยวงจรดังกล่าวสามารถใช้ตรวจวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ได้สูงสุดที่ 1500 rpm ซึ่งเพียงพอสำหรับการควบคุมความเร็วในงานวิจัยนี้

บทที่ 6 แสดงการสร้างชุดอินเวอร์เตอร์สามเฟส โดยชุดอินเวอร์เตอร์ที่ได้สร้างขึ้นได้มีการแยกกราวด์ของฟัซแรงดันสูงออกจากกราวด์ฟัซแรงดันต่ำ ช่วยป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับไมโครคอนโทรลเลอร์เนื่องจากผลกระทบของฟัซแรงดันสูงได้ การใช้งานอินเวอร์เตอร์สามเฟสสามารถใช้งานกับโหลดที่กินกระแสสูงสุด 50 A และแรงดัน $V_{DC, Inverter}$ มีพิกัดสูงสุดที่ 1200 V เพียงพอสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ลำดับต่อมาได้กล่าวถึงการสร้างวงจรตรวจวัดกระแส ซึ่งได้ออกแบบให้สามารถวัดกระแสได้สูงสุดที่ 1.3 A เนื่องจากโหลดที่ใช้มีพิกัดกระแสเพียง 1.1 A จึงเพียงพอสำหรับการใช้งาน โดยการออกแบบวงจรตรวจวัดกระแสได้ใช้วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบวงจรรวมปรับแต่งสัญญาณทำให้ได้ค่าของสัญญาณกระแสมีขนาดที่พอเหมาะสำหรับส่งต่อไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์

บทที่ 7 ได้นำเอาองค์ความรู้และชุดการทำงานต่าง ๆ ตั้งแต่บทที่ 2 ถึงบทที่ 6 มารวมเป็นชุดเดียวกัน จึงได้ชุดควบคุมการทำงานแบบเวกเตอร์ทางอ้อม และในบทที่ 7 ได้นำเสนอจิตความ สามารถของไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 ซึ่งจะใช้เป็นตัวประมวลผลหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เมื่อพิจารณาความสามารถในการประมวลผลของ eZdsp™ F28335 พบว่ามีความเหมาะสม สำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เนื่องจากภายในมีโมดูล PWM มีพอร์ตแปลงสัญญาณอนาลอก เป็นดิจิทัลถึง 16 ช่องสัญญาณอินพุต เพียงพอสำหรับใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในงานวิจัย นี้ ลำดับต่อมาได้แสดงผลการทดสอบการทำงานด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจากชุดควบคุม ที่ได้สร้างขึ้นโดยใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบในบทที่ 3 (ออกแบบด้วยวิธีการ แบบดั้งเดิม) และใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการค้นหาในบทที่ 4 (ออกแบบด้วยวิธีการ ค้นหาแบบ ATS) เพื่อนำผลมาเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุม จากผลการทดสอบพบว่า การ ควบคุมโดยใช้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากวิธีแบบ ATS ให้ประสิทธิภาพการควบคุมที่ดีกว่าตัว ควบคุมพีไอที่ได้จากวิธีแบบดั้งเดิม และผลที่ได้จากการทดสอบยังพบว่ามีความสอดคล้องกันกับผลที่ได้ จากการจำลองสถานการณ์ในบทที่ 4 คือ การควบคุมโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอจากการ ค้นหาด้วยวิธีแบบ ATS ให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการ ออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

8.2 ข้อเสนอแนะ

- ควรหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ควบคุมจากบริษัทผู้ผลิตเพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่มีความ ถูกต้องแม่นยำ เนื่องจากการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์อาจจะได้ค่าที่ไม่ถูกต้อง เท่าที่ควร เพราะการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่นำมา ควบคุมที่มีความถูกต้องตามความเป็นจริงจึงจะให้สมรรถนะของการควบคุมที่ดี

- ควรสร้างกล่องเหล็กให้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนที่ออกมาจาก อินเวอร์เตอร์ เนื่องจากสัญญาณรบกวนดังกล่าวจะส่งผลให้การทำงานในส่วนของการรับค่าเข้าไปยังไม โครคอนโทรลผิดพลาด

- ควรใช้การสร้างสัญญาณ PWM แบบ Space-Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) เพื่อ จะได้แรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์เพิ่มขึ้นอีก 15% เนื่องแรงดัน $V_{DC, Inverter}$ ไม่เพียงพอที่จะทำให้ได้ แรงดันระหว่างสายที่ออกจากอินเวอร์เตอร์เท่า 380 V_{rms}

- ควรจะมีการคำนวณค่าพารามิเตอร์ R_r และ L_r ตลอดเวลาของการควบคุม เนื่องจาก พารามิเตอร์ดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงเปลี่ยนตามอุณหภูมิและช่วงเวลากการใช้งาน ซึ่งเมื่อพารามิเตอร์ที่ใช้ใน การประมวลผลการควบคุมมีค่าผิดเพี้ยนเป็นจากค่าพารามิเตอร์จริงของมอเตอร์มาก ๆ จะส่งผลให้การ ควบคุมทำงานได้ไม่ดีเท่าที่ควร

รายการอ้างอิง

- Krause, P.C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S.D., Pekarek, S. (2013) Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. **IEEE Press Series on Power Engineering**
- Tripathi, R.K., Ahmad, I. (2012) Indirect field oriented control (IFOC) of induction motor using SVPWM fed with Z-source inverter. **Engineering and Systems (SCES) Conf.** : 1-5.
- Gaeid, K.S., Hew Wooi Ping, Mohamed H.A.F. (2009) Indirect vector control of a variable frequency induction motor drive. **Instrumentation, Communications, Information Technology, and Biomedical Engineering (ICICI-BME), International Conf.** : 36-40.
- Espina, J., Arias, A., Balcells, J., Ortega, C. (2009) Speed Anti-Windup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines. **Compatibility and Power Electronics, CPE '09.** : 279-285.
- Puangdownreong, D., Areerak, K.-N., Srikaew, A., Sujitjorn, S. (2002) System identification via Adaptive Tabu Search. **IEEE Int. Conf. Industrial Technology ICIT '02.** 2 : 915-920.
- Glover, F. (1989). Tabu Search. **ORSA Journal on Computing** 1(2) : 190–206.
- Chen Wei, Yang Rong Feng, Yu Yong, Wang Gao Lin, (2008) A novel stability improvement Method for V/F controlled induction motor drive systems. **Electrical Machines and Systems, ICEMS. Int. Conf.** : 1073-1076.
- Ben-Brahim, L., (1998) Improvement of the stability of the V/f controlled induction motor drive systems. **IEEE Proc. Conf. Industrial Electronics Society. IECON '98.** 2 : 859 – 864.
- Munoz-Garcia, A., Lipo T.A., Novotny D.W. (1998) A new induction motor V/f control method capable of high-performance regulation at low speeds. **IEEE Trans. Industry Applications.** 34(4) : 813 - 821.
- Jee-Hoon Jung, Gang-Youl Jeong, Bong-Hwan Kwon (2004) Stability improvement of V/f-controlled induction motor drive systems by a dynamic current compensator. **IEEE Trans. Industrial Electronics.** 51(4) : 930 – 933.
- Suzuki, K., Saito Suzuo, Kudor Toshiaki, Tanaka, A. (2006) Stability Improvement of V/F Controlled Large Capacity Voltage-Source Inverter Fed Induction Motor. **Industry Applica-**

- tions Conf. 41st IAS Annual Meeting. 1 : 90 – 95.
- Tsuji, M., Chen, S., Hamasaki S., Xiaodan Zhao (2008) A novel V/f control of induction motors for wide and precise speed operation. **Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Int. Symposium** : 1130 – 1135.
- Rongfeng Yang, Wei Chen, Yong Yu, Dianguo Xu (2008) A novel V/F control system based on stator voltage oriented method. **Electrical Machines and Systems. ICEMS. Int. Conf.** : 83 – 87
- Bonanno, C.J., Zhen, L., Longya Xu (1995) A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control. **Industry Applications Conf. Thirtieth IAS Annual Meeting. IAS '95.** 1 : 166 – 173.
- Yamada, T., Matsuse, K., Sasagawa K. (1996) Sensorless control of direct-field-oriented induction motor operating at high efficiency using adaptive rotor flux observer. **Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Proc. IEEE IECON 22nd Int. Conf.** 2 : 1149 – 1154.
- Huangsheng Xu, Zheng Zhang, Layne Heilman (2005) Sensorless direct field oriented control of three-phase induction motors based on "sliding mode" for washing machine drive applications. **Industry Applications Conf. Fourtieth IAS Annual Meeting.** 1 : 77 - 83
- Reed, D.M., Hofmann, H.F. (2010) Direct field-oriented control of an induction machine using an adaptive rotor resistance estimator. **IEEE. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)** : 1158 – 1165.
- Kerkman, R.J., Rowan, T.M., Leggate, D. (1992) Indirect field-oriented control of an induction motor in the field-weakening region. **IEEE Trans. Industry Applications.** 28(4) : 850 – 857.
- Shieh, H.-J., Shyu, K.-K., Lin, F.-J. (1998) Adaptive estimation of rotor time constant for indirect field-oriented induction motor drive. **IEEE Proc. Electric Power Applications.** 145(2) : 11 – 118.
- Chakraborty, C., Hori Y. (2003) Fast efficiency optimization techniques for the indirect vector-controlled induction motor drives. **IEEE Trans. Industry Applications.** 39(4) : 1070 – 1076.
- Yu Zhang, Zhenhua Jiang, Xunwei Yu (2008) Indirect field-oriented control of induction machines based on synergetic control theory. **Power and Energy Society General Meeting – Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century IEEE** : 1-7
- Hiware, R.S., Chaudhari, J.G. (2011) Indirect Field Oriented Control for Induction Motor. **Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET). 4th Int. Conf.** : 191-194

- Kulworawanichpong, T., Areerak, K-L., Areerak, K-N., Sujitjorn, S. (2004) Harmonic Identification for Active Power Filters Via Adaptive Tabu Search Method. **Int. Conf.** : 687 - 694
- Chaijarumnudomrung, K., Areerak, K-N., Areerak, K-L., Srikaew, A. (2011) The controller design of three-phase controlled rectifier using an adaptive tabu search algorithm. **Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 8th Int. Conf.** : 605 - 608
- Udomsuk, S., Areerak, K.-L., Areerak, K.-N., Srikaew, A. (2010) Parameters identification of separately excited DC motor using adaptive tabu search technique. **Advances in Energy Engineering (ICAEE), Int. Conf.** : 48 - 51





ภาคผนวก ก

รายละเอียดเพิ่มเติมสำหรับการพิสูจน์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์
ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากสมการที่ (2-19) สามารถแสดงที่มาได้ดังนี้

$$[\mathbf{T}_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right) = \frac{2}{3} \omega [\mathbf{A}] [\mathbf{B}]$$

เมื่อ $[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$

$$[\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\cos \theta & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{T}_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right) = \frac{2}{3} \omega \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{bmatrix}$$

จะได้ $T_{11} = -\sin \theta \cos \theta - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$

$$= - \left[\sin \theta \cos \theta + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$= - \left[\frac{3}{2} \sin(\theta - \theta) \right] = 0$$

$$T_{12} = -\cos \theta \cos \theta - \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\begin{aligned}
&= - \left[\cos \theta \cos \theta + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right. \\
&\quad \left. + \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
&= - \left[\frac{3}{2} \cos(\theta - \theta) \right] = -\frac{3}{2}
\end{aligned}$$

$$T_{13} = 0$$

$$\begin{aligned}
T_{21} &= \sin \theta \sin \theta + \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\
&= \left[\frac{3}{2} \cos(\theta - \theta) \right] = \frac{3}{2}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_{22} &= \cos \theta \sin \theta + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\
&= \left[\frac{3}{2} \sin(\theta - \theta) \right] = 0
\end{aligned}$$

$$T_{23} = 0$$

$$\begin{aligned}
T_{31} &= -\frac{1}{2} \sin \theta - \frac{1}{2} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{2} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\
&= -\frac{1}{2} \left[\sin \theta + \sin \theta \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \theta \sin \frac{2\pi}{3} \right. \\
&\quad \left. + \sin \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \cos \theta \sin \frac{2\pi}{3} \right] = 0
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_{32} &= -\frac{1}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{2} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\
&= -\frac{1}{2} \left[\cos \theta + \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} + \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} \right. \\
&\quad \left. + \cos \theta \cos \frac{2\pi}{3} - \sin \theta \sin \frac{2\pi}{3} \right] = 0
\end{aligned}$$

$$T_{33} = 0$$

สุดท้ายแล้วจะได้ว่า

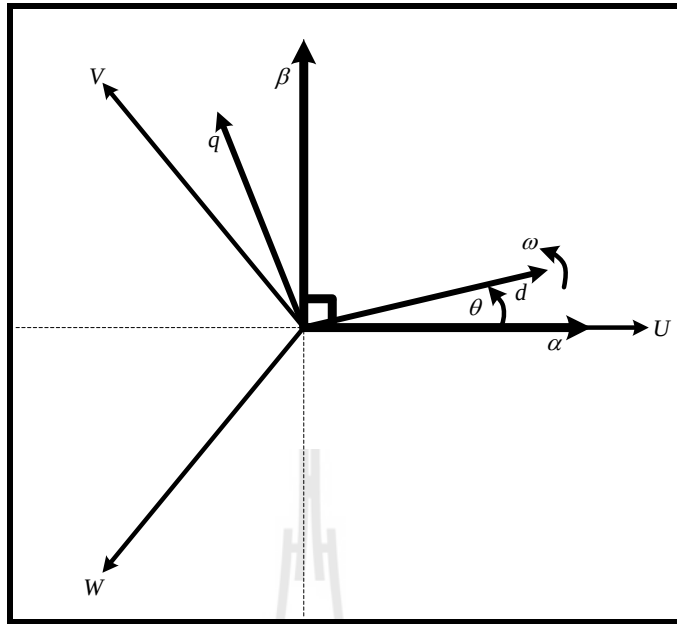
$$[\mathbf{T}_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right) = \frac{2}{3} \omega \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$





ภาคผนวก ข

รายละเอียดเพิ่มเติมสำหรับการพิสูจน์การแปลงแกนของฟลักซ์ที่โรเตอร์เมื่อมุมที่ใช้
ในการหมุนแกนบนเฟรมของโรเตอร์



รูปที่ ข.1 ไดอะแกรมการแตกแรง

$$\psi_{rU} = \psi_{rm} \cos(\omega t)$$

$$\psi_{rV} = \psi_{rm} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$\psi_{rW} = \psi_{rm} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$

การแปลงแกนจาก $3\phi - \alpha\beta$

$$f_\alpha = f_m \cos \phi - \frac{1}{2} f_m \cos(\phi - \frac{2\pi}{3}) - \frac{1}{2} f_m \cos(\phi + \frac{2\pi}{3})$$

$$f_\alpha = \frac{3}{2} k \times f_m \cos \phi$$

$$f_\beta = 0 \times f_m \cos \phi + \frac{\sqrt{3}}{2} f_m \cos(\phi - \frac{2\pi}{3}) - \frac{\sqrt{3}}{2} f_m \cos(\phi + \frac{2\pi}{3})$$

$$f_\alpha = \frac{3}{2} k \times f_m \sin \phi$$

ดังนั้น $\psi_{r\alpha} = \frac{3}{2} k \times \psi_{rm} \cos \phi$

$$\psi_{r\beta} = \frac{3}{2}k \times \psi_{rm} \sin \phi$$

$$\text{เมื่อ } k = \frac{2}{3}$$

การแปลงแกนจาก $\alpha\beta-dq$

$$f_d = \frac{3}{2}k \times f_m \cos \phi \times \cos \theta + \frac{3}{2}k \times f_m \sin \phi \sin \theta$$

$$f_d = \frac{3}{2}k \times f_m (\cos \phi \times \cos \theta + \sin \phi \sin \theta) \quad \text{เมื่อ } \phi = \theta$$

$$f_d = \frac{3}{2}k \times f_m$$

$$f_q = \frac{3}{2}k \times f_m \cos \phi \times (-\sin \theta) + \frac{3}{2}k \times f_m \sin \phi \cos \theta$$

$$f_q = \frac{3}{2}k \times f_m (-\cos \phi \times \sin \theta + \sin \phi \cos \theta) \quad \text{เมื่อ } \phi = \theta$$

$$f_d = 0$$

ดังนั้น

$$\psi_{rd} = \frac{3}{2}k \times \psi_{rm}$$

$$\psi_{rq} = 0$$

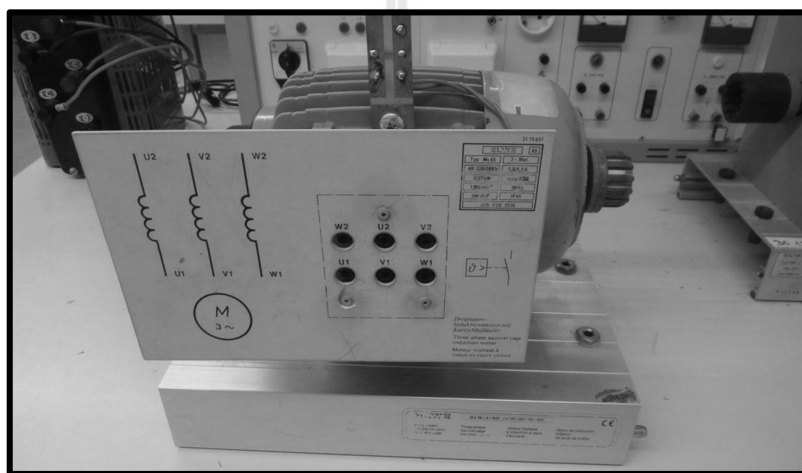


ภาคผนวก ค

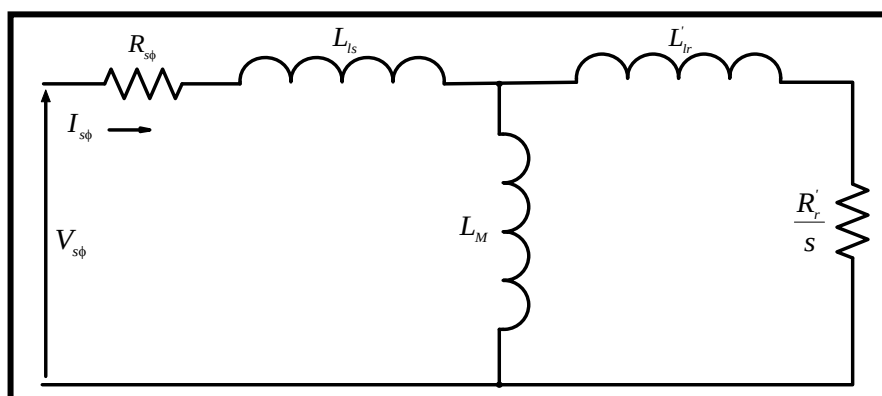
การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (ซึ่งได้แสดงรูปมอเตอร์ที่ใช้ทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ดังรูปที่ ค.1 โดยมีการทดสอบอยู่ 3 แบบคือ 1) การทดสอบกระแสตรงซึ่งเรียกว่าวิธีโวลต์-แอมป์ (volt – amp method) หรืออาจใช้มิเตอร์วัดค่าความต้านทานที่ขดลวด สเตเตอร์ โดยตรง 2) การทดสอบสภาวะไร้โหลด (no load test) และ 3) การทดสอบขีดยโรเตอร์ (locked-rotor test or blocked-rotor test) วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้อ้างอิงสำหรับการหาพารามิเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ ค.2



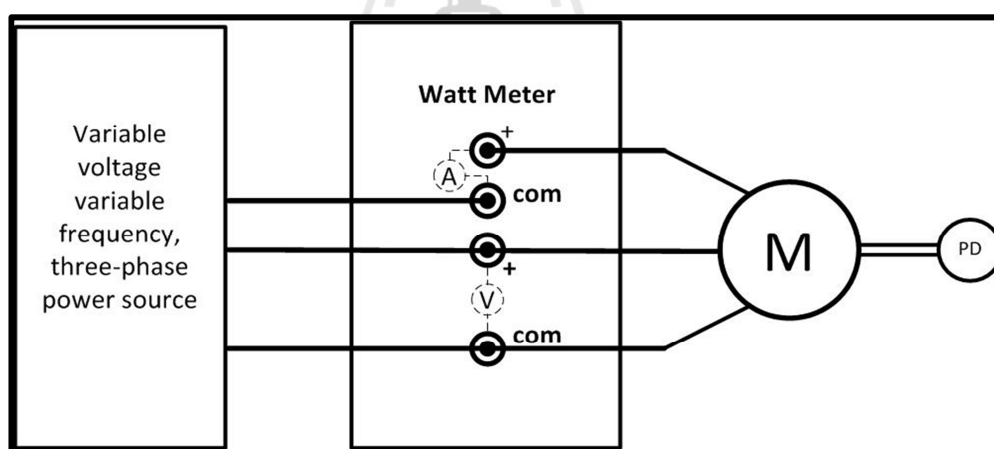
รูปที่ ค.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์



รูปที่ ค.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

1) การทดสอบกระแสตรงใช้วิธีการป้อนไฟกระแสตรงเข้าที่ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์แล้ววัดกระแสและแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดสเตเตอร์จากความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดสเตเตอร์จึงคำนวณค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์ R_s ได้ (ในการทดสอบนี้ค่า รีแอกแตนซ์จะมีค่าเป็นศูนย์เพราะเป็นการทดสอบกระแสตรง) อย่างไรก็ตาม ค่าความต้านทานที่ได้จะขึ้นอยู่กับค่าการต่อขดลวดทดสอบของมอเตอร์ด้วยว่าต่อแบบ Y หรือ Δ แต่ในการทดสอบนี้จะใช้มิเตอร์วัดความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์เพื่อความสะดวกในการวัดและค่าที่ได้ก็ใกล้เคียงกันกับการทดสอบกระแสตรง

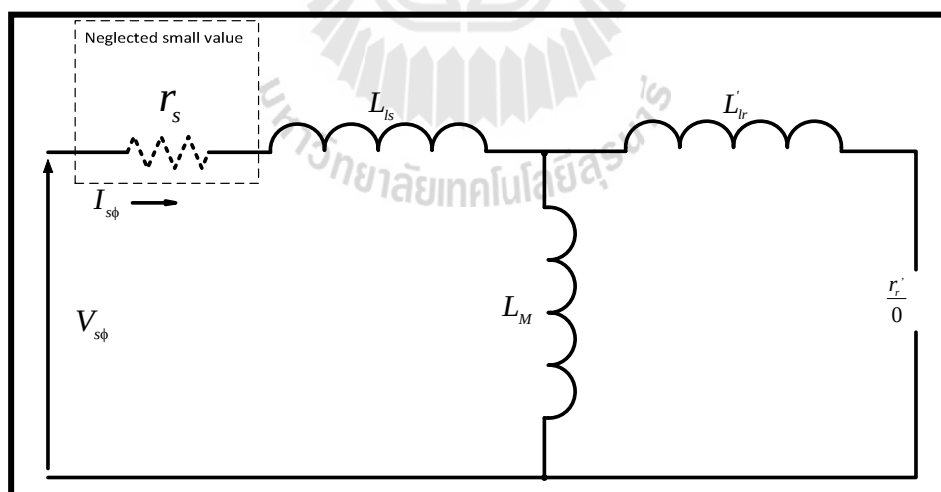
2) การทดสอบสภาวะไร้โหลดเนื่องจากไม่มีการขับโหลดที่เพลานของมอเตอร์จึงประมาณได้ว่า $s \cong 0$ ดังนั้น กำลังไฟฟ้าที่จ่าย (P_{in}) ก็คือกำลังสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ ($P_{SCL} = 3I_s^2 r_s$) บวกกับ กำลังงานที่เอาชนะการหมุนตัวเปล่า ($P_{rot} = P_{core} + P_{F+W} + P_{stray}$) ซึ่งในการศึกษานี้จะถือว่าค่ากำลังงานสูญเสียนี้คงที่ตลอดย่านการทำงาน ถึงแม้ว่ากำลังงานสูญเสียบางตัวจะเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะการจ่ายโหลดก็ตาม วงจรที่ใช้ในการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ ค.3 ซึ่งใช้แหล่งจ่ายสามเฟสแบบปรับค่าได้และวัตต์มิเตอร์รุ่น PX-120 แสดงได้ดังรูปที่ ค.4



รูปที่ ค.3 วงจรทดสอบในสภาวะไร้โหลด



รูปที่ ค.4 PX 120 Watt meter



รูปที่ ค.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่สภาวะไร้อโหลด

จากการทดสอบที่สภาวะไร้อโหลดจะทำให้ได้วงจรสมมูลของมอเตอร์ดังรูปที่ ค.5 ซึ่งทำให้ได้ X_{ls} และ X_M ดังสมการที่ (ค-1)

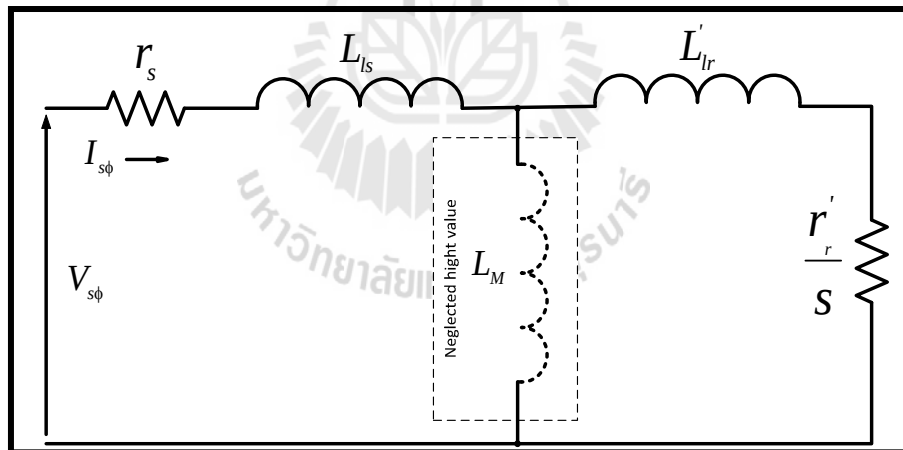
$$Z_{nl} = \frac{V_{s\phi}}{I_{s\phi}} \approx X_{ls} + X_M \quad (\text{ค-1})$$

เมื่อ

$$L_{ls} = \frac{X_{ls}}{2\pi f}$$

$$L_M = \frac{X_M}{2\pi f}$$

3) การทดสอบยัดโรเตอร์ วงจรที่ใช้ในการทดสอบเหมือนกับวงจรที่ใช้ในการทดสอบที่สภาวะไร้อะไหลด์ทุกประการ แต่จะต่างกันที่จะจับยัดโรเตอร์ไว้ไม่ให้หมุน เมื่อทำการป้อนไฟจากแหล่งจ่ายเข้าไปที่ขดลวดสเตเตอร์สลิป $s=1$ ค่า R'_r/s จึงมีค่าเท่ากับ R'_r และค่า X_M กำหนดให้มีค่ามากจึงไม่นำมาพิจารณา ดังนั้น วงจรสมมูลของมอเตอร์ก็จะเป็นเพียงการอนุกรมกันของค่า X_{ls}, R_s, X'_{lr} และ R'_r ซึ่งก็คล้ายกับการทดสอบลัดวงจร (short circuit test) ของหม้อแปลงไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ ค.6 จากการทดสอบจึงได้ความสัมพันธ์ดังนี้



รูปที่ ค.6 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่สภาวะยัดโรเตอร์

เมื่อ $\cos \theta$ ได้จากการวัดด้วยวัตต์มิเตอร์ (รุ่น PX-120 Watt meter)

$$r_{eq} = r_s + r'_r = \frac{V_{s\phi}}{I_{s\phi}} \cos \theta \quad (\text{ค-2})$$

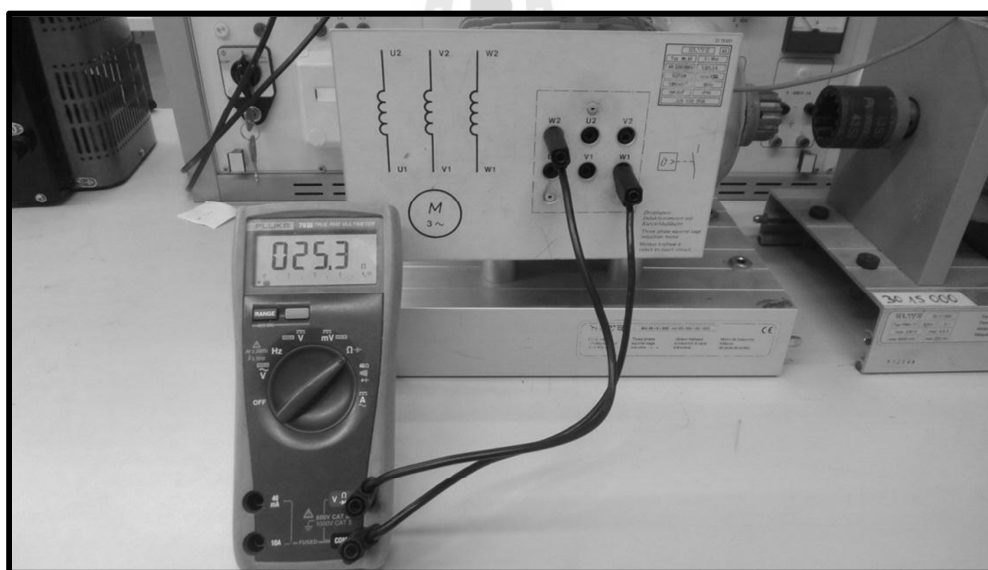
$$X_{eq} = X_{ls} + X_{lr} = \frac{V_{s\phi}}{I_{s\phi}} \sin \theta \quad (\text{ค-3})$$

ในการทดสอบบางครั้งอาจจะป้อนแหล่งจ่ายด้วยความถี่ที่ไม่เท่ากันกับความถี่พิกัดในกรณีเช่นนี้ ค่ารีแอแกนซ์ที่ได้ต้องมีการปรับคูณด้วยอัตราส่วนระหว่างความถี่พิกัด (f_{rated}) กับความถี่ที่ทดสอบ (f_{test}) จึงได้

$$X_{LR} = \frac{f_{rated}}{f_{test}} X'_{LR} = X_{ls} + X'_{lr} \quad (ค-4)$$

ขั้นตอนการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

หาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์โดยใช้มิเตอร์วัดค่าความต้านทานของขดลวดทั้งสามเฟส โดยการวัดค่าความต้านทานทีละเฟส ซึ่งวงจรที่ใช้ในการทดสอบจริงแสดงได้ดังรูปที่ ค.7 โดยได้แสดงผลที่ได้จากการวัดดังตารางที่ ค.1

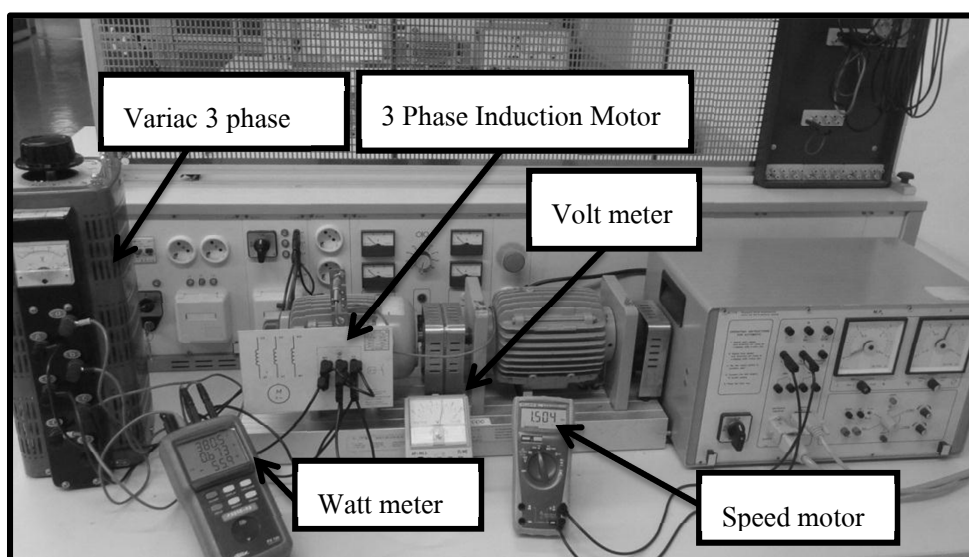


รูปที่ ค.7 การต่อวัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์

ตารางที่ ค.1 จากผลการทดสอบค่า R_s แสดงได้ดังนี้

ขดลวด	หน่วยโอห์ม(Ω)
W	24.8
U	25.1
V	25.5
$R_{s,avg}$	25.13

การทดสอบที่สภาวะไร้โหลด โดยต่อวงจรตามรูปที่ ค.3 ซึ่งได้แสดงการต่อวงจรจริงดังรูปที่ ค.8 (การต่อขั้วของมอเตอร์เป็นการต่อแบบ Y) จ่ายไฟให้มอเตอร์ที่แรงดันพิกัด ($380 V_{LL}$) แล้วบันทึกค่าต่าง ๆ ดังตารางที่ ค.2 (แหล่งจ่ายมีความถี่ 50 Hz)



รูปที่ ค.8 การต่อวงจรการทดสอบจริง

ตารางที่ ค.2 ผลของการทดสอบแบบไร้โหลด

$V_{s\phi}$	219.5 V
$I_{s\phi}$	0.663 A

จากสมการที่ (ค-1) จะได้ว่า

$$Z_{nl} = \frac{219.5}{0.663} \approx X_{ls} + X_M$$

$$X_{ls} + X_M \approx 331.071$$

$$L_{ls} + L_M \approx \frac{331.071}{2\pi f} \approx 1.0538$$

(ค-5)

ทดสอบสภาวะยัดโรเตอร์ซึ่งวงจรที่ใช้ทดสอบเหมือนกับการทดสอบที่สภาวะไร้อโหลดและได้แสดงรูปวงจรที่ใช้ทดสอบดังรูปที่ ก.8 เริ่มจ่ายไฟให้มอเตอร์ที่แรงดันต่าง ๆ โดยยัดไม่ให้ โรเตอร์หมุน แล้วบันทึกค่าดังตารางที่ ก.3 ดังนี้

ตารางที่ ก.3 ผลการทดสอบแบบยัดโรเตอร์

ครั้งที่	1	2	3	4	5	6	7	8	อธิบาย
$V_{s\phi}$	16.12	22.79	30.47	41	51	60.8	70.3	79.3	ค่าที่ได้จากการวัดด้วย วัตต์มิเตอร์
$I_{s\phi}$	0.23	0.327	0.427	0.57	0.716	0.844	0.976	1.113	
PF	0.65	0.65	0.65	0.64	0.64	0.64	0.64	0.64	
R_{eq}	45.6	45.3	46.38	46.04	45.59	46.10	46.10	46.31	ค่าที่ได้จากการคำนวณ
X_{eq}	53.26	52.69	54.23	55.27	54.73	52.69	55.35	54.14	

ซึ่งค่า R_{eq} และ X_{eq} คำนวณได้จากสมการที่ (ก-2) และ (ก-3) ตามลำดับ จากตารางผลการทดสอบคำนวณหาค่าเฉลี่ย R_{eq} และ X_{eq} ได้ดังต่อไปนี้

$$R_{eq,avg} = 45.92 \, \Omega$$

$$X_{eq,avg} = 54.41 \, \Omega$$

จากสมการที่ (ก-2) และ (ก-3) สามารถคำนวณหา R'_r , L'_{ls} และ L'_{lr} ได้ดังนี้

$$R'_r = R_{eq,avg} - R_s = 20.79 \, \Omega$$

$$L_{eq,avg} = \frac{X_{eq,avg}}{2\pi f} = \frac{54.41}{100\pi} = 0.173 H$$

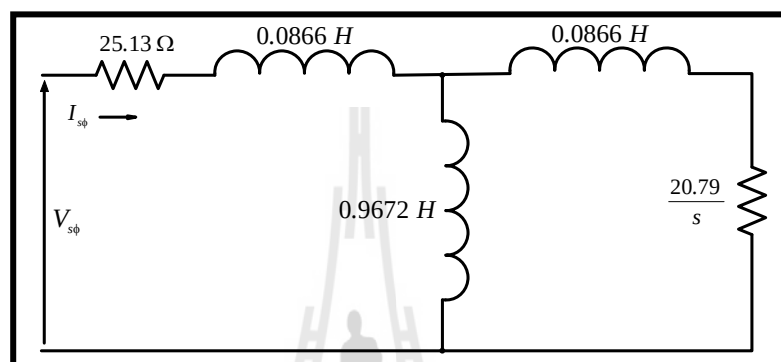
ส่วนมากการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะให้ $L_{ls} = L'_{lr}$ (Motor design Class A) ดังนั้นจะได้

$$L_{ls} = L'_{lr} = \frac{0.173}{2} = 0.0866 H$$

จากสมการที่ (ค-5) คำนวณ L_M ได้ดังนี้

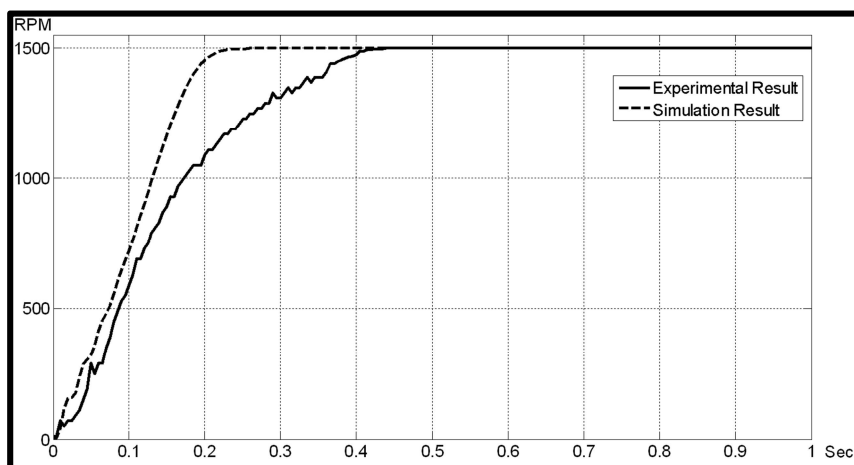
$$L_M = 1.0538 - 0.0866 = 0.9672 \text{ H}$$

จากผลการทดสอบจะได้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ ค.9

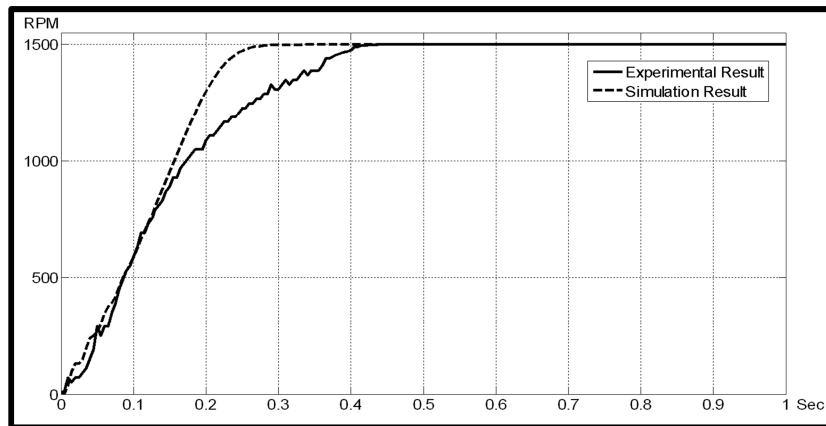


รูปที่ ค.9 ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ

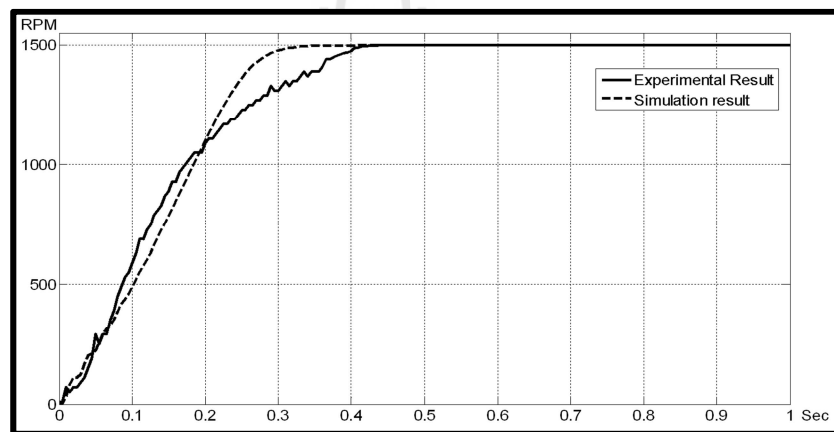
ในการทดสอบเพื่อหาค่าโมเมนต์ความเฉื่อย (J) ซึ่งหาได้จากผลการจำลองการทำงานของมอเตอร์บนโปรแกรม MATLAB โดยการสุ่มค่าโมเมนต์ความเฉื่อยไปเรื่อย ๆ จนได้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าจริงมากที่สุด กราฟแสดงพลวัตของความเร็วรอบของมอเตอร์ ที่เปรียบเทียบกันระหว่างการทดสอบจริงกับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ที่ค่า J ต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ ค.10 – ค.17



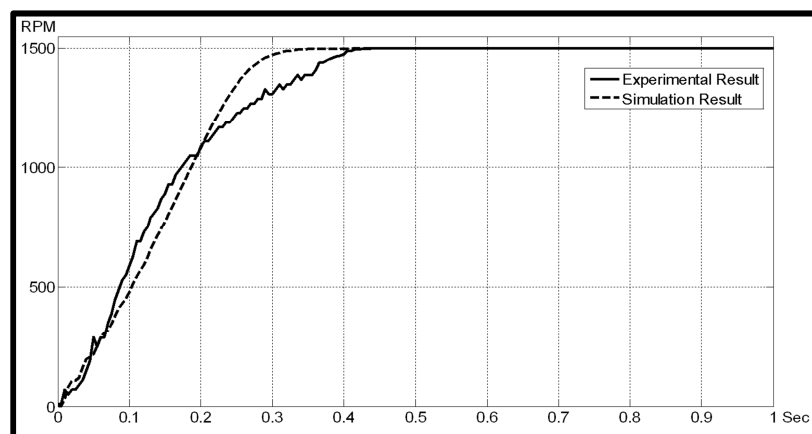
รูปที่ ค.10 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0050 \text{ Kg.m}^2$



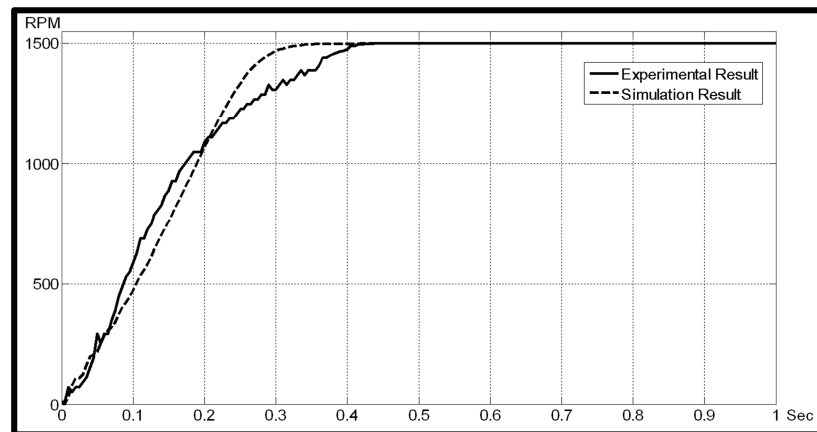
รูปที่ ค.11 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0060 \text{ Kg.m}^2$



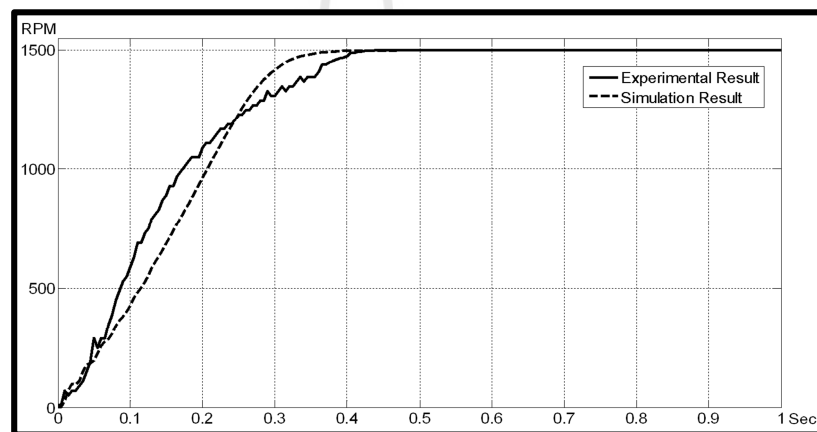
รูปที่ ค.12 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0071 \text{ Kg.m}^2$



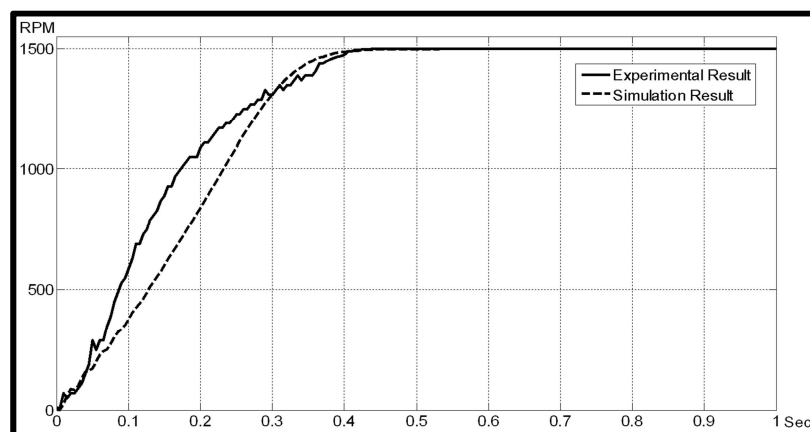
รูปที่ ค.13 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.0072 \text{ Kg.m}^2$



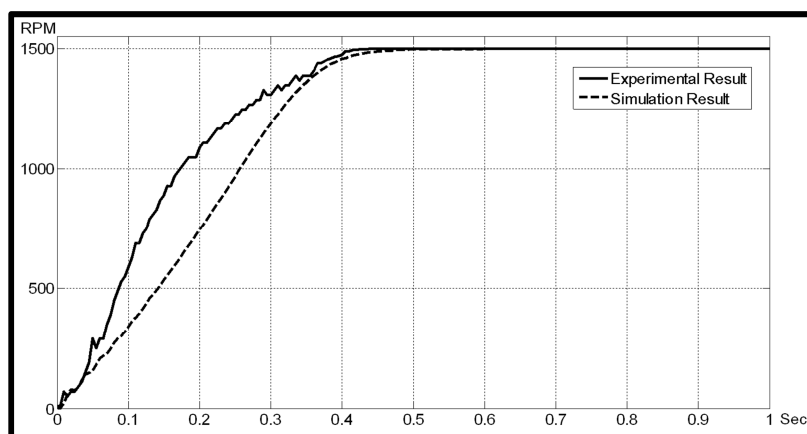
รูปที่ ค.14 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0073 \text{ Kg.m}^2$



รูปที่ ค.15 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0080 \text{ Kg.m}^2$



รูปที่ ค.16 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0090 \text{ Kg.m}^2$



รูปที่ ค.17 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$

นำกราฟที่ได้จากการทดลองสถานการณ์จริงและจากการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม MATLAB จากรูปที่ ค.10 – ค.17 มาคำนวณหาค่าความคลาดเคลื่อน (*Error*) ที่ค่า J ต่าง ๆ โดยอาศัยสมการที่ (ค-6) โดยได้แสดงผลที่ได้จากการคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนดังตารางที่ ค.4

$$Error_{rms} = \sqrt{\sum_0^n \frac{Error^2}{n}} \quad (\text{ค-6})$$

เมื่อ *Error* คือ ผลจากการทดสอบ – ผลจากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์
 n คือ จำนวนจุดที่ใช้คำนวณหา *Error* ระหว่างผลที่ได้จากการทดสอบจริงเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์

ตารางที่ ค.4 ความคลาดเคลื่อนที่ค่า J ต่าง ๆ แสดงได้ดังตารางต่อไปนี้

ค่า $J(\text{Kg.m}^2)$	$Error_{rms}$
0.0050	133.6506
0.0060	88.7716
0.0071	62.5591
0.0072	62.2108
0.0073	62.2548
0.0080	72.2228
0.0090	103.5759
0.0100	141.2045

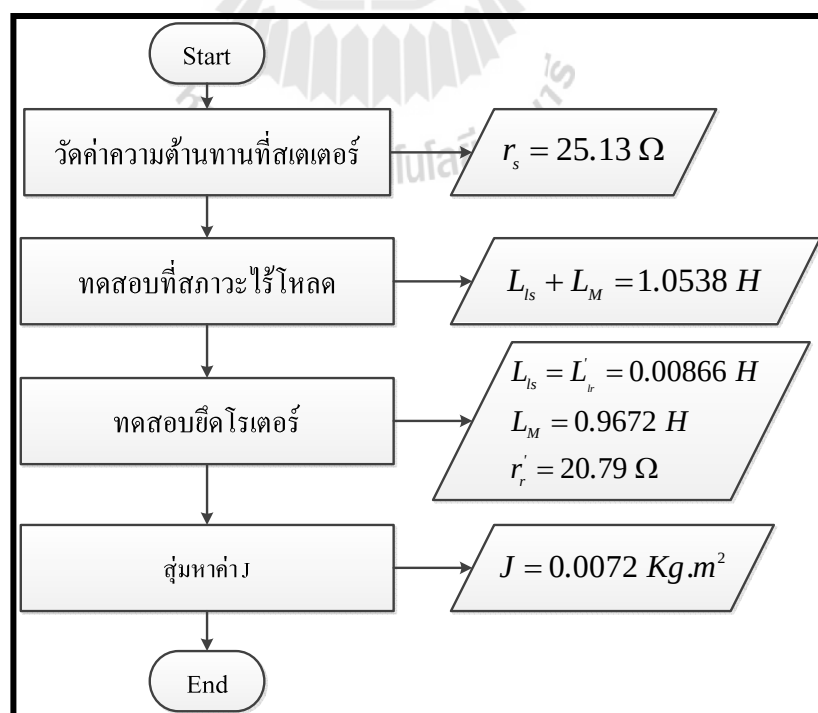
จากตารางที่ ค.4 สรุปได้ว่าที่ค่า $J = 0.0072 \text{ Kg.m}^2$ มีค่าความคลาดเคลื่อนต่างไปจากค่าความเป็นจริงน้อยที่สุด ดังนั้นจึงได้เลือกใช้ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยที่ 0.0072 Kg.m^2 เป็นพารามิเตอร์ของมอเตอร์ดังกล่าว

ในการทดสอบวัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์ ทดสอบที่สภาวะไร้โหลด ทดสอบที่สภาวะยัดโรเตอร์และการหาค่า J สามารถแสดงค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดดังตารางที่ ค.5

ตารางที่ ค.5 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ

R_s	25.13 Ω
L_{ls}	0.00866 H
L_{lr}	0.00866 H
L_M	0.9672 H
R_r'	20.79 Ω
J	0.0072 Kg.m^2

การทดสอบค่าหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถสรุปเป็นไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ ค.18



รูปที่ ค.18 ไดอะแกรมของการหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



ภาคผนวก ง

โปรแกรมภาษาซีของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมบน

บอร์ด DSP รุ่น eZdsp™ F28335

โปรแกรมควบคุมการทำงานแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

```

*****

#include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File
#include "DSP2833x_Device.h" // Device Headerfile and Examples Include File
#include "DSP2833x_Examples.h"
#include "math.h"

// ADC start parameters
#if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
#define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2
                        = 150/(2*3) = 25.0 MHz
#endif
#if (CPU_FRQ_100MHZ)
#define ADC_MODCLK 0x2 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2
                        = 100/(2*2) = 25.0 MHz
#endif
#define ADC_CKPS 0x0 // ADC module clock = HSPCLK/1 = 25.5MHz/(1) = 25.0 MHz
#define ADC_SHCLK 0x1 // S/H width in ADC module periods = 2 ADC cycle
#define AVG 1000 // Average sample limit
#define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset
#define BUF_SIZE 1024 // Sample buffer size

// Prototype statements for functions found within this file.
void InitEPwm1Example(void);
void InitEPwm2Example(void);
void InitEPwm3Example(void);
interrupt void epwm1_isr(void);
interrupt void epwm2_isr(void);
interrupt void epwm3_isr(void);
interrupt void cpu_timer0_isr(void);
void Gpio_select(void);
void DACport(void);
void delay_loop(void);

```

```

void DACport(int16 kkk,int Chan);

Uint16 i;

Uint16 kkk;

// Global variables used in this example

Uint32 EPwm1TimerIntCount;

Uint32 EPwm2TimerIntCount;

Uint32 EPwm3TimerIntCount;

Uint16 EPwm1_DB_Direction;

Uint16 EPwm2_DB_Direction;

Uint16 EPwm3_DB_Direction;

// low pass filter

float Ia_filter = 0;

float Ib_filter = 0;

float SPEED_FILTER = 0;

// sampling time

float Ts = 0.0001;

int LOOP = 1;

// Variable speed

float errorspeed,Excess,Us;

float SPEED_COM = 50;

float SPEED_encoder_wm = 0;

int32 SPEED_encoder = 0;

float sum = 0;

float COUNTER = 0;

// tate

float we,sinwe,coswe;

float tate = 0;

int16 tate_point = 0;

// PI Iq

float Uq,Ud,errorq,errord,Vsqref,Vsdref,Excessq,Excessd;

float sumq = 0;

float sumd = 0;

```

```

float Iqref = 0;
float Idref = 0.4;
float Vsqref,Vsdref;
// Inverse Park transformation
int32 Va,Vb,Vc;
float zz,qq,oo,jj,gg,ee,ii,Vd,Vq,Va1,Vb1,Vc1;
// Park transformation
int32 IADC4 = 0;
int32 IADC5 = 0;
int32 IADC6 = 0;
int32 SADC1 = 0;
float Ia,Ib,Ic,Ial,Ibe;
float Id,Iq;
// send data
int16 CCT1 = 0;
int16 CCT2 = 0;
int32 Vout1,Vout2,Vout3;
float sin_table[900]=
{0,0.0070,0.0140,0.0209,0.0279,0.0349,0.0419,0.0488,0.0558,0.0628,0.0698,0.0767,0.0837,0.0906,
0.0976,0.1045,0.1115,0.1184,0.1253,0.1323,0.1392,0.1461,0.1530,0.1599,0.1668,0.1736,0.1805,
0.1874,0.1942,0.2011,0.2079,0.2147,0.2215,0.2284,0.2351,0.2419,0.2487,0.2554,0.2622,0.2689,
0.2756,0.2823,0.2890,0.2957,0.3024,0.3090,0.3156,0.3223,0.3289,0.3355,0.3420,0.3486,0.3551,
0.3616,0.3681,0.3746,0.3811,0.3875,0.3939,0.4003,0.4067,0.4131,0.4195,0.4258,0.4321,0.4384,
0.4446,0.4509,0.4571,0.4633,0.4695,0.4756,0.4818,0.4879,0.4939,0.5000,0.5060,0.5120,0.5180,
0.5240,0.5299,0.5358,0.5417,0.5476,0.5534,0.5592,0.5650,0.5707,0.5764,0.5821,0.5878,0.5934,
0.5990,0.6046,0.6101,0.6157,0.6211,0.6266,0.6320,0.6374,0.6428,0.6481,0.6534,0.6587,0.6639,
0.6691,0.6743,0.6794,0.6845,0.6896,0.6947,0.6997,0.7046,0.7096,0.7145,0.7193,0.7242,0.7290,
0.7337,0.7385,0.7431,0.7478,0.7524,0.7570,0.7615,0.7660,0.7705,0.7749,0.7793,0.7837,0.7880,
0.7923,0.7965,0.8007,0.8049,0.8090,0.8131,0.8171,0.8211,0.8251,0.8290,0.8329,0.8368,0.8406,
0.8443,0.8480,0.8517,0.8554,0.8590,0.8625,0.8660,0.8695,0.8729,0.8763,0.8796,0.8829,0.8862,
0.8894,0.8926,0.8957,0.8988,0.9018,0.9048,0.9078,0.9107,0.9135,0.9164,0.9191,0.9219,0.9245,
0.9272,0.9298,0.9323,0.9348,0.9373,0.9397,0.9421,0.9444,0.9466,0.9489,0.9511,0.9532,0.9553,

```


0.9573,0.9593,0.9613,0.9632,0.9650,0.9668,0.9686,0.9703,0.9720,0.9736,0.9751,0.9767,0.9781,
 0.9796,0.9810,0.9823,0.9836,0.9848,0.9860,0.9871,0.9882,0.9893,0.9903,0.9912,0.9921,0.9930,
 0.9938,0.9945,0.9952,0.9959,0.9965,0.9971,0.9976,0.9980,0.9984,0.9988,0.9991,0.9994,0.9996,
 0.9998,0.9999,1.0000,1.0000,1.0000,0.9999,0.9998,0.9996,0.9994,0.9991,0.9988,0.9984,0.9980,
 0.9976,0.9971,0.9965,0.9959,0.9952,0.9945,0.9938,0.9930,0.9921,0.9912,0.9903,0.9893,0.9882,
 0.9871,0.9860,0.9848,0.9836,0.9823,0.9810,0.9796,0.9781,0.9767,0.9751,0.9736,0.9720,0.9703,
 0.9686,0.9668,0.9650,0.9632,0.9613,0.9593,0.9573,0.9553,0.9532,0.9511,0.9489,0.9466,0.9444,
 0.9421,0.9397,0.9373,0.9348,0.9323,0.9298,0.9272,0.9245,0.9219,0.9191,0.9164,0.9135,0.9107,
 0.9078,0.9048,0.9018,0.8988,0.8957,0.8926,0.8894,0.8862,0.8829,0.8796,0.8763,0.8729,0.8695,
 0.8660,0.8625,0.8590,0.8554,0.8517,0.8480,0.8443,0.8406,0.8368,0.8329,0.8290,0.8251,0.8211,
 0.8171,0.8131,0.8090,0.8049,0.8007,0.7965,0.7923,0.7880,0.7837,0.7793,0.7749,0.7705,0.7660,
 0.7615,0.7570,0.7524,0.7478,0.7431,0.7385,0.7337,0.7290,0.7242,0.7193,0.7145,0.7096,0.7046,
 0.6997,0.6947,0.6896,0.6845,0.6794,0.6743,0.6691,0.6639,0.6587,0.6534,0.6481,0.6428,0.6374,
 0.6320,0.6266,0.6211,0.6157,0.6101,0.6046,0.5990,0.5934,0.5878,0.5821,0.5764,0.5707,0.5650,
 0.5592,0.5534,0.5476,0.5417,0.5358,0.5299,0.5240,0.5180,0.5120,0.5060,0.5000,0.4939,0.4879,
 0.4818,0.4756,0.4695,0.4633,0.4571,0.4509,0.4446,0.4384,0.4321,0.4258,0.4195,0.4131,0.4067,
 0.4003,0.3939,0.3875,0.3811,0.3746,0.3681,0.3616,0.3551,0.3486,0.3420,0.3355,0.3289,0.3223,
 0.3156,0.3090,0.3024,0.2957,0.2890,0.2823,0.2756,0.2689,0.2622,0.2554,0.2487,0.2419,0.2351,
 0.2284,0.2215,0.2147,0.2079,0.2011,0.1942,0.1874,0.1805,0.1736,0.1668,0.1599,0.1530,0.1461,
 0.1392,0.1323,0.1253,0.1184,0.1115,0.1045,0.0976,0.0906,0.0837,0.0767,0.0698,0.0628,0.0558,
 0.0488,0.0419,0.0349,0.0279,0.0209,0.0140,0.0070,0.0000,-0.0070,-0.0140,-0.0209,-0.0279,-0.0349,
 -0.0419,-0.0488,-0.0558,-0.0628,-0.0698,-0.0767,-0.0837,-0.0906,-0.0976,-0.1045,-0.1115,-0.1184,
 -0.1253,-0.1323,-0.1392,-0.1461,-0.1530,-0.1599,-0.1668,-0.1736,-0.1805,-0.1874,-0.1942,-0.2011,
 -0.2079,-0.2147,-0.2215,-0.2284,-0.2351,-0.2419,-0.2487,-0.2554,-0.2622,-0.2689,-0.2756,-0.2823,
 -0.2890,-0.2957,-0.3024,-0.3090,-0.3156,-0.3223,-0.3289,-0.3355,-0.3420,-0.3486,-0.3551,-0.3616,
 -0.3681,-0.3746,-0.3811,-0.3875,-0.3939,-0.4003,-0.4067,-0.4131,-0.4195,-0.4258,-0.4321,-0.4384,
 -0.4446,-0.4509,-0.4571,-0.4633,-0.4695,-0.4756,-0.4818,-0.4879,-0.4939,-0.5000,-0.5060,-0.5120,
 -0.5180,-0.5240,-0.5299,-0.5358,-0.5417,-0.5476,-0.5534,-0.5592,-0.5650,-0.5707,-0.5764,-0.5821,
 -0.5878,-0.5934,-0.5990,-0.6046,-0.6101,-0.6157,-0.6211,-0.6266,-0.6320,-0.6374,-0.6428,-0.6481,
 -0.6534,-0.6587,-0.6639,-0.6691,-0.6743,-0.6794,-0.6845,-0.6896,-0.6947,-0.6997,-0.7046,-0.7096,
 -0.7145,-0.7193,-0.7242,-0.7290,-0.7337,-0.7385,-0.7431,-0.7478,-0.7524,-0.7570,-0.7615,-0.7660,
 -0.7705,-0.7749,-0.7793,-0.7837,-0.7880,-0.7923,-0.7965,-0.8007,-0.8049,-0.8090,-0.8131,-0.8171,

```

-0.8211,-0.8251,-0.8290,-0.8329,-0.8368,-0.8406,-0.8443,-0.8480,-0.8517,-0.8554,-0.8590,-0.8625,
-0.8660,-0.8695,-0.8729,-0.8763,-0.8796,-0.8829,-0.8862,-0.8894,-0.8926,-0.8957,-0.8988,-0.9018,
-0.9048,-0.9078,-0.9107,-0.9135,-0.9164,-0.9191,-0.9219,-0.9245,-0.9272,-0.9298,-0.9323,-0.9348,
-0.9373,-0.9397,-0.9421,-0.9444,-0.9466,-0.9489,-0.9511,-0.9532,-0.9553,-0.9573,-0.9593,-0.9613,
-0.9632,-0.9650,-0.9668,-0.9686,-0.9703,-0.9720,-0.9736,-0.9751,-0.9767,-0.9781,-0.9796,-0.9810,
-0.9823,-0.9836,-0.9848,-0.9860,-0.9871,-0.9882,-0.9893,-0.9903,-0.9912,-0.9921,-0.9930,-0.9938,
-0.9945,-0.9952,-0.9959,-0.9965,-0.9971,-0.9976,-0.9980,-0.9984,-0.9988,-0.9991,-0.9994,-0.9996,
-0.9998,-0.9999,-1.0000,-1.0000,-1.0000,-0.9999,-0.9998,-0.9996,-0.9994,-0.9991,-0.9988,-0.9984,
-0.9980,-0.9976,-0.9971,-0.9965,-0.9959,-0.9952,-0.9945,-0.9938,-0.9930,-0.9921,-0.9912,-0.9903,
-0.9893,-0.9882,-0.9871,-0.9860,-0.9848,-0.9836,-0.9823,-0.9810,-0.9796,-0.9781,-0.9767,-0.9751,
-0.9736,-0.9720,-0.9703,-0.9686,-0.9668,-0.9650,-0.9632,-0.9613,-0.9593,-0.9573,-0.9553,-0.9532,
-0.9511,-0.9489,-0.9466,-0.9444,-0.9421,-0.9397,-0.9373,-0.9348,-0.9323,-0.9298,-0.9272,-0.9245,
-0.9219,-0.9191,-0.9164,-0.9135,-0.9107,-0.9078,-0.9048,-0.9018,-0.8988,-0.8957,-0.8926,-0.8894,
-0.8862,-0.8829,-0.8796,-0.8763,-0.8729,-0.8695,-0.8660,-0.8625,-0.8590,-0.8554,-0.8517,-0.8480,
-0.8443,-0.8406,-0.8368,-0.8329,-0.8290,-0.8251,-0.8211,-0.8171,-0.8131,-0.8090,-0.8049,-0.8007,
-0.7965,-0.7923,-0.7880,-0.7837,-0.7793,-0.7749,-0.7705,-0.7660,-0.7615,-0.7570,-0.7524,-0.7478,
-0.7431,-0.7385,-0.7337,-0.7290,-0.7242,-0.7193,-0.7145,-0.7096,-0.7046,-0.6997,-0.6947,-0.6896,
-0.6845,-0.6794,-0.6743,-0.6691,-0.6639,-0.6587,-0.6534,-0.6481,-0.6428,-0.6374,-0.6320,-0.6266,
-0.6211,-0.6157,-0.6101,-0.6046,-0.5990,-0.5934,-0.5878,-0.5821,-0.5764,-0.5707,-0.5650,-0.5592,
-0.5534,-0.5476,-0.5417,-0.5358,-0.5299,-0.5240,-0.5180,-0.5120,-0.5060,-0.5000,-0.4939,-0.4879,
-0.4818,-0.4756,-0.4695,-0.4633,-0.4571,-0.4509,-0.4446,-0.4384,-0.4321,-0.4258,-0.4195,-0.4131,
-0.4067,-0.4003,-0.3939,-0.3875,-0.3811,-0.3746,-0.3681,-0.3616,-0.3551,-0.3486,-0.3420,-0.3355,
-0.3289,-0.3223,-0.3156,-0.3090,-0.3024,-0.2957,-0.2890,-0.2823,-0.2756,-0.2689,-0.2622,-0.2554,
-0.2487,-0.2419,-0.2351,-0.2284,-0.2215,-0.2147,-0.2079,-0.2011,-0.1942,-0.1874,-0.1805,-0.1736,
-0.1668,-0.1599,-0.1530,-0.1461,-0.1392,-0.1323,-0.1253,-0.1184,-0.1115,-0.1045,-0.0976,-0.0906,
-0.0837,-0.0767,-0.0698,-0.0628,-0.0558,-0.0488,-0.0419,-0.0349,-0.0279,-0.0209,-0.0140,-0.0070};
float cos_table[900]=
{1,1,0.9999,0.9998,0.9996,0.9994,0.9991,0.9988,0.9984,0.9980,0.9976,0.9971,0.9965,0.9959,0.9952,
0.9945,0.9938,0.9930,0.9921,0.9912,0.9903,0.9893,0.9882,0.9871,0.9860,0.9848,0.9836,0.9823,
0.9810,0.9796,0.9781,0.9767,0.9751,0.9736,0.9720,0.9703,0.9686,0.9668,0.9650,0.9632,0.9613,
0.9593,0.9573,0.9553,0.9532,0.9511,0.9489,0.9466,0.9444,0.9421,0.9397,0.9373,0.9348,0.9323,
0.9298,0.9272,0.9245,0.9219,0.9191,0.9164,0.9135,0.9107,0.9078,0.9048,0.9018,0.8988,0.8957,

```

0.8926,0.8894,0.8862,0.8829,0.8796,0.8763,0.8729,0.8695,0.8660,0.8625,0.8590,0.8554,0.8517,
 0.8480,0.8443,0.8406,0.8368,0.8329,0.8290,0.8251,0.8211,0.8171,0.8131,0.8090,0.8049,0.8007,
 0.7965,0.7923,0.7880,0.7837,0.7793,0.7749,0.7705,0.7660,0.7615,0.7570,0.7524,0.7478,0.7431,
 0.7385,0.7337,0.7290,0.7242,0.7193,0.7145,0.7096,0.7046,0.6997,0.6947,0.6896,0.6845,0.6794,
 0.6743,0.6691,0.6639,0.6587,0.6534,0.6481,0.6428,0.6374,0.6320,0.6266,0.6211,0.6157,0.6101,
 0.6046,0.5990,0.5934,0.5878,0.5821,0.5764,0.5707,0.5650,0.5592,0.5534,0.5476,0.5417,0.5358,
 0.5299,0.5240,0.5180,0.5120,0.5060,0.5000,0.4939,0.4879,0.4818,0.4756,0.4695,0.4633,0.4571,
 0.4509,0.4446,0.4384,0.4321,0.4258,0.4195,0.4131,0.4067,0.4003,0.3939,0.3875,0.3811,0.3746,
 0.3681,0.3616,0.3551,0.3486,0.3420,0.3355,0.3289,0.3223,0.3156,0.3090,0.3024,0.2957,0.2890,
 0.2823,0.2756,0.2689,0.2622,0.2554,0.2487,0.2419,0.2351,0.2284,0.2215,0.2147,0.2079,0.2011,
 0.1942,0.1874,0.1805,0.1736,0.1668,0.1599,0.1530,0.1461,0.1392,0.1323,0.1253,0.1184,0.1115,
 0.1045,0.0976,0.0906,0.0837,0.0767,0.0698,0.0628,0.0558,0.0488,0.0419,0.0349,0.0279,0.0209,
 0.0140,0.0070,0.0000,-0.0070,-0.0140,-0.0209,-0.0279,-0.0349,-0.0419,-0.0488,-0.0558,-0.0628,
 -0.0698,-0.0767,-0.0837,-0.0906,-0.0976,-0.1045,-0.1115,-0.1184,-0.1253,-0.1323,-0.1392,-0.1461,
 -0.1530,-0.1599,-0.1668,-0.1736,-0.1805,-0.1874,-0.1942,-0.2011,-0.2079,-0.2147,-0.2215,-0.2284,
 -0.2351,-0.2419,-0.2487,-0.2554,-0.2622,-0.2689,-0.2756,-0.2823,-0.2890,-0.2957,-0.3024,-0.3090,
 -0.3156,-0.3223,-0.3289,-0.3355,-0.3420,-0.3486,-0.3551,-0.3616,-0.3681,-0.3746,-0.3811,-0.3875,
 -0.3939,-0.4003,-0.4067,-0.4131,-0.4195,-0.4258,-0.4321,-0.4384,-0.4446,-0.4509,-0.4571,-0.4633,
 -0.4695,-0.4756,-0.4818,-0.4879,-0.4939,-0.5000,-0.5060,-0.5120,-0.5180,-0.5240,-0.5299,-0.5358,
 -0.5417,-0.5476,-0.5534,-0.5592,-0.5650,-0.5707,-0.5764,-0.5821,-0.5878,-0.5934,-0.5990,-0.6046,
 -0.6101,-0.6157,-0.6211,-0.6266,-0.6320,-0.6374,-0.6428,-0.6481,-0.6534,-0.6587,-0.6639,-0.6691,
 -0.6743,-0.6794,-0.6845,-0.6896,-0.6947,-0.6997,-0.7046,-0.7096,-0.7145,-0.7193,-0.7242,-0.7290,
 -0.7337,-0.7385,-0.7431,-0.7478,-0.7524,-0.7570,-0.7615,-0.7660,-0.7705,-0.7749,-0.7793,-0.7837,
 -0.7880,-0.7923,-0.7965,-0.8007,-0.8049,-0.8090,-0.8131,-0.8171,-0.8211,-0.8251,-0.8290,-0.8329,
 -0.8368,-0.8406,-0.8443,-0.8480,-0.8517,-0.8554,-0.8590,-0.8625,-0.8660,-0.8695,-0.8729,-0.8763,
 -0.8796,-0.8829,-0.8862,-0.8894,-0.8926,-0.8957,-0.8988,-0.9018,-0.9048,-0.9078,-0.9107,-0.9135,
 -0.9164,-0.9191,-0.9219,-0.9245,-0.9272,-0.9298,-0.9323,-0.9348,-0.9373,-0.9397,-0.9421,-0.9444,
 -0.9466,-0.9489,-0.9511,-0.9532,-0.9553,-0.9573,-0.9593,-0.9613,-0.9632,-0.9650,-0.9668,-0.9686,
 -0.9703,-0.9720,-0.9736,-0.9751,-0.9767,-0.9781,-0.9796,-0.9810,-0.9823,-0.9836,-0.9848,-0.9860,
 -0.9871,-0.9882,-0.9893,-0.9903,-0.9912,-0.9921,-0.9930,-0.9938,-0.9945,-0.9952,-0.9959,-0.9965,
 -0.9971,-0.9976,-0.9980,-0.9984,-0.9988,-0.9991,-0.9994,-0.9996,-0.9998,-0.9999,-1.0000,-1.0000,
 -1.0000,-0.9999,-0.9998,-0.9996,-0.9994,-0.9991,-0.9988,-0.9984,-0.9980,-0.9976,-0.9971,-0.9965,

-0.9959,-0.9952,-0.9945,-0.9938,-0.9930,-0.9921,-0.9912,-0.9903,-0.9893,-0.9882,-0.9871,-0.9860,
 -0.9848,-0.9836,-0.9823,-0.9810,-0.9796,-0.9781,-0.9767,-0.9751,-0.9736,-0.9720,-0.9703,-0.9686,
 -0.9668,-0.9650,-0.9632,-0.9613,-0.9593,-0.9573,-0.9553,-0.9532,-0.9511,-0.9489,-0.9466,-0.9444,
 -0.9421,-0.9397,-0.9373,-0.9348,-0.9323,-0.9298,-0.9272,-0.9245,-0.9219,-0.9191,-0.9164,-0.9135,
 -0.9107,-0.9078,-0.9048,-0.9018,-0.8988,-0.8957,-0.8926,-0.8894,-0.8862,-0.8829,-0.8796,-0.8763,
 -0.8729,-0.8695,-0.8660,-0.8625,-0.8590,-0.8554,-0.8517,-0.8480,-0.8443,-0.8406,-0.8368,-0.8329,
 -0.8290,-0.8251,-0.8211,-0.8171,-0.8131,-0.8090,-0.8049,-0.8007,-0.7965,-0.7923,-0.7880,-0.7837,
 -0.7793,-0.7749,-0.7705,-0.7660,-0.7615,-0.7570,-0.7524,-0.7478,-0.7431,-0.7385,-0.7337,-0.7290,
 -0.7242,-0.7193,-0.7145,-0.7096,-0.7046,-0.6997,-0.6947,-0.6896,-0.6845,-0.6794,-0.6743,-0.6691,
 -0.6639,-0.6587,-0.6534,-0.6481,-0.6428,-0.6374,-0.6320,-0.6266,-0.6211,-0.6157,-0.6101,-0.6046,
 -0.5990,-0.5934,-0.5878,-0.5821,-0.5764,-0.5707,-0.5650,-0.5592,-0.5534,-0.5476,-0.5417,-0.5358,
 -0.5299,-0.5240,-0.5180,-0.5120,-0.5060,-0.5000,-0.4939,-0.4879,-0.4818,-0.4756,-0.4695,-0.4633,
 -0.4571,-0.4509,-0.4446,-0.4384,-0.4321,-0.4258,-0.4195,-0.4131,-0.4067,-0.4003,-0.3939,-0.3875,
 -0.3811,-0.3746,-0.3681,-0.3616,-0.3551,-0.3486,-0.3420,-0.3355,-0.3289,-0.3223,-0.3156,-0.3090,
 -0.3024,-0.2957,-0.2890,-0.2823,-0.2756,-0.2689,-0.2622,-0.2554,-0.2487,-0.2419,-0.2351,-0.2284,
 -0.2215,-0.2147,-0.2079,-0.2011,-0.1942,-0.1874,-0.1805,-0.1736,-0.1668,-0.1599,-0.1530,-0.1461,
 -0.1392,-0.1323,-0.1253,-0.1184,-0.1115,-0.1045,-0.0976,-0.0906,-0.0837,-0.0767,-0.0698,-0.0628,
 -0.0558,-0.0488,-0.0419,-0.0349,-0.0279,-0.0209,-0.0140,-0.0070,0.0000,0.0070,0.0140,0.0209,
 0.0279,0.0349,0.0419,0.0488,0.0558,0.0628,0.0698,0.0767,0.0837,0.0906,0.0976,0.1045,0.1115,
 0.1184,0.1253,0.1323,0.1392,0.1461,0.1530,0.1599,0.1668,0.1736,0.1805,0.1874,0.1942,0.2011,
 0.2079,0.2147,0.2215,0.2284,0.2351,0.2419,0.2487,0.2554,0.2622,0.2689,0.2756,0.2823,0.2890,
 0.2957,0.3024,0.3090,0.3156,0.3223,0.3289,0.3355,0.3420,0.3486,0.3551,0.3616,0.3681,0.3746,
 0.3811,0.3875,0.3939,0.4003,0.4067,0.4131,0.4195,0.4258,0.4321,0.4384,0.4446,0.4509,0.4571,
 0.4633,0.4695,0.4756,0.4818,0.4879,0.4939,0.5000,0.5060,0.5120,0.5180,0.5240,0.5299,0.5358,
 0.5417,0.5476,0.5534,0.5592,0.5650,0.5707,0.5764,0.5821,0.5878,0.5934,0.5990,0.6046,0.6101,
 0.6157,0.6211,0.6266,0.6320,0.6374,0.6428,0.6481,0.6534,0.6587,0.6639,0.6691,0.6743,0.6794,
 0.6845,0.6896,0.6947,0.6997,0.7046,0.7096,0.7145,0.7193,0.7242,0.7290,0.7337,0.7385,0.7431,
 0.7478,0.7524,0.7570,0.7615,0.7660,0.7705,0.7749,0.7793,0.7837,0.7880,0.7923,0.7965,0.8007,
 0.8049,0.8090,0.8131,0.8171,0.8211,0.8251,0.8290,0.8329,0.8368,0.8406,0.8443,0.8480,0.8517,
 0.8554,0.8590,0.8625,0.8660,0.8695,0.8729,0.8763,0.8796,0.8829,0.8862,0.8894,0.8926,0.8957,
 0.8988,0.9018,0.9048,0.9078,0.9107,0.9135,0.9164,0.9191,0.9219,0.9245,0.9272,0.9298,0.9323,
 0.9348,0.9373,0.9397,0.9421,0.9444,0.9466,0.9489,0.9511,0.9532,0.9553,0.9573,0.9593,0.9613,

```

0.9632,0.9650,0.9668,0.9686,0.9703,0.9720,0.9736,0.9751,0.9767,0.9781,0.9796,0.9810,0.9823,
0.9836,0.9848,0.9860,0.9871,0.9882,0.9893,0.9903,0.9912,0.9921,0.9930,0.9938,0.9945,0.9952,
0.9959,0.9965,0.9971,0.9976,0.9980,0.9984,0.9988,0.9991,0.9994,0.9996,0.9998,0.9999,1};

// Maximum Dead Band values
#define EPWM1_MAX_DB 0x03FF
#define EPWM2_MAX_DB 0x03FF
#define EPWM3_MAX_DB 0x03FF
#define EPWM1_MIN_DB 0
#define EPWM2_MIN_DB 0
#define EPWM3_MIN_DB 0

// To keep track of which way the Dead Band is moving
#define DB_UP 1
#define DB_DOWN 0

// Prototype statements for functions found within this file.
void main(void)
{
// Step 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
// This example function is found in the DSP2833x_SysCtrl.c file.
    InitSysCtrl();
// Specific clock setting for this example:
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK; // HSPCLK = SYSCLKOUT/ADC_MODCLK
    EDIS;
// Step 2. Initialize GPIO:
// This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
// illustrates how to set the GPIO to it's default state.
// InitGpio(); // Skipped for this example
    Gpio_select();

// For this case just init GPIO pins for ePWM1, ePWM2, ePWM3
// These functions are in the DSP2833x_EPwm.c file

```

```

InitEPwm1Gpio();

InitEPwm2Gpio();

InitEPwm3Gpio();

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:

// Disable CPU interrupts

DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags
// are cleared.
// This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.

InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:

IER = 0x0000;

IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP2833x_PieVect.c.

InitPieVectTable();

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.

// EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
// PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_isr;
// PieVectTable.EPWM2_INT = &epwm2_isr;
// PieVectTable.EPWM3_INT = &epwm3_isr;
// EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

```

```

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.

EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;

EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Step 41. Initialize the Device Peripheral. This function can be
// found in DSP2833x_CpuTimers.c

InitEPwm1Example();
InitEPwm2Example();
InitEPwm3Example();
InitCpuTimers(); // For this example, only initialize the Cpu Timers
#ifdef (CPU_FRQ_150MHZ)

// Configure CPU-Timer 0 to interrupt every 500 milliseconds:
// 150MHz CPU Freq, 50 millisecond Period (in uSeconds)

ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 6, 2500); // 2.84 KHz
#endif

#ifdef (CPU_FRQ_100MHZ)

// Configure CPU-Timer 0 to interrupt every 500 milliseconds:
// 100MHz CPU Freq, 50 millisecond Period (in uSeconds)

ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 100, 50000);
#endif

// To ensure precise timing, use write-only instructions to write to the entire register.
// of the configuration bits are changed in ConfigCpuTimer and InitCpuTimers (in
DSP2833x_CpuTimers.h), the
// below settings must also be updated.

CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001; // Use write-only instruction to set TSS bit = 0

// Step 5. User specific code, enable interrupts:

// Configure GPIO32 as a GPIO output pin

EALLOW;

```

```

GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO32 = 0;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO32 = 1;
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO79 = 0;
GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO79 = 1;
EDIS;
InitAdc();      // For this example, init the ADC

// Specific ADC setup for this example:
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK; // Sequential mode: Sample rate
                                         = 1/[(2+ACQ_PS)*ADC clock in ns]
// If Simultaneous mode enabled: Sample rate = 1/[(3+ACQ_PS)*ADC clock in ns]
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;      // 1 Cascaded mode
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1;      // Setup continuous run
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 1;      // Enable Sequencer override feature
AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1=0xf;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;//A0
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;//A1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;//A2
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3;//A3
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4;//A4
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5;//A5
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6;//A6
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7;//A7
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x8;//B0
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x9;//B1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x0A;//B2
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x0B;//B3
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 0x0C;//B4
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13 = 0x0D;//B5
AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14 = 0x0E;//B6

```



```

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 0x0F;//B7

    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;

    // AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1= 0xf; // convert and store in 8 results registers

    AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;

    // Enable CPU INT1 which is connected to CPU-Timer 0:

    IER |= M_INT1;

    // Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7

    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;

    // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:

    EINT; // Enable Global interrupt INTM
    ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

    // Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
    // This function is found in DSP2833x_InitPeripherals.c
    // InitPeripherals(); // Not required for this example

    EALLOW;

    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;

    EDIS;

    EALLOW;

    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;

    EDIS;

    // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:

    EINT; // Enable Global interrupt INTM
    ERTM; // Enable Global real-time interrupt DBGM

    // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):

    for(;;)
    {
        if(LOOP == 1) // 100 usec
        {
            GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO12 = !GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO12;

            LOOP = 0;

            IADC4 = (AdcRegs.ADCRESULT8>>4); // reading current values Ic
            IADC5 = (AdcRegs.ADCRESULT9>>4); // reading current values Ib
        }
    }

```

```

//IADC6 = (AdcRegs.ADCRESULT10>>4);           // reading current values Ia
SADC1 = (AdcRegs.ADCRESULT11>>4);           // reading speed values

Ia= (IADC4 - 2048)*0.0008976941558;
Ib= (IADC5 - 2048)*0.0008976941558;
//Ic= ((IADC6 - 2048)*130)/2048;

Ia_filter = Ia_filter + 0.0909*(Ia - Ia_filter); // time constant = 1mSec
Ib_filter = Ib_filter + 0.0909*(Ib - Ib_filter);
SPEED_encoder = (SADC1 - 310);
SPEED_encoder_wm = 0.02943*SPEED_encoder; // reted at 10kHz
SPEED_FILTER = SPEED_FILTER + 0.0909*(SPEED_encoder_wm -
SPEED_FILTER);

//if(SPEED_FILTER >= 60){SPEED_FILTER = 60;}
//tate
//Iqref = 0.4;
we = 2*SPEED_FILTER + 60*Iqref;
// We = Wr + Wls
tate = tate + we*Ts;
// Ts = 0.00010 Sec
if(tate >= 6.2832){tate = 0;} // tate_max= 6.2832;
if(tate <= -6.2832){tate = 0;} // tate_min= -6.2832;
if(tate < 0){tate = 6.2832 + tate;}
tate_point = tate*143.24;
sinwe = sin_table[tate_point];
coswe = cos_table[tate_point];
//clarke transformation PEAK CONVENTION
Ial = Ia_filter;
Ibe = 0.57735*(Ia_filter + 2*Ib_filter);
//park transformation
Id = Ial*coswe + Ibe*sinwe;
Iq = Ibe*coswe - Ial*sinwe;
//speed loop PI control with anti-winup

```

```

SPEED_COM = 95;

errorspeed = SPEED_COM - SPEED_FILTER; //rad/sec

Us = sum + 0.0272*errorspeed;

Iqref = Us;

if(Iqref >= 1){Iqref = 1;}

if(Iqref <= -1){Iqref = -1;}

Excess = Us - Iqref;

sum = sum + (0.000010*errorspeed - 0.0005*Excess); //sum = sum +
(22.24*errorspeed - 100*Excess)*10*Ts;

//current loop PI control axis Iq with anti-winup

errorq = Iqref - Iq;

errord = Idref - Id;

Uq = sumq + 58*errorq;

Ud = sumd + 58*errord;

Vsqrref = Uq;

Vsdref = Ud;

if(Vsqrref >= 70){Vsqrref = 70;}

if(Vsqrref <= -70){Vsqrref = -70;}

if(Vsdref >= 30){Vsdref = 30;}

if(Vsdref <= -30){Vsdref = -30;}

Excessq = Uq - Vsqrref;

Excessd = Ud - Vsdref;

sumq = sumq + (1.6375*errorq - 0.5*Excessq); //sumq = sumq + (27331.57*errorq -
2853*Excessq)*Ts;

sumd = sumd + (1.6375*errord - 0.5*Excessd); //sumd = sumd + (27331.57*errord -
2853*Excessd)*Ts;

//inverse praktranformatian

zz = Vsdref*coswe; // Va = Vd*cos(tate)+Vq*sin(tate)+50

qq = Vsqrref*sinwe; // Vb = ((sqrt(3)*Vq-
Vd)*cos(tate)+(sqrt(3)*Vd+Vq)*sin(tate))+50

jj = Vsqrref*coswe; // Vc = ((-sqrt(3)*Vq-Vd)*cos(tate)+(Vq-sqrt(3)*Vd)*sin(tate))+50

gg = Vsdref*sinwe;

```

```

        ee = 1.73205*jj;
    oo = 1.73205*gg;

    ii = qq - zz;

    Va1= zz - qq;
    Vb1= (ee + oo + ii)*0.5;
    Vc1= (ii - ee - oo)*0.5;
    Va = (-1)*Va1 + 75;
    Vb = (-1)*Vb1 + 75;
    Vc = (-1)*Vc1 + 75;

    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = Va;
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = Vb;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = Vc;
    }}}

void InitEPwm1Example()
{
    EPwm1Regs.TBPRD = 150;           // Set timer period
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;       // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 4; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 4; // Slow just to observe on the scope 5.7 KHz
    // Setup compare
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 10;

    // Set actions
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // PWM toggle low/high
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;
    EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;

    // Active high complementary PWMs - Setup the deadband

```

```

EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;

EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;

EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;

EPwm1Regs.DBRED = 3;

EPwm1Regs.DBFED = 3;

EPwm1_DB_Direction = DB_UP;
}

void InitEPwm2Example()
{
    EPwm2Regs.TBPRD = 150;           // Set timer period
    EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;       // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 4; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 4; // Slow just to observe on the scope
    // Setup compare
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 10;
    // Set actions
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set PWM2A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM2A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
    // Active high complementary PWMs - Setup the deadband
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
    EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
    EPwm2Regs.DBRED = 3;
    EPwm2Regs.DBFED = 3;
    EPwm2_DB_Direction = DB_UP;
}

```

```

void InitEPwm3Example()
{
    EPwm3Regs.TBPRD = 150;           // Set timer period
    EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000;       // Clear counter
    // Setup TBCLK
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 4; // Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 4; // Slow so we can observe on the scope
    // Setup compare
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 10;
    // Set actions
    EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // Set PWM3A on Zero
    EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
    EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR; // Set PWM3A on Zero
    EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
    // Active high complementary PWMs - Setup the deadband
    EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
    EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
    EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
    EPwm3Regs.DBRED = 3;
    EPwm3Regs.DBFED = 3;
    EPwm3_DB_Direction = DB_UP;
}

interrupt void cpu_timer0_isr(void)
{
    CpuTimer0.InterruptCount++;
    LOOP = 1;
    // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
}

```

```
void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0x0000;

    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0x0000;    // GPIO functionality GPIO32-GPIO47
    // GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0x00000000;

    GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0x0000;    // GPIO functionality GPIO64-GPIO79
    // GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0x00000000;

    GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0xFFFF;

    GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0xFFFF;    // GPIO32-GPIO47 are output
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0xFFFF;    // GPIO64-GPIO79 are output

    EDIS;
}
```





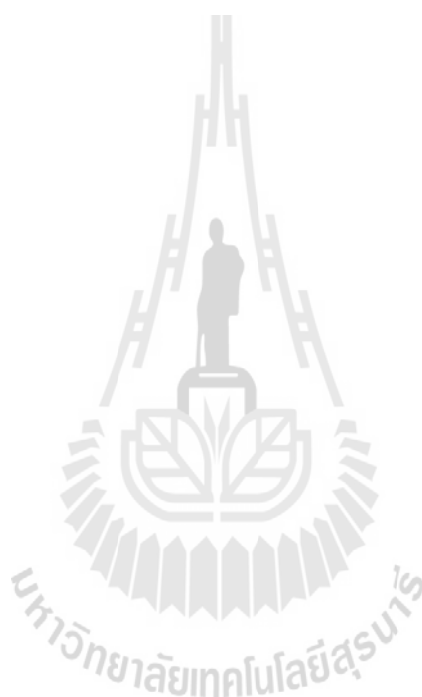
ภาคผนวก จ

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

รายชื่อบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

Sawatnatee, P., Udomsuk, S., Areerak, K-N., Areerak K-L. and Srikaew, A. (2013). **The Optimal Indirect Vector Control for a Three-Phase Induction Motor Drive Systems Using Artificial Intelligence Techniques.** World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical, Electronic Science and Engineering. 7 : pp. 804 – 809.

(สงวนลิขสิทธิ์)



ประวัติผู้เขียน

นายภักดี สวัสดิ์นะที เกิดเมื่อวันที่ 13 เมษายน 2531 ที่จังหวัดร้อยเอ็ด เริ่มการศึกษาชั้นประถมศึกษาที่ 1-6 ที่โรงเรียนบ้านยาง ระดับมัธยมศึกษาปีที่ 1-6 ที่โรงเรียนเสลภูมิพิทยาคม สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2554 และเข้าต่อศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ สถาบันเดิม

ระหว่างการศึกษาระดับปริญญาโท ได้เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีจำนวน 3 วิชา ได้แก่ (1) ปฏิบัติการการแปลงผันกำลังงานทางกล (2) ปฏิบัติการเครื่องจักรกลไฟฟ้าหนึ่ง (3) ปฏิบัติการเครื่องจักรกลไฟฟ้าสอง และมีผลงานตีพิมพ์ปรากฏดังภาคผนวก จ. จำนวน 1 ฉบับ

