

การประหยัดพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการประมาณ
ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ตัวกรองคาบมาน



นางสาวศศิตยา อุดมสุข

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2561

**ENERGY SAVING OF THREE-PHASE INDUCTION
MOTOR VIA PARAMETER ESTIMATION
USING KALMAN FILTER**



Sasiya Udomsuk

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

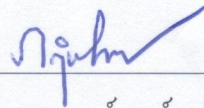
Suranaree University of Technology

Academic Year 2018

การประหยัดพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการประมาณ
ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ตัวกรองกาลมาน

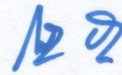
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักศึกษานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



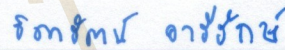
(รศ. ดร.กฤษณ์ชนม์ ภูมิภิตติพิชญ์)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร.กองพล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



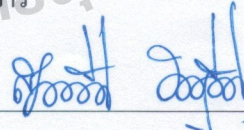
(ผศ. ดร.ชิตารัตน์ อารีรักษ์)

กรรมการ



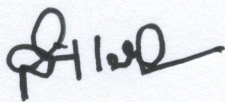
(รศ. ดร.กิติ อัดถกิจมงคล)

กรรมการ



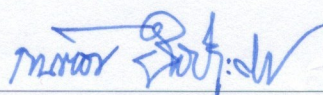
(ผศ. ดร.สุดารัตน์ ขวัญอ่อน)

กรรมการ



(ศ. ดร.สันติ แม่นศิริ)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ศศิญา อุดมสุข : การประหยัดพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการประมาณ
ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ตัวกรองคาลมาน (ENERGY SAVING OF THREE-PHASE
INDUCTION MOTOR VIA PARAMETER ESTIMATION USING KALMAN
FILTER) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์, 247 หน้า

การประหยัดพลังงาน เป็นสิ่งที่ควรคำนึงถึงต่อภาคอุตสาหกรรมเป็นอย่างยิ่ง โดยเฉพาะงาน
ทางด้านการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นการศึกษาการประหยัด
พลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากมอเตอร์ดังกล่าวถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวางใน
หลากหลายอุตสาหกรรม ทั้งด้านการขุดเจาะน้ำมัน ปิมน้ำ อุตสาหกรรมสิ่งทอและกระดาษ รวมไปถึง
ถึง ด้านระบบขนส่งทางไฟฟ้า ได้แก่ รถยนต์ รถโดยสาร รถไฟฟ้า (บีทีเอส) วิธีการประหยัด
พลังงานไฟฟ้าสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อาศัยการ
คำนวณหาค่ากระแสสแตเตอร์บนแกนคี่ที่เหมาะสมที่ก่อให้เกิดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์น้อย
ที่สุด ซึ่งการคำนวณดังกล่าวจำเป็นต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และสมการกำลังงานสูญเสีย
ของมอเตอร์ โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสมการกำลังงานสูญเสียได้จากการค้นหาโดยใช้วิธีทาง
ปัญญาประดิษฐ์ คือ วิธีการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ควบคุมความเร็วรอบ
ของมอเตอร์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่ง โปรแกรมบนบอร์ด eZdsp™ F28335 และการ
ทดสอบการประหยัดพลังงาน ทำการทดสอบในห้องปฏิบัติการ ซึ่งผลการทดสอบพบว่า การ
ขับเคลื่อนมอเตอร์ตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์สามารถประหยัดพลังงานได้
สูงสุด 46.70 เปอร์เซ็นต์ วิธีการที่นำเสนอใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์คงที่ทุกย่านในการคำนวณ
สำหรับประหยัดพลังงาน ซึ่งพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ถูกต้องมีความสำคัญต่อการคำนวณ
ค่ากระแสสแตเตอร์บนแกนคี่ที่เหมาะสม ดังนั้น จึงพัฒนาวิธีการประหยัดพลังงานโดยจะมีการ
ประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานตามเงื่อนไขการทำงานของมอเตอร์ ผล
การเปรียบเทียบการประหยัดพลังงานระหว่างวิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์คงที่) และ
วิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์ถูกประมาณค่า) แสดงให้เห็นว่า วิธีประหยัดพลังงานร่วมกับการ
ประมาณค่าพารามิเตอร์ ทำให้การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถประหยัด
พลังงานได้สูงสุดถึง 60.18 เปอร์เซ็นต์ ในสภาวะแรงบิดโหลดต่ำ และเปอร์เซ็นต์การประหยัด
พลังงานจะลดลงเมื่อแรงบิดโหลดมีค่าเพิ่มขึ้น

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2561

ลายมือชื่อนักศึกษา ศศิญา อุดมสุข

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา กองพล อารีรักษ์

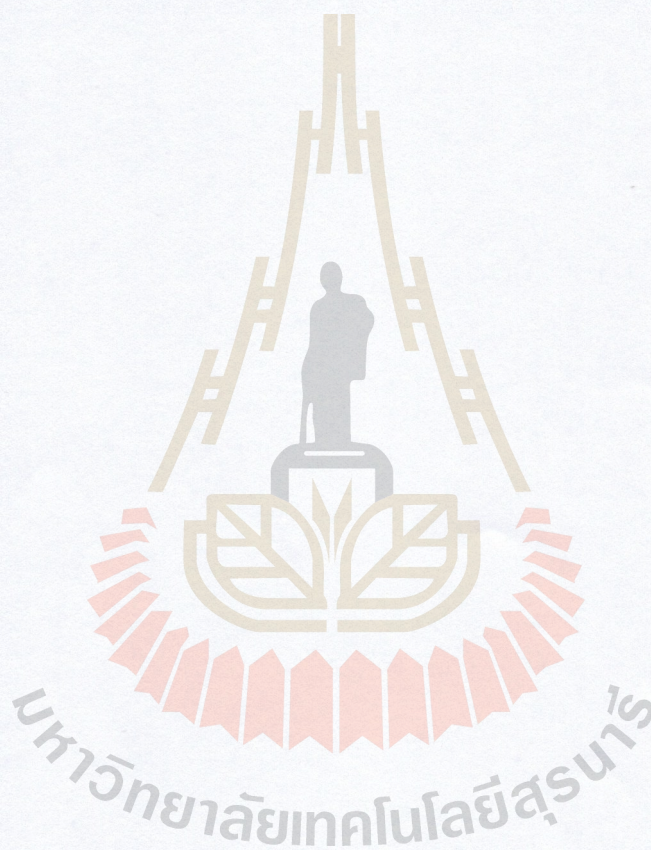
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม กองพล อารีรักษ์

SASIYA UDOMSUK : ENERGY SAVING OF THREE-PHASE
INDUCTION MOTOR VIA PARAMETER ESTIMATION USING
KALMAN FILTER. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. KONGPOL
AREERK, Ph.D., 247 PP.

ENERGY SAVING/ INDUCTION MOTOR/ PARAMETER ESTIMATION/
KALMAN FILTER/ POWER LOSS IDENTIFICATION/ ADAPTIVE TABU
SEARCH

Energy saving is a considered issue for industrial sectors, especially in the electric motor drive. The aim of the thesis is to study the energy saving for three-phase induction motor. Applications of this motor include oil drill, water pump, the textile and paper industries, etc. The motor is also widely used in electric transportation systems such as car, bus and train (BTS). In the thesis, the stator current on d-axis calculation is used to achieve the minimum power losses. The mathematical model and power loss equation of the motor are used to calculate the optimal stator current on d-axis for energy saving. The adaptive Tabu search is applied to identify the parameters of power loss equation. In this work, the indirect vector control for the motor speed control implement on eZdsp™ F28335 board. From the experimental results in laboratory, the proposed method can provide that the maximum percentage of energy saving is equal to 46.70%. The proposed method uses the constant values of the motor parameters to calculate for energy saving. The accurate parameters of motor are necessary to calculate the optimal stator current on d-axis for energy saving. Thus, the estimator called the Kalman filter is applied to estimate the parameters of motor at any operating conditions. The comparison results

between the energy saving method with fixed parameters and the energy saving method using Kalman filter for parameters estimation show that the proposed method with the parameters estimation can provide the best result in term of energy saving for three-phase induction motor drive and the maximum percentage of the energy saving is 60.18% at slightly load and the percentage of energy saving is decreased when the load is increased.



School of Electrical Engineering

Academic Year 2018

Student's Signature ศศิญา อตวสิน

Advisor's Signature วิฑิตน์ งามรัตน์

CO-Advisor's Signature วิฑิตน์ งามรัตน์

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ดังนี้

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ธิดารัตน์ อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ที่ได้ให้คำปรึกษา คำแนะนำ และแนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งยังได้ช่วยสละเวลาเพื่อตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนกระทั่งมีความสมบูรณ์ อีกทั้งยังเป็นกำลังใจ และเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตและการทำงานให้แก่ผู้วิจัยเสมอมา

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพันธ์ อารีรักษ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้คำแนะนำทางด้านวิชาการ และการเขียนบทความวิชาการ ให้แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

อาจารย์ ดร.ทศพร ฌรณกุลฤทธิ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และบัณฑิตศึกษาในกลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุมทุกท่าน ที่กรุณาให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

วิศวกรและเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านอุปกรณ์ และสถานที่สำหรับการปฏิบัติงาน

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณครูและอาจารย์ทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตจนถึงปัจจุบัน สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้นายสรรเสริญ อุดมสุข และนางวรรณณา อุดมสุข บิดาและมารดาของผู้วิจัย รวมถึงครอบครัวของผู้วิจัย ที่ได้ให้การอบรมเลี้ยงดู ให้กำลังใจ และส่งเสริมด้านการศึกษายิ่งมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิต

ศศิยา อุดมสุข

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญ	จ
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ฎ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	3
1.3 ข้อยกเว้นเบื้องต้น	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	4
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
2 ปรัชญาวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานที่ใช้หลักการแกนสามเฟส.....	6
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานที่ใช้หลักการแกนสองเฟส.....	9
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์	15
2.5 สรุป	19
3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	20
3.1 บทนำ.....	20
3.2 การแปลงของปาร์ค (Park's Transformation).....	20
3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคว	21

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3.1	ฟลักซ์เชื่อมโยงบนแกนดีคิว	24
3.3.2	สมการแรงดันบนแกนดีคิว	25
3.3.3	กำลังไฟฟ้าและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว	27
3.4	สมการพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	30
3.5	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์	31
3.5.1	การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	32
3.5.2	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบแบบจำลอง	36
3.6	สรุป	39
4	การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	40
4.1	บทนำ	40
4.2	การควบคุมแบบเวกเตอร์	40
4.3	การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	46
4.4	การออกแบบตัวควบคุมพีไอ	48
4.4.1	การออกแบบตัวควบคุมพีไอลูบควบคุมความเร็วรอบ	49
4.4.2	การออกแบบตัวควบคุมพีไอลูบควบคุมกระแสตเตอร์บนแกนดีคิว	52
4.5	การจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	55
4.6	ชุดทดสอบสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	57
4.7	การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม	70
4.7.1	ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม	70
4.8	สรุป	76
5	อัลกอริทึมการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	77
5.1	บทนำ	77
5.2	แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย	77
5.2.1	แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	78
5.2.2	แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์สำหรับการประหยัดพลังงาน	80
5.2.3	สมการกำลังงานสูญเสีย	89

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.3	การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย.....	86
5.3.1	หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว	86
5.3.2	การทดสอบมอเตอร์สำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์.....	90
5.3.3	การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS.....	91
5.3.4	การทดสอบพารามิเตอร์ของ ATS สำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย.....	92
5.3.5	ผลการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS	97
5.3.6	การตรวจสอบความถูกต้องของผลการค้นหา	100
5.4	วิธีหาค่าเหมาะที่สุดสำหรับการประหยัดพลังงาน	101
5.5	การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน	102
5.5.1	ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน	105
5.6	สรุป	108
6	ตัวกรองคาลมาน	109
6.1	บทนำ.....	109
6.2	ตัวกรองคาลมาน.....	110
6.3	แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับตัวกรองคาลมานแบบขยาย....	123
6.4	การวิเคราะห์การลู่เข้าของตัวกรองคาลมานแบบขยาย.....	132
6.5	การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงานที่มีประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย.....	142
6.5.1	ชุดทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย	145
6.5.2	ผลการทดสอบพลวัตของการคำนวณกระแสเดออร์บนแกนดี	148

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.5.3 ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย	151
6.6 สรุป	154
7 สรุปและข้อเสนอแนะ	155
7.1 สรุป	155
7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนางานวิจัยในอนาคต.....	164
รายการอ้างอิง.....	165
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. โปรแกรมภาษาซีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม บนบอร์ด eZdsp™ F28335	172
ภาคผนวก ข. โปรแกรมภาษาซีการประมาณค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวกรองคาลมาน	197
ภาคผนวก ค. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระดับชาติและนานาชาติ.....	224
ประวัติผู้เขียน.....	247

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสามเฟส.....	6
2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสองเฟส.....	9
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมาน.....	16
3.1 ผลการทดสอบค่าความต้านทานสเตเตอร์.....	33
3.2 ผลการทดสอบสภาวะไร้อโหลด.....	34
3.3 ผลการทดสอบฮีดโรเตอร์.....	34
3.4 ค่าความคลาดเคลื่อนที่ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยต่าง ๆ.....	35
3.5 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบและการจำลองสถานการณ์.....	36
4.1 คุณสมบัติในการนำไปใช้งานของเอ็น โคคเตอร์วัดความเร็วรอบรุ่น E6B2-CWZ6C.....	61
4.2 ช่องสัญญาณแอนะล็อกของพอร์ต P5 และ P9.....	63
4.3 ช่องสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของพอร์ต P2.....	64
4.4 คุณลักษณะการทำงานของโมดูล 6MBP50RA120.....	65
4.5 ลำดับการสั่งงาน ไอซี DAC712P.....	69
4.6 ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม.....	72
5.1 ผลการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์.....	91
5.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น.....	93
5.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง.....	94
5.4 ผลการทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น.....	95
5.5 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี.....	96
5.6 ค่าเฉลี่ยของผลการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS.....	98

สารบัญตาราง (ต่อ)

หน้า

5.7	ผลเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงาน	106
6.1	ความหมาย ขนาด ของเวกเตอร์และเมตริกซ์ในแบบจำลอง	111
6.2	ผลเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกรณี A , B และ C.....	152
7.1	ผลเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกรณี A , B และ C.....	158



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงาน สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	14
2.2 ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณ ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยตัวกรองคาลมาน	19
3.1 การแปลงแกนจากเอบีซีให้อยู่บนแกนดีควิ	20
3.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	22
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแกนดีควิกับแกนเอบีซี	22
3.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีควิ	27
3.5 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนชุดบล็อก Simulink (IM Model).....	31
3.6 ชุดบล็อกสำเร็จรูปของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใน SimPowerSystem ของ MATLAB (SPS)	32
3.7 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์	32
3.8 แผ่นป้ายชื่อของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	33
3.9 แรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์	37
3.10 กระแสเสตเตอร์ของมอเตอร์	38
3.11 ฟลักซ์โรเตอร์ของมอเตอร์	38
4.1 ความสัมพันธ์ของกระแสอาร์เมเจอร์และฟลักซ์สนามของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	41
4.2 หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์บนกรอบอ้างอิงแกนหมุนที่ความเร็วเชิงโรตัส	42
4.3 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	47
4.4 แผนภาพทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	49
4.5 แผนภาพไดอะแกรมการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยตัวควบคุมพีไอ	50
4.6 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมพีไอ ของลู่วัดควบคุมความเร็วรอบในงานวิจัยวิทยานิพนธ์	50
4.7 แผนภาพไดอะแกรมการควบคุมกระแสเสตเตอร์บนแกนดีควิด้วยตัวควบคุมพีไอ	53

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8	แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมพีไอ ของลูปควบคุมกระแสเตเตอร์บนแกนคิกิวในงานวิจัยวิทยานิพนธ์..... 54
4.9	ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม 55
4.10	แรงบิดโหลดและกระแสเตเตอร์บนแกนคิกิว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากการจำลองสถานการณ์..... 56
4.11	ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากการจำลองสถานการณ์..... 57
4.12	ชุดขับเคลื่อนและควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 59
4.13	หม้อแปลงสามเฟสแบบปรับค่าได้ รุ่น IBC-VR3000-3 59
4.14	ชุดควบคุม โหลด 60
4.15	เอ็นโคเดอร์วัดความเร็วรอบ รุ่น E6B2-CWZ6C และโครงสร้างวงจรภายใน 60
4.16	วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ รุ่น SKD 25/08..... 61
4.17	โครงสร้างสถาปัตยกรรมของบอร์ด eZdsp™ F28335 63
4.18	วงจรไอจีบีทีอินเวอร์เตอร์สามเฟส..... 65
4.19	โครงสร้างภายในของ โมดูล IGBT-IPM รุ่น 6MBP50RA120 66
4.20	ตัวตรวจรู้กระแสไฟฟ้า รุ่น HX 03-P 67
4.21	ไอซีแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก เบอร์ DAC712P..... 67
4.22	การเชื่อมต่อไอซี DAC712P กับพอร์ต P2 ของบอร์ด eZdsp™ F28335 68
4.23	แผนภาพการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม 71
4.24	ผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วรอบ 300 rpm..... 73
4.25	ผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วรอบ 600 rpm..... 74
4.26	ผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วรอบ 900 rpm..... 75
5.1	แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนคิกิว เมื่อพิจารณากำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก..... 79
5.2	แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนคิกิว เมื่อพิจารณากำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน 79

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.3 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เมื่อพิจารณาเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 1	80
5.4 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เมื่อพิจารณาเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 2	81
5.5 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เมื่อพิจารณาเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 3	82
5.6 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่ใช้พิจารณาสำหรับการประหยัดพลังงาน	83
5.7 สุ่มค่า S_0 ในพื้นที่การค้นหา	87
5.8 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ S_0	87
5.9 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่	88
5.10 กำหนดค่า S_0 ใหม่	88
5.11 กระบวนการค้นหาในรอบถัดไป	88
5.12 กลไกการเดินย้อนรอย	89
5.13 กลไกการปรับค่ารัศมี	89
5.14 แผนภาพการดำเนินการทดสอบมอเตอร์ และการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS	92
5.15 ผลจากการค้นหาด้วย ATS เปรียบเทียบกับ ผลจากการประมาณค่าแบบเชิงเส้นของพารามิเตอร์ R_{qfs}	98
5.16 ผลจากการค้นหาด้วย ATS เปรียบเทียบกับ ผลจากการประมาณค่าแบบเชิงเส้นของพารามิเตอร์ R'_{qfr}	99
5.17 ผลจากการค้นหาด้วย ATS เปรียบเทียบกับ ผลจากการประมาณค่าแบบเชิงเส้นของพารามิเตอร์ R_{stray}	99
5.18 ผลการเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์ และกำลังงานสูญเสียจากการคำนวณ ของชุดข้อมูลที่ใช้ระบุเอกลักษณ์	100

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.19 ผลการเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียจากการคำนวณ ของชุดข้อมูลที่ใช้สำหรับตรวจสอบความถูกต้อง	101
5.20 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน	103
5.21 แผนภาพการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน	104
5.22 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตระหว่างการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิมและการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน	107
6.1 กระบวนการคำนวณของตัวกรองคาลมาน	123
6.2 หลักการของตัวกรองคาลมานแบบขยาย	132
6.3 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย (กรณี C).....	143
6.4 แผนภาพการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมาน (กรณี C).....	144
6.5 ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย.....	146
6.6 แผนภาพการคำนวณของตัวกรองคาลมานและการประหยัดพลังงาน	147
6.7 ตัวตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า รุ่น LV25-P	148
6.8 ผลทดสอบการคำนวณกระแสเดเตอร์บนแกนดิของวิธีประหยัดพลังงาน (กรณี B และ กรณี C) ที่ความเร็วรอบ 600 rpm.....	149
6.9 ผลทดสอบการคำนวณกระแสเดเตอร์บนแกนดิของวิธีประหยัดพลังงาน (กรณี B และ กรณี C) ที่ความเร็วรอบ 900 rpm.....	150
6.10 ผลทดสอบการคำนวณกระแสเดเตอร์บนแกนดิของวิธีประหยัดพลังงาน (กรณี B และ กรณี C) ที่ความเร็วรอบ 1200 rpm.....	150
6.11 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตระหว่างการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยกรณี A , B และ C.....	153
7.1 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยกรณี A , B และ C	161

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.2	
กราฟเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กของการขับเคลื่อน มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยกรณี A , B และ C	162
7.3	
กราฟเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งานของการขับเคลื่อน มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยกรณี A , B และ C	163



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันในภาคอุตสาหกรรม มีการใช้พลังงานไฟฟ้าเพื่อประโยชน์ต่าง ๆ มากมาย เช่น การใช้พลังงานไฟฟ้าในระบบขับเคลื่อนทางกล แสงสว่าง เครื่องจักรกลไฟฟ้าและอุปกรณ์ไฟฟ้าทั่วไป หากภาคอุตสาหกรรมช่วยกันประหยัดการใช้พลังงานไฟฟ้าอย่างจริงจัง ก็จะช่วยประหยัดงบประมาณได้อย่างมาก งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้มุ่งเน้นไปที่การประหยัดพลังงานไฟฟ้าสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มอเตอร์ชนิดดังกล่าวได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย ทั้งนี้เนื่องจาก ราคาถูก แข็งแรงทนทาน โครงสร้างไม่ซับซ้อน สะดวกในการบำรุงรักษา และมีประสิทธิภาพสูง นอกจากนี้ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกนำไปใช้งานอย่างแพร่หลาย หลากหลายอุตสาหกรรม ทั้งในการขุดเจาะน้ำมัน ปั่นน้ำ (Bazzi and Krein, 2009) ในอุตสาหกรรมสิ่งทอและกระดาษ (Abrahamsen et al., 1998) อีกทั้ง ยังนิยมใช้เป็นต้นกำลังเพื่อขับอุปกรณ์ต่าง ๆ ในโรงงานอุตสาหกรรม เช่น ขับเคลื่อนลิฟท์ ขับเคลื่อนสายพานลำเลียง เป็นต้น (Chapman, 2010) รวมทั้งในด้านระบบขนส่งทางไฟฟ้า (Wit and Ramirez, 1999) มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกใช้เป็นตัวขับเคลื่อนด้วย ได้แก่ รถยนต์ รถโดยสาร รถไฟฟ้า (บีทีเอส) (สมพงษ์ สิริโสภณศิลป์ และคณะ, 2554) ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงสนใจที่จะศึกษาและพัฒนาระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ให้ใช้พลังงานอย่างประหยัดและทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ของผู้ใช้งาน โดยในอดีตได้มีผู้คิดค้นวิธีประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เช่น การควบคุมแรงดันและความถี่ของมอเตอร์ (Kusko and Galler, 1983) (Famouri and Cathev, 1991) (กองพล อารีรักษ์, 2002) การควบคุมฟลักซ์ต่าง ๆ (Kioskeridis and Margaritis, 1996) (Kirschen et al., 1984) (Kirschen et al., 1985) (Jian et al., 2009) (Chang and Kim, 1997) (Ojo and Dong, 2005) (Matsuse et al., 1999) การหาค่าที่เหมาะสมระหว่างกระแสเดเตอร์บนแกนดีกับแกนคิว (Garcia et al., 1994) (Uddin and Nam, 2008) (Wang and Wang, 1999) (Haddoun and Benbouzid, 2007) และการควบคุมกระแสเดเตอร์บนแกนดี (Zadeh and Hendi, 2005) เป็นต้น ซึ่งวิธีการในอดีตที่กล่าวมาข้างต้น ส่วนใหญ่จะพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เพียง 2 ชนิด คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดและกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก โดยได้ให้เหตุผลว่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวเป็นกำลังงานสูญเสียหลักของกำลังงานสูญเสียทั้งหมดของมอเตอร์ และมีค่ามากเมื่อเทียบกับอีก 2 ชนิดที่เหลือ คือ กำลัง

งานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านอากาศ และกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน แต่จากที่ผู้วิจัยได้ศึกษา พบว่ากำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งานมีค่าอยู่ประมาณ 10-15 เปอร์เซ็นต์ของกำลังงานสูญเสียทั้งหมด (Hubert, 2002) ซึ่งไม่ได้มีค่าน้อยที่จะตัดทิ้งได้ แต่กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านอากาศนั้นมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกำลังงานสูญเสียชนิดอื่น และถูกพิจารณาให้มีค่าคงที่ (Sarma and Pathak, 2010)

ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงพัฒนาวิธีการประหยัดพลังงาน โดยพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ 3 ชนิด ยกเว้นกำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านอากาศ และการดำเนินงานอาศัยการวิเคราะห์จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนคิกวเพื่อประมาณค่าตัวแปรที่จะควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ให้เกิดการประหยัดพลังงาน

จากการศึกษาในเบื้องต้น พบว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้จำเป็นต้องปรับค่าพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้องเหมาะสมทั้ง 2 ส่วน คือ พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย และพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในส่วนที่หนึ่ง การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ คือ วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search : ATS) วิธีการค้นหาดังกล่าวได้รับการพัฒนาขึ้นโดย เฉชา พวงดาวเรืองและคณะ ในปี พ.ศ. 2545 (Puangdownreong et al., 2002) รวมถึงได้ทำการทดสอบกับฟังก์ชันมาตรฐาน คือ Bohachevsky Rastrigin Shekel's foxholds Shubert และ Schwefel (Kluabwang et al., 2012) (Sujitjorn et al., 2009) (Puangdownreong et al., 2004) (Kulworawanichpong et al., 2004) (Puangdownreong et al., 2004) นอกจากนี้คุณสมบัติการลู่เข้าของ ATS ได้รับการพิสูจน์เพื่อให้มั่นใจได้ว่าจะสามารถเข้าถึงผลเฉลยที่เหมาะสมที่สุดภายในเวลาที่จำกัด (Kluabwang et al., 2012) (Sujitjorn et al., 2009) (Puangdownreong et al., 2004) (Kulworawanichpong et al., 2004) (Puangdownreong et al., 2004) (Sujitjorn et al., 2006) ดังนั้นวิธี ATS จึงถูกเลือกเพื่อนำมาใช้ในการหาผลเฉลยสำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ และในส่วนของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในช่วงแรกของการทำวิจัยได้ใช้ค่าคงที่จากการทดสอบตามทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์ (IEEE standard, 2004) กับทุกย่านการทดสอบ แต่พารามิเตอร์ดังกล่าวอาจมีค่าไม่คงที่ โดยมีการเปลี่ยนแปลงตามสภาวะการทำงานต่าง ๆ ของมอเตอร์ ซึ่งมีผลอย่างยิ่งต่อการควบคุมมอเตอร์ และสมรรถนะการประหยัดพลังงาน งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยตัวกรองคาลมาน (Kalman filter) แบบออนไลน์ โดยถ้าสามารถประมาณค่าพารามิเตอร์ได้อย่างถูกต้อง และ

เหมาะสมตามสภาวะการทำงานแล้ว จะส่งผลต่อการประหยัดพลังงานที่ดียิ่งขึ้นกว่าการใช้ค่าพารามิเตอร์ที่มีค่าคงที่ทุกสภาวะการทำงาน

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาองค์ความรู้ และพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการคิดรวมกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์

1.2.2 เพื่อศึกษาองค์ความรู้ และดำเนินการสร้างชุดควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

1.2.3 เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

1.2.4 เพื่อศึกษาองค์ความรู้ และดำเนินการการประมาณค่าพารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบออนไลน์ โดยใช้ตัวกรองคาลมาน

1.2.5 เพื่อหาแนวทางการประหยัดพลังงาน ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

1.2.6 เพื่อสร้างชุดต้นแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบออนไลน์

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ต้องเป็นการต่อแบบวาย

1.3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์พิจารณาบนแกนดีคว

1.3.3 การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใช้วิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

1.3.4 ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์

1.3.5 ตัวประมวลผลสำหรับการคำนวณ และการควบคุมมอเตอร์จะใช้บอร์ด DSP eZdsp™ F28335

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส พิกัด 0.5 แรงม้าเท่านั้น

1.4.2 มอเตอร์ที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดกรงกระรอกเท่านั้น

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้ในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีการคิดรวมกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์

1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ด้วยวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

1.5.3 ได้แนวทางการนำวิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

1.5.4 ได้องค์ความรู้ในการประมาณค่าพารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แบบออนไลน์

1.5.5 ได้ชุดต้นแบบที่สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบออนไลน์

1.5.6 ได้บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และ/หรือ นานาชาติ

1.6 การจัดรูปเล่มรายงาน

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 8 บท รวมทั้งภาคผนวกทั้งหมด 3 ภาค ซึ่งในแต่ละส่วนมีสาระสำคัญ ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 คือ บทนำ ซึ่งกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของการวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยตัวกรองคาลมาน

บทที่ 3 นำเสนอการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยแปลงแบบจำลองบนแกนสามเฟสให้อยู่บนแกนดีควด้วยวิธีการแปลงของปาร์ค รวมถึงมีการจำลองสถานการณ์เพื่อยืนยันความถูกต้องของแบบจำลอง

บทที่ 4 นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม พร้อมทั้งแสดงวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอ โดยใช้สมการของ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำบนแกนตีควจากบทที่ 3 นอกจากนี้ ยังได้นำเสนอชุดทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม และผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม

บทที่ 5 นำเสนอการศึกษาและพัฒนาอัลกอริทึมการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รวมถึงการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว นอกจากนี้ บทนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบการประหยัดพลังงาน เปรียบเทียบการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีที่นำเสนอกับวิธีดั้งเดิมจากบทที่ 4

บทที่ 6 นำเสนอทฤษฎี และการคำนวณของตัวกรองคาลมานสำหรับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส พร้อมทั้งนำเสนอผลการทดสอบการประหยัดพลังงาน เปรียบเทียบการขับเคลื่อนมอเตอร์ทั้ง 3 วิธี คือ วิธีดั้งเดิมจากบทที่ 4 วิธีการประหยัดพลังงานโดยพารามิเตอร์ของมอเตอร์คงที่จากบทที่ 5 และวิธีการประหยัดพลังงานโดยพารามิเตอร์ของมอเตอร์ถูกประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมานที่ถูกนำเสนอในบทที่ 6 นี้

บทที่ 7 นำเสนอบทสรุปของการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ และข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัยในอนาคต

ภาคผนวก ก นำเสนอโปรแกรมการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์แบบเวกเตอร์ทางอ้อม บนบอร์ด eZdsp™ F28335

ภาคผนวก ข นำเสนอโปรแกรมการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมาน บนบอร์ด eZdsp™ F28335

ภาคผนวก ค นำเสนอบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์หลัก คือ การประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ดังนั้น การศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องจึงเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญของการทำวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยในการสำรวจงานวิจัยทางการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลัก คือ งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานที่ใช้หลักการแกนสามเฟส และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานที่ใช้หลักการแกนสองเฟส นอกจากการประหยัดพลังงานที่เป็นวัตถุประสงค์หลักของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ในบทนี้ ยังได้นำเสนอ ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในส่วนของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งเป็นการเพิ่มสมรรถนะการประหยัดพลังงานของวิธีการประหยัดพลังงานที่พัฒนาขึ้น ผลการสำรวจดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยได้นำเสนอปีที่ตีพิมพ์งานวิจัย คณะผู้วิจัย รวมถึงอธิบายสาระสำคัญที่ได้ในแต่ละงานวิจัย

2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานที่ใช้หลักการแกนสามเฟส

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง พบว่าการพัฒนาเกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสามเฟส มีการนำเสนอค่อนข้างน้อยเมื่อเทียบกับการพัฒนาโดยใช้หลักการแกนสองเฟส โดยได้แสดงผลการสำรวจงานวิจัยในอดีต ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสามเฟส

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1	1983	A. Kusko, Fellow and D. Galler	นำเสนอการประหยัดพลังงาน โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าและความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ คณะผู้วิจัยทำการศึกษา พบว่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้า ความถี่ และความเร็ว

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสามเฟส (ต่อ)

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			ซึ่งเมื่อกำหนดให้ความเร็วคงที่ ดังนั้นจะมีเพียงความถี่ และแรงดันไฟฟ้าที่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ และทำให้กำลังงานสูญเสียลดลง การควบคุมกำลังงานสูญเสียให้ต่ำที่สุด ใช้วิธี $\left. \frac{dP_t}{df} \right _{T,N} = 0$ ซึ่งจะหาค่าความถี่ ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน
2	1984	D. S. Kirschen, D. W. Novotny and W. Suwanwisut	นำเสนอการปรับปรุงประสิทธิภาพของมอเตอร์ โดยการปรับความถี่และแรงดัน ซึ่งพบว่าฟลักซ์เป็นอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ จึงใช้วิธีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์เพื่อให้ประหยัดพลังงาน โดยจะเพิ่มฟลักซ์สำหรับ โหลดขนาดใหญ่ และลดฟลักซ์สำหรับ โหลดขนาดเล็ก
3	1991	P. Famouri and J.J. Cathev	นำเสนอการประหยัดพลังงาน โดยการปรับความถี่ และการปรับแรงดัน ไฟฟ้าเพื่อควบคุมความเร็วรอบ หลักการที่จะทำให้อำลังงานสูญเสียต่ำที่สุด คือ การปรับปรุงประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์ให้สูงที่สุด การควบคุมจึงใช้วิธี $\frac{dy}{df} = 0$ ซึ่งจะหาค่าความถี่ ที่ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์สูงที่สุด
4	1996	I. Kioskeridis and N. Margaris	นำเสนอตัวควบคุมแบบจำลองกำลังงานสูญเสีย (loss model controller : LMC) สำหรับคำนวณค่าฟลักซ์ช่องว่างอากาศ (w_m) ที่เหมาะสม ที่ทำให้อำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด การคำนวณ คือ $\left. \frac{dP_{loss}}{dw_m} \right _{T_e, S} = 0$

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสามเฟส (ต่อ)

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
5	2002	กองพล อารีรักษ์	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน ที่ใช้ตัวควบคุมแบบฐานกฎ มีหน้าที่หลัก 2 ข้อ คือ 1) คำนวณหาความถี่ของแรงดันไฟฟ้าทางด้านสเตเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อลดกำลังงานสูญเสีย ซึ่งการคำนวณพึ่งพาแบบจำลองของมอเตอร์ ที่ค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีเจเนติกอัลกอริทึม 2) ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ได้ตามความต้องการ โดยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์
6	2017	A. Strandt And L. Wei	นำเสนอแบบจำลองอย่างง่ายสำหรับการควบคุมการลดกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่พิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ร่วมกับกำลังงานสูญเสียของระบบขับเคลื่อน คำนวณหาค่าที่เหมาะสมของกระแสแม่เหล็กเพื่อลดกำลังงานสูญเสีย ซึ่งอาศัยการหาอนุพันธ์ของสมการกำลังงานสูญเสียทั้งหมดเทียบกับกระแสแม่เหล็ก จากผลแสดงให้เห็นว่า สำหรับมอเตอร์ขนาดเล็กกว่า 30 แรงม้า กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์จะมีนัยสำคัญมากกว่ากำลังงานสูญเสียของระบบขับเคลื่อน

จากการศึกษางานวิจัยในอดีต พบว่า การประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะอาศัยเทคนิควิธีการควบคุมมอเตอร์เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม โดยวิธีการควบคุมมีอยู่ 2 เทคนิคหลักที่นิยมใช้อย่างแพร่หลาย คือ การควบคุมแบบสเกลาร์ (scalar method) และการควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control) ซึ่งจากตารางที่ 2.1 พบว่าเป็นการควบคุมมอเตอร์

แบบสเกลาร์ โดยวิธีดังกล่าวมีค่าแรงดัน กระแส และความถี่ เป็นตัวแปรพื้นฐานในการควบคุม ความเร็วรอบของมอเตอร์ ข้อดีของการควบคุมแบบสเกลาร์ คือ สามารถใช้ได้กับมอเตอร์ทั่ว ๆ ไป โดยไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลพารามิเตอร์ภายใน แต่ข้อเสียของวิธีนี้ คือ ไม่สามารถควบคุมแรงบิด ของมอเตอร์ได้โดยตรง ซึ่งจะส่งผลต่อสมรรถนะของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานที่ใช้หลักการแกนสองเฟส

การศึกษาเกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่ใช้หลักการแกนสองเฟส เป็นที่นิยมในการนำไปประยุกต์ใช้ เนื่องจากตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันมีการนำเสนอการศึกษาไว้หลากหลาย ทั้งวิธีการควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ การเลือกแกนหมุน และหลักการที่ใช้ในการประหยัดพลังงาน ซึ่งผลการสำรวจงานวิจัยในอดีตแสดงได้ดังตารางที่ 2.2 ดังนี้

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสองเฟส

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
7	1985	D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์ให้มีประสิทธิภาพการทำงานสูงสุด ได้ดำเนินการโดยปรับพิกซ์ของระบบวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งได้ทำการวางเวกเตอร์พิกซ์ของโรเตอร์ไว้ที่แกน d ($i_{qr} = 0$) พิกซ์โรเตอร์อ้างอิงจะถูกกำหนดด้วยตัวควบคุมแบบปรับตัว จากการวัดกำลังงานอินพุต
8	1994	G. O. Garcia, J. C. Mendes Luis, R. M. Stephan and E. H. Watanane	นำเสนอการเพิ่มประสิทธิภาพของมอเตอร์ให้สูงสุด โดยควบคุมพลังงานระหว่างกำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดและกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กให้สมดุลกัน ทำการคำนวณหาค่าที่เหมาะสมของความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแรงบิด (i_{qs}) และกระแสสนามของสเตเตอร์ (i_{ds}) ความสัมพันธ์ดังกล่าว คือ $i_{ds} = K_{\min(S)} i_{qs} $

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสองเฟส (ต่อ)

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
9	1997	J. H. Chang and B. K. Kim	นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบให้เวลาน้อยที่สุด ซึ่งทำให้การตอบสนองทางพลวัตดีในช่วงสถานะชั่วครู่ และวิธีการควบคุมให้กำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด เพื่อให้ประสิทธิภาพสูงขึ้นในช่วงสถานะคงตัว โดยการใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะทำให้การตอบสนองทางพลวัตดีขึ้น แต่โดยทั่วไปจะกำหนดให้ฟลักซ์โรเตอร์มีค่าคงที่ ซึ่งประสิทธิภาพจะมีค่าต่ำ ดังนั้นการปรับปรุงประสิทธิภาพของมอเตอร์ จึงต้องเปลี่ยนแปลงฟลักซ์โรเตอร์ (w_{rd}) ตามโหลดที่ต้องการ กำลังงานสูญเสียต่ำที่สุด หาได้จาก $\frac{dP_{loss}}{dw_{rd}} = 0$ ซึ่งจะได้ค่าฟลักซ์อ้างอิงที่ทำให้กำลังงานสูญเสียต่ำที่สุด ตามค่าโหลดที่ต้องการ
10	1999	K. Matsuse, T. Yoshizumi, S. Katsuta and S. Taniguchi	นำเสนอการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานให้สูงที่สุด โดยหาฟลักซ์โรเตอร์ (w_{dr}) ที่ทำให้กำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด สามารถคำนวณได้จาก $\frac{dP_{loss}}{dw_{dr}} = 0$ จะได้ค่าฟลักซ์โรเตอร์ที่ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์เพิ่มขึ้น
11	1999	W-J. Wang and C-C. Wang	นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบและประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ด้วยการควบคุมกระแสแม่เหล็ก (i_{ds}) และกระแสแรงบิด (i_{qs}) โดย i_{ds} จะสามารถปรับเพื่อให้กำลังงานสูญเสียน้อยที่สุดคำนวณได้จาก $ i_{ds} = \sqrt{k_p} i_{qs} $
12	2005	S. V. Zadeh and F. Hendi	นำเสนอการเพิ่มประสิทธิภาพของมอเตอร์โดยการลดกำลังงานสูญเสีย ซึ่งหลักการประหยัดพลังงานคือ เปลี่ยนค่ากระแสเดเตอร์ (i_{ds}) และลดกำลังงาน

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสองเฟส (ต่อ)

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			อินพุตไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งได้ค่ากระแสเตเตอร์ที่เหมาะสม ที่กระแสค่านี้กำลังงานอินพุตจะมีค่าต่ำที่สุด
13	2005	O. Ojo and G. Dong	นำเสนอวิธีการควบคุมความเร็วโดยไร้ตัวตรวจจับซึ่งประมาณค่าความเร็วโรเตอร์ได้จากสมการแรงดันไฟฟ้าของโรเตอร์ และนำเสนอการหาประสิทธิภาพที่เหมาะสมโดยลดกำลังงานสูญเสียให้น้อยที่สุด กำลังงานสูญเสียที่พิจารณาประกอบด้วยกำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดและเนื่องจากแกนเหล็ก กำลังงานสูญเสียต่ำที่สุดหาได้จาก $\frac{dP_L}{d} = 0$ ดังนั้นจะได้ ฟลักซ์โรเตอร์เชื่อมโยง (λ_{rr}) ที่เหมาะสม ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นด้วย
14	2007	A. Haddoun and M. H. Benbouzid	นำเสนอการลดกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนยานพาหนะไฟฟ้า โดยคำนวณจาก $\frac{dP_{loss}}{dA} = 0$ (A คือ อัตราส่วนของกระแส $i_{qs} = A i_{ds}$) ซึ่งทำให้ทราบว่ากำลังงานสูญเสียต่ำที่สุด เมื่อกำลังงานสูญเสียแกนดี ($P_{loss,d}$) เท่ากับกำลังงานสูญเสียแกนคิว ($P_{loss,q}$)
15	2008	M. N. Uddin and S. W. Nam	นำเสนอการเพิ่มประสิทธิภาพ โดยการหาค่ากระแสแม่เหล็ก (i_{mr}) ที่เหมาะสมเพื่อทำให้กำลังงานสูญเสียต่ำที่สุด ซึ่งในสภาวะคงตัว $i_{mr} = i_{ds}$ เพราะฉะนั้นจากการคำนวณ $\frac{dP_{total}}{di_{ds}} = 0$ ทำให้ทราบว่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์จะต่ำที่สุดเมื่อกำลังงานสูญเสียของแกนดีและแกนคิวมีค่าเท่ากัน ดังนั้นกระแสแม่เหล็กที่เหมาะสมสำหรับการประหยัด

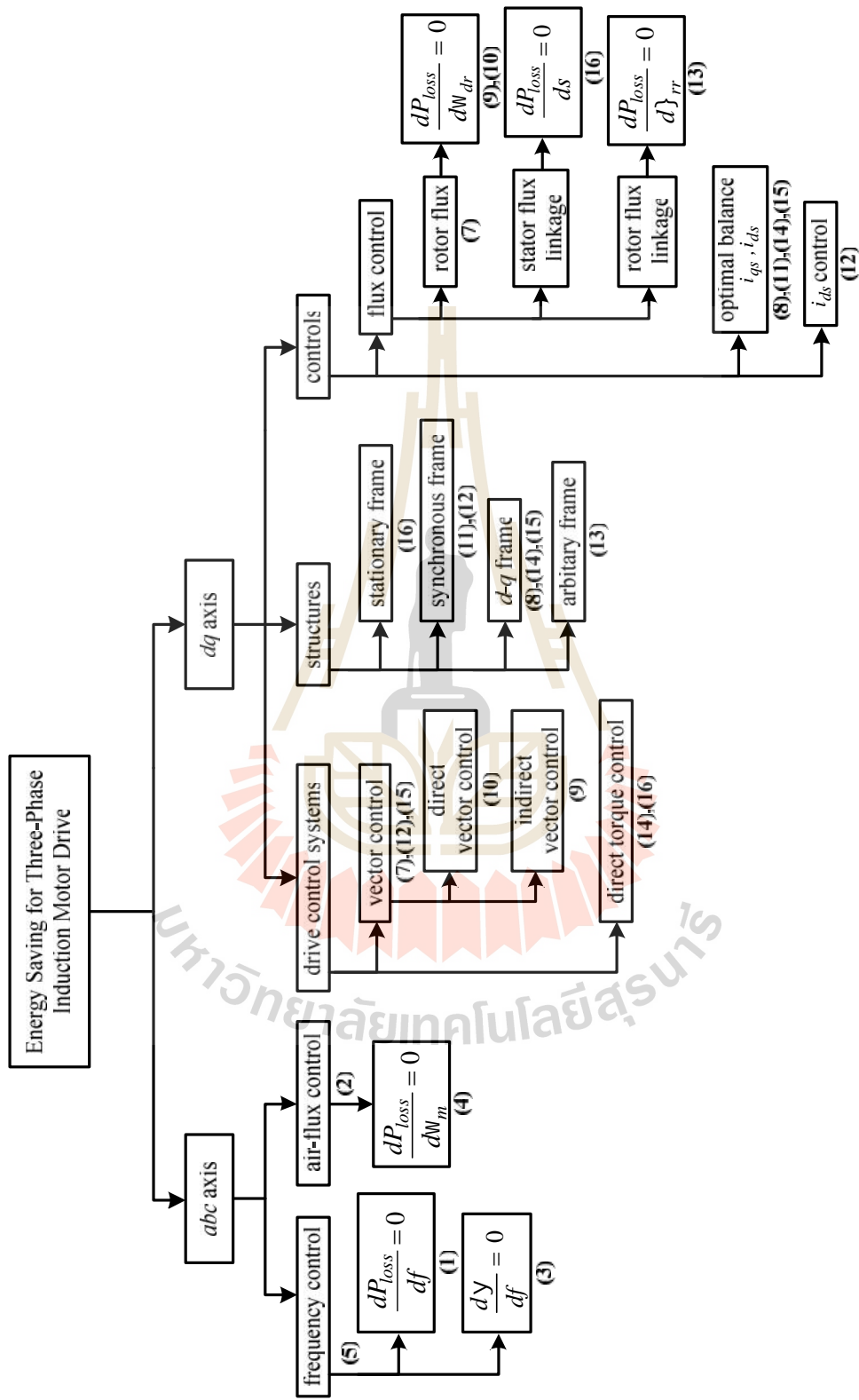
ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสองเฟส (ต่อ)

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			พลังงาน (i_{mr_opt}) จึงหาได้จากความสัมพันธ์ $i_{mr_opt} = Ki_{qs}$
16	2009	L. Jian, L. He, T. Wan and C. Yu	นำเสนอการหาประสิทธิภาพที่เหมาะสม ด้วยวิธีการควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct Torque Control : DTC) ซึ่งจะปรับค่าฟลักซ์เชื่อมโยงฝั่งสเตเตอร์แบบออนไลน์ตามจุดการทำงานที่เปลี่ยนแปลง โดยเฉพาะกรณีไม่มีโหลดหรือโหลดน้อยมาก และใช้วิธีการปรับแบบเวกเตอร์ปริภูมิ (space vector) ควบคุมความถี่สวิตช์ให้คงที่ ซึ่งเป็นการลดแรงบิดกระแสที่เนื่องจากการใช้วิธีควบคุม DTC การคำนวณ คือ $\frac{dP_{loss}}{ds} = 0$ ซึ่งจะได้ค่าสลิปที่เหมาะสมสำหรับนำไปแทนในสมการของฟลักซ์เชื่อมโยงฝั่งสเตเตอร์ ทำให้ได้ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงฝั่งสเตเตอร์ที่เหมาะสม สำหรับการปรับปรุงประสิทธิภาพ
17	2018	N. A. Tan and D-C. Lee	นำเสนอวิธีการลดกำลังงานสูญเสียในการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ถูกควบคุมแบบสเกลาร์ โดยไม่มีตัวตรวจรู้ความเร็วรอบ การลดกำลังงานสูญเสียให้น้อยที่สุดทำได้โดยคำนวณหาค่าที่เหมาะสมของความเร็วสลิป (S_{sl}) ซึ่งคำนวณได้จาก $\frac{\partial P_{loss}}{\partial S_{sl}} = 0$ นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการประมาณค่ากระแสสเตเตอร์ ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าฟลักซ์สเตเตอร์ที่ต้องการในการควบคุมแบบสเกลาร์
18	2018	K. Rai, S. B. L. Seksena And A. N. Thakur	นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะสำหรับการลดกำลังงานสูญเสียให้น้อยที่สุดของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบเวกเตอร์ โดยใช้ 3 อัลกอริทึม

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หลักการแกนสองเฟส (ต่อ)

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			ที่แตกต่างกัน (PSO,GA,GS) โดยจากการศึกษาพบว่า สมรรถนะของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยวิธี PSO ช่วยลดกำลังงานสูญเสียโดยสามารถหาค่า i_{ds}^* ที่มีความเหมาะสมเพื่อให้กำลังงานสูญเสียน้อยที่สุดได้ และมีผลตอบสนองที่เร็วและมีความถูกต้องมากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอีก 2 วิธี
19	2018	S. Hesari, M. Noruziazghandi, A. A. Shojaei And M. Neyestani	นำเสนอวิธีลดกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ วิธีดั้งเดิมและวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ โดยวิธีดั้งเดิมประกอบด้วย การควบคุมด้วยแบบจำลองกำลังงานสูญเสีย (LMC) และการควบคุมการค้นหา (SC) ซึ่งพบว่า วิธี LMC สามารถคำนวณค่าที่เหมาะสมได้รวดเร็วตามการทำงานของมอเตอร์ แต่ต้องทราบพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ในขณะที่วิธี SC ไม่จำเป็นต้องทราบพารามิเตอร์ของมอเตอร์ แต่โครงสร้างมีความซับซ้อนและการคำนวณช้ากว่าวิธี LMC ส่วนวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ เช่น GA PSO และ fuzzy logic เป็นวิธีที่นิยมกว่าวิธีดั้งเดิมเนื่องจาก ความเรียบง่าย ความน่าเชื่อถือ และผลลัพธ์ที่ได้ให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ที่สูงขึ้นกว่าวิธีดั้งเดิม

ผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องตามตารางที่ 2.2 พบว่าเลือกใช้การควบคุมมอเตอร์แบบเวกเตอร์ ซึ่งสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้อย่างอิสระ ดังนั้นสมรรถนะของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์จึงดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบสเกลาร์



รูปที่ 2.1 ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้ง 2 หลักการ สามารถแสดงแผนภาพรายละเอียดได้ดังรูปที่ 2.1 โดยจากการศึกษา พบว่า แนวทางส่วนใหญ่จะใช้วิธีการหาอนุพันธ์ของสมการกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เทียบกับตัวแปรที่สนใจ แต่สิ่งที่แตกต่างกันของงานวิจัยในอดีต คือ การพิจารณาปริมาณต่าง ๆ ในระบบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้หลักการแกนสามเฟส (แกนเอบีซี) หรือใช้หลักการแกนสองเฟส (แกนดีคิว) ซึ่งการพิจารณาในระบบแกนดีคิวจะลดความซับซ้อนในการควบคุมมอเตอร์ เหมือนกับการแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นกระแสดตรงบนสองแกน เพื่อให้ปริมาณในแต่ละแกนเป็นอิสระต่อกัน การควบคุมมอเตอร์จึงสามารถทำได้ง่ายกว่า ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้การควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีแบบเวกเตอร์ ซึ่งสามารถพัฒนา และปรับปรุงเพื่อการประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

โดยทั่วไป พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถหาได้จากการทดสอบตามทฤษฎีพื้นฐาน และส่วนใหญ่จะใช้ค่าที่ได้จากการทดสอบเป็นค่าคงที่ในการคำนวณทุกขบวนการทำงาน แต่ในความเป็นจริง ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงตามสถานะการทำงาน และมีความสำคัญต่อสมรรถนะของการควบคุมมอเตอร์และการประหยัดพลังงานด้วย ผู้วิจัยจึงได้ศึกษาและสำรวจงานวิจัยทางด้านการประมาณค่า หรือการหาค่าที่เหมาะสมของพารามิเตอร์ โดยจากการศึกษางานวิจัยในอดีตจนถึงปัจจุบัน พบว่า มีวิธีการหรือตัวประมาณค่าอยู่หลายวิธีที่นิยมใช้ เช่น การหาค่าเหมาะที่สุดแบบมีเงื่อนไขบังคับ (Proca and Keyhani, 2002) การหาค่ากำลังสองน้อยที่สุด (Lima et al., 1997) (Cirincione et al., 2003) (Wang et al., 2005) (Huynh et al., 2010) วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ (Karanayil et al., 2007) (Jangjit and Laohachai, 2009) (Simonik et al., 2012) (Tofighi et al., 2013) และตัวกรองคาลมาน (Loron and Laliberte, 1993) เป็นต้น โดยแต่ละวิธีมีข้อจำกัดที่แตกต่างกัน คือ การหาค่าเหมาะที่สุดแบบมีเงื่อนไขบังคับ จากการศึกษ พบว่า วิธีการดังกล่าวมีความยุ่งยากในการกำหนดเงื่อนไขของระบบ โดยถ้ากำหนดได้ไม่เหมาะสมจะส่งผลต่อการประมาณค่าที่ไม่ถูกต้อง วิธีถัดมา คือ การหาค่ากำลังสองน้อยที่สุด วิธีการนี้มีความไวต่อสัญญาณรบกวน หรือสิ่งผิดปกติกจากข้อมูลที่ใช้ในการประมาณค่า และกระบวนการทำงานลู่เข้าสู่คำตอบช้า (Moons and Moor, 1995) ในส่วนของวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ มีข้อดีในด้านความยืดหยุ่นการใช้งานง่าย และสามารถลู่เข้าสู่คำตอบได้ แต่มีข้อเสีย คือ วิธีดังกล่าวใช้เวลาในกระบวนการคำนวณมาก (Elbuluk and Kankam, 1997) (Zaky et al., 2008) ตัวประมาณค่าต่อมาที่ผู้วิจัยให้ความสนใจ คือ ตัวกรองคาลมาน ซึ่งข้อดีของตัวกรองคาลมานจากการศึกษา พบว่า มีความสามารถใน

การใช้งานในระบบที่มีอินพุตและเอาต์พุตหลายตัว สามารถจัดการกับระบบที่ขึ้นอยู่กับเวลาได้ มีการลู่เข้าที่เร็วแม้ว่าสภาวะการทำงานจะมีการเปลี่ยนแปลงไป (Wade et al., 1994) งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกใช้ตัวกรองคาลมานสำหรับประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ โดยผลการสำรวจงานวิจัยในอดีตเกี่ยวกับการประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมาน แสดงได้ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมาน

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1	1993	L. Loron and G. Laliberte	นำเสนอ Extended Kalman Filter (EKF) สำหรับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้เพียงปริมาณของมอเตอร์ที่สามารถวัดได้ง่าย คือ แรงดันสเตเตอร์ กระแสสเตเตอร์ และความเร็วรอบ จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่า พารามิเตอร์ลู่เข้าได้เร็ว ให้ผลของพารามิเตอร์ที่ถูกต้องแบบจำลองการค้นหาปรับตัวได้ดีกับการควบคุมแรงบิด และสามารถดำเนินการค้นหาพารามิเตอร์ได้ในขณะที่ความเร็วรอบมีการเปลี่ยนแปลง
2	1993	T. Kataoka, S. Toda and Y. Sato	นำเสนอการประมาณค่าพารามิเตอร์ 2 ตัวของมอเตอร์เหนี่ยวนำ คือ ความต้านทานโรเตอร์และความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก โดยใช้ตัวประมาณค่า EKF การทดสอบการประมาณค่าพารามิเตอร์ดำเนินการภายใต้การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิระดับฟลักซ์ และแรงบิดโหลด ผลจากการประมาณค่าจะเห็นว่าความต้านทานโรเตอร์เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และความเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีการเปลี่ยนแปลงตามฟลักซ์
3	1994	S. Wade, M. W. Dunnigan and B. W. Williams	นำเสนอการประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์ โดยในบทความนำเสนอวิธีการไว้ 3 วิธี ดังนี้ 1) Improved Westphal Method ใช้สำหรับประมาณค่าความต้านทานโรเตอร์ ก่อนที่ความต้านทานนี้จะ

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมาน
(ต่อ)

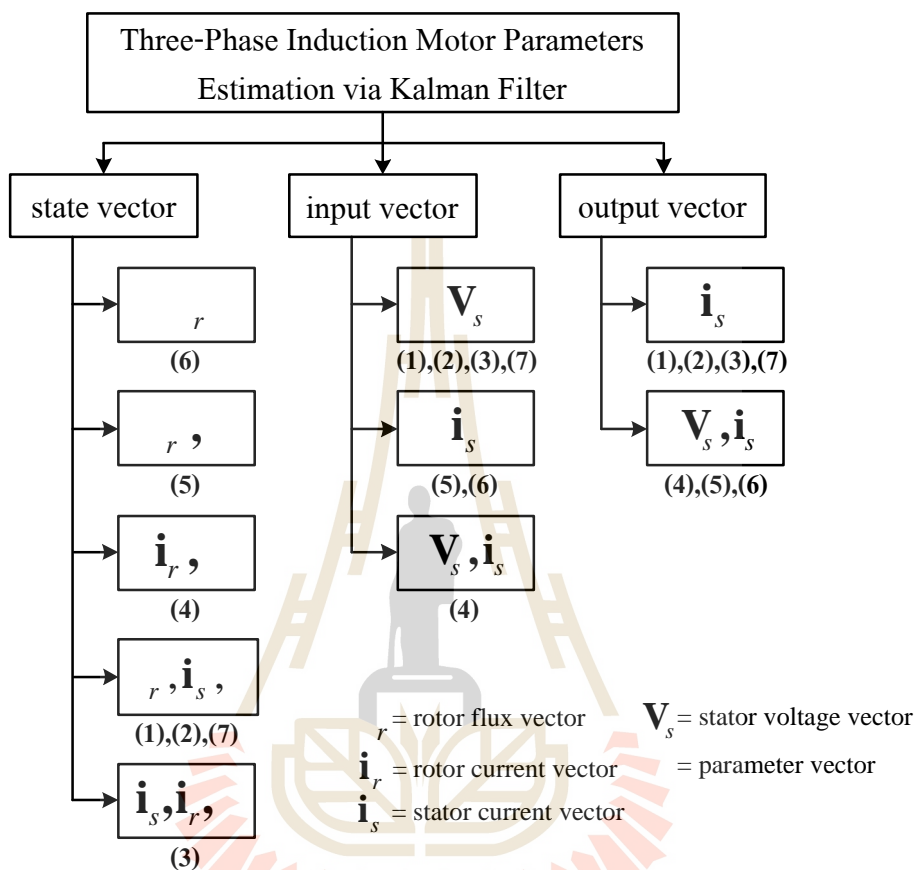
ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			<p>ถูกนำไปใช้ในแบบจำลองสำหรับการประมาณค่าตัวแปรสถานะด้วย KF การคำนวณของวิธีดังกล่าวไม่ซับซ้อน ลู่เข้าเร็ว แต่ไม่ปรับตามการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์</p> <p>2) Extended Kalman Filter ให้ผลในการลู่เข้าหาคำตอบเร็ว และปรับตามการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ แต่มีการคำนวณที่ซับซ้อน</p> <p>3) Reduced Order Kalman Filter เป็นวิธีที่พัฒนามาจาก EKF โดยลดความซับซ้อนในการคำนวณ แต่ลู่เข้าสู่คำตอบช้ากว่า EKF</p>
4	1996	D. J. Atkinson, J. W. Finch and P. P. Acarnley	<p>นำเสนอวิธีการประมาณค่าความต้านทาน โรเตอร์ด้วย EKF โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์จำเป็นต้องคำนวณค่าความเร็วสลิป จึงต้องทราบค่าคงที่ทางเวลาของโรเตอร์ที่ถูกต้อง โดยความต้านทานโรเตอร์เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิจึงเป็นปัญหาสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ การประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์นี้มีตัวแปรสถานะที่ไม่สามารถวัดค่าได้คือ ฟลักซ์และกระแสทางฝั่งโรเตอร์ ดังนั้น จึงใช้ EKF ในการประมาณค่าตัวแปรสถานะและพารามิเตอร์ร่วมกัน</p>
5	1999	G. G. Soto, E. Mendes and A. Razek	<p>นำเสนอการประมาณค่าความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้เทคนิค EKF ซึ่งมีการพัฒนาวิธีดังกล่าวด้วยการใช้ reduced dynamic motor model เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณของ EKF เนื่องจากวิธีนี้ใช้แบบจำลองอันดับสูง จึงต้องมีการลดอันดับลง และจากผลการทดสอบ</p>

ตารางที่ 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมาน
(ต่อ)

ลำดับที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
			พบว่า ระบบที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ตามที่น่าเสนอ มีสมรรถนะสูงแม้ในสถานะที่โหลดต่ำ
6	2003	V. Leite, R. Araujo and D. Freitas	นำเสนอวิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์หลักของมอเตอร์ แต่แยกการประมาณค่าของพารามิเตอร์โรเตอร์และส่วนประกอบของฟลักซ์โรเตอร์ออกจากพารามิเตอร์ฟลักซ์สเตเตอร์ โดยการประมาณค่าพารามิเตอร์ทางฟลักซ์โรเตอร์จะพิจารณาบนเฟรมอ้างอิงโรเตอร์ และประมาณค่าด้วย EKF ส่วนการประมาณค่าพารามิเตอร์ฟลักซ์สเตเตอร์จะพิจารณาบนเฟรมอ้างอิงสเตเตอร์ และประมาณค่าด้วยวิธี Recursive Prediction Error Method (RPEM)
7	2010	S. Aksoy, A. Muhurcu and H. Kizmaz	นำเสนออัลกอริทึม EKF ใช้ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ คือ ค่าคงที่ทางเวลาโรเตอร์ ความต้านทานสเตเตอร์ ความเหนี่ยวนำสเตเตอร์ ความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก และองค์ประกอบของฟลักซ์โรเตอร์ โดยใช้การวัดแรงดันสเตเตอร์ กระแสสเตเตอร์ และความเร็วรอบ

จากผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องตามตารางที่ 2.3 สามารถเขียนแผนภาพแสดงรายละเอียดการพิจารณาเวกเตอร์ตัวแปรสถานะ เวกเตอร์อินพุต และเวกเตอร์เอาต์พุต ของแต่ละบทความในอดีตที่ได้ศึกษา ดังรูปที่ 2.2 จากรูปดังกล่าว เวกเตอร์ตัวแปรสถานะ คือ ตัวแปรสถานะของระบบรวมถึงพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่าหรือต้องการค้นหา ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามสถานะการทำงานของระบบ ถัดมา เวกเตอร์อินพุต คือ อินพุตของระบบที่พิจารณา โดยทั่วไปจะเลือกใช้แรงดันหรือกระแสสเตเตอร์ ในขณะที่ เวกเตอร์เอาต์พุต คือ ค่าที่สามารถวัดได้จากระบบ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการประมาณ เวกเตอร์ทั้งสามนี้ เป็นองค์ประกอบในแบบจำลองทาง

คณิตศาสตร์ของระบบที่พิจารณา และถูกใช้ในการกระบวนการคำนวณของตัวกรองคาลมาน ซึ่งเวกเตอร์เหล่านี้ ผู้ใช้งานสามารถกำหนดได้เองตามความเหมาะสมของระบบที่พิจารณา



รูปที่ 2.2 ภาพรวมปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยตัวกรองคาลมาน

2.5 สรุป

จากผลการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องของทั้งสองส่วน เป็นประโยชน์และพื้นฐานที่สำคัญอย่างยิ่งต่อแนวทางการดำเนินงานของผู้วิจัย ซึ่งจะนำไปพัฒนาและต่อยอดงานวิจัยในการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวกรองคาลมานให้ดียิ่งขึ้นต่อไป

บทที่ 3

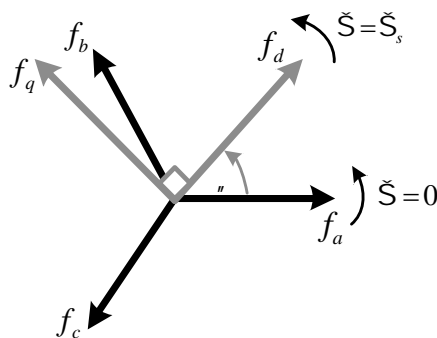
แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

3.1 บทนำ

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จำเป็นต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ดังกล่าวในการออกแบบตัวควบคุม แต่แบบจำลองในระบบสามเฟสหรือแกนเอบีซีนั้น มีความยุ่งยากในการควบคุมปริมาณต่าง ๆ ของมอเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับเวลา จึงได้ทำการแปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้อยู่บนแกนดีควิ โดยใช้การแปลงของปาร์ก ซึ่งจะเหมือนกับแปลงสัญญาณไฟฟ้ารูปแบบกระแสดับสามเฟสไปเป็นกระแสดรงบนสองแกนที่ตั้งฉากกัน เพื่อให้ปริมาณในแต่ละแกนเป็นอิสระซึ่งกันและกัน ทำให้สะดวกต่อการควบคุม นอกจากนี้ ในบทนี้ได้นำเสนอการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง โดยจะจำลองสถานการณ์เทียบกับชุดบล็อกมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใน SimPowerSystem ของ MATLAB เพื่อยืนยันว่าแบบจำลองดังกล่าวสามารถนำไปใช้งานได้

3.2 การแปลงของปาร์ก (Park's Transformation)

การแปลงของปาร์กเป็นกระบวนการแปลงเวกเตอร์จากแกนสามเฟสเป็นแกนสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน (rotating frame) หรือแกนดีควิศูนย์ ($dq0$) แต่ในการแปลงจะไม่พิจารณาส่วนประกอบบนแกนศูนย์ เนื่องจากได้พิจารณาปริมาณทางไฟฟ้าอยู่บนแกนสามเฟสสมดุล การแปลงดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 การแปลงแกนจากเอบีซีให้อยู่บนแกนดีควิ

รูปแบบการแปลงของพาร์ก เป็นดังสมการที่ (3-1) และสมการการแปลงกลับของพาร์ก แสดงได้ดังสมการที่ (3-2) ดังนี้

$$[\mathbf{f}_{dq0}] = [\mathbf{T}_{dq0}][\mathbf{f}_{abc}] \quad (3-1)$$

$$[\mathbf{f}_{abc}] = [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}[\mathbf{f}_{dq0}] \quad (3-2)$$

โดยมีเมตริกซ์การแปลงดังสมการที่ (3-3) และเมตริกซ์การแปลงกลับดังสมการที่ (3-4) ตามลำดับ

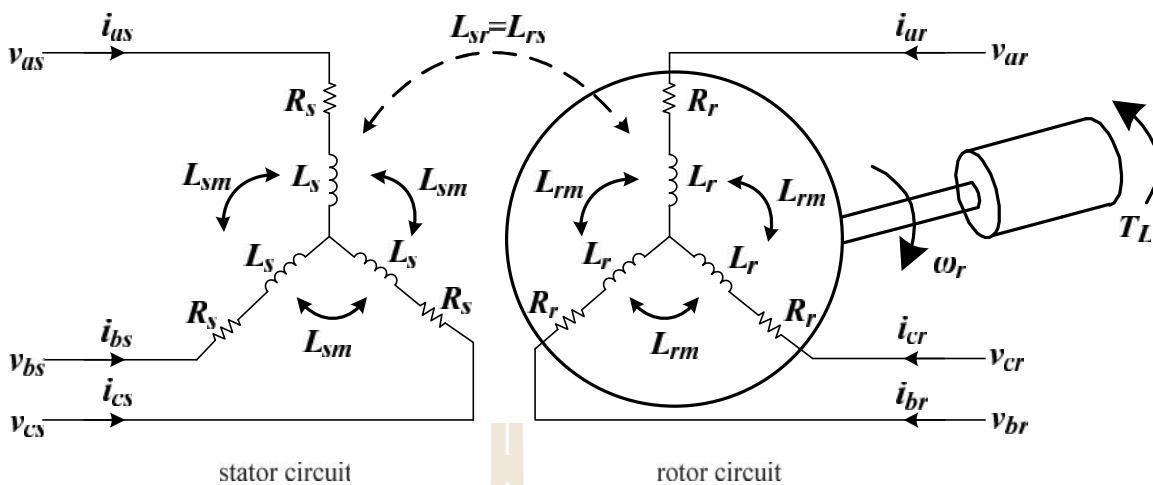
$$[\mathbf{T}_{dq0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & \cos(\theta + \frac{2f}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2f}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2f}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2f}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2f}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

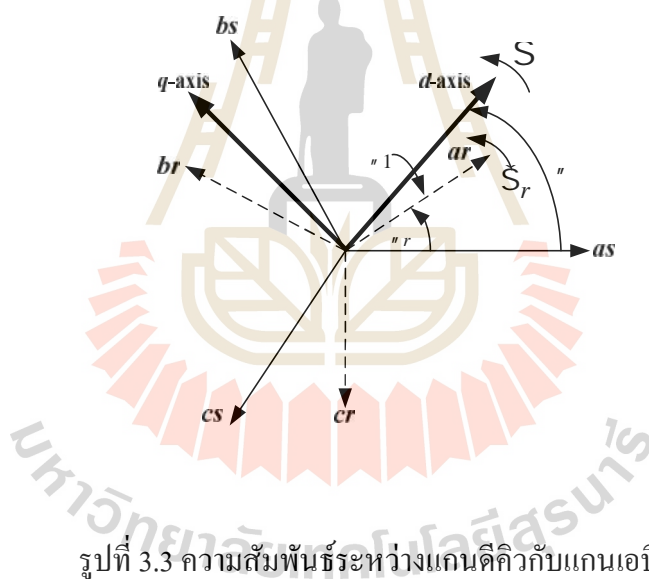
3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว

การพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะเริ่มพิจารณาจาก วงจรสมมูลของมอเตอร์บนแกนสามเฟส ดังรูปที่ 3.2 และความสัมพันธ์ระหว่างแกนดีคิวกับแกนเอ บีซีทางฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.3 โดย θ คือ มุมอ้างอิงระหว่างแกนดีคิวกับแกนเอ ทางด้านสเตเตอร์ (θ_s) และ θ_r คือ มุมอ้างอิงระหว่างแกนดีคิวกับแกนเอทางด้านโรเตอร์ (θ_r)

จากรูปที่ 3.2 มีส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ วงจรสเตเตอร์ และวงจรโรเตอร์ โดยแต่ละเฟสใน วงจรจะประกอบด้วยค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำที่ประกอบด้วย ความเหนี่ยวนำของ ขดลวดและความเหนี่ยวนำร่วม



รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแกนดีคิวกับแกนเอบีซี

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เริ่มต้นด้วยการใช้กฎแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ทางฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ ได้ดังสมการที่ (3-5) และ (3-6) ตามลำดับ จากสมการที่ (3-5) และ (3-6) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (3-7) และ (3-8) โดย } คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดขึ้นภายในมอเตอร์ ซึ่งจะอยู่ในเทอมของความเหนี่ยวนำและกระแส โดยระหว่างทุก ๆ เฟสของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ จะมีฟลักซ์เชื่อมโยงนี้เกิดขึ้นทั้งภายในตัวเอง (เหนี่ยวนำภายในสเตเตอร์และภายในโรเตอร์) และระหว่างวงจร (เหนี่ยวนำระหว่างสเตเตอร์กับ โรเตอร์) ดังนั้นเมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงจึงแสดงได้ดังสมการที่ (3-9)

สมการแรงดันฝั่งสเตเตอร์ทั้งสามเฟส

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= R_s i_{as} + L_s \frac{d}{dt} i_{as} + L_{sm} \frac{d}{dt} i_{bs} + L_{sm} \frac{d}{dt} i_{cs} + L_{sr} \cos \theta_r \frac{d}{dt} i_{ar} \\
 &\quad + L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{br} + L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{cr} \\
 v_{bs} &= R_s i_{bs} + L_s \frac{d}{dt} i_{bs} + L_{sm} \frac{d}{dt} i_{as} + L_{sm} \frac{d}{dt} i_{cs} + L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{ar} \\
 &\quad + L_{sr} \cos \theta_r \frac{d}{dt} i_{br} + L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{cr} \\
 v_{cs} &= R_s i_{cs} + L_s \frac{d}{dt} i_{cs} + L_{sm} \frac{d}{dt} i_{as} + L_{sm} \frac{d}{dt} i_{bs} + L_{sr} \cos \left(\theta_r + \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{ar} \\
 &\quad + L_{sr} \cos \left(\theta_r - \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{br} + L_{sr} \cos \theta_r \frac{d}{dt} i_{cr}
 \end{aligned} \tag{3-5}$$

สมการแรงดันฝั่งโรเตอร์ทั้งสามเฟส

$$\begin{aligned}
 v_{ar} &= R_r i_{ar} + L_r \frac{d}{dt} i_{ar} + L_{rm} \frac{d}{dt} i_{br} + L_{rm} \frac{d}{dt} i_{cr} + L_{rs} \cos \theta_r \frac{d}{dt} i_{as} \\
 &\quad + L_{rs} \cos \left(\theta_r - \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{bs} + L_{rs} \cos \left(\theta_r + \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{cs} \\
 v_{br} &= R_r i_{br} + L_r \frac{d}{dt} i_{br} + L_{rm} \frac{d}{dt} i_{ar} + L_{rm} \frac{d}{dt} i_{cr} + L_{rs} \cos \left(\theta_r + \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{as} \\
 &\quad + L_{rs} \cos \theta_r \frac{d}{dt} i_{bs} + L_{rs} \cos \left(\theta_r - \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{cs} \\
 v_{cr} &= R_r i_{cr} + L_r \frac{d}{dt} i_{cr} + L_{rm} \frac{d}{dt} i_{ar} + L_{rm} \frac{d}{dt} i_{br} + L_{rs} \cos \left(\theta_r - \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{as} \\
 &\quad + L_{rs} \cos \left(\theta_r + \frac{2f}{3} \right) \frac{d}{dt} i_{bs} + L_{rs} \cos \theta_r \frac{d}{dt} i_{cs}
 \end{aligned} \tag{3-6}$$

$$[\mathbf{V}_{abc}] = R_s [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{abc}] \tag{3-7}$$

$$[\mathbf{V}_{abc}] = R_r [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{abc}] \tag{3-8}$$

$$\begin{bmatrix} abc \\ abc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{abc,ss} & \mathbf{L}_{abc,sr} \\ \mathbf{L}_{abc,rs} & \mathbf{L}_{abc,rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc} \\ \mathbf{i}_{abc} \end{bmatrix} \tag{3-9}$$

จากสมการที่ (3-9) เมทริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์กับสเตเตอร์ ($\mathbf{L}_{abc,ss}$) ซึ่งเกิดทั้งภายในตัวเอง ($asas, bsbs, cscs$) และระหว่างเฟส ($asbs, asc, bscs$) จึงมีรูปแบบเมทริกซ์

ดังสมการที่ (3-10) ในขณะที่ความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์กับโรเตอร์ ($\mathbf{L}_{abc,rr}$) จะมีรูปแบบดังสมการที่ (3-11) และเมตริกซ์ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ ($\mathbf{L}_{abc,sr}, \mathbf{L}_{abc,rs}$) ซึ่งขึ้นอยู่กับมุมของโรเตอร์ มีรูปแบบเมตริกซ์ดังสมการที่ (3-12) ดังนี้

$$[\mathbf{L}_{abc,ss}] = \begin{bmatrix} L_s & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_s & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_s \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$[\mathbf{L}_{abc,rr}] = \begin{bmatrix} L_r & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_r & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_r \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

$$[\mathbf{L}_{abc,sr}] = [\mathbf{L}_{abc,rs}]^t = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2f}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2f}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2f}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2f}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2f}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2f}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

3.3.1 ฟลักซ์เชื่อมโยงบนแกนดีคิว

การแปลงฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ให้อยู่บนแกนดีคิว จะใช้วิธีการแปลงของปาร์กซึ่งได้อธิบายไปแล้วข้างต้น โดยเริ่มต้นด้วยการแปลงสมการฟลักซ์เชื่อมโยงทางฝั่งสเตเตอร์ โดยจะใช้ สมการที่ (3-1) ดังนั้นจากสมการฟลักซ์เชื่อมโยงทางฝั่งสเตเตอร์ สมการที่ (3-9) จะเป็นดังสมการที่ (3-13)

$$[\mathbf{i}_{dq0}] = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)]([\mathbf{L}_{abc,ss}][\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{L}_{abc,sr}][\mathbf{i}_{abc}]) \quad (3-13)$$

ใช้การแปลงกลับของปาร์ก สมการที่ (3-2) เพื่อแปลงกระแสสเตเตอร์และโรเตอร์บนแกนเอบีซี ให้อยู่บนแกนดีคิว ดังนั้นจะได้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงด้าน สเตเตอร์บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (3-14) และในทำนองเดียวกัน สมการฟลักซ์เชื่อมโยงด้าน โรเตอร์บนแกนดีคิว แสดงได้ดังสมการที่ (3-15)

ดังนั้นจะได้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว ดังสมการที่ (3-16) ซึ่งปริมาณทางฝั่งโรเตอร์จะถูกย้ายมาอยู่ทางฝั่งสเตเตอร์ และ L_m คือ ความเหนี่ยวนำแม่เหล็กทางฝั่งสเตเตอร์ สามารถคำนวณได้จาก $L_m = \frac{3}{2} L_{ss} = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_r} L_{sr} = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_r} L_{rr}$

$$[\mathbf{i}_{dq0s}] = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)] [\mathbf{L}_{abc,ss}] [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0s}] + [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)] [\mathbf{L}_{abc,sr}] [\mathbf{T}_{dq0}(\theta - \theta_r)]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0r}]$$

$$= \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} \end{bmatrix} [\mathbf{i}_{dq0s}] + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathbf{i}_{dq0r}] \quad (3-14)$$

$$[\mathbf{i}_{dq0r}] = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta - \theta_r)] [\mathbf{L}_{abc,rs}] [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0s}] + [\mathbf{T}_{dq0}(\theta - \theta_r)] [\mathbf{L}_{abc,rr}] [\mathbf{T}_{dq0}(\theta - \theta_r)]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0r}]$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathbf{i}_{dq0s}] + \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{3}{2} L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{3}{2} L_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} [\mathbf{i}_{dq0r}] \quad (3-15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

3.3.2 สมการแรงดันบนแกนดีคิว

จากสมการแรงดันฝั่งสเตเตอร์บนแกนเอบีซี ใช้การแปลงกลับของปาร์กเพื่อแปลงแรงดันให้ไปอยู่บนแกนดีคิว ดังนั้นจากสมการที่ (3-7) จะเป็นดังสมการที่ (3-17)

$$[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{V}_{dq0s}] = R_s [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0s}] + \frac{d}{dt} ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0s}]) \quad (3-17)$$

นำ $[\mathbf{T}_{dq0}]$ คูณสมการที่ (3-17) จะได้ดังสมการที่ (3-18)

$$\begin{aligned}
[\mathbf{V}_{dq0s}] &= R_s [\mathbf{i}_{dq0s}] + [\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt} ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0s}]) \\
&= R_s [\mathbf{i}_{dq0s}] + [\mathbf{T}_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right) [\mathbf{i}_{dq0s}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_{dq0s}]
\end{aligned} \tag{3-18}$$

จากสมการที่ (3-18) พิจารณาเฉพาะพจน์ $[\mathbf{T}_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right)$ ซึ่ง $\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$ เป็นดังสมการที่ (3-19) โดย $\omega = \dot{\theta}$ คือ มุมอ้างอิงที่ใช้ในการแปลงแกน

$$\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} = \dot{\mathcal{S}} \begin{bmatrix} -\sin \omega & -\cos \omega & 0 \\ -\sin(\omega - \frac{2f}{3}) & -\cos(\omega - \frac{2f}{3}) & 0 \\ -\sin(\omega + \frac{2f}{3}) & -\cos(\omega + \frac{2f}{3}) & 0 \end{bmatrix} \tag{3-19}$$

ดังนั้นพจน์ $[\mathbf{T}_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right)$ จากสมการที่ (3-18) จะเป็นดังสมการที่ (3-20)

$$[\mathbf{T}_{dq0}] \left(\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right) = \dot{\mathcal{S}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3-20}$$

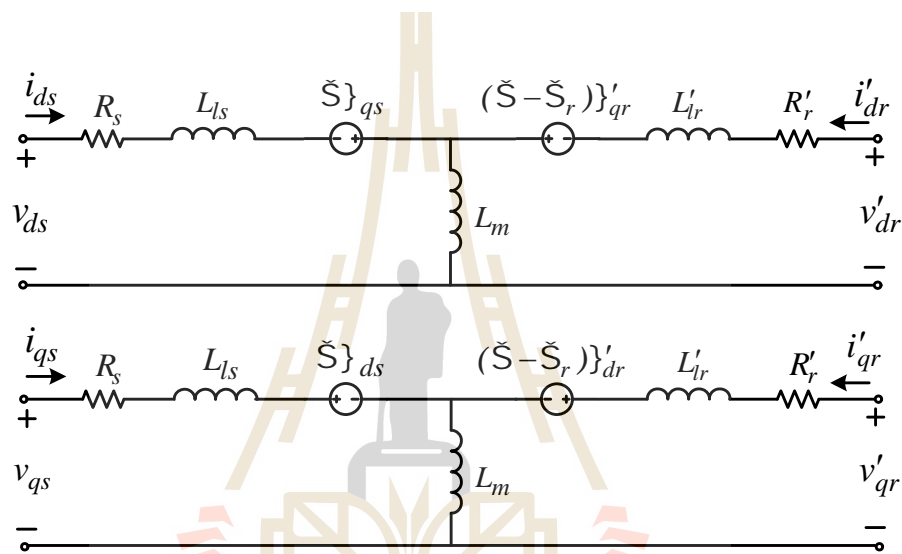
นำสมการที่ (3-20) แทนลงในสมการที่ (3-18) ดังนั้นแรงดันทางฝั่งสเตเตอร์บนแกนดีคิว จะเป็นตามสมการที่ (3-21)

$$[\mathbf{V}_{dq0s}] = R_s [\mathbf{i}_{dq0s}] + \dot{\mathcal{S}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathbf{i}_{dq0s}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_{dq0s}] \tag{3-21}$$

สมการแรงดันทางฝั่งโรเตอร์ ทำการแปลงแกนเช่นเดียวกับทางฝั่งสเตเตอร์ แต่มุมอ้างอิงในการหมุนจะแตกต่างกัน โดยมุมอ้างอิงทางฝั่งโรเตอร์ คือ $\omega_1 = \omega - \omega_r = \dot{\theta} - \dot{\theta}_r$ ดังนั้นสมการแรงดันฝั่งโรเตอร์บนแกนดีคิว จึงแสดงได้ดังสมการที่ (3-22)

$$[\mathbf{V}'_{dq0r}] = R'_r [\mathbf{i}'_{dq0r}] + (\dot{\mathcal{S}} - \dot{\mathcal{S}}_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathbf{i}'_{dq0r}] + \frac{d}{dt} [\mathbf{i}'_{dq0r}] \tag{3-22}$$

จากสมการของฟลักซ์เชื่อมโยงและแรงดันที่ได้ สามารถนำมาเขียนวงจรมุมลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดิกิว ได้ดังรูปที่ 3.4 จากวงจรมุมลดังกล่าว สมการทั้งหมดนั้นอยู่บนแกนหมุนใด ๆ ยังไม่ได้เลือกชนิดของแกนหมุนของมอเตอร์ ซึ่งเงื่อนไขในการนำไปใช้งานจะเป็นตัวกำหนดชนิดของแกนหมุน เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และควบคุมต่อไป โดยแกนหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส มีด้วยกัน 3 ชนิด คือ แกนหมุนหยุดนิ่ง ($\dot{S} = 0$) แกนหมุนโรเตอร์ ($\dot{S} = \dot{S}_r$) และ แกนหมุนซิงโครนัส ($\dot{S} = \dot{S}_s$) (Krause et al., 1995)



รูปที่ 3.4 วงจรมุมลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดิกิว

3.3.3 กำลังไฟฟ้าและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดิกิว

พิจารณากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ป้อนให้กับมอเตอร์ในระบบไฟฟ้าสามเฟส สามารถเขียนสมการในรูปแบบของเวกเตอร์แรงดันและกระแส ได้ดังสมการที่ (3-23)

$$\begin{aligned} P_{in} &= [\mathbf{V}_{abc}]' [\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{V}'_{abc}]' [\mathbf{i}'_{abc}] \\ &= ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{V}_{dq0s}])' ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0s}]) + ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{V}'_{dq0r}])' ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}'_{dq0r}]) \quad (3-23) \\ &= [\mathbf{V}_{dq0s}]' [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]' [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0s}] + [\mathbf{V}'_{dq0r}]' [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]' [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}'_{dq0r}] \end{aligned}$$

จากสมการที่ (3-23) แยกพิจารณาเฉพาะในส่วนของเมตริกซ์การแปลง $[[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]' [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$ เพื่อลดความซับซ้อนต่อการพิจารณา จะเป็นดังสมการที่ (3-24)

$$[[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]' [\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (3-24) ลงในสมการที่ (3-23) จะได้สมการกำลังไฟฟ้าของมอเตอร์ ดังสมการที่ (3-25) ดังนี้

$$P_{in} = \underbrace{\frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs})}_{(a)} + \underbrace{\frac{3}{2}(v'_{dr}i'_{dr} + v'_{qr}i'_{qr})}_{(b)} \quad (3-25)$$

จากสมการที่ (3-25) แยกพิจารณาที่ละส่วนเพื่อให้ง่ายต่อการจัดรูปสมการ และวิเคราะห์เพื่อหาส่วนที่เป็นกำลังงานสูญเสียและกำลังงานเอาต์พุต โดย (a) สู่ถึงฝั่งสเตเตอร์ จึงนำสมการที่ (3-21) แทนใน (a) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}) &= \frac{3}{2}[R_s i_{ds}^2 - \tilde{S}\}_{qs}i_{ds} + i_{ds} \frac{d}{dt}\}_{ds}] + \frac{3}{2}[R_s i_{qs}^2 + \tilde{S}\}_{ds}i_{qs} + i_{qs} \frac{d}{dt}\}_{qs}] \\ &= \frac{3}{2}[R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \tilde{S}L_m (i_{qs}i'_{dr} - i_{ds}i'_{qr}) + (L_{ls} + L_m)(i_{ds}i_{ds} + i_{qs}i_{qs}) + L_m (i_{ds}i'_{dr} + i_{qs}i'_{qr})] \end{aligned}$$

ส่วน (b) สู่ถึงฝั่งโรเตอร์ จึงนำสมการที่ (3-22) แทนใน (b) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{3}{2}(v'_{dr}i'_{dr} + v'_{qr}i'_{qr}) &= \frac{3}{2}[R'_r i_{dr}'^2 - (\tilde{S} - \tilde{S}_r)\}_{qr}i'_{dr} + i'_{dr} \frac{d}{dt}\}_{dr}] + \frac{3}{2}[R'_r i_{qr}'^2 + (\tilde{S} - \tilde{S}_r)\}_{dr}i'_{qr} + i'_{qr} \frac{d}{dt}\}_{qr}] \\ &= \frac{3}{2} \left[R'_r (i_{dr}'^2 + i_{qr}'^2) + \tilde{S}L_m (i_{ds}i'_{qr} - i_{qs}i'_{dr}) + \tilde{S}_r L_m (i_{qs}i'_{dr} - i_{ds}i'_{qr}) + \right. \\ &\quad \left. (L_{lr} + L_m)(i'_{dr}i'_{dr} + i'_{qr}i'_{qr}) + L_m (i_{ds}i'_{dr} + i_{qs}i'_{qr}) \right] \end{aligned}$$

นำ (a) และ (b) แทนลงในสมการที่ (3-25) และวิเคราะห์สมการในสภาวะคงตัว ซึ่งแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็นศูนย์ ($di/dt = 0$) ดังนั้นจึงได้สมการกำลังงานอินพุต ดังสมการที่ (3-26)

$$P_{in} = \left[\frac{3}{2}R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \right] + \left[\frac{3}{2}R'_r (i_{dr}'^2 + i_{qr}'^2) \right] + \left[\frac{3}{2}\tilde{S}_r L_m (i_{qs}i'_{dr} - i_{ds}i'_{qr}) \right] \quad (3-26)$$

กำลังงานอินพุต คือ กำลังงานสูญเสียรวมกับกำลังงานเอาต์พุต ซึ่งจะเห็นว่าสมการที่ (3-26) มีอยู่ 2 พจน์ ที่อยู่ในรูปของ i^2R คือ กำลังงานสูญเสียในขดลวด ดังนั้นสมการกำลังงานเอาต์พุต จึงเป็นดังสมการที่ (3-27)

$$P_{out} = \frac{3}{2} \check{S}_r L_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (3-27)$$

การหาสมการแรงบิด จะพิจารณาจากกำลังงานเอาต์พุตมีความสัมพันธ์กับสมการทางกล คือ ผลคูณของแรงบิดที่เพลาด้วยความเร็วที่เพลา ($P_{out} = T_e \check{S}_{rm}$) โดยค่า \check{S}_{rm} คือ ความเร็วเชิงมุมทางกล ซึ่งมีความสัมพันธ์กับความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้า (\check{S}_r) เป็นดังสมการที่ (3-28) ดังนั้นจึงได้สมการแรงบิด ดังสมการที่ (3-29)

$$\check{S}_r = \frac{P}{2} \check{S}_{rm} \quad (3-28)$$

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{P_{out}}{\check{S}_r} = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right) L_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (3-29)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของฟลักซ์เชื่อมโยง สมการที่ (3-16) สามารถจัดรูปได้ดังสมการที่ (3-30)

$$\} _{ds} i_{qs} - \} _{qs} i_{ds} = -(\} _{dr} i'_{qr} - \} _{qr} i'_{dr}) = L_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (3-30)$$

เมื่อนำสมการที่ (3-30) แทนลงในสมการ (3-29) จะได้สมการแรงบิด ตามสมการที่ (3-31) ถึงสมการที่ (3-33) ดังนี้

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (3-31)$$

$$= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\} _{qr} i'_{dr} - \} _{dr} i'_{qr}) \quad (3-32)$$

$$= \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\} _{ds} i_{qs} - \} _{qs} i_{ds}) \quad (3-33)$$

3.4 สมการพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

สมการพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำเสนอในหัวข้อนี้ จะถูกนำไปสร้างเป็นชุดบล็อกบน Simulink เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในหัวข้อถัดไป โดยสมการพลวัตนี้คือ สมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์สมการที่ (3-21) และ (3-22) แต่เนื่องจากสมการดังกล่าว มีตัวแปร 4 ตัว ที่ไม่สามารถวัดค่าได้ คือ \mathbf{i}'_{dqr} และ \mathbf{i}'_{dqs} ดังนั้นจึงหาค่าเหล่านี้ด้วยวิธีการคำนวณ โดยพิจารณาจากสมการของฟลักซ์เชื่อมโยง ซึ่งสามารถจัดรูปใหม่เพื่อหาค่าดังกล่าว ได้ดังสมการที่ (3-34) และ (3-35) โดยที่ $\dagger = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$

$$\mathbf{i}'_{dqr} = \frac{\mathbf{i}'_{dqr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}'_{dqs} \quad (3-34)$$

$$\mathbf{i}'_{dqs} = \dagger L_s \mathbf{i}'_{dqs} + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}'_{dqr} \quad (3-35)$$

ดังนั้นเมื่อนำสมการที่ (3-34) และ (3-35) แทนในสมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ จะได้สมการพลวัตของมอเตอร์ ดังสมการที่ (3-36) เมื่อ $(\tilde{S} - \tilde{S}_r) = \tilde{S}_{sl}$

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \dagger L_s \frac{d}{dt} i_{ds} - \tilde{S} \dagger L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \mathbf{i}'_{dr} - \tilde{S} \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}'_{qr} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \dagger L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \tilde{S} \dagger L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \mathbf{i}'_{qr} + \tilde{S} \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}'_{dr} \\ v'_{dr} &= 0 = \frac{R'_r}{L_r} \mathbf{i}'_{dr} + \frac{d}{dt} \mathbf{i}'_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R'_r i_{ds} - \tilde{S}_{sl} \mathbf{i}'_{qr} \\ v'_{qr} &= 0 = \frac{R'_r}{L_r} \mathbf{i}'_{qr} + \frac{d}{dt} \mathbf{i}'_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R'_r i_{qs} + \tilde{S}_{sl} \mathbf{i}'_{dr} \end{aligned} \quad (3-36)$$

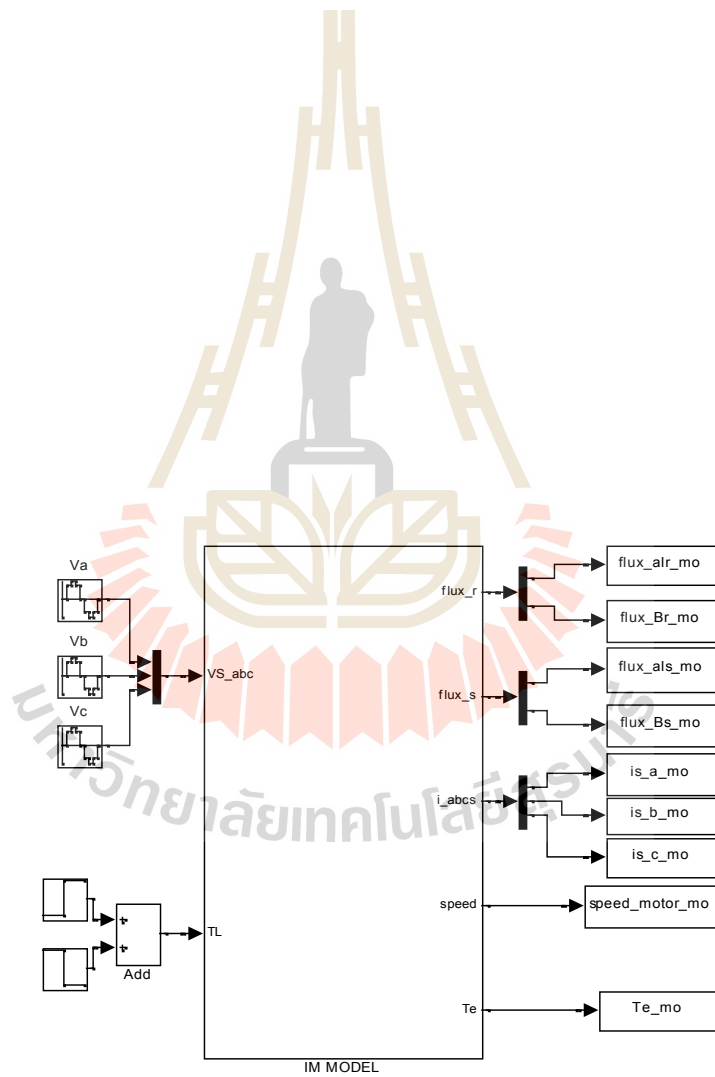
จากสมการที่ (3-36) ได้เลือกแกนหมุนของมอเตอร์ คือ แกนหมุนหยุดนิ่ง เพื่อลดความซับซ้อนของสมการแรงดันฝั่งสเตเตอร์ โดยแกนหมุนนี้จะกำหนดให้ $\tilde{S} = 0$ เปรียบเสมือนแกนแอลฟาเบต้า จึงได้เปลี่ยนตัวแปรในสมการที่ (3-36) จากดีคิวเป็นแอลฟาเบต้า ดังนั้นจึงได้สมการพลวัต ดังสมการที่ (3-37) ดังนี้

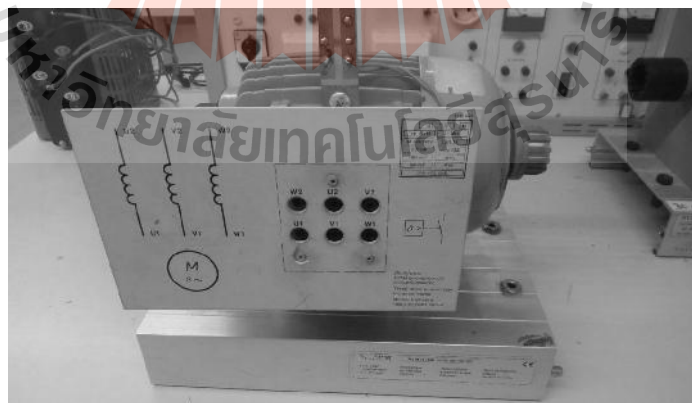
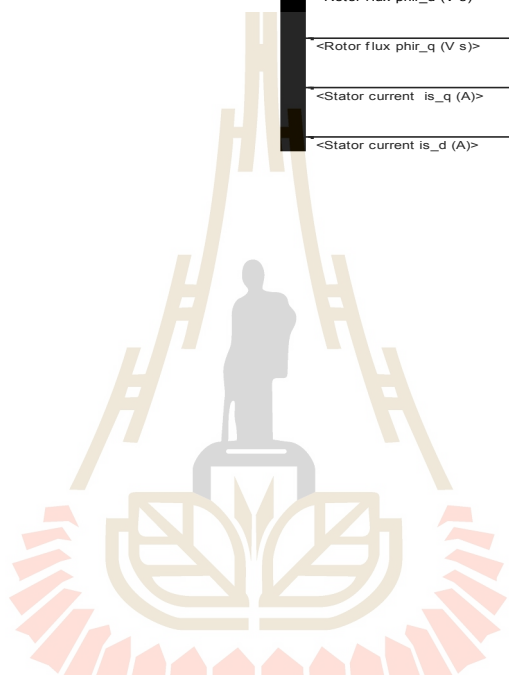
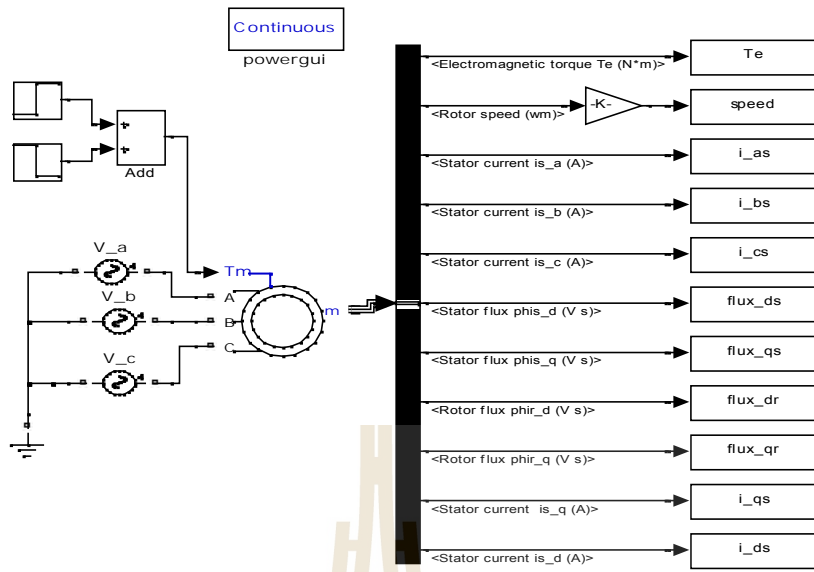
$$v_{rs} = R_s i_{rs} + L_s \frac{d}{dt} i_{rs} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda'_{rr}$$

$$v_{ss} = R_s i_{ss} + L_s \frac{d}{dt} i_{ss} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda'_{sr}$$

$$v'_{rr} = 0 = \frac{R'_r}{L'_r} \lambda'_{rr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{rr} - \frac{L_m}{L_r} R'_r i_{rs} - \dot{S}_r \lambda'_{sr}$$

$$v'_{sr} = 0 = \frac{R'_r}{L'_r} \lambda'_{sr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{sr} - \frac{L_m}{L_r} R'_r i_{ss} + \dot{S}_r \lambda'_{rr}$$





ELWE	
Typ Ms 65	3 ~ Mot.
ΔY 220/380 V	1.9/1.1 A
0.37 kW	$\cos \varphi$ 0.72
1390 min ⁻¹	50 Hz
Isol. Kl. F	IP 44
DIN VDE 0530	

รูปที่ 3.8 แผ่นป้ายชื่อของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากรูปที่ 3.8 เป็นการระบุค่าพิกัดต่าง ๆ ของมอเตอร์ แต่ไม่ได้ระบุเกี่ยวกับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ดังกล่าว ดังนั้นจึงต้องทำการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีการทดสอบด้วยกัน 3 ขั้นตอน ดังนี้

1) การวัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์โดยตรง

โดยจะใช้มิเตอร์วัดค่าความต้านทานของขดลวดทั้งสามเฟส แล้วนำไปหาค่าเฉลี่ย ซึ่งผลจากการวัดแสดงได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ผลการทดสอบค่าความต้านทานสเตเตอร์

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

2) การทดสอบสถานะไร้โหลด

การทดสอบสถานะไร้โหลด จะจ่ายแรงดันให้มอเตอร์ที่พิกัด และวัดค่ากระแสในสถานะที่ไม่มีการจ่ายโหลด ได้ดังตารางที่ 3.2 เพื่อคำนวณค่าความเหนี่ยวนำดังสมการที่ (3-38)

$$L_{ls} + L_m = \frac{V_{s\phi}}{I_{s\phi} 2\pi f} \quad (3-38)$$

ตารางที่ 3.2 ผลการทดสอบสภาวะไร้โหลด

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

จากผลการทดสอบแทนค่าลงในสมการที่ (3-38) จะได้ว่า

$$L_{ls} + L_m = 1.0538 \text{ H}$$

3) การทดสอบยัดโรเตอร์

การทดสอบยัดโรเตอร์ จะวัดและบันทึกค่าต่าง ๆ ตามตารางที่ 3.3 เพื่อนำไปคำนวณค่า R_{eq} และ X_{eq} ตามสมการที่ (3-39) และ (3-40) ตามลำดับ

$$R_{eq} = R_s + R'_r = \frac{V_{s\phi}}{I_{s\phi}} \cos \quad (3-39)$$

$$X_{eq} = X_{ls} + X'_r = \frac{V_{s\phi}}{I_{s\phi}} \sin \quad (3-40)$$

ตารางที่ 3.3 ผลการทดสอบยัดโรเตอร์

ครั้งที่	1	2	3	4	5	6	7	8	เฉลี่ย
$V_{s\phi}$	16.12	22.79	30.47	41	51	60.8	70.3	79.3	
$I_{s\phi}$	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	
X_{eq}	53.26	52.69	54.23	55.27	54.73	52.69	55.35	54.14	54.41

จากสมการที่ (3-39) และ (3-40) สามารถคำนวณหาค่า R'_r , L_{ls} และ L'_{lr} ได้ดังนี้

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

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

ส่วนมากการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะให้ $L_{ls} = L'_{lr}$ ดังนั้นจะได้

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

นำ L_{ls} แทนลงในสมการที่ (3-38) จะได้

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

พารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส คือ ค่าโมเมนต์ความเฉื่อย (J) เนื่องจากการทดสอบเพื่อหาค่ามีความยุ่งยาก และผู้ผลิตไม่ได้แจ้งค่าดังกล่าวในเอกสารข้อมูล (data sheet) จึงหาค่าดังกล่าวจากการจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์บน MATLAB โดยการสุ่มค่าโมเมนต์ความเฉื่อยไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งได้ค่าความเร็วรอบของมอเตอร์จากการจำลองสถานการณ์ ที่ใกล้เคียงกับค่าความเร็วรอบของมอเตอร์จากการทดสอบจริงมากที่สุด ค่าความคลาดเคลื่อนคำนวณด้วยสมการที่ (3-41) และแสดงผลการคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนได้ดังตารางที่ 3.4

$$Error_{rms} = \sqrt{\sum \frac{error^2}{n}} \quad (3-41)$$

เมื่อ $error$ คือ ความเร็วรอบจากการทดสอบจริง – ความเร็วรอบจากการจำลองสถานการณ์
 n คือ จำนวนจุดข้อมูล

ตารางที่ 3.4 ค่าความคลาดเคลื่อนที่ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยต่าง ๆ

ค่า J (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

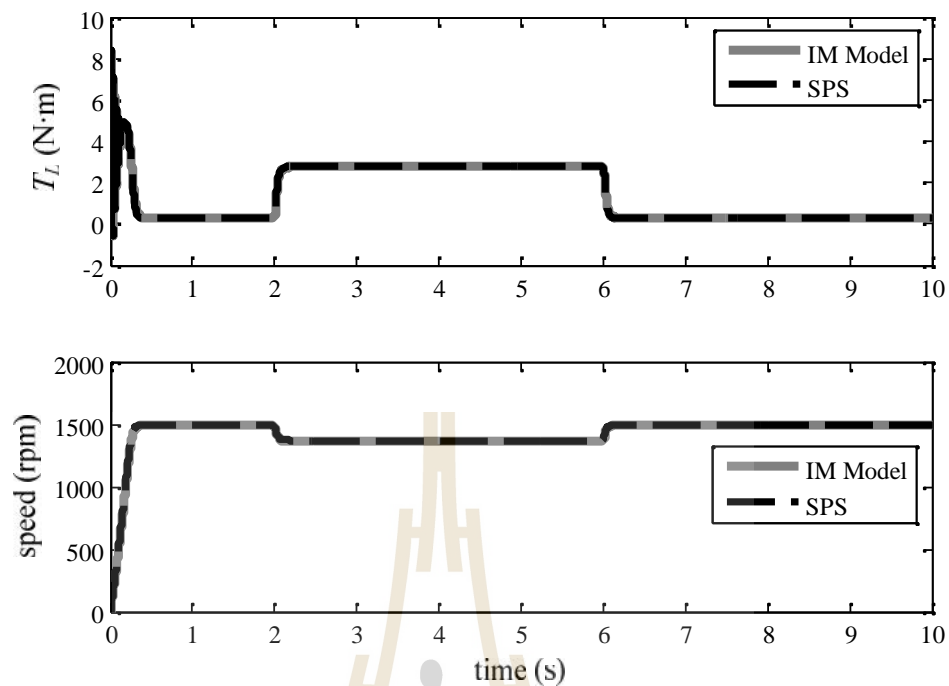
จากตารางที่ 3.4 สรุปได้ว่า ค่า $J = 0.0072 \text{ kg.m}^2$ มีค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด จึงเลือกใช้ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยดังกล่าว จากการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้งหมดนั้น สามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ได้ดังตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ และการจำลองสถานการณ์

R_s	25.13 Ω
L_{ls}	0.0866 H
R'_r	20.79 Ω
L'_{lr}	0.0866 H
L_m	0.9672 H
J	0.0072 kg.m^2

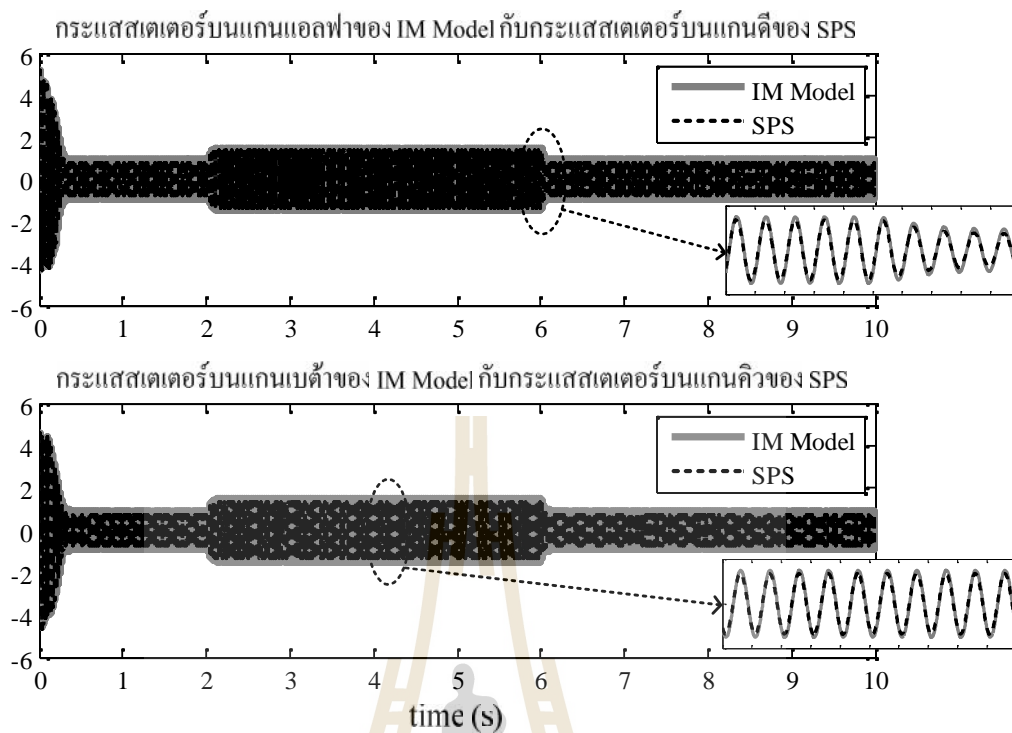
3.5.2 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบแบบจำลอง

การจำลองสถานการณ์ทั้ง IM Model และ SPS มีเงื่อนไขในการตรวจสอบการทำงาน คือ เมื่อมอเตอร์เข้าสู่สภาวะอยู่ตัว จะทำการจ่ายโหลด เท่ากับ 2.5 N·m ที่เวลา 2 วินาที และเมื่อเวลา 6 วินาที จะทำการปลดโหลดออก ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบของแบบจำลองทั้งสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 ถึง 3.11 จากรูปทั้ง 3 แสดงผลการจำลองสถานการณ์ เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองของแรงบิด ความเร็วรอบ กระแสสเตเตอร์ และฟลักซ์โรเตอร์ โดยที่ IM Model แสดงด้วยเส้นสีเทา และผลที่ได้จาก SPS แสดงด้วยเส้นประสีดำ

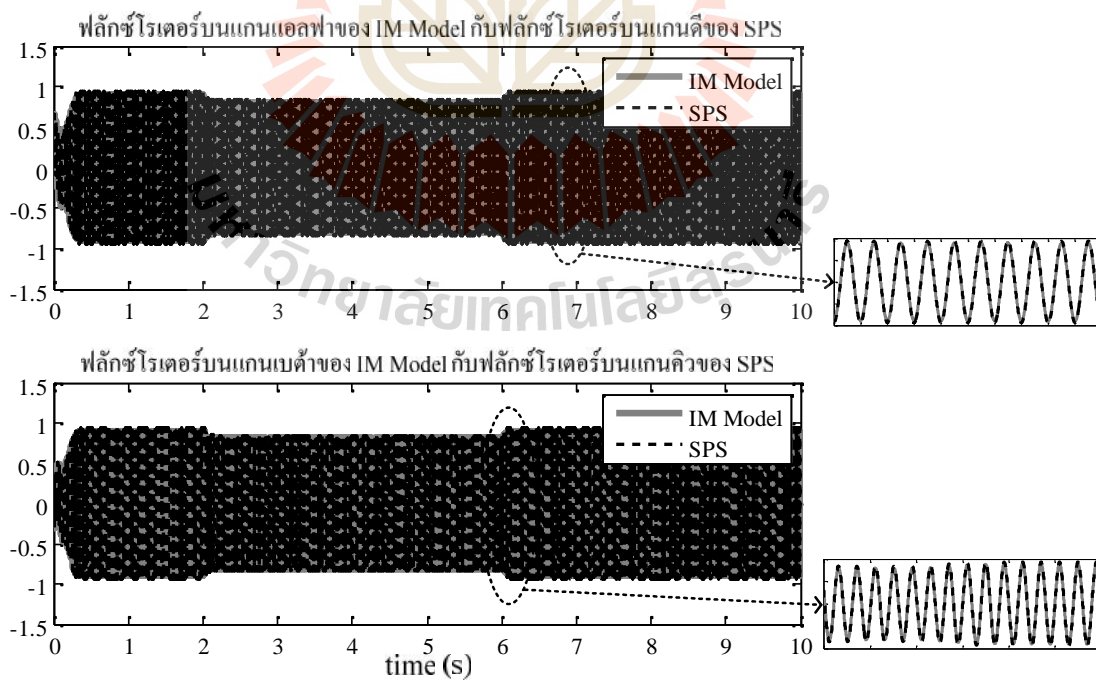


รูปที่ 3.9 แรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์

จากรูปที่ 3.9 สังเกตได้ว่า ค่าที่ได้จากแบบจำลองทั้งสองที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ มีลักษณะใกล้เคียงกัน คือ เมื่อมีการจ่ายโหลดที่เวลา 2 วินาที ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลง และเมื่อปลดโหลดออกที่เวลา 6 วินาที ความเร็วรอบของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นเท่าเดิมกับช่วงเริ่มต้น ส่วนรูปที่ 3.10 และ 3.11 เนื่องจากเลือกแกนหมุนหุ้ดหนึ่งให้กับมอเตอร์ ค่ากระแสเตเตอร์และฟลักซ์โรเตอร์บนแกนแอลฟาเบต้าของ IM Model จึงมีเฟสตรงกันกับบนแกนดีควงของ SPS ตามลำดับ



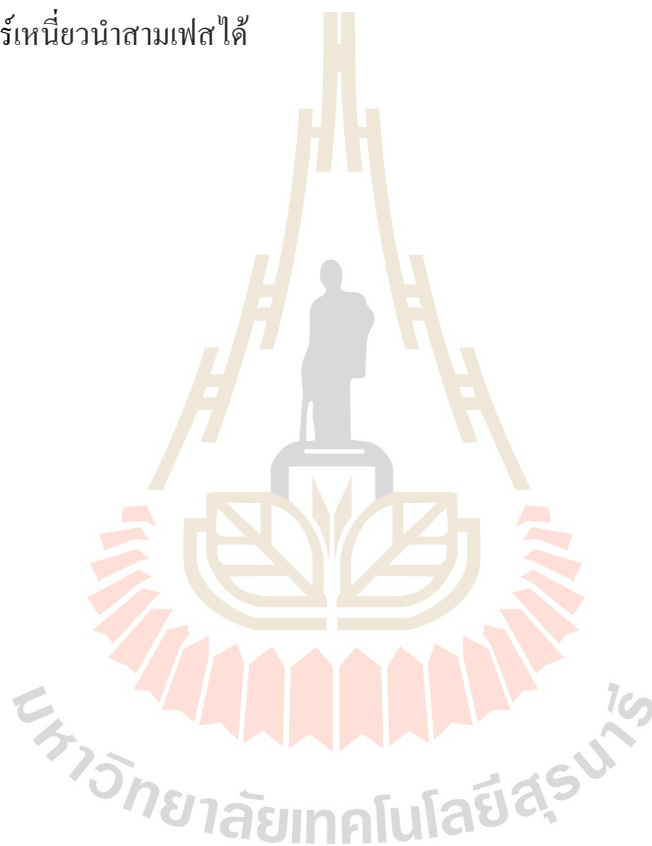
รูปที่ 3.10 กระแสเตเตอร์ของมอเตอร์



รูปที่ 3.11 ฟลักซ์โรเตอร์ของมอเตอร์

3.6 สรุป

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำเสนอในบทนี้ ใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนปริมาณสามเฟส รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนดีควิดด้วยการแปลงของปาร์ค ซึ่งมีการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง โดยเปรียบเทียบกับชุดบล็อกมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใน SimPowerSystem ของ MATLAB และจากผลการจำลองสถานการณ์ สามารถยืนยันได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่สร้างขึ้นนี้ มีความถูกต้อง สามารถนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมสำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้



บทที่ 4

การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

4.1 บทนำ

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย คือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งมีด้วยกัน 2 รูปแบบ คือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงและทางอ้อม โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง (Gaeid et al., 2009) ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ของโรเตอร์ สำหรับคำนวณในกระบวนการควบคุม ซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวมีความยุ่งยากในการติดตั้งและมีราคาแพง รวมถึงทำให้ระบบควบคุมมีความซับซ้อนยิ่งขึ้น ดังนั้นการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (Onea et al., 2010) (Prasad, 2010) จึงถูกเลือกใช้เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะทำการประมาณค่าสลิปเพื่อใช้ในการควบคุม และค่าฟลักซ์ของโรเตอร์สามารถประมาณค่าได้โดยใช้พารามิเตอร์ของมอเตอร์ ในบทนี้จึงจะกล่าวถึงการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม สำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอ รวมถึงนำเสนอผลการทดสอบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยชุดควบคุมดังกล่าวด้วยเช่นกัน

4.2 การควบคุมแบบเวกเตอร์

การควบคุมแบบเวกเตอร์ เป็นวิธีควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่พัฒนามาจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่หรือแบบสเกลาร์ โดยหลักการควบคุมจะเลียนแบบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น (separately excited) เนื่องจากต้องการให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง จึงนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไปเทียบเคียงกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยหลักการทำงานและการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น มีรายละเอียดดังนี้

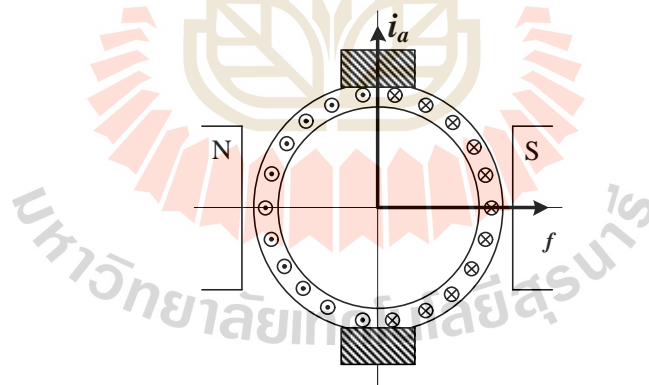
การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น มีหลักการควบคุม 2 วิธี (Chapman, 2010) ซึ่งแต่ละวิธีจะควบคุมความเร็วรอบในย่านที่แตกต่างกัน คือ

- 1) การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการควบคุมกระแสสนาม ทำได้โดยการปรับค่าแรงดันสนาม ในขณะที่แรงดันอาร์เมเจอร์คงที่ไว้ที่พิกัด ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสสนามและ

ความเร็วรอบของมอเตอร์ คือ เมื่อค่ากระแสสนามมีค่าลดลง ความเร็วรอบของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้น ถ้าค่ากระแสสนามมีค่ามากขึ้น ความเร็วรอบของมอเตอร์จะลดลง การควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีนี้ สามารถควบคุมความเร็วรอบได้ตั้งแต่ความเร็วพิกัดขึ้นไปเท่านั้น ทั้งนี้ต้องพิจารณาความเร็วรอบสูงสุดของมอเตอร์ด้วยว่ามีค่าเท่าใด

2) การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์ ทำได้โดยการปรับแรงดันอาร์เมเจอร์ โดยที่แรงดันสนามไม่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งหมายถึงให้กระแสสนามคงที่ที่พิกัด ความสัมพันธ์ของแรงดันอาร์เมเจอร์และความเร็วรอบ คือ เมื่อเพิ่มแรงดันอาร์เมเจอร์ ความเร็วรอบของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้น และถ้าลดแรงดันอาร์เมเจอร์ ความเร็วรอบของมอเตอร์จะลดลง ส่วนกระแสอาร์เมเจอร์นั้นจะเปลี่ยนแปลงตามแรงบิด โหลด การควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีนี้ สามารถควบคุมความเร็วรอบได้ในย่านต่ำกว่าพิกัด

สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ความสัมพันธ์ของกระแสอาร์เมเจอร์และฟลักซ์สนาม แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 จากรูปพบว่า ฟลักซ์สนาม (ϕ_f) มีทิศทางตั้งฉากกับกระแสอาร์เมเจอร์ (i_a) เนื่องจากแกนของขดลวดอาร์เมเจอร์และขดลวดสนามโดยปกติจะตั้งฉากกัน แรงเคลื่อนแม่เหล็กที่สร้างขึ้นด้วยกระแสในขดลวดทั้งสองจึงตั้งฉากกันด้วย สมการแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแสดงได้ดังสมการที่ (4-1)



รูปที่ 4.1 ความสัมพันธ์ของกระแสอาร์เมเจอร์และฟลักซ์สนามของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

$$T = k_t \phi_f i_a \quad (4-1)$$

เมื่อ k_t คือ ค่าคงที่ที่ขึ้นอยู่กับโครงสร้างและขนาดของมอเตอร์

จากสมการที่ (4-1) สังเกตได้ว่า แรงบิดถูกควบคุมด้วยกระแสอาร์เมเจอร์ และฟลักซ์สนาม

จะถูกควบคุมด้วยกระแสสนาม (i_f) โดยความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์สนามและกระแสสนามเป็นดังสมการที่ (4-2) ซึ่งการควบคุมด้วยกระแสสนามจะเป็นอิสระกับกระแสอาร์เมเจอร์ (Ong, 1998)

$$\psi_f = k_f i_f \quad (4-2)$$

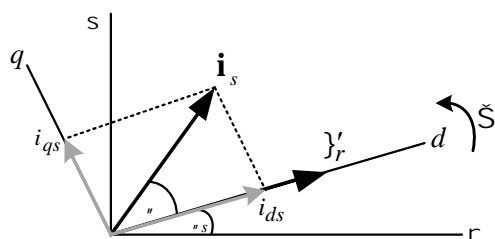
เมื่อ k_f คือ สัมประสิทธิ์ค่าคงที่ของขดลวดสนาม

ดังนั้นจึงได้สมการแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังสมการที่ (4-3) เมื่อ $k_T = k_r k_f$

$$T = k_T i_f i_a \quad (4-3)$$

จากหลักการควบคุมที่เป็นอิสระต่อกันของฟลักซ์สนามและแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง การควบคุมแบบเวกเตอร์จึงเลียนแบบแนวคิดนี้ เพื่อที่มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ได้อย่างอิสระเช่นเดียวกัน โดยการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ อาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว โดยกรอบอ้างอิงแกนหมุนสำหรับการแปลงแบบจำลองดังกล่าว มีด้วยกัน 3 ชนิด ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งการควบคุมแบบเวกเตอร์เลือกใช้กรอบอ้างอิงแกนหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส (S_s) เนื่องจากฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ (ψ_r') หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส การเลือกกรอบอ้างอิงแกนหมุนนี้ทำให้แกนดีวางอยู่บนแนวเดียวกันกับแกนของฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ แสดงได้รูปที่ 4.2 จากรูปดังกล่าวเป็นหลักการของการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งเลียนแบบแนวคิดตามการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง สมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเลียนแบบสมการที่ (4-1) เป็นดังสมการที่ (4-4)

$$T = k_T \psi_r' i_s \quad (4-4)$$



รูปที่ 4.2 หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์บนกรอบอ้างอิงแกนหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส

จากรูปที่ 4.2 มุม μ คือ มุมระหว่างกระแสเตเตอร์ (i_s) และฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ มีค่าไม่เท่ากับ 90 ซึ่งการจะเขียนแบบแนวคิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง จึงต้องพิจารณากระแสเตเตอร์แยกเป็น 2 องค์ประกอบบนแกนดีและแกนคิว แสดงได้ดังสมการที่ (4-5) และ (4-6) ตามลำดับ และเมื่อพิจารณาฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์แยกเป็น 2 องค์ประกอบบนแกนดีคิว พบว่าฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนคิวมีค่าเป็นศูนย์ ($i'_{qr} = 0$) ดังนั้นปริมาณทั้งหมดของฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์จึงอยู่บนแกนดี ($i'_r = i'_{dr}$)

$$i_{ds} = i_s \cos \mu \quad (4-5)$$

$$i_{qs} = i_s \sin \mu \quad (4-6)$$

สมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จึงเป็นความสัมพันธ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนดีกับกระแสเตเตอร์บนแกนคิว แสดงได้ดังสมการที่ (4-7)

$$T = k_T i'_{dr} i_{qs} \quad (4-7)$$

จากสมการที่ (4-7) จะเห็นว่า ฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนดีถูกควบคุมด้วยกระแสเตเตอร์บนแกนดี (i_{ds}) คุ้ได้จากรูปที่ 4.2 เนื่องจากกระแสดังกล่าววางตัวอยู่บนแนวแกนเดียวกันกับฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนดี และการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ถูกควบคุมโดยการปรับที่กระแสเตเตอร์บนแกนคิว (i_{qs})

ในการวิเคราะห์สมการของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของการควบคุมแบบเวกเตอร์ ต้องใช้สมการของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่อยู่บนแกนดีคิวซึ่งนำเสนอไว้ในบทที่ 3 ดังนั้นจึงขอนำสมการแรงดันและฟลักซ์เชื่อมโยงทางฝั่งโรเตอร์จากบทที่ 3 โดยเลือกใช้กรอบอ้างอิงอินแกนหมุนซิงโครนัส มาแสดงไว้ในบทที่ 4 ดังต่อไปนี้

สมการแรงดัน โรเตอร์บนแกนดีคิว แสดงได้ดังสมการที่ (4-8) และ (4-9)

$$v'_{dr} = 0 = R'_r i'_{dr} - (\dot{S}_s - \dot{S}_r) i'_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{dr} \quad (4-8)$$

$$v'_{qr} = 0 = R'_r i'_{qr} + (\dot{S}_s - \dot{S}_r) \lambda'_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{qr} \quad (4-9)$$

สมการฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนคิกิว แสดงได้ดังสมการที่ (4-10) และ (4-11)

$$\}{}'_{dr} = L_m i_{ds} + (L'_{lr} + L_m) i'_{dr} \quad (4-10)$$

$$\}{}'_{qr} = L_m i_{qs} + (L'_{lr} + L_m) i'_{qr} \quad (4-11)$$

ตามหลักการของการควบคุมแบบเวกเตอร์ สามารถพิจารณาได้ว่า $\}{}'_{qr} = 0$ เมื่อแทนค่า $\}{}'_{qr}$ ลงในสมการที่ (4-11) จะได้สมการกระแสโรเตอร์บนแกนคิกิว ดังสมการที่ (4-12) ดังนี้

$$\}{}'_{qr} = L_m i_{qs} + (L'_{lr} + L_m) i'_{qr} = 0$$

$$i'_{qr} = -\frac{L_m}{L'_r} i_{qs} \quad (4-12)$$

เมื่อพิจารณาสมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสมการที่ (3-32) จากบทที่ 3 นำค่า $\}{}'_{qr} = 0$ และสมการที่ (4-12) แทนลงในสมการที่ (3-32) สมการแรงบิดจะเป็นดังสมการที่ (4-13) จากสมการดังกล่าว จะเห็นว่า แรงบิดขึ้นอยู่กับ $\}{}'_{dr}$ และ i_{qs} โดยถ้า $\}{}'_{dr}$ ถูกควบคุมให้คงที่ค่าแรงบิดจะขึ้นอยู่กับ i_{qs} เท่านั้น จากสมการที่ (4-13) จะเห็นว่าคล้ายกันกับสมการที่ (4-7) ที่ได้นำเสนอไว้ก่อนหน้านี้

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L'_r} \}{}'_{dr} i_{qs} \quad (4-13)$$

สำหรับ $\}{}'_{qr}$ ไม่มีการเปลี่ยนแปลง คงที่ที่ค่าศูนย์ ดังนั้น $\frac{d}{dt} \}{}'_{qr}$ จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย และเมื่อนำค่าดังกล่าว แทนลงในสมการแรงดันโรเตอร์บนแกนคิกิวสมการที่ (4-9) จะได้สมการที่ (4-14) ดังนี้

$$\underbrace{v'_{qr}}_{=0} = R'_r i'_{qr} + (\dot{S}_s - \dot{S}_r) \}{}'_{dr} + \underbrace{\frac{d}{dt} \}{}'_{qr}}_{=0}$$

$$R'_r i'_{qr} + (\dot{S}_s - \dot{S}_r) \}{}'_{dr} = 0 \quad (4-14)$$

จากสมการที่ (4-14) สามารถคำนวณความเร็วสลิป (\dot{S}_s) ได้จากสมการที่ (4-15)

$$\dot{S}_{sl} = \dot{S}_s - \dot{S}_r = -\frac{R'_r i'_{qr}}{i'_{dr}} \quad (4-15)$$

ถ้า i'_{dr} คงที่ไม่มีเปลี่ยนแปลง จึงทำให้ $\frac{d}{dt} i'_{dr}$ เท่ากับศูนย์ด้วยเช่นกัน ใช้เงื่อนไขดังกล่าวและ i'_{qr} มีค่าตามเงื่อนไขของการควบคุมแบบเวกเตอร์ ($i'_{qr} = 0$) แทนลงในสมการที่ (4-8) จึงได้ค่ากระแสโรเตอร์บนแกนดีเป็นดังสมการที่ (4-16)

$$\underbrace{v'_{dr}}_{=0} = R'_r i'_{dr} - (\dot{S}_s - \dot{S}_r) \underbrace{i'_{qr}}_{=0} + \underbrace{\frac{d}{dt} i'_{dr}}_{=0}$$

$$i'_{dr} = 0 \quad (4-16)$$

เมื่อแทนค่า i'_{dr} จากสมการก่อนหน้าลงในสมการที่ (4-10) จะได้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนดี ดังสมการที่ (4-17) จากสมการดังกล่าว แสดงให้เห็นว่าฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนดี ขึ้นอยู่กับค่ากระแส i_{ds} เท่านั้น

$$\dot{\lambda}'_{dr} = L_m \dot{i}_{ds} \quad (4-17)$$

นำสมการที่ (4-12) และ (4-17) แทนลงในสมการที่ (4-15) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วสลิปและอัตราส่วนของกระแสสเตเตอร์บนแกนดีคือ ดังสมการที่ (4-18)

$$\dot{S}_{sl} = \frac{R'_r i_{qs}}{L'_r i_{ds}} = \frac{i_{qs}}{\ddagger_r i_{ds}} \quad (4-18)$$

โดยที่ $\ddagger_r = \frac{L'_r}{R'_r} = 0.051 \text{ H/}$

นำสมการที่ (4-17) แทนลงในสมการที่ (4-13) สมการแรงบิดจะมีรูปแบบดังสมการที่ (4-19)

$$T_e = k_T i_{ds} i_{qs} \quad (4-19)$$

โดยที่ $k_T = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m^2}{L'_r}$

จากสมการที่ (4-19) มีลักษณะสมการเหมือนกับสมการแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงสมการที่ (4-3) แสดงให้เห็นว่าการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์ ใช้หลักการเดียวกันกับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ่น โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้น ได้กำหนดกรอบอ้างอิงแกนหมุนไว้ที่ความเร็วซิงโครนัส ซึ่งทำให้การควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์อยู่บนแกนดิเท่านั้น และการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์อยู่บนแกนคิว

4.3 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

การควบคุมแบบเวกเตอร์มีหลักการสำคัญของการควบคุม คือ สามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้ ซึ่งการควบคุมแบบเวกเตอร์แบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ คือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง (direct vector control) ที่มีความยุ่งยาก ซับซ้อนในการติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ และเมื่อมอเตอร์หมุนที่ความเร็วต่ำ การใช้เครื่องมือดังกล่าวไม่สามารถให้ประสิทธิภาพของการควบคุมที่ดีได้ (Krause et al., 2013) การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (indirect vector control) จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งในการควบคุม ซึ่งไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศ แต่ใช้สมการที่ (4-18) และ (4-19) ซึ่งเป็นสมการที่สำคัญสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยแรงบิดจะถูกควบคุมด้วย i_{qs} และฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ถูกควบคุมด้วย i_{ds} และเนื่องจากการทำงานของกระแส i_{qs} และ i_{ds} จะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสอ้างอิง (i_{qs}^*, i_{ds}^*) อย่างรวดเร็ว ดังนั้นสมการคำนวณค่าสลิปสมการที่ (4-18) สามารถคำนวณได้โดยตรงจากค่ากระแสที่กำหนด แสดงได้ดังสมการที่ (4-20)

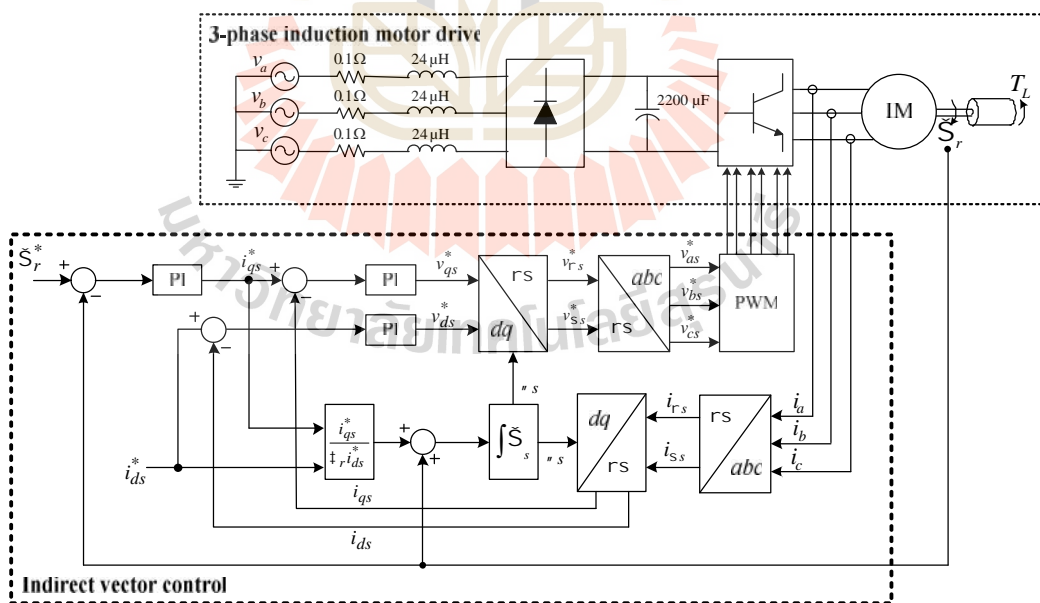
$$\tilde{S}_{sl} = \frac{i_{qs}^*}{\dagger_r i_{ds}^*} \quad (4-20)$$

มุมในการหมุนที่การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเลือกใช้สำหรับการคำนวณแปลงแกนเอบีซีเป็นแกนดีคิว และการแปลงกลับแกนดีคิวเป็นแกนเอบีซีเช่นเดิม คือ มุมในการหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส (ω_s) การคำนวณมุมที่ความเร็วซิงโครนัสนี้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-21) โดยการคำนวณใช้ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ (\tilde{S}_r) ที่สามารถวัดได้จากเอ็นโคเดอ (encoder) และความเร็วเชิงมุมของสลิป (\tilde{S}_{sl}) ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (4-20) ในการคำนวณมุมที่ความเร็วซิงโครนัสตามสมการที่ (4-21) นอกจากความเร็วเชิงมุมทั้งสองที่ใช้ในการคำนวณแล้ว ค่าพารามิเตอร์ R_r' และ L_r' ถูกใช้ในการคำนวณด้วย ดังนั้นพารามิเตอร์ของมอเตอร์ทั้งสอง จึงมีความสำคัญอย่างมากสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยถ้าพารามิเตอร์มีความถูกต้อง

จะทำให้มุมที่ได้จากการคำนวณมีความถูกต้องด้วย ส่งผลให้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

$$s_s = \int \dot{S}_s dt = \int (\dot{S}_r + \dot{S}_{sl}) dt = \int \left(\dot{S}_r + \frac{i_{qs}^*}{i_r i_{ds}^*} \right) dt \quad (4-21)$$

โครงสร้างของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 จากรูป มีองค์ประกอบ 2 ส่วนที่สำคัญ คือ ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การดำเนินงานโดยรวมของระบบขับเคลื่อนนี้ คือ มีการส่งค่าจากชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส คือ กระแสมอเตอร์สามเฟส (i_{abc}) เพื่อใช้ในการคำนวณสำหรับการควบคุมกระแสเดเตอร์บนแกนดีคิวให้ได้ตามที่กำหนด ส่วนอีกค่า คือ ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ (\dot{S}_r) ที่ถูกส่งไปยังชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เพื่อดำเนินการคำนวณสำหรับการควบคุมความเร็วรอบให้ได้ตามที่ต้องการ หลังจากนั้น สัญญาณควบคุมที่ได้จากการคำนวณด้วยชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะถูกส่งกลับไปยังอินเวอร์เตอร์ของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ให้มีความเร็วรอบตามที่ต้องการ



รูปที่ 4.3 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

รายละเอียดการทำงานภายในของชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ในรูปที่ 4.3 สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม มีตัวควบคุมพีไออยู่ด้วยกันสามชุด คือ ตัวควบคุมพีไอรูปควบคุมความเร็วรอบหนึ่งชุดและตัวควบคุมพีไอรูปควบคุมกระแสสเตเตอร์สองชุด โดยรูปควบคุมความเร็วรอบจะกำหนดความเร็วเชิงมุมอ้างอิงของมอเตอร์ (S_r^*) ลบกับค่าความเร็วเชิงมุมที่วัดได้ (S_r) ซึ่งจะได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอ เอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอของรูปความเร็ว คือ ค่ากระแสสเตเตอร์อ้างอิงบนแกนคิว (i_{qs}^*) เพื่อใช้ในการคำนวณในรูปควบคุมกระแสต่อไป

ในส่วนของรูปควบคุมกระแสสเตเตอร์ มีการควบคุมทั้งบนแกนดีและแกนคิว โดยค่ากระแส i_{abc} จากชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ถูกแปลงจากแกนเอบีซีให้อยู่บนแกนดีคิว โดยมุมหมุนที่ใช้ในการแปลง คือ มุมหมุน θ_s ที่คำนวณได้จากสมการที่ (4-25) จากกระแส i_{abc} จึงได้กระแส i_{ds} และ i_{qs} ซึ่งค่ากระแสทั้งสองจะถูกใช้ในการคำนวณของรูปควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนดีคิว โดยการควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนคิวจะหาค่าผลต่างระหว่างค่ากระแส i_{qs}^* ที่ได้จากตัวควบคุมพีไอรูปควบคุมความเร็วรอบกับกระแส i_{qs} ที่ได้จากการแปลงแกน ค่าความผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์บนแกนคิวจะถูกส่งไปยังตัวควบคุมพีไอบนแกนคิว เอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอบนแกนคิว คือ แรงดัน สเตเตอร์อ้างอิงบนแกนคิว (v_{qs}^*) ส่วนการควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนดี จะกำหนดค่ากระแสสเตเตอร์อ้างอิงบนแกนดี (i_{ds}^*) เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง โดยทั่วไปจะกำหนดที่ค่าพิคคของมอเตอร์ การควบคุมจะนำค่าความผิดพลาดระหว่าง i_{ds}^* กับ i_{ds} ส่งไปยังตัวควบคุมพีไอของกระแสสเตเตอร์บนแกนดี จึงได้ค่าแรงดันสเตเตอร์อ้างอิงบนแกนดี (v_{ds}^*) เป็นเอาต์พุต ดังนั้นจากค่าแรงดันสเตเตอร์อ้างอิงทั้งสองแกน คือ v_{ds}^* และ v_{qs}^* จะถูกแปลงกลับจากปริมาณบนแกนดีคิวไปเป็นปริมาณบนแกนเอบีซี คือ v_{abc}^* ซึ่งต่อมาสัญญาณแรงดันอ้างอิงสามเฟสนี้ คือ สัญญาณควบคุมในวงจร PWM และจึงได้สัญญาณพัลส์เพื่อเป็นสัญญาณการสวิตช์ของ IGBT ทั้ง 6 ตัวของอินเวอร์เตอร์สามเฟส สำหรับใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้มีความเร็วรอบตามที่ต้องการ

4.4 การออกแบบตัวควบคุมพีไอ

การออกแบบตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม สำหรับทั้งรูปควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนดีคิว และความเร็วรอบของมอเตอร์ จำเป็นต้องหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function : $T(s)$) ของระบบที่พิจารณา และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ K_p และ K_i ของตัวควบคุมพีไอ ใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ

(characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอน $T(s)$ กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานแสดงได้ดังสมการที่ (4-22)

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\tilde{S}_n^2}{s^2 + 2' \tilde{S}_n s + \tilde{S}_n^2} \quad (4-22)$$

เมื่อ $'$ คือ อัตราส่วนการหน่วง (damping ratio)

\tilde{S}_n คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency)

การออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมความเร็วรอบและกระแสบนแกนคิกิว สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

4.4.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอลูปควบคุมความเร็วรอบ

จากหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์ พบว่าการควบคุมความเร็วรอบจะถูกควบคุมอยู่บนแกนคิกิวเท่านั้น ซึ่งสอดคล้องกับการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ที่ถูกควบคุมด้วยกระแสเดเตอร์บนแกนคิกิว แผนภาพทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่แสดงความสัมพันธ์ของความเร็วรอบและแรงบิด แสดงได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แผนภาพทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

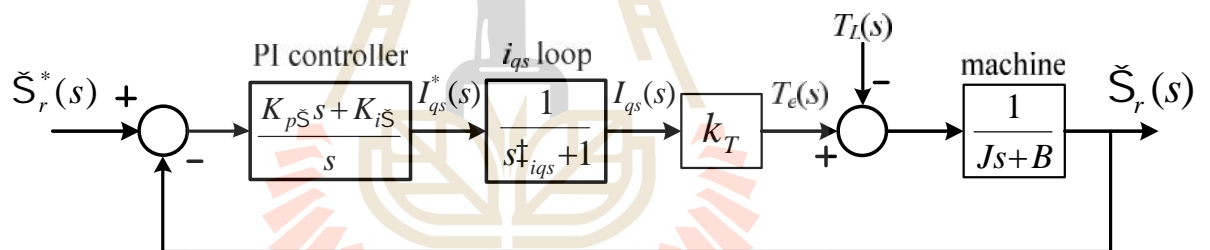
จากรูปที่ 4.4 สามารถแสดงสมการความสัมพันธ์ของความเร็วรอบและแรงบิด ได้ดังสมการที่ (4-23)

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} \tilde{S}_r + B \tilde{S}_r \quad (4-23)$$

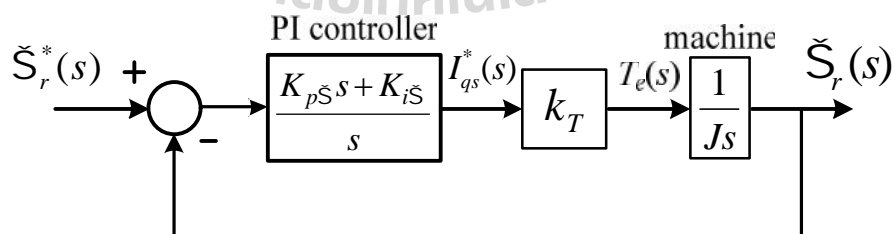
จากสมการที่ (4-23) เขียนให้อยู่ในรูปของโดเมนเอส ได้ดังสมการที่ (4-24)

$$T_e(s) - T_L(s) = sJ\check{S}_r(s) + B\check{S}_r(s) \quad (4-24)$$

พิจารณาสมการที่ (4-24) ร่วมกับสมการแรงบิดของมอเตอร์สมการที่ (4-19) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพไดอะแกรมของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ดังรูปที่ 4.5 จากรูปดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าคงที่ทางเวลาของลูปควบคุมกระแส (τ_{iqs}) พบว่ามีค่าน้อยมาก เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมกระแสใช้แบนด์วิดท์ที่สูงทำให้ระบบมีการตอบสนองที่เร็วมากเมื่อเทียบกับลูปควบคุมความเร็วรอบ ดังนั้นจึงไม่นำค่า τ_{iqs} มาพิจารณา ต่อมาพิจารณาในส่วนของค่าแรงบิดโหลด (T_L) กำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมในสถานะที่ไม่มีการรบกวน และสุดท้าย พิจารณาค่าความฝืดที่เกิดจากแรงเสียดทานของมอเตอร์ (B) มีค่าน้อยมาก จึงสามารถละทิ้งได้ ดังนั้นแผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปความเร็วรอบ แสดงได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.5 แผนภาพไดอะแกรมการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยตัวควบคุมพีไอ



รูปที่ 4.6 แผนภาพไดอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมความเร็วรอบ
ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

จากรูปที่ 4.6 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดสำหรับการออกแบบตัวควบคุม
 ลูปความเร็วรอบได้ดังสมการที่ (4-25)

$$\frac{\tilde{S}_r(s)}{\tilde{S}_r^*(s)} = \frac{(k_T K_{pS} s + k_T K_{iS})/J}{s^2 + (\frac{k_T K_{pS}}{J})s + \frac{k_T K_{iS}}{J}} \quad (4-25)$$

การออกแบบตัวควบคุมฟิโอะของลูปควบคุมความเร็วรอบดำเนินการโดยนำ
 สัมประสิทธิ์ตัวหารจากสมการที่ (4-25) ไปเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์ตัวหารกับสมการที่ (4-22) ผล
 การเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ จะได้สมการสำหรับการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟิโอะ
 ของลูปควบคุมความเร็วรอบ คือ K_{pS} และ K_{iS} ดังสมการที่ (4-26) และ (4-27) ตามลำดับ ดังนี้

$$K_{pS} = \frac{2' J \tilde{S}_n}{k_T} \quad (4-26)$$

$$K_{iS} = \frac{J \tilde{S}_n^2}{k_T} \quad (4-27)$$

สำหรับค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติของการออกแบบตัวควบคุม
 ฟิโอะของลูปควบคุมความเร็วรอบ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-28) และ (4-29) ซึ่งข้อกำหนด
 ในการออกแบบนั้นผู้วิจัยต้องการให้ระบบวงปิดของลูปควบคุมความเร็วรอบ มีผลตอบสนองต่อ
 อินพุตแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย คือ เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (P.O.) เท่ากับ 5% และมีช่วงเวลาเข้าที่
 (T_s) เท่ากับ 0.1 วินาที

$$\text{P.O.} = 100e^{-\zeta'/\sqrt{1-\zeta'^2}} \quad (4-28)$$

$$\tilde{S}_n = \frac{4}{T_s} \quad (4-29)$$

จากข้อกำหนดดังกล่าวข้างต้น เมื่อแทนลงในสมการที่ (4-28) และ (4-29) จะได้ค่า
 ' เท่ากับ 0.69 และ \tilde{S}_n เท่ากับ 57.971 rad/s ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟิโอะของ
 ลูปควบคุมความเร็วรอบ คือ K_{pS} เท่ากับ 0.2163 และ K_{iS} เท่ากับ 9.0856

4.4.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสเตเตอร์บนแกนคิกว

ตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมกระแสเตเตอร์ มีอยู่ด้วยกัน 2 ชุด คือ ควบคุมกระแสเตเตอร์บนแกนคิกว และควบคุมกระแสเตเตอร์บนแกนคิกว ในการออกแบบตัวควบคุมพีไอของทั้งสองแกน เงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบจะถูกกำหนดให้มีค่าเหมือนกัน ดังนั้น พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบจะถูกนำไปใช้ในรูปควบคุมกระแสเตเตอร์ทั้งบนแกนคิกวและแกนคิกว

การหาฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของรูปควบคุมกระแสเตเตอร์บนแกนคิกว เริ่มจากการพิจารณาสมการแรงดันสเตเตอร์บนแกนคิกวและแกนคิกว สมการที่ (3-36) และพิจารณาตามการควบคุมแบบเวกเตอร์ คือ $i_{qr} = 0$ ดังนั้นสมการแรงดันสเตเตอร์บนแกนคิกวและแกนคิกว เป็นดังสมการที่ (4-30) และ (4-31) ตามลำดับ

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \dagger L_s \frac{d}{dt} i_{ds} - \ddot{S}_s \dagger L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} \}{}'_{dr} \quad (4-30)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \dagger L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \ddot{S}_s \dagger L_s i_{ds} + \ddot{S}_s \frac{L_m}{L_r'} \}{}'_{dr} \quad (4-31)$$

จากสมการที่ (4-30) และ (4-31) เทอมสองพจน์สุดท้ายของสมการแรงดันสเตเตอร์คือ เทอมของค่าแรงดันชดเชยแบบไปหน้า (feedforward compensation) เพื่อเพิ่มสมรรถนะในการควบคุมที่ความเร็วรอบต่ำ ซึ่งในการออกแบบนี้ไม่ได้นำมาพิจารณา (Espina et al., 2009) ดังนั้นสมการแรงดันสเตเตอร์บนแกนคิกวที่ใช้ในการออกแบบจะเป็นดังสมการที่ (4-32) และ (4-33)

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \dagger L_s \frac{d}{dt} i_{ds} \quad (4-32)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \dagger L_s \frac{d}{dt} i_{qs} \quad (4-33)$$

จากสมการที่ (4-32) และ (4-33) เขียนให้อยู่ในรูปของโดเมนเอส ได้ดังสมการที่ (4-34) และ (4-35) ตามลำดับ

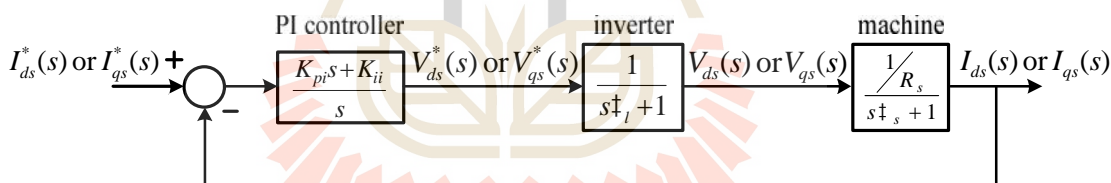
$$V_{ds}(s) = R_s I_{ds}(s) + s \dagger L_s I_{ds}(s) \quad (4-34)$$

$$V_{qs}(s) = R_s I_{qs}(s) + s \dagger L_s I_{qs}(s) \quad (4-35)$$

สมการที่ (4-34) และ (4-35) มีรูปแบบของสมการที่เหมือนกัน ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมกระแส สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4-36) เมื่อ $\dagger_s = \frac{\dagger L_s}{R_s} = 6.609 \text{ mH/}$

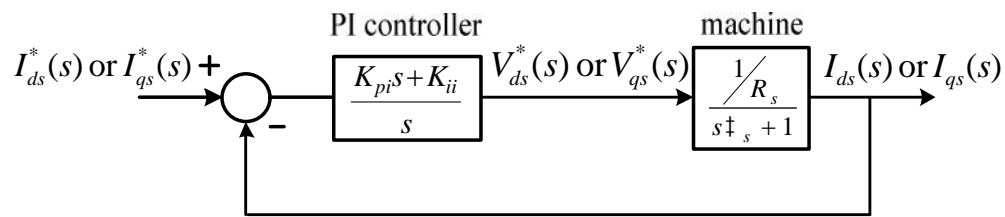
$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{1/R_s}{s \dagger_s + 1} \quad (4-36)$$

จากการพิจารณาโครงสร้างการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปที่ 4.3 และฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (4-36) สามารถเขียนแผนภาพโตะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมกระแสสเตเตอร์ทั้งบนแกนดีและแกนคว ได้ดังรูปที่ 4.7 เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับการออกแบบของลูปควบคุมกระแสทั้งสองแกนมีลักษณะเหมือนกัน จึงแสดงแผนภาพโตะแกรมของการออกแบบตัวควบคุมพีไอไว้ในรูปเดียวกัน



รูปที่ 4.7 แผนภาพโตะแกรมการควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนดีด้วยตัวควบคุมพีไอ

จากรูปที่ 4.7 ค่าคงที่ทางเวลาของอินเวอร์เตอร์ (\dagger_l) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าคงที่ทางเวลาของขดลวดฝั่งสเตเตอร์ (\dagger_s) เนื่องจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์มีการทำงานที่เร็วมาก ดังนั้นจึงไม่นำฟังก์ชันถ่ายโอนของอินเวอร์เตอร์มาพิจารณา แผนภาพโตะแกรมการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนดีควในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แผนภาพโอดีอะแกรมการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปลควบคุมกระแสเตเตอร์บนแกนดีควในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

จากรูปที่ 4.8 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปลควบคุมกระแสเตเตอร์บนแกนดีควได้ดังสมการที่ (4-37)

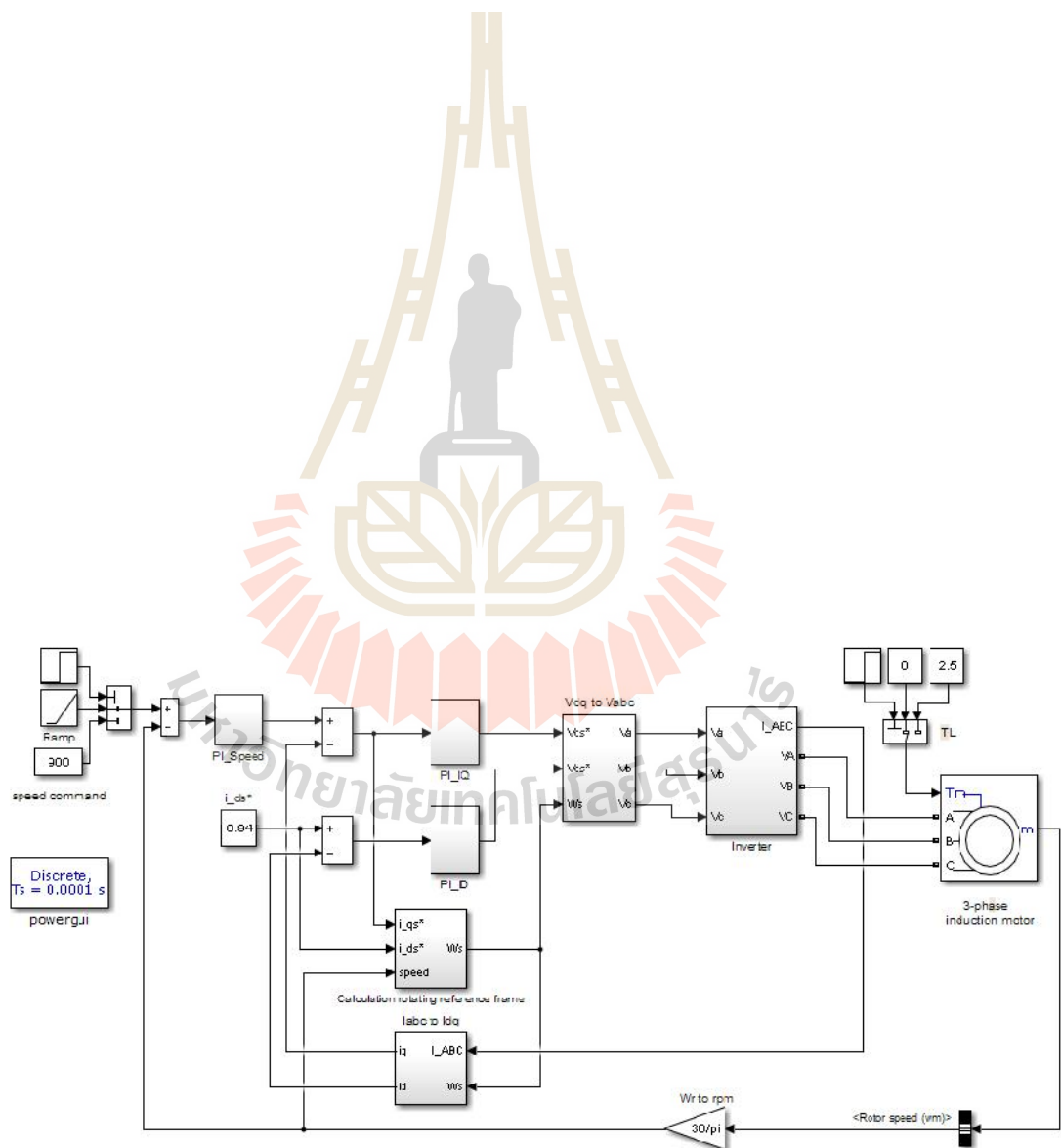
$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{I_{qs}^*(s)} = \frac{(K_{pi}s + K_{ii})/R_s\tau_s}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pi}}{R_s\tau_s}\right)s + \frac{K_{ii}}{R_s\tau_s}} \quad (4-37)$$

เมื่อนำสัมประสิทธิ์ตัวหารจากสมการที่ (4-37) ไปเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์ตัวหารกับสมการที่ (4-26) จะได้สมการสำหรับการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลูปลควบคุมกระแสเตเตอร์ คือ K_{pi} และ K_{ii} ดังสมการที่ (4-38) และ (4-39) ตามลำดับ ดังนี้

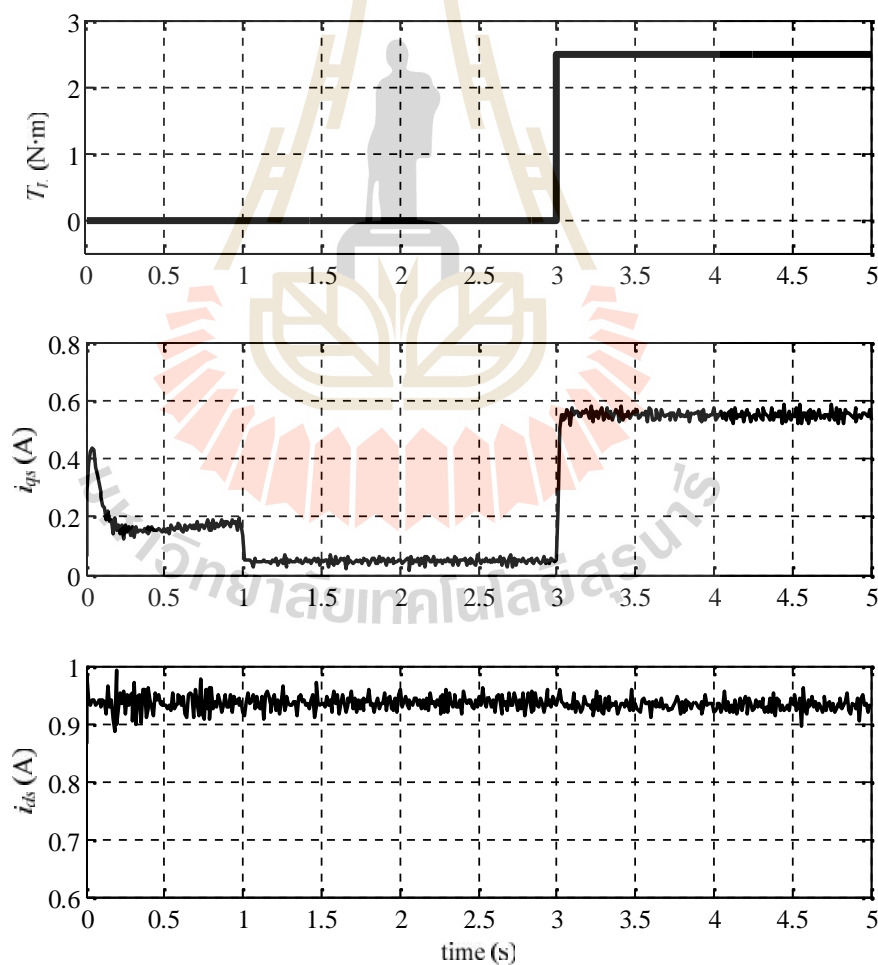
$$K_{pi} = 2\tau_s \dot{S}_n - R_s \quad (4-38)$$

$$K_{ii} = R_s \dot{S}_n^2 \quad (4-39)$$

การออกแบบตัวควบคุมพีไอใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามที่ได้นำเสนอไว้ในตารางที่ 3.5 บทที่ 3 สำหรับค่าอัตราส่วนการหน่วงของการออกแบบในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ใช้ค่าเดียวกันกับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปลควบคุมความเร็วรอบ เท่ากับ 0.69 ส่วนค่าความถี่ธรรมชาติกำหนดให้มีค่ามากกว่าลูปลควบคุมความเร็วรอบ 10 เท่า คือ 579.71 rad/s โดยเหตุผลในการกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติในการออกแบบของลูปลควบคุมกระแสเตเตอร์มากกว่านั้น เนื่องจากโครงสร้างการควบคุมของทั้งสองลูปลเป็นตัวควบคุมแบบต่อเรียงกัน (cascade controller) จึงมีความจำเป็นที่พลวัตของลูปลควบคุมกระแสซึ่งเป็นลูปลภายใน ต้องมีการควบคุมที่เร็วกว่าลูปลควบคุมความเร็วรอบที่อยู่ด้านนอกสุด (Tsang and Chan, 2005) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึง

K_{pi} K_{ii} 

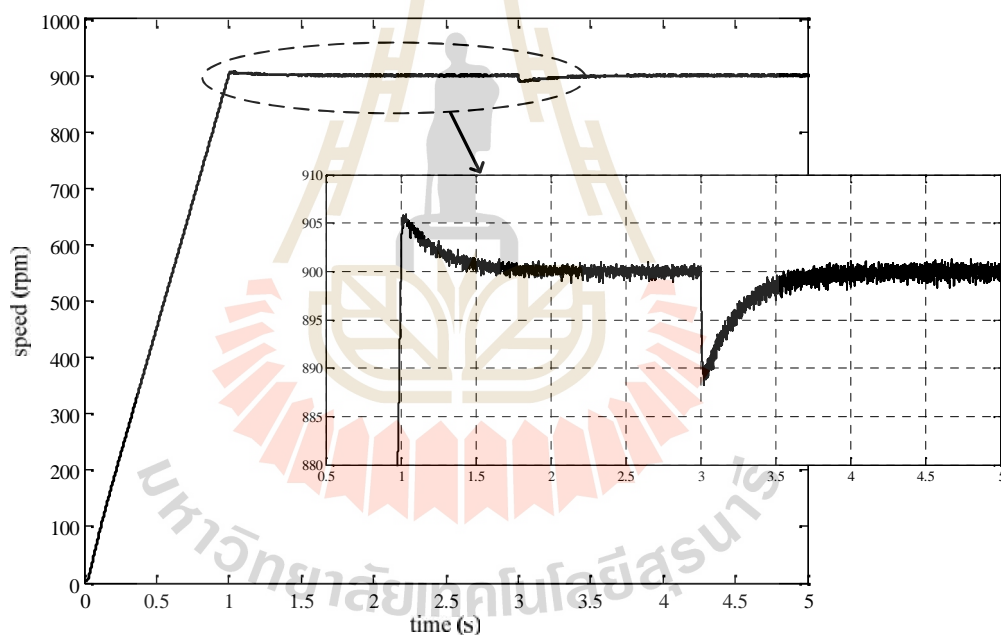
รูปที่ 4.10 แสดงผลตอบสนองการทำงานของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยเส้นกราฟแรก คือ แรงบิดโหลดที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยในช่วงแรกยังไม่มีการจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ จนกระทั่งเวลา 3 วินาที จึงทำการจ่ายโหลดเข้าไป 2.5 N·m ลำดับถัดมา คือ กราฟของกระแสเดเตอร์บนแกนคิว หรือเรียกได้ว่าเป็นกระแสควบคุมแรงบิด จะสังเกตได้ว่า กระแสดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงตามแรงบิดโหลด เมื่อมอเตอร์ยังไม่มีการรับภาระจากโหลด กระแสเดเตอร์บนแกนคิวจะมีค่าน้อยมาก และเมื่อมีการจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ กระแสเดเตอร์บนแกนคิวมีค่าเพิ่มขึ้นตามแรงบิดโหลดที่มีการเพิ่มเข้าไป และเส้นกราฟสุดท้าย คือ กระแสเดเตอร์บนแกนดี หรือกระแสควบคุมฟลักซ์ จะเห็นว่า การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม สามารถควบคุมกระแสเดเตอร์บนแกนดีให้เป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนดได้ตลอดช่วงการทำงานของมอเตอร์ คือ 0.94 A



รูปที่ 4.10 แรงบิด โหลดและกระแสเดเตอร์บนแกนดีคิวของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากการจำลองสถานการณ์

รูปที่ 4.11 คือ กราฟความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จากรูปแสดงให้เห็นว่า การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอจากการออกแบบในหัวข้อที่ 4.4 สามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ตามที่ต้องการ คือ 900 rpm ถึงแม้ว่า เมื่อมีการจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ที่เวลา 3 วินาที ความเร็วรอบของมอเตอร์จะลดลง แต่ตัวควบคุมพีไอยังสามารถรักษาระดับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้กลับมากังที่ตามค่าที่ต้องการได้

นอกจากนี้ ในส่วนของรูปขยายของรูปที่ 4.11 ยังแสดงให้เห็นว่า เปรอร์เซ็นต์การพุ่งเกินของความเร็วรอบ มีค่าไม่เกินกว่าค่าที่กำหนดในการออกแบบในหัวข้อที่ 4.4 คือ 5% โดยจากรูปสังเกตได้ว่า เปรอร์เซ็นต์การพุ่งเกินในช่วงก่อนที่มอเตอร์จะเข้าสู่สถานะอยู่ตัว มีค่าประมาณ 0.5% และในช่วงที่มอเตอร์ได้รับการจ่ายโหลด มีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินประมาณ 1.11%



รูปที่ 4.11 ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากการจำลองสถานการณ์

4.6 ชุดทดสอบสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

ชุดทดสอบสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม คือ ระบบที่พิจารณาดังรูปที่ 4.3 จากรูปดังกล่าว มีองค์ประกอบแบ่งเป็น 2

ส่วนสำคัญ ได้แก่ ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และชุดควบคุมความเร็วรอบแบบ
 เวกเตอร์ทางอ้อม

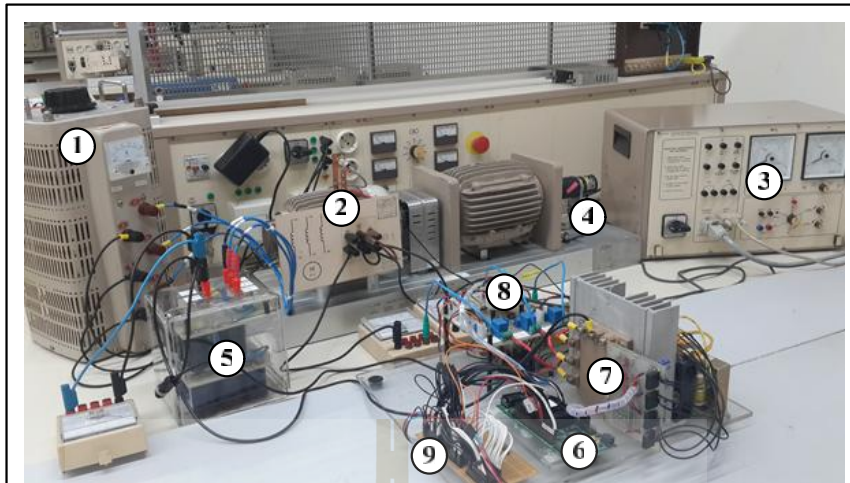
- ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ประกอบด้วย แหล่งจ่ายแรงดัน ไฟฟ้าสามเฟสต่อกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง และต่อด้วยวงจร ไอจีบีทีอินเวอร์เตอร์สามเฟส ที่แปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแส ไปเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถควบคุมความถี่ได้ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์นี้รับสัญญาณพัลส์จากชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เพื่อเป็นสัญญาณการ สวิตช์ของ IGBT ของอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้มีค่าความเร็วรอบตามที่ต้องการ

- ชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

ชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะรับค่าที่วัดได้จากมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อใช้ในการคำนวณ คือ กระแสสามเฟสและความเร็วรอบ จึงจำเป็นต้องใช้ตัวตรวจวัดกระแส (current sensor) และเอ็น โคลเดอร์วัดความเร็วรอบ (encoder) หลังจากนั้น ทั้งค่ากระแสสามเฟสและความเร็วรอบที่วัดได้ จะถูกส่งเข้าไปในบอร์ด DSP eZdsp™ F28335 เพื่อคำนวณตามหลักการของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม แล้วจึงส่งสัญญาณพัลส์สำหรับการควบคุม ไปให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ในชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การดำเนินการสร้างชุดทดสอบระบบดังรูปที่ 4.3 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 จากรูปดังกล่าว การดำเนินการสร้างระบบได้ใช้อุปกรณ์ต่าง ๆ ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 9 ชุดอุปกรณ์หลัก รายละเอียดของอุปกรณ์สำหรับสร้างชุดทดสอบดังกล่าวสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้



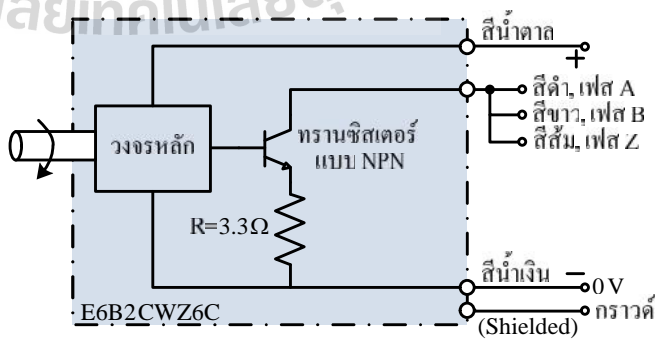
- | | |
|-------------------------------------|------------------------------------|
| 1. Three-phase variable transformer | 6. eZdsp™ F28335 board |
| 2. Three-phase induction motor | 7. IGBT-IPM and Gate drive circuit |
| 3. Pendulum machine | 8. Current sensor |
| 4. Rotary encoder | 9. D/A converter |
| 5. Three-phase rectifier | |

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี





มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



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

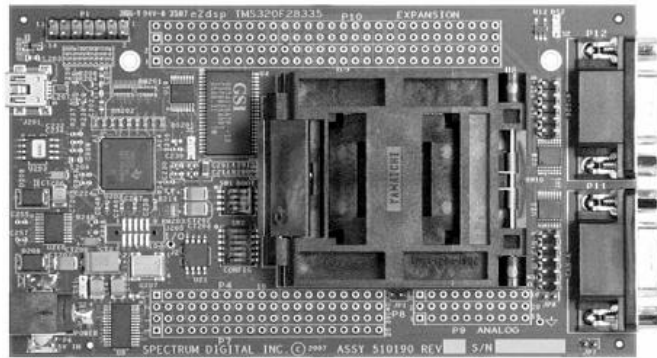
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



อุปกรณ์ที่ 6 บอร์ด eZdsp™ F28335 ของบริษัทผู้ผลิต Spectrum Digital ที่มีโครงสร้างสถาปัตยกรรมของบอร์ด แสดงได้ดังรูปที่ 4.17 ทำหน้าที่คำนวณตามหลักการของการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม บอร์ด eZdsp™ F28335 มีความเร็วในการประมวลผลของซีพียู TMS320C28335 เท่ากับ 150 MHz และมีความละเอียดของข้อมูลที่ประมวลผล เท่ากับ 32 บิต นอกจากนี้ บอร์ดดังกล่าว ยังสามารถเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก (analog expansion) ได้จำนวน 2 พอร์ต คือ พอร์ต P5 และ P9 และสามารถเชื่อมต่อการใช้งานพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต (I/O interface) ได้จำนวน 5 พอร์ต คือ พอร์ต P2 P4 P7 P8 และ P10 ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มีการใช้พอร์ต P9 เชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก เพื่อรับค่ากระแสไฟฟ้าจากมอเตอร์ (i_a, i_b, i_c) และความเร็วรอบจากเซ็นโคดเดอร์ (S_r) สำหรับการคำนวณตามการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปที่ 4.3 และใช้พอร์ต P2 สำหรับการส่งข้อมูลดิจิทัลของความเร็วรอบของมอเตอร์ (S_r) กระแสสเตเตอร์บนแกนดี (i_{ds}) และกระแสสเตเตอร์บนแกนคว (i_{qs}) ซึ่งคำนวณได้จากโปรแกรมการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยรายละเอียดพอร์ตเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก (พอร์ต P5 และ P9) และพอร์ต P2 สามารถอธิบายได้ดังนี้

- พอร์ตเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก

ช่องการเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก ประกอบด้วย พอร์ต P5 จำนวน 10 พิน และ พอร์ต P9 จำนวน 20 พิน โดยช่องสัญญาณที่สามารถใช้งานการเชื่อมต่อได้มีจำนวน 16 ช่อง แต่ละช่องสัญญาณมีขนาดความแยกชัด (resolution) เท่ากับ 12 บิต รายละเอียดของแต่ละตำแหน่งพินแสดงไว้ดังตารางที่ 4.2 การควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ จะต้องใช้พอร์ตแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลทั้งหมด 4 ช่องสัญญาณ เพื่อรับสัญญาณอินพุตสำหรับการคำนวณ คือ กระแสไฟฟ้าจากมอเตอร์ (i_a, i_b, i_c) และความเร็วรอบจากเซ็นโคดเดอร์ (S_r) ซึ่งผู้วิจัยได้เลือกใช้พินที่ 2 4 6 และ 8 ของพอร์ต P9 (ADCINA0 ถึง ADCINA3) ตามลำดับ



P5 Pin#	ADC signal	P9 Pin#	ADC signal	P9 Pin#	ADC signal
1	ADCINB0	1	GND	2	ADCINA0
2	ADCINB1	3	GND	4	ADCINA1
3	ADCINB2	5	GND	6	ADCINA2
4	ADCINB3	7	GND	8	ADCINA3
5	ADCINB4	9	GND	10	ADCINA4
6	ADCINB5	11	GND	12	ADCINA5
7	ADCINB6	13	GND	14	ADCINA6
8	ADCINB7	15	GND	16	ADCINA7
9	ADCINB8	17	GND	18	ADCLO*
10	ADCINB9	19	GND	20	No connect

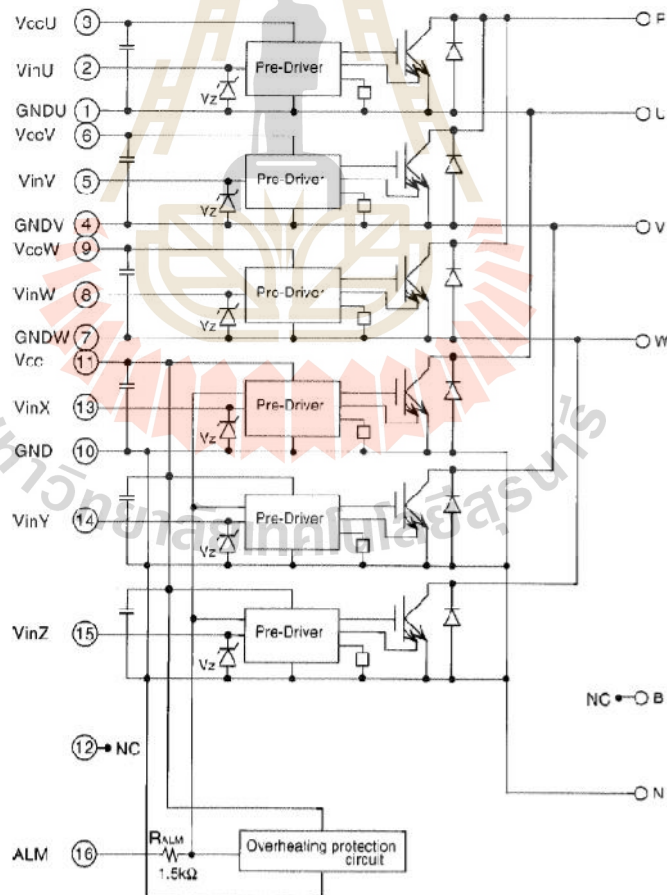
ตารางที่ 4.3 ช่องสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของพอร์ต P2

Pin#	Signal	Pin#	Signal
1	+3.3V/+5V/NC*	2	+3.3V/+5V/NC*
3	GPIO79_XD0	4	GPIO78_XD1
5	GPIO77_XD2	6	GPIO76_XD3
7	GPIO75_XD4	8	GPIO74_XD5
9	GPIO73_XD6	10	GPIO72_XD7
11	GPIO71_XD8	12	GPIO70_XD9
13	GPIO69_XD10	14	GPIO68_XD11
15	GPIO67_XD12	16	GPIO66_XD13
17	GPIO65_XD14	18	GPIO64_XD15
19	GPIO40_XA0_XWEIn	20	GPIO41_XA1
21	GPIO42_XA2	22	GPIO44_XA3
23	GPIO44_XA4	24	GPIO45_XA5
25	GPIO46_XA6	26	GPIO47_XA7
27	GPIO80_XA8	28	GPIO81_XA9
29	GPIO82_XA10	30	GPIO83_XA11
31	GPIO84_XA12	32	GPIO85_XA13
33	GPIO86_XA14	34	GPIO87_XA15
35	GND	36	GND
37	GPIO36_SCIRXDA-XZCS0n	38	GPIO37_ECAP2_XZCS7n
39	GPIO34_ECAP1_XREADY	40	B_GPIO28_SCIRXDA_XZCS6n
41	GPIO35_SCIRXDA_XRNW	42	10K Pull-up
43	GPIO38_WE0n	44	XRDn
45	+3.3V	46	No connect
47	DSP_RSn	48	XCLKOUT
49	GND	50	GND
51	GND	52	GND
53	GPIO39_XA16	54	GPIO31_CANTXA_XA17
55	GPIO30)CANRXA_XA18	56	GPIO14_TZ3n_XHOLDn_SCITXB_MCLKXB
57	GPIO15_XHOLDAn_SCIRXDB_MFSXB	58	GPIO29_SCITXDA_XA19
59	No connect	60	No connect

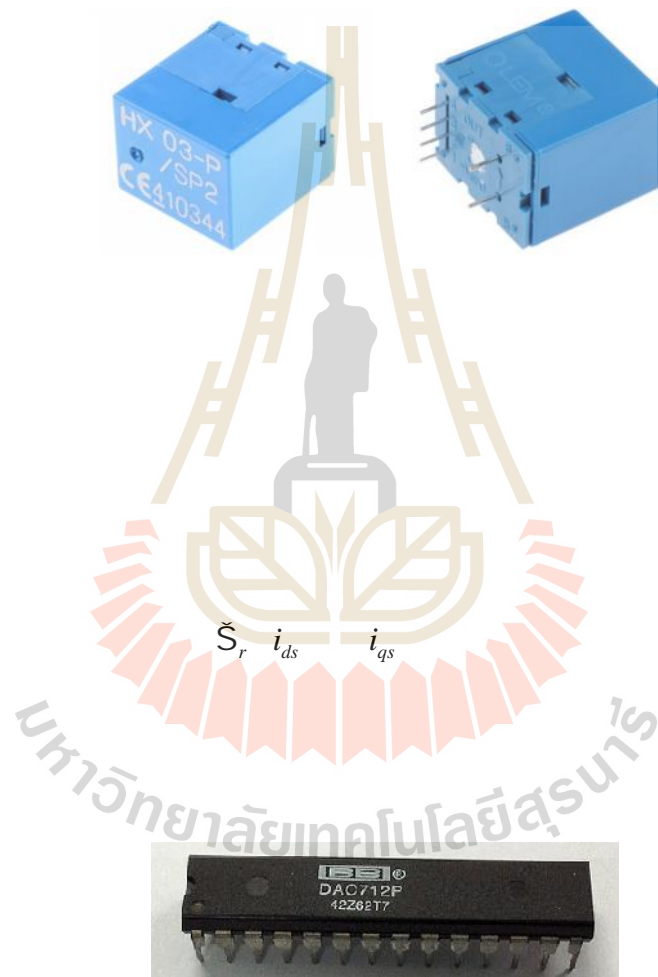


รายการ	สัญลักษณ์	พิกัด		หน่วย
		ต่ำสุด	สูงสุด	
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	$V_{DC Inverter}$	0	900	V
แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (กระชาก)	$V_{DC Inverter (surge)}$	0	1000	V
แรงดันระหว่างขาคอลเลกเตอร์อีมิเตอร์	VCES	0	1200	V
กระแสที่ขาคอลเลกเตอร์	IC	0	50	A

รายการ	สัญลักษณ์	พิกัด		หน่วย
		ต่ำสุด	สูงสุด	
ตัวตรวจวัดอุณหภูมิ	T_j	0	150	$^{\circ}\text{C}$
แหล่งจ่ายสำหรับ Pre-Driver	V_{CC*1}	0	20	V
แรงดันอินพุต	V_{in*2}	0	VZ	V
กระแสอินพุต	I_{in}	0	8	mA
ความถี่การสวิตช์	f_s	0	15	kHz
แรงดันการแจ้งเตือน	V_{LAM*3}	0	V_{CC*1}	V
กระแสการแจ้งเตือน	I_{LAM*4}	-	15	mA
อุณหภูมิในการเก็บรักษา	T_{stg}	-40	125	$^{\circ}\text{C}$
อุณหภูมิการทำงาน	T_{op}	-20	100	$^{\circ}\text{C}$



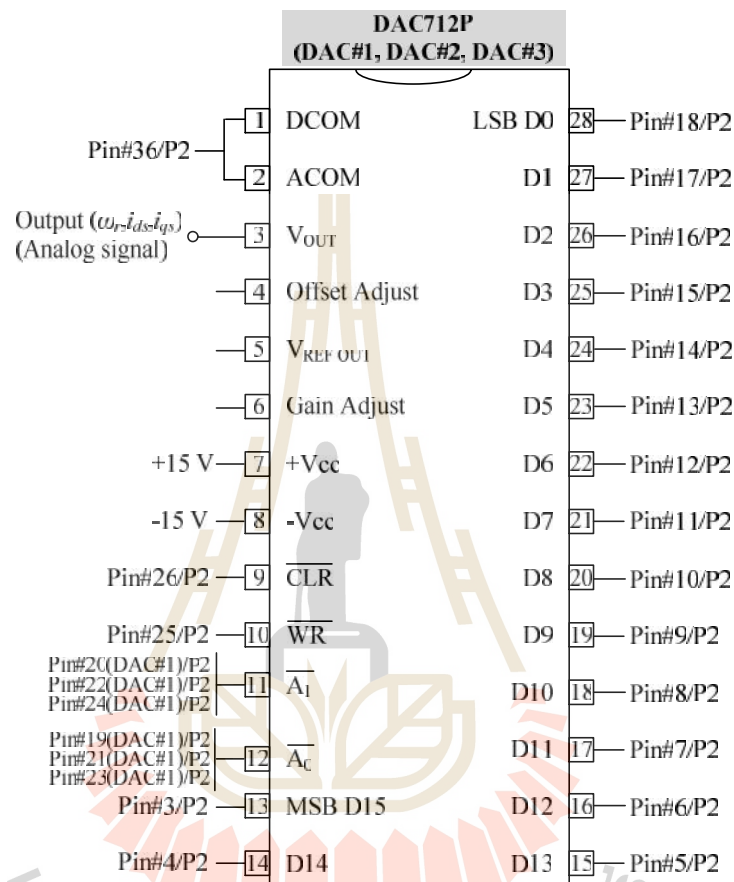
$i_a \ i_b \ i_c$



$\check{S}_r \ i_{ds} \ i_{qs}$

$\bar{A}_0 \ \bar{A}_1$

คำสั่งดิจิทัล 8 บิต (พินที่ 19 ถึง 26 ของพอร์ต P2) มีลำดับการส่งงานแสดงได้ดังตารางที่ 4.5 จากตารางดังกล่าว ขั้นตอนที่ 1 ถึง 3 คือ การเตรียมชุดข้อมูลให้กับไอซี DAC712P ขั้นตอนที่ 4 ถึง 6 คือ การโหลดอินพุตแลตซ์ และขั้นตอนที่ 7 ถึง 9 คือ การโหลดคิพูเอแลตซ์ของไอซี DAC712P



รูปที่ 4.22 การเชื่อมต่อไอซี DAC712P กับพอร์ต P2 ของบอร์ด eZdsp™ F28335

โดยในส่วนของการทดสอบแต่ละอุปกรณ์นั้น สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในอดีต (ภักดี สวัสดิ์นที, 2556)

ตารางที่ 4.5 ลำดับการสั่งงาน ไอซี DAC712P

ไอซี DAC712P	ลำดับขั้นตอนการสั่งงานควบคุม	พอร์ต P2							
		พิน 26	พิน 25	พิน 24	พิน 23	พิน 22	พิน 21	พิน 20	พิน 19
DAC#1	ขั้นตอนที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 2	โหลดข้อมูลดิจิทัลของ S_r จากพินที่ 3 ถึง 18							
	ขั้นตอนที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 4	1	1	1	1	1	1	1	0
	ขั้นตอนที่ 5	1	0	1	1	1	1	1	0
	ขั้นตอนที่ 6	1	1	1	1	1	1	1	0
	ขั้นตอนที่ 7	1	1	1	1	1	1	0	1
	ขั้นตอนที่ 8	1	0	1	1	1	1	0	1
	ขั้นตอนที่ 9	1	1	1	1	1	1	0	1
DAC#2	ขั้นตอนที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 2	โหลดข้อมูลดิจิทัลของ i_{ds} จากพินที่ 3 ถึง 18							
	ขั้นตอนที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 4	1	1	1	1	1	0	1	1
	ขั้นตอนที่ 5	1	0	1	1	1	0	1	1
	ขั้นตอนที่ 6	1	1	1	1	1	0	1	1
	ขั้นตอนที่ 7	1	1	1	1	0	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 8	1	0	1	1	0	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 9	1	1	1	1	0	1	1	1
DAC#3	ขั้นตอนที่ 1	1	1	1	1	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 2	โหลดข้อมูลดิจิทัลของ i_{qs} จากพินที่ 3 ถึง 18							
	ขั้นตอนที่ 3	1	1	1	1	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 4	1	1	1	0	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 5	1	0	1	0	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 6	1	1	1	0	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 7	1	1	0	1	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 8	1	0	0	1	1	1	1	1
	ขั้นตอนที่ 9	1	1	0	1	1	1	1	1

4.7 การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม

ในหัวข้อนี้ นำเสนอการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม ซึ่งวิธีดั้งเดิม คือ การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์แบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยที่กระแสเดเตอร์บนแกนดีถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ทุกย่านการทำงานที่ทดสอบ การทดสอบการขับเคลื่อนดังกล่าวทดสอบจากชุดฮาร์ดแวร์จริงที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการดังรูปที่ 4.12 โดยหลักการการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม สามารถอธิบายได้ดังแผนภาพการทำงานรูปที่ 4.23 จากรูปดังกล่าว ชั้นแรกจะทำการเปิดแหล่งจ่ายไฟทั้งหมดที่ใช้ในระบบ หลังจากนั้นจึงเริ่มต้นการทำงานของโปรแกรมการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยจะป้อนค่าความเร็วรอบอ้างอิง (S_r^*) แรงบิด (T_L) และค่ากระแสเดเตอร์อ้างอิงบนแกนดี (i_{ds}^*) ลงในโปรแกรมเพื่อเป็นค่าเริ่มต้นในการคำนวณ ค่ากระแส i_{ds}^* ที่ถูกกำหนดให้คงที่ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิมนี จะเรียกว่า $i_{ds,conv}$ หลังจากป้อนค่าเริ่มต้นต่าง ๆ แล้ว โปรแกรมการคำนวณจะเข้าสู่กระบวนการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งจะควบคุมกระแสเดเตอร์บนแกนดีและความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้เป็นไปตามค่าที่กำหนดไว้ และเมื่อต้องการหยุดการทำงานของโปรแกรมหรือเปลี่ยนจุดการทำงานใหม่ สามารถทำได้โดยลดแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟทั้งหมด แล้วจึงป้อนค่าความเร็วรอบและแรงบิดโหลดค่าใหม่ลงในโปรแกรม

4.7.1 ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม

การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม มีเงื่อนไขในการทดสอบ คือ กำหนดให้ค่ากระแสอ้างอิง i_{ds}^* มีค่าคงที่ที่ที่พิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ คือ 0.94 A ส่วนค่าแรงบิดโหลดสำหรับการทดสอบอยู่ในช่วง 0.5-2.5 N·m และความเร็วรอบสำหรับการทดสอบที่แรงบิดต่าง ๆ คือ 300 600 900 1200 และ 1390 rpm ในการทดสอบจะวัดค่ากระแส $i_{ds,conv}$ ค่าแรงดันของมอเตอร์ต่อเฟส (v_w) ค่ากระแสมอเตอร์ต่อเฟส (i_w) และตัวประกอบกำลัง (pf) โดยค่าที่วัดได้เหล่านี้จะใช้ในการคำนวณกำลังงานอินพุตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ตามสมการที่ (4-40) กำลังงานอินพุตที่คำนวณได้โดยการทดสอบในหัวข้อนี้ จะถูกเรียกว่า $P_{in,conv}$

ข้อมูลผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิมสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.6 และผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมแสดงได้ดังรูปที่ 4.24 ถึง 4.26

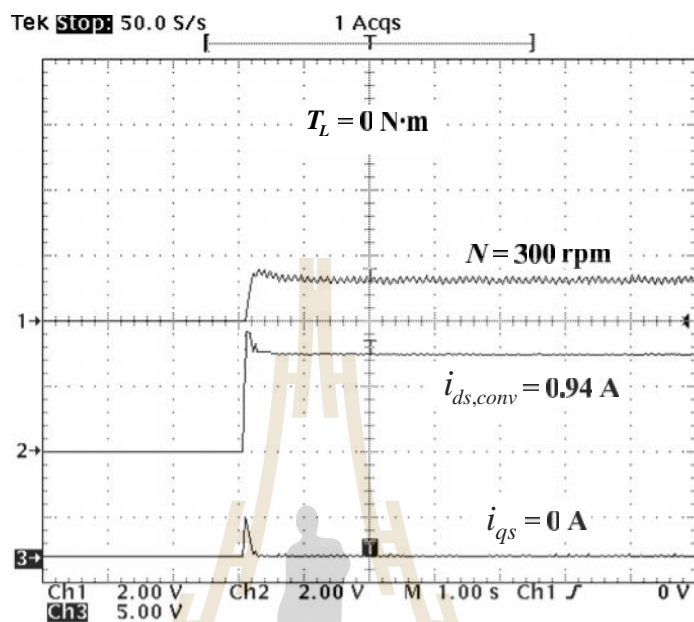
$$P_{in,conv} = 3v_w i_w \cos \theta \quad (4-40)$$

ตารางที่ 4.6 ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม

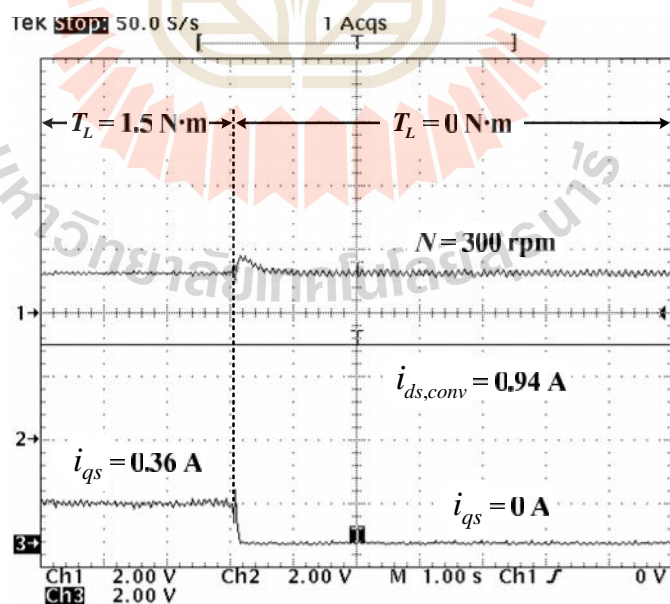
T_L (N·m)	N (rpm)	$i_{ds,conv}$ (A)	v_w (V _{rms})	i_w (A _{rms})	pf	$P_{in,conv}$ (W)
0.5	300	0.94	88.03	0.892	0.41	96.583
	600		140.37	0.908	0.33	126.181
	900		183.30	0.919	0.29	146.554
	1200		205.87	0.796	0.32	157.318
	1390		203.63	0.625	0.38	145.086
1.0	300		93.63	0.906	0.46	117.064
	600		143.60	0.910	0.41	160.731
	900		185.63	0.925	0.38	195.747
	1200		205.50	0.804	0.46	228.006
	1390		205.17	0.762	0.52	243.890
1.5	300		98.43	0.934	0.50	137.900
	600		148.20	0.949	0.46	194.086
	900		184.70	0.928	0.49	251.960
	1200		205.07	0.834	0.55	282.197
	1390		204.37	0.856	0.64	335.886
2.0	300		105.07	1.002	0.54	170.554
	600		152.77	1.015	0.54	251.200
	900		182.63	0.956	0.58	303.794
	1200		204.23	0.906	0.67	371.915
	1390		199.13	0.953	0.69	392.826
2.5	300	112.10	1.084	0.57	207.793	
	600	156.07	1.087	0.58	295.188	
	900	186.17	1.037	0.63	364.880	
	1200	194.13	1.063	0.72	445.738	

จากตารางที่ 4.6 ค่ากระแส $i_{ds,conv}$ ถูกควบคุมให้มีค่าเท่ากับ 0.94 A ทุกสภาวะการทำงานของมอเตอร์ ในส่วนของค่าแรงดัน กระแส และตัวประกอบกำลังของมอเตอร์ มีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามแรงบิดโหลดและความเร็วรอบที่ต้องการ จากค่าต่าง ๆ นี้ นำไปคำนวณได้ค่ากำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม ซึ่งค่ากำลังงานอินพุตจากตารางที่ 4.6 นี้ จะถูกนำไปใช้สำหรับเปรียบเทียบกับค่ากำลังงานอินพุตจากการทดสอบการ

ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีอัลกอริทึมการประหยัดพลังงาน ซึ่งจะนำเสนอในบทถัดไป

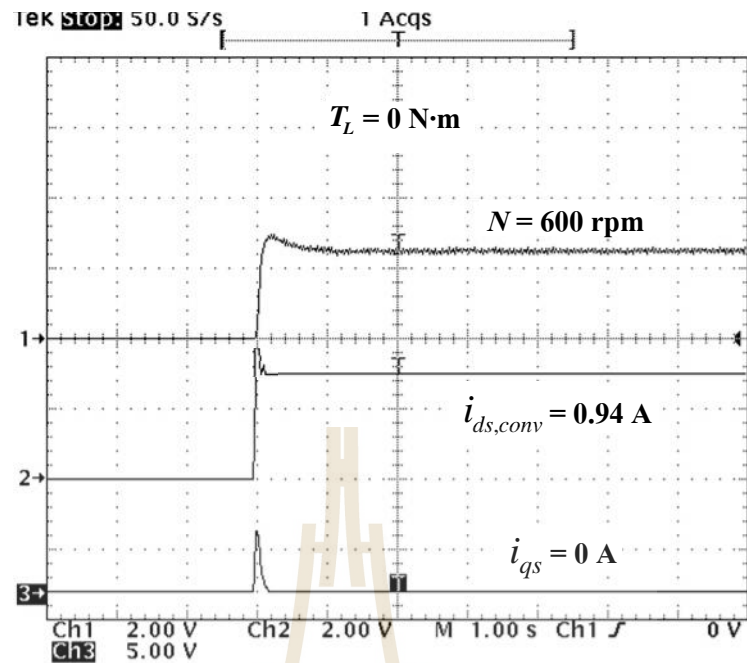


(ก) ผลตอบสนองของมอเตอร์เมื่อยังไม่มีการจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์

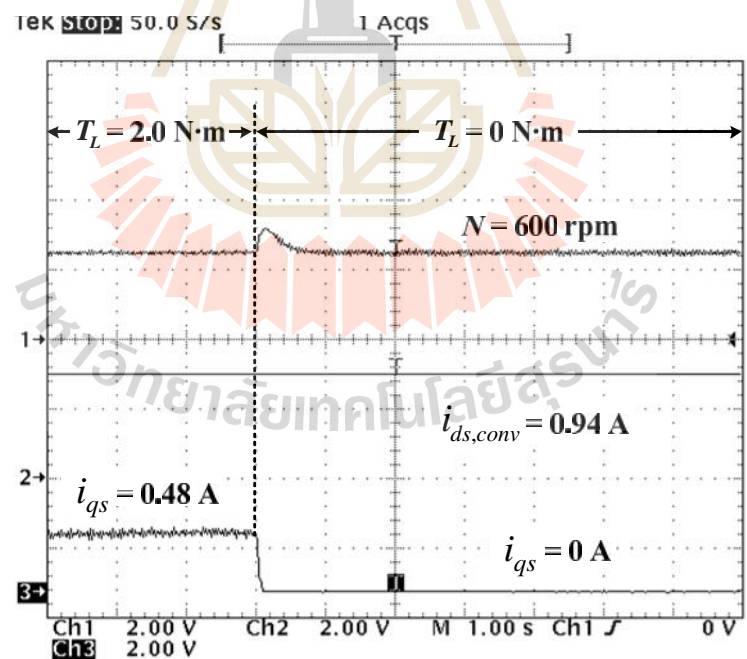


(ข) ผลตอบสนองของมอเตอร์เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงจาก $1.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ เป็น $0 \text{ N}\cdot\text{m}$

รูปที่ 4.24 ผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วรอบ 300 rpm

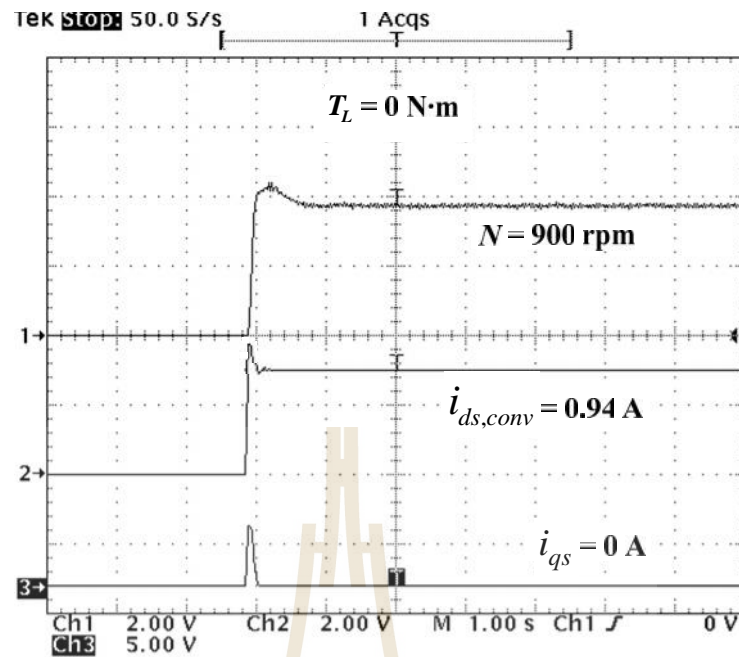


(ก) ผลตอบสนองของมอเตอร์เมื่อยังไม่มีภาระโหลดให้กับมอเตอร์

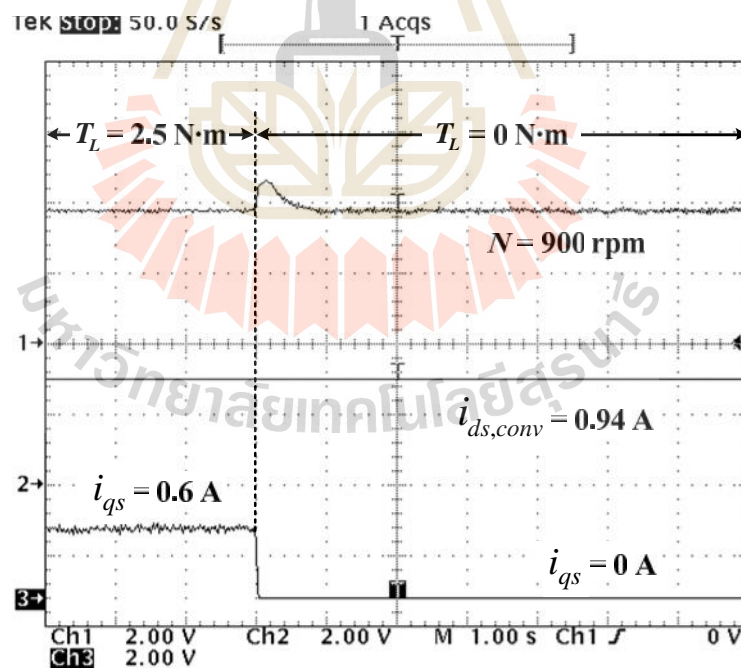


(ข) ผลตอบสนองของมอเตอร์เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงจาก $2.0 \text{ N}\cdot\text{m}$ เป็น $0 \text{ N}\cdot\text{m}$

รูปที่ 4.25 ผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วรอบ 600 rpm



(ก) ผลตอบสนองของมอเตอร์เมื่อยังไม่มีการจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์



(ข) ผลตอบสนองของมอเตอร์เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงจาก $2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ เป็น $0 \text{ N}\cdot\text{m}$

รูปที่ 4.26 ผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วรอบ 900 rpm

จากรูปที่ 4.24 ถึง 4.26 คือ ผลการตอบสนองของการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ความเร็วรอบ 300 600 และ 900 rpm ตามลำดับ โดยในรูป (ก) ของทั้งสามรูปคือ ตอนเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์จนกระทั่งเข้าสู่ภาวะอยู่ตัว ซึ่งเส้นกราฟบนสุดแสดงความเร็วรอบของมอเตอร์จาก 0 rpm ไปยังความเร็วรอบอ้างอิงที่กำหนดและคงที่ที่ค่าดังกล่าว เส้นกราฟต่อมาแสดงค่ากระแส $i_{ds,conv}$ พบว่าเข้าสู่ค่าพิกัดตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้ คือ 0.94 A และเส้นกราฟสุดท้ายแสดงค่ากระแส i_{qs} โดยตอนเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์กระแส i_{qs} จะมีค่ามาก เนื่องจากมอเตอร์ต้องการแรงบิดตอนเริ่มเดินเครื่องที่สูง และเมื่อความเร็วของมอเตอร์คงที่ กระแส i_{qs} จะมีค่าน้อยมาก เนื่องจากมอเตอร์ยังไม่มีภาระรับภาระจากโหลด ในส่วนของรูป (ข) แสดงผลการตอบสนองของมอเตอร์เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยจากรูปที่ 4.24 ถึง 4.26 ได้ทดสอบจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ที่ 1.5 2.0 และ 2.5 N·m ตามลำดับ และทำการปลดโหลดออกเป็น 0 N·m จากรูป สังเกตได้ว่า ความเร็วรอบของมอเตอร์เส้นกราฟแรกถูกควบคุมไว้ตามค่าอ้างอิง แต่เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบจะมีลักษณะพุ่งขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ และกลับเข้าสู่ค่าความเร็วรอบอ้างอิงเช่นเดิม เส้นกราฟที่สองค่ากระแส $i_{ds,conv}$ พบว่ากระแสดังกล่าวยังมีค่าเท่ากับค่าพิกัด ถึงแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงไป และเส้นกราฟที่สาม พบว่าค่ากระแส i_{qs} มีการเปลี่ยนแปลงตามแรงบิดโหลด คือ เมื่อโหลดมีค่าเพิ่มขึ้นและคงที่ กระแสดังกล่าวจะเพิ่มขึ้นและคงที่ที่ค่า ๆ หนึ่งเช่นเดียวกัน และเมื่อทำการปลดโหลดเหลือ 0 N·m กระแส i_{qs} จะมีค่าน้อยมาก ประมาณ 0 A

4.8 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งใช้หลักการของวิธีควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ่น โดยการควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ขึ้นอยู่กับกระแสเตเตอร์บนแกนดี และการควบคุมแรงบิดจะขึ้นอยู่กับกระแสเตเตอร์บนแกนคว และในส่วนของ การออกแบบตัวควบคุมพีไอทั้งสามชุด ซึ่งจำเป็นต้องทราบข้อมูลพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ดังนั้นจึงเห็นว่าความถูกต้องของพารามิเตอร์ส่งผลต่อการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์

นอกจากนี้ ในบทนี้ได้นำเสนอชุดทดสอบจริงของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยใช้บอร์ด DSP eZdsp™ F28335 กำหนดตามหลักการของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมและสร้างสัญญาณการสวิตช์ให้ IGBT จากผลการทดสอบจะเห็นว่า ชุดทดสอบที่นำเสนอสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ตามที่ต้องการ ถึงแม้ว่าแรงบิดโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลงไป

บทที่ 5

อัลกอริทึมการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

5.1 บทนำ

วัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ คือ การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ผู้วิจัยจึงคิดค้นวิธีการประหยัดพลังงานขึ้น โดยการคำนวณค่ากระแสสเตเตอร์บนแกนดีที่ทำให้มอเตอร์มีค่ากำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด การคำนวณค่าที่เหมาะสมของกระแสสเตเตอร์บนแกนดี จำเป็นต้องใช้สมการกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ที่พิจารณาจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคว ในบทนี้ จึงนำเสนอการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบดั้งเดิม ให้เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ที่มีการพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เข้าไปด้วย และจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พัฒนาขึ้น จะได้สมการกำลังงานสูญเสียสำหรับใช้ในการคำนวณเพื่อประหยัดพลังงานตามวิธีการที่คิดค้นขึ้น นอกจากนี้ ในบทนี้ยังได้นำเสนอ การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว รวมถึงมีการเปรียบเทียบผลการทดสอบระหว่างการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีวิธีการประหยัดพลังงาน กับการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิมในบทก่อนหน้า เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอในบทนี้สามารถประหยัดพลังงานได้

5.2 แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้พัฒนาแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคว หรือแบบจำลองดั้งเดิม ซึ่งไม่มีการพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ (รูปที่ 3.4 ของบทที่ 3) เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีการพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ หรือเรียกว่า แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย

จากการสำรวจงานวิจัยในอดีต ส่วนใหญ่จะพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เพียง 2 ชนิด คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดทั้งฝั่งสเตเตอร์ (stator copper loss) และฝั่งโรเตอร์ (rotor copper loss) และกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก (iron loss) โดยให้เหตุผลว่ากำลังงานสูญเสียทั้ง 2 ชนิดนี้ เป็นกำลังงานสูญเสียหลักที่มีค่ามากเมื่อเทียบกับกำลังงานสูญเสียอีก 2 ชนิดที่เหลือ คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านอากาศ (friction and windage losses) และ

กำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน (stray loss) แต่จากที่ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ได้ศึกษา พบว่า กำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งานมีค่า 10 ถึง 15 เปอร์เซ็นต์ของกำลังงานสูญเสียทั้งหมด (Hubert, 2002) ซึ่งไม่ได้มีค่าน้อยถึงขนาดที่จะตัดทิ้งได้ แต่ในส่วนของกำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านอากาศ มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับกำลังงานสูญเสียชนิดอื่น ๆ (Sarman and Pathak, 2004) จึงไม่พิจารณากำลังงานสูญเสียดังกล่าวในแบบจำลองของมอเตอร์ ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์บนแกนคิกิวเพื่อการประหยัดพลังงาน โดยพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ 3 ชนิด คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวด กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก และกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน ซึ่งการดำเนินการพัฒนาแบบจำลองดังกล่าวสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

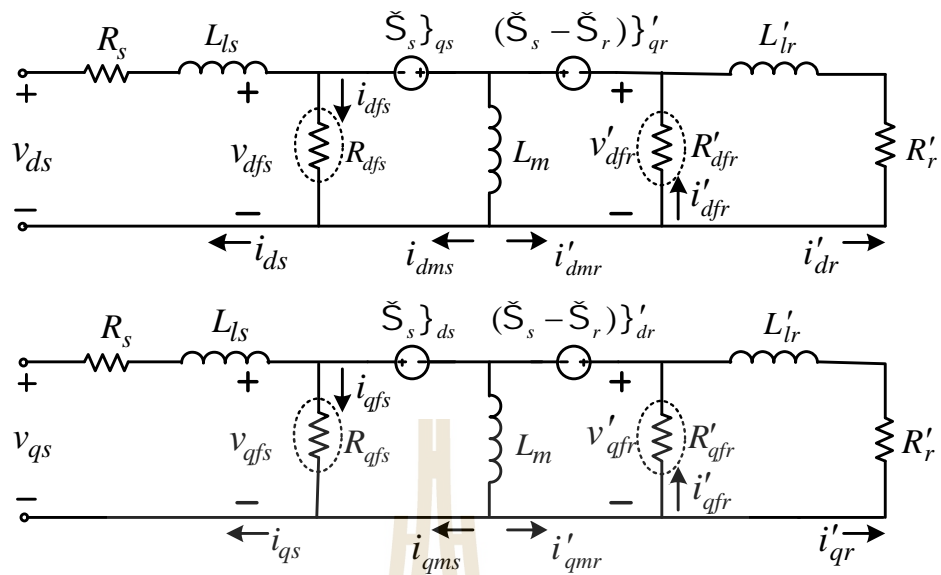
5.2.1 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

กำลังงานสูญเสียชนิดแรกที่ถูกพิจารณาลงในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนคิกิว คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวด เกิดจากกระแสที่ไหลผ่านขดลวด ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในความต้านทานของขดลวด (ohmic loss) (Ryff, 1994) กำลังงานสูญเสียดังกล่าวเกิดขึ้นทั้งในขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์

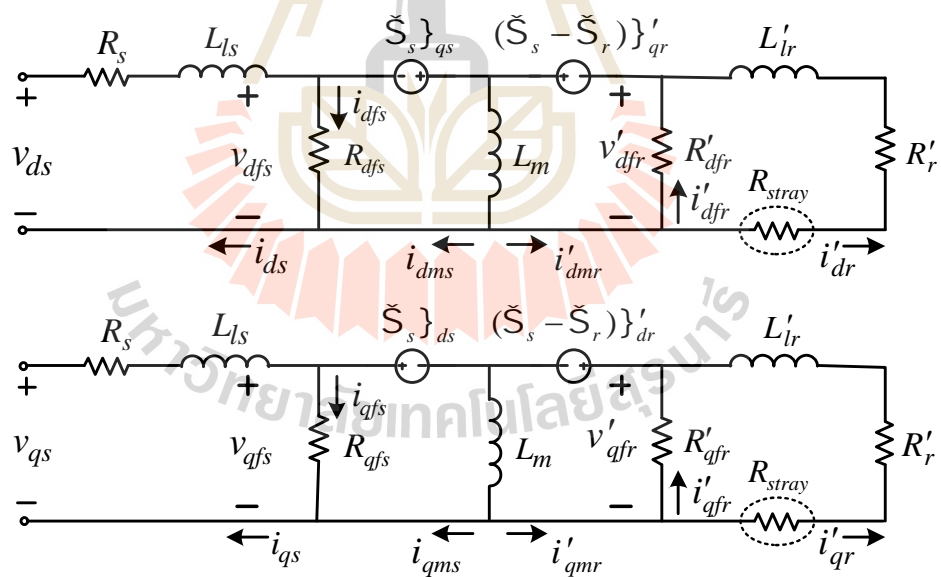
กำลังงานสูญเสียชนิดที่ 2 ที่พิจารณา คือ กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก กำลังงานสูญเสียดังกล่าวเกิดขึ้นได้ทั้งฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ จึงแสดงถึงกำลังงานสูญเสียนี้ด้วยค่าความต้านทาน โดยความต้านทานของกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กฝั่งสเตเตอร์ทั้งบนแกนคิกิวและแกนคิกิว คือ R_{dfs} และ R_{qfs} ตามลำดับ และความต้านทานของกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กฝั่งโรเตอร์ทั้งสองแกน คือ R'_{dfr} และ R'_{qfr} (Garcia et al., 1994) โดยความต้านทานเหล่านี้จะถูกเพิ่มเข้าไปในแบบจำลองดั้งเดิมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ดังนั้น จากแบบจำลองดั้งเดิมของมอเตอร์เมื่อพิจารณากำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1

กำลังงานสูญเสียชนิดสุดท้ายที่พิจารณา คือ กำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน (P_{stray}) โดยกำลังงานสูญเสียนี้นี้แปรผันโดยตรงกับกระแสโรเตอร์ยกกำลังสอง (Hubert, 2002) ตามสมการที่ (5-1) ดังนั้น ค่าความต้านทานของกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน คือ R_{stray} จึงถูกพิจารณาเพิ่มเข้าไปในแบบจำลองของมอเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.2 โดย R_{stray} จะถูกเพิ่มตรงจุดที่กระแสโรเตอร์บนแกนคิกิว (i'_{dr}) และแกนคิกิว (i'_{qr}) ไหลผ่าน เพื่อแสดงถึงกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน

$$P_{stray} \propto i_r^2 \quad (5-1)$$



รูปที่ 5.1 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว
เมื่อพิจารณากำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก



รูปที่ 5.2 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว
เมื่อพิจารณากำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน

5.2.2 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการประหยัดพลังงาน

จากแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่พิจารณากำลังงานสูญเสียรูปที่ 5.2 มีความยุ่งยาก ซับซ้อน จึงมีการกำหนดเงื่อนไขเพิ่มเติม เพื่อให้แบบจำลองกำลังงานสูญเสียอยู่ในรูปแบบที่ง่ายขึ้นสำหรับการนำไปใช้งานในขั้นตอนต่อไป (Garcia et al., 1994) การกำหนดเงื่อนไขสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

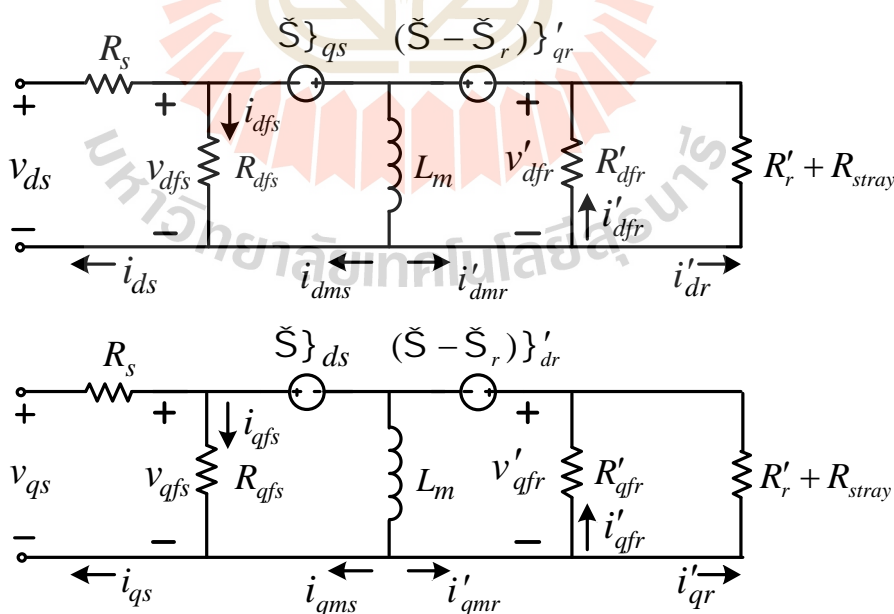
1) ความเหนี่ยวนำเนื่องจากฟลักซ์รั่ว (L_{ls}, L_{lr}') มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m) จึงไม่สนใจพารามิเตอร์ดังกล่าว ดังนั้น แบบจำลองของมอเตอร์รูปที่ 5.2 จึงเปลี่ยนแปลงเป็นดังรูปที่ 5.3 และสมการของฟลักซ์เชื่อมโยง เป็นดังสมการที่ (5-2) ถึง (5-5)

$$\psi_{ds} = L_m (i_{dms} + i'_{dmr}) \tag{5-2}$$

$$\psi_{qs} = L_m (i_{qms} + i'_{qmr}) \tag{5-3}$$

$$\psi'_{dr} = L_m (i_{dms} + i'_{dmr}) \tag{5-4}$$

$$\psi'_{qr} = L_m (i_{qms} + i'_{qmr}) \tag{5-5}$$



รูปที่ 5.3 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เมื่อพิจารณาเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 1

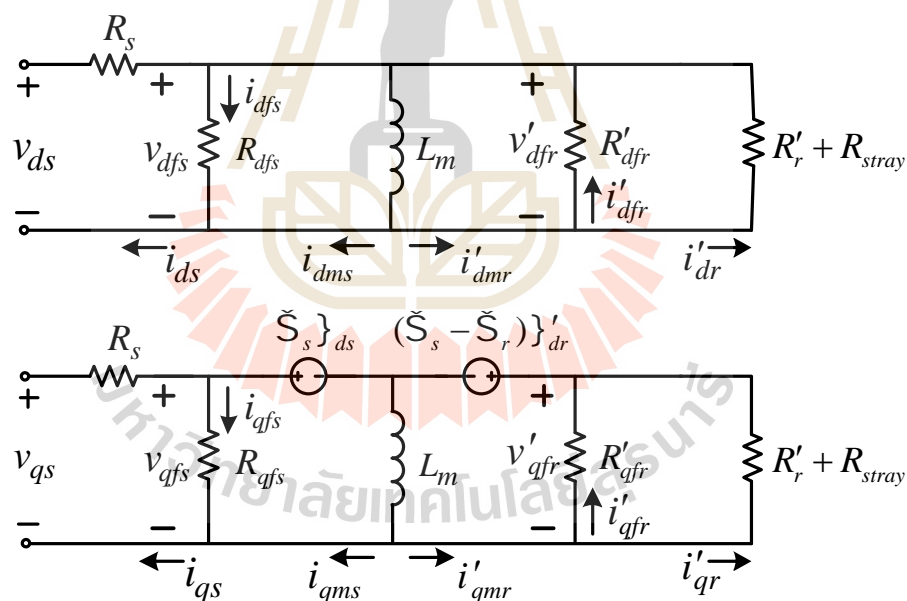
2) จากหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ (λ_r') วางอยู่บนแกนดี จึงทำให้ฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนควมมีค่าเป็นศูนย์ ($\lambda_{qr}' = 0$) ดังนั้น ฟลักซ์เชื่อมโยงบนแกนควมฝั่งสเตเตอร์ สมการที่ (5-3) และฝั่งโรเตอร์ สมการที่ (5-5) จึงเป็นดังสมการที่ (5-6)

$$\lambda_{qr}' = 0 = \lambda_{qs} = L_m (i_{qms} + i'_{qmr}) \quad (5-6)$$

จากสมการที่ (5-6) จึงได้กระแสตามสมการที่ (5-7)

$$i_{qms} = -i'_{qmr} \quad (5-7)$$

จากเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 2 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะเปลี่ยนเป็นดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเมื่อพิจารณาเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 2

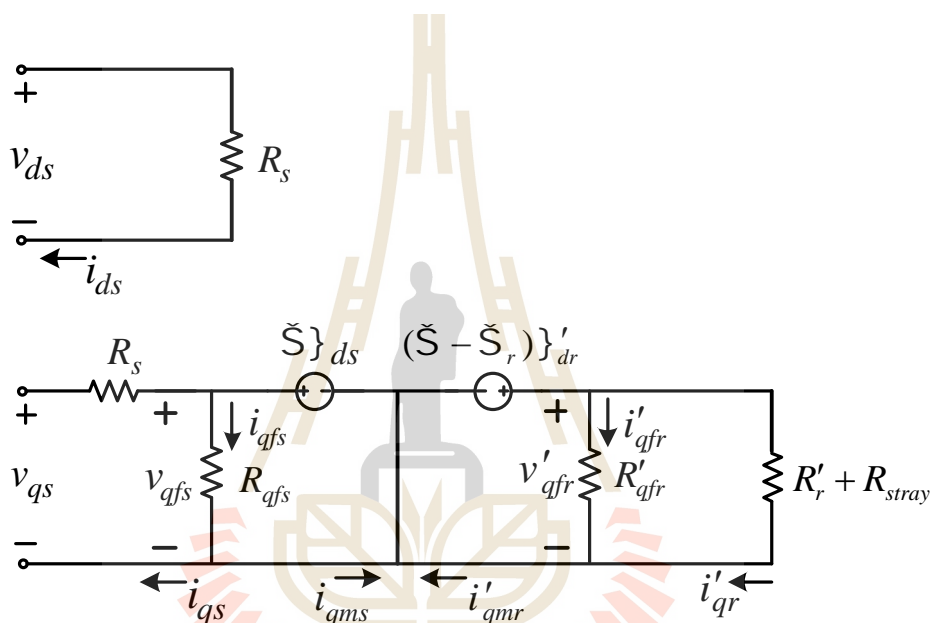
3) ในสถานะอยู่ตัว แรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนดีและแกนควมมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น เมื่อนำไปพิจารณากับรูปที่ 5.4 สังเกตได้ว่า

$$i_{dms} = i_{ds} \quad (5-8)$$

ดังนั้นกระแสต่าง ๆ บนแกนดีในรูปที่ 5.4 จึงเป็นดังสมการที่ (5-9)

$$i_{dfs} = i'_{dmr} = i'_{dfr} = i'_{dr} = 0 \quad (5-9)$$

จากแบบจำลองของมอเตอร์รูปที่ 5.4 เมื่อพิจารณาตามเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 3 สามารถแสดงแบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ ได้ดังรูปที่ 5.5 ดังนี้

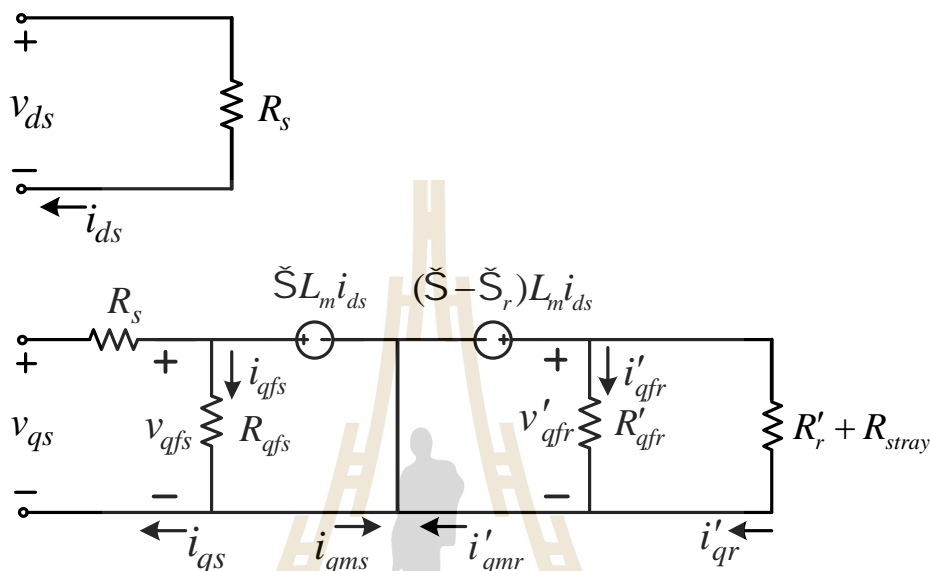


รูปที่ 5.5 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เมื่อพิจารณาเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 3

4) จากสมการฟลักซ์เชื่อมโยงบนแกนดีของฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ ตามสมการที่ (5-2) และ (5-4) ตามลำดับ สังเกตได้ว่า มีลักษณะสมการที่เหมือนกัน ดังนั้น เมื่อพิจารณาค่ากระแสตามเงื่อนไขข้อที่ 3 ($i_{dms} = i_{ds}$ และ $i'_{dmr} = 0$) ฟลักซ์เชื่อมโยงบนแกนดีของทั้งฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ จึงเป็นดังสมการที่ (5-10)

$$\lambda_{ds} = \lambda'_{dr} = L_m i_{ds} \quad (5-10)$$

เมื่อพิจารณาตามเงื่อนไขเพิ่มเติมข้อที่ 4 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.6 ซึ่งจากรูปดังกล่าว คือ แบบจำลองกำลังงานสูญเสียที่พิจารณาในงานวิจัย วิทยานิพนธ์สำหรับการประหยัดพลังงาน



รูปที่ 5.6 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้พิจารณาสำหรับการประหยัดพลังงาน

5.2.3 สมการกำลังงานสูญเสีย

จากแบบจำลองกำลังงานสูญเสียที่ได้นำเสนอไปข้างต้น สามารถพิจารณาหาสมการกำลังงานสูญเสียแต่ละชนิดได้ดังสมการที่ (5-11) ถึง (5-14) และสมการกำลังงานสูญเสียรวม ดังสมการที่ (5-15) ดังนี้

$$\text{กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดฝั่งสเตเตอร์} : P_{scl} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (5-11)$$

$$\text{กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดฝั่งโรเตอร์} : P_{rcl} = R'_r i_{qr}'^2 \quad (5-12)$$

$$\text{กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก} : P_i = R_{qfs} i_{qfs}^2 + R'_{qfr} i_{qfr}'^2 \quad (5-13)$$

$$\text{กำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน} : P_{stray} = R_{stray} i_{qr}'^2 \quad (5-14)$$

กำลังงานสูญเสียรวมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส :

$$P_{loss_total} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R'_r i_{qr}^2 + R_{qfs} i_{qfs}^2 + R'_{qfr} i_{qfr}^2 + R_{stray} i_{qr}^2 \quad (5-15)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (5-15) พบว่ามีกระแสที่ไม่ทราบค่าและไม่สามารถวัดได้ จึงจำเป็นต้องหาวิธีการคำนวณค่ากระแสต่าง ๆ โดยเริ่มจากพิจารณาวงจรโรเตอร์บนแกนคิกของรูปที่ 5.6 ในสภาวะอยู่ตัว (L_m ลัดวงจร) สามารถคำนวณความเร็วเชิงมุมซึ่ง โครนัสได้จากสมการที่ (5-16)

$$\begin{aligned} -R_R i_{qms} + (\check{S}_s - \check{S}_r) L_m i_{ds} &= 0 \\ \check{S}_s &= \frac{R_R}{L_m} \frac{i_{qms}}{i_{ds}} + \check{S}_r \end{aligned} \quad (5-16)$$

และเมื่อพิจารณาวงจรสเตเตอร์บนแกนคิกของรูปที่ 5.6 พบว่า กระแสสเตเตอร์บนแกนคิกสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (5-17) และคำนวณค่าแรงดัน v_{qfs} ได้จากสมการที่ (5-18)

$$i_{qs} = i_{qfs} + i_{qms} \quad (5-17)$$

$$v_{qfs} = R_{qfs} i_{qfs} = \check{S}_s L_m i_{ds} \quad (5-18)$$

นำสมการที่ (5-16) แทนลงในสมการที่ (5-18) จะได้กระแส i_{qfs} ดังสมการที่ (5-19)

$$i_{qfs} = \left(\frac{R_R}{L_m} \frac{i_{qms}}{i_{ds}} + \check{S}_r \right) \frac{L_m}{R_{qfs}} i_{ds} \quad (5-19)$$

นำสมการที่ (5-19) แทนลงในสมการที่ (5-17) สามารถคำนวณกระแส i_{qms} ได้จากสมการที่ (5-20)

$$i_{qms} = \left(\frac{R_{qfs}}{R_{qfs} + R_R} \right) i_{qs} - \left(\frac{L_m}{R_{qfs} + R_R} \right) \check{S}_r i_{ds} \quad (5-20)$$

ในส่วนของค่ากระแส i'_{qr} และ i'_{qfr} คำนวณได้โดยการแบ่งกระแสที่วงจรโรเตอร์บนแกนคิ้วของรูปที่ 5.4 ดังนั้น ค่ากระแสทั้งสองสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-21) และ (5-22) ตามลำดับ

$$i'_{qr} = \frac{R'_{qfr} i'_{qmr}}{R'_r + R_{stray} + R'_{qfr}} \quad (5-21)$$

$$i'_{qfr} = \frac{(R'_r + R_{stray}) i'_{qmr}}{R'_r + R_{stray} + R'_{qfr}} \quad (5-22)$$

นำสมการที่ (5-20) ถึง (5-22) แทนลงในสมการที่ (5-15) จึงได้สมการกำลังงานสูญเสียรวมดังสมการที่ (5-23)

$$P_{loss_total} = R_d i_{ds}^2 + R_q i_{qs}^2 - R_{dq} i_{ds} i_{qs} \quad (5-23)$$

โดยที่

$$R_d = R_s + \left(\frac{R'_{qfr} (\check{S}_r L_m)^2 (R'_r + R_{stray})}{(R'_r + R_{stray} + R'_{qfr})^2 (R_{qfs} + R_R)^2} \cdot (R'_r + R_{stray} + R'_{qfr}) \right) + \left(\frac{R_R (\check{S}_r L_m)^2}{R_{qfs} (R_{qfs} + R_R)} \cdot \left(\frac{R_R}{(R_{qfs} + R_R)} - 2 \right) \right) + \frac{(\check{S}_r L_m)^2}{R_{qfs}}$$

$$R_q = R_s + \left(\frac{R'_{qfr} R_{qfs}^2 (R'_r + R_{stray})}{(R'_r + R_{stray} + R'_{qfr})^2 (R_{qfs} + R_R)^2} \cdot (R'_r + R_{stray} + R'_{qfr}) \right) + \frac{R_R^2 R_{qfs}}{(R_{qfs} + R_R)^2}$$

$$R_{dq} = \left(\frac{2 R_{qfs} R'_{qfr} \check{S}_r L_m (R'_r + R_{stray})}{(R'_r + R_{stray} + R'_{qfr})^2 (R_{qfs} + R_R)^2} \cdot (R'_r + R_{stray} + R'_{qfr}) \right) + \left(\frac{2 R_R \check{S}_r L_m}{(R_{qfs} + R_R)} \cdot \left(\frac{R_R}{R_{qfs} + R_R} - 1 \right) \right)$$

วิธีการประหยัดพลังงานที่พัฒนาขึ้นต้องการคำนวณค่ากระแสสเตเตอร์บนแกนคิ้ว จึงต้องจัดรูปสมการกำลังงานสูญเสียรวมให้อยู่ในรูปของกระแสสเตเตอร์บนแกนคิ้ว โดยใช้สมการความสัมพันธ์ของแรงบิดมอเตอร์กับกระแสสเตเตอร์บนแกนคิ้วสมการที่ (4-19) ในบทที่ 4 แทนลง

ในสมการที่ (5-23) ดังนั้น สมการกำลังงานสูญเสียรวมที่จะนำไปพิจารณาเพื่อการประหยัดพลังงานสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5-24)

$$P_{loss_total} = R_d i_{ds}^2 + R_q \left(\frac{T_e}{k_T i_{ds}} \right)^2 - \frac{R_{dq} T_e}{k_T} \quad (5-24)$$

5.3 การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย

จากสมการกำลังงานสูญเสียที่นำเสนอในหัวข้อก่อนหน้า ในสมการดังกล่าวประกอบไปด้วยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ทั้งของมอเตอร์และของกำลังงานสูญเสีย ดังนั้นเพื่อให้ผลการคำนวณมีความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในสมการจึงต้องมีความถูกต้องและเหมาะสม ซึ่งพารามิเตอร์ที่ใช้ในสมการดังกล่าว คือ i_{ds} , T_e , S_r ค่าเหล่านี้สามารถวัดได้โดยตัวตรวจรู้ต่อมา R_s , R'_r , L_m และ P หาได้จากการทดสอบตามทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์ แสดงค่าไว้ในตารางที่ 3.5 ของบทที่ 3 ส่วนพารามิเตอร์ที่เหลือ คือ พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย $R_{q/s}$, R'_{qfr} และ R_{stray} พารามิเตอร์ทั้ง 3 นี้ ยากต่อการคำนวณและการวัด ซึ่งในอดีตไม่ปรากฏสมการสำหรับคำนวณพารามิเตอร์ดังกล่าว งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงเลือกใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search : ATS) ในการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย

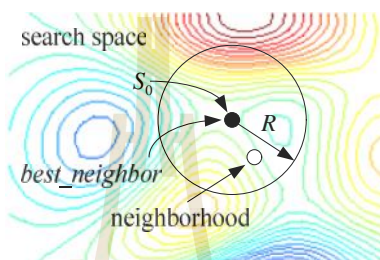
5.3.1 หลักการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว เป็นอัลกอริทึมที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่ (Tabu Search : TS) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดเชิงผสมผสาน (combinatorial optimization) อัลกอริทึมดังกล่าว ได้ถูกคิดค้นโดย Glover (Glover, 1989) และต่อมาได้ถูกนำไปใช้กันอย่างกว้างขวางจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่มีความสามารถในการหลีกเลี่ยงคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) และยังสามารถทำการค้นหาคำตอบจนกระทั่งให้คำตอบที่ใกล้เคียงกับคำตอบที่เหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (near global solution) ต่อมาได้มีการพัฒนาและปรับปรุงอัลกอริทึมดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพการค้นหาค่าที่ดียิ่งขึ้น โดยเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในการค้นหาแบบตาบู่ธรรมดา (Puangdownreong et al., 2002) กลไกแรก คือ การเดินย้อนรอย (back tracking) เป็นขั้นตอนที่อนุญาตให้ระบบการค้นหาสามารถย้อนกลับไปค้นหาคำตอบบริเวณพื้นที่เดิมที่เคยถูกค้นหามาก่อน ซึ่งทำให้ระบบการค้นหามีโอกาสที่จะค้นหาคำตอบในบริเวณใหม่ และหลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้ กลไกที่สอง คือ การปรับรัศมีการค้นหา (adaptive radius) ซึ่งจะทำให้การปรับลดรัศมีการค้นหา

การค้นหาจนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง โดยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวอธิบายได้ตามขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดพื้นที่การค้นหา (search space) รัศมีการค้นหา (radius) และจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา ($count_{max}$)

ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น S_0 ภายในพื้นที่การค้นหา และให้ S_0 เป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น ($best_neighbor$) ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 สุ่มค่า S_0 ในพื้นที่การค้นหา

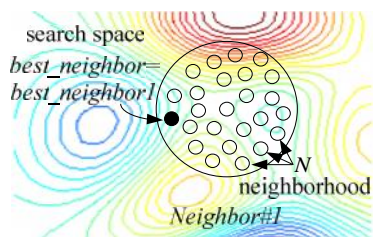
ขั้นตอนที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบจำนวน N คำตอบ (N neighborhood) รอบ ๆ S_0 ภายในพื้นที่รัศมีการค้นหา R และกำหนดให้เซต $S_1(r)$ เป็นเซตคำตอบ N คำตอบ ซึ่งเรียกว่า คำตอบรอบข้าง ดังรูปที่ 5.8



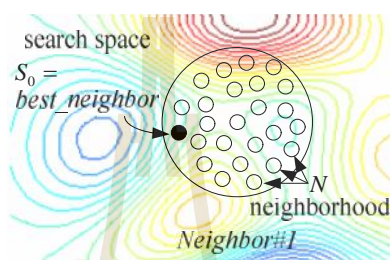
รูปที่ 5.8 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ S_0

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินคำตอบด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของแต่ละสมาชิกใน $S_1(r)$ โดยกำหนดให้ S_1 เป็นคำตอบที่ดีที่สุด ($best_neighbor\ 1$) ใน $S_1(r)$

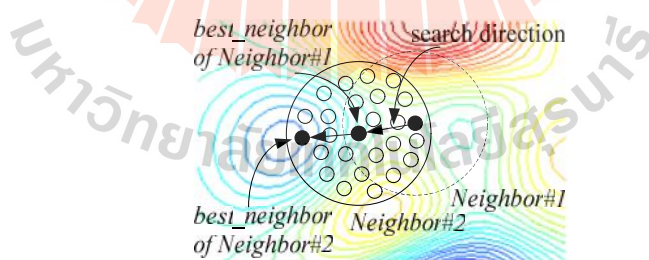
ขั้นตอนที่ 5 ถ้า $S_1 < S_0$ ดังนั้นกำหนดให้ $S_0 = S_1$ และเก็บค่า S_0 ลงในรายการตาม ดังรูปที่ 5.9 และ 5.10



รูปที่ 5.9 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่

รูปที่ 5.10 กำหนดค่า S_0 ใหม่

ขั้นตอนที่ 6 ถ้า $count < count_{max}$ จะหยุดกระบวนการการค้นหา โดยที่ค่า S_0 คือ ค่าตอบที่ดีที่สุด ไม่เช่นนั้นจะกลับไปสู่ขั้นตอนที่ 3 และเริ่มกระบวนการใหม่อีกครั้งจนกระทั่งได้คำตอบที่พอใจ แสดงได้ดังรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 กระบวนการค้นหาในรอบถัดไป

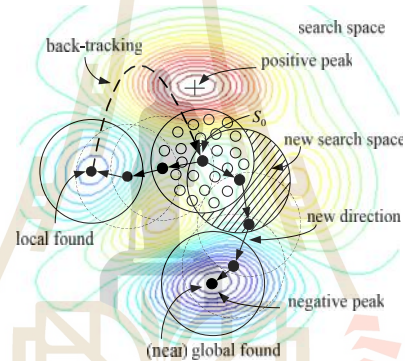
ขั้นตอนที่ 7 จะเข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอย เมื่อจำนวนคำตอบในแต่ละรอบไม่หลุดออก จากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น เป็นจำนวนเท่ากับจำนวนคำตอบสูงสุดที่ได้ทำการตั้งค่าไว้ กลไกนี้จะเลือกคำตอบที่ดีที่สุดที่ได้จากการค้นหาในพื้นที่การค้นหาเดิมในรายการตามุ เพื่อนำมา

กำหนดเป็นคำตอบเริ่มต้นสำหรับการค้นหาในรอบถัดไป ทั้งนี้เพื่อให้หลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่น ดังรูปที่ 5.12

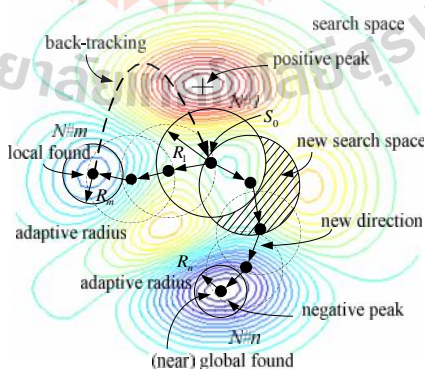
ขั้นตอนที่ 8 กลไกการปรับค่ารัศมีการค้นหา แสดงได้ดังรูปที่ 5.13 โดยจะปรับลดรัศมีลงเรื่อย ๆ ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (5-25) ในระหว่างการค้นหา จนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง

$$radius_{new} = \frac{radius_{old}}{DF} \quad (5-25)$$

โดยที่ DF คือ ตัวประกอบปรับลดรัศมี (Decreasing Factor)



รูปที่ 5.12 กลไกการเดินย้อนรอย



รูปที่ 5.13 กลไกการปรับค่ารัศมี

5.3.2 การทดสอบมอเตอร์สำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์

การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในห้องปฏิบัติการ เพื่อใช้สำหรับการระบุเอกลักษณ์ มีขั้นตอนการทดสอบมอเตอร์สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1: เริ่มเดินเครื่องมอเตอร์ที่แรงดันไฟฟ้าพิกัด เท่ากับ $220 \text{ V}_{rms}/\text{phase}$

ขั้นตอนที่ 2: ปรับค่าแรงบิดโหลด (T_L) โดยทำการทดสอบค่าแรงบิดโหลดทั้งหมด 10 ค่า และแบ่งข้อมูลแรงบิดโหลดออกเป็น 2 ส่วน คือ ในชุดข้อมูลส่วนที่หนึ่ง T_L เท่ากับ 0.5 0.75 1.0 1.5 1.75 2.0 และ 2.5 $\text{N} \cdot \text{m}$ ข้อมูลชุดนี้ใช้สำหรับการระบุเอกลักษณ์ และ T_L ในชุดข้อมูลส่วนที่สอง เท่ากับ 0.25 1.25 และ 2.25 $\text{N} \cdot \text{m}$ ใช้สำหรับการตรวจสอบความถูกต้องจากการระบุเอกลักษณ์

ขั้นตอนที่ 3: วัดค่าแรงบิดโหลด และความเร็วรอบ (\tilde{S}_r) โดยใช้ตัวตรวจรู้ ซึ่งค่า T_L และ \tilde{S}_r ถูกใช้ในการคำนวณกำลังงานเอาต์พุต (P_{out}) ดังสมการที่ (5-26)

$$P_{out} = T_L \tilde{S}_r \quad (5-26)$$

ขั้นตอนที่ 4: อ่านค่ากำลังงานอินพุต (P_{in}) โดยวัตต์มิเตอร์

ขั้นตอนที่ 5: คำนวณค่ากำลังงานสูญเสีย (P_{loss}) ดังสมการที่ (5-27)

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} \quad (5-27)$$

ขั้นตอนที่ 6: วัดค่ากระแส (i_{phase}) ด้วยแอมมิเตอร์ และกระแสดังกล่าวจะถูกแปลงให้อยู่บนแกนดีคิว (i_{ds}, i_{qs})

ผลจากการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามขั้นตอนข้างต้น แสดงได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์

T_L (N·m)	$\dot{\Sigma}_r$ (rad/s)	V_{phase} (V _{rms})	i_{phase} (A _{rms})	P_{in} (W)	P_{out} (W)	P_{loss} (W)
0.25	157.50	220	0.674	97.90	38.625	59.275
0.50	156.45	220	0.684	138.90	78.226	60.674
0.75	155.20	220	0.703	180.10	116.396	63.704
1.00	154.15	220	0.730	222.40	154.147	68.253
1.25	153.10	220	0.769	268.30	191.375	76.925
1.50	151.95	220	0.809	311.90	227.922	83.978
1.75	150.48	220	0.852	357.70	263.344	94.356
2.00	149.12	220	0.908	403.40	298.242	105.158
2.25	147.97	220	0.969	449.80	332.930	116.870
2.50	146.40	220	1.038	502.10	365.995	139.105

5.3.3 การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS

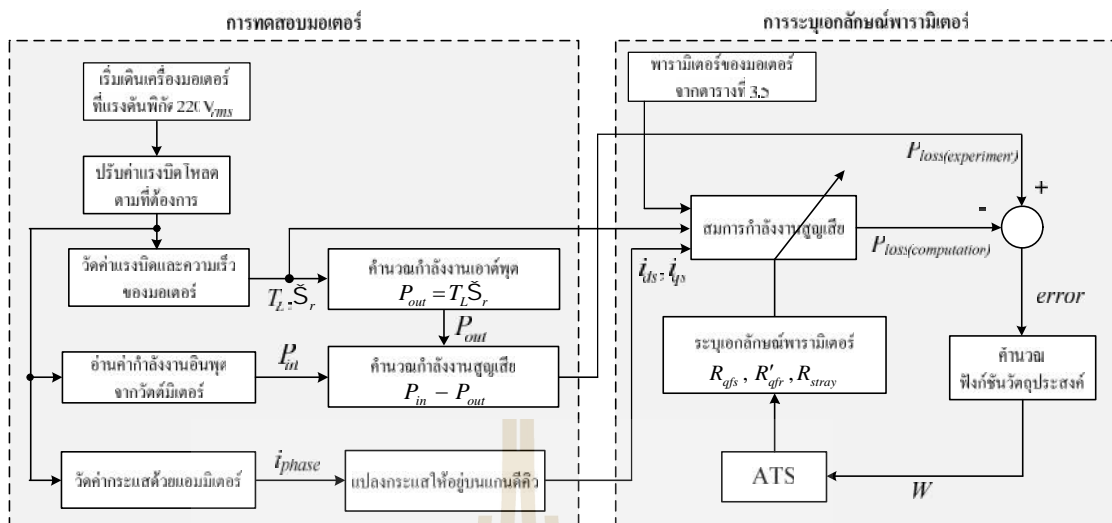
แผนภาพการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.14 จากรูปดังกล่าว การทดสอบมอเตอร์ได้อธิบายขั้นตอนไว้ในหัวข้อที่ 5.3.2 ในส่วนของการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS การคำนวณค่าความผิดพลาด (*error*) ระหว่างค่ากำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์ ($P_{loss(experiment)}$) และค่ากำลังงานสูญเสียจากการคำนวณ ($P_{loss(computation)}$) เป็นอินพุตให้ ATS ในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ โดยค่าความผิดพลาดดังกล่าวสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-28) และการเลือกค่าพารามิเตอร์ของวิธี ATS จะพิจารณาจากฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (W) คือ ค่าความผิดพลาดอาร์เอ็มเอส (root mean square error) ของค่า *error* สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (5-29)

$$error = |P_{loss(experiment)} - P_{loss(computation)}| \quad (5-28)$$

$$W = \sqrt{\frac{\sum error^2}{n}} \quad (5-29)$$

โดยที่ *error* คือ ผลต่างของค่ากำลังงานสูญเสียจากการทดสอบกับค่ากำลังงานสูญเสียจากการคำนวณ

n คือ จำนวนจุดข้อมูลทั้งหมด



รูปที่ 5.14 แผนภาพการดำเนินการทดสอบมอเตอร์ และการค้นหาค่าพารามิเตอร์
ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS

กระบวนการของ ATS ตามรูปที่ 5.14 จะดำเนินการค้นหาพารามิเตอร์ทั้ง 3 คือ R_{gfs} , R'_{gfr} , R_{stray} โดยพารามิเตอร์ค่าใหม่ที่ได้จากการค้นหาของ ATS จะถูกส่งไปคำนวณ $P_{loss(computation)}$ และค่า $P_{loss(computation)}$ ค่าใหม่จะถูกนำไปลบกับค่า $P_{loss(experiment)}$ อีกครั้ง ซึ่งกระบวนการค้นหาของ ATS จะปรับจูนค่าพารามิเตอร์ R_{gfs} , R'_{gfr} , R_{stray} จนกระทั่งได้ค่า W ที่น้อยที่สุด

5.3.4 การทดสอบพารามิเตอร์ของ ATS สำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย

การค้นหาด้วยวิธี ATS จะต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ภายในขั้นตอนการค้นหา ซึ่งประกอบด้วย 4 พารามิเตอร์ คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีเริ่มต้น และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะส่งผลให้การค้นหาด้วยวิธี ATS มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ในการทดสอบพารามิเตอร์ทั้งหมด มีเกณฑ์การเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ คือ ค่า W น้อยที่สุด ถ้าพบว่าไม่มีกรณีที่ค่า W น้อยที่สุดเท่ากัน จะพิจารณาจากจำนวนรอบการค้นหาที่พบคำตอบโดยใช้จำนวนรอบน้อยที่สุด ผลการทดสอบพารามิเตอร์ทั้ง 4 สามารถอธิบายได้ดังนี้

การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของ ATS ใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 20 30 40 50 และ 60 คำตอบ ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.2 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่าจำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 และ 20 คำตอบ ให้ค่า W เล็กลงน้อยที่สุดเท่ากัน โดยเท่ากับ 7.37544

และเมื่อพิจารณาจำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ย พบว่า กรณีจำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ มีค่าเท่ากับ 494.2 รอบ ดังนั้น จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ

ตารางที่ 5.2 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ครั้งที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 10 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37541	7.37542	7.37545	7.37544
จำนวนรอบ	1364	2167	4	4	2461	1200
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37544	7.37545	7.37543	7.37545	7.37544
จำนวนรอบ	704	305	1079	3	380	494.2
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 30 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37544	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	2364	964	4	1265	1033	1126
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 40 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	101	1114	3	2002	786	801.2
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 50 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	673	1898	1168	1847	1161	1349.4
จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 60 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	1183	902	2189	2146	925	1469

หมายเหตุ: กำหนดให้จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 50 คำตอบ ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 5 และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.4

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของ ATS ใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 20 30 40 50 และ 60 คำตอบ โดยผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.3 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ ให้ค่า W เฉลี่ยน้อยที่สุด เท่ากับ 7.37544 ส่วนจำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ย พบว่า กรณีจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ มีค่าเฉลี่ยน้อยที่สุดเช่นกัน เท่ากับ 660.4 รอบ ดังนั้น จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ

ตารางที่ 5.3 ผลการทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 10 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37543	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	1886	8	1209	2245	4395	1948.6
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 20 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	365	314	303	1374	1839	839
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37541	7.37545	7.37545	7.37544
จำนวนรอบ	1297	66	4	363	1572	660.4
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	230	2805	1435	194	2164	1365.6
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 50 คำตอบ						
ค่า W	7.37544	7.37544	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	3	3	2133	410	1306	771
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 60 คำตอบ						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	2188	1479	680	197	1961	1301

หมายเหตุ: กำหนดให้จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 20 คำตอบ คำรัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 5 และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.4

การทดสอบค่าร้อยละเริ่มต้น

การทดสอบค่าร้อยละเริ่มต้นของ ATS ใช้ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 1 2 3 4 5 และ 6 โดยผลการทดสอบ พบว่า ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 1 และ 3 ให้ค่า W เลื่อน้อยที่สุดเท่ากัน เท่ากับ 7.37544 แต่เมื่อพิจารณาจำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ย พบว่า กรณีค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 3 มีค่าจำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยน้อยที่สุดเท่ากับ 837 รอบ ซึ่งแสดงผลการทดสอบได้ดังตารางที่ 5.4 ดังนั้น จึงเลือกใช้ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 3

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบค่าร้อยละเริ่มต้น

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 1						
ค่า W	7.37544	7.37545	7.37542	7.37545	7.37545	7.37544
จำนวนรอบ	3	2342	3	1167	3434	1389.8
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 2						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	1248	1629	54	1804	954	1137.8
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 3						
ค่า W	7.37545	7.37543	7.37545	7.37545	7.37544	7.37544
จำนวนรอบ	755	4	1535	1886	5	837
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 4						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	454	1066	1186	2465	777	1189.6
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 5						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37543	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	1296	459	1410	5	1287	891.4
ค่าร้อยละเริ่มต้นเท่ากับ 6						
ค่า W	7.37545	7.37543	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	3001	3	2581	560	2138	1656.6

หมายเหตุ: กำหนดให้จำนวนค่าตอบเริ่มต้น เท่ากับ 20 ค่าตอบ จำนวนค่าตอบรอบข้าง เท่ากับ 30 ค่าตอบ และค่าตัวประกอบปรับลดครีสมิ เท่ากับ 1.4

การทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดครีมี

การทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดครีมีของ ATS ใช้ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 และ 1.6 โดยผลการทดสอบ พบว่า ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.3 ให้ผลการทดสอบค่า W เล็กลงน้อยที่สุด เท่ากับ 7.37543 ส่วนค่าจำนวนรอบการค้นหาเฉลี่ยในกรณีค่าตัวประกอบปรับลดครีมีดังกล่าว มีค่าเท่ากับ 980.2 รอบ ดังนั้น จึงเลือกใช้ค่าตัวประกอบปรับลดครีมีเท่ากับ 1.3 โดยแสดงผลการทดสอบได้ดังตารางที่ 5.5

ตารางที่ 5.5 ผลการทดสอบค่าตัวประกอบปรับลดครีมี

ครั้งที่ ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.1						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	1561	1756	104	10	987	883.6
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.2						
ค่า W	7.37540	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37544
จำนวนรอบ	6	491	1771	2251	1076	1119
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.3						
ค่า W	7.37545	7.37543	7.37542	7.37542	7.37545	7.37543
จำนวนรอบ	2426	4	5	4	2462	980.2
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.4						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	179	1356	223	2061	1376	1039
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.5						
ค่า W	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	2742	2604	4	2479	144	1594.6
ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.6						
ค่า W	7.37544	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545	7.37545
จำนวนรอบ	3	2250	1560	2285	518	1323.2

หมายเหตุ: กำหนดให้จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 30 คำตอบ และ คำครีมีเริ่มต้น เท่ากับ 3

จากผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์ของ ATS ข้างต้น สามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ดังนี้ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ คำรัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 3 และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3

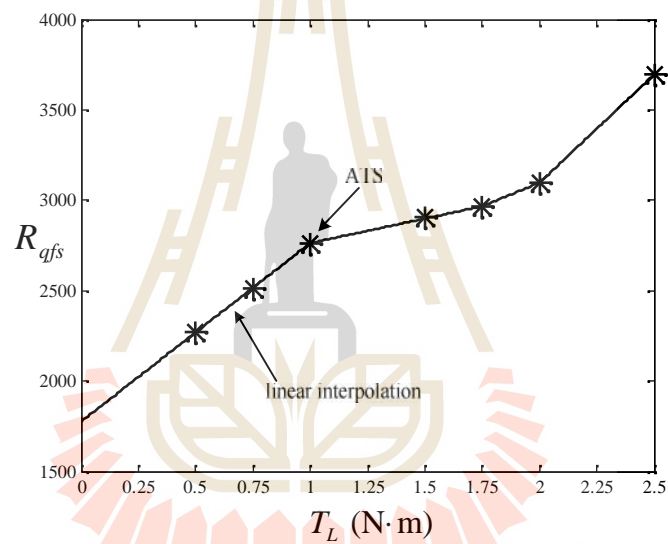
5.3.5 ผลการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS

การค้นหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย โดยใช้ชุดข้อมูลส่วนที่หนึ่ง (7 ชุดข้อมูล) ได้ทำการค้นหาพารามิเตอร์แยกกันที่ละชุดข้อมูลแรงบิด โหลด แต่ละชุดข้อมูลทำการค้นหา 10000 รอบต่อครั้ง จำนวน 5 ครั้ง ซึ่งผลจากการค้นหาค่าของพารามิเตอร์ R_{qfs} , R'_{qfr} , R_{stray} ที่ได้จากวิธี ATS แสดงได้ดังตารางที่ 5.6 จากตารางดังกล่าว นำเสนอค่าเฉลี่ยของพารามิเตอร์ทั้ง 3 และค่าความผิดพลาดเฉลี่ย ($error_{avg}$) ของกำลังงานสูญเสียในแต่ละชุดข้อมูลแรงบิด โหลด จาก ผลการค้นหาด้วยวิธี ATS ตามตารางที่ 5.6 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด โหลดและพารามิเตอร์ทั้ง 3 (เครื่องหมายดอกจัน: *) ได้ดังรูปที่ 5.15 ถึง 5.17 จากรูปดังกล่าวทั้งสาม สังเกตได้ว่า ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด โหลดและพารามิเตอร์ทั้ง 3 มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ยกต่อการคำนวณเมื่อต้องการค่าที่อยู่นอกเหนือจากจุดที่ทดสอบ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาสมการแทนความสัมพันธ์ดังกล่าว ซึ่งจากผลการค้นหาสามารถแบ่งช่วงเพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ทั้งในจุดที่ทำการทดสอบและนอกเหนือจากจุดที่ทดสอบ โดยใช้วิธีการประมาณค่าแบบเชิงเส้น (Linear Interpolation)

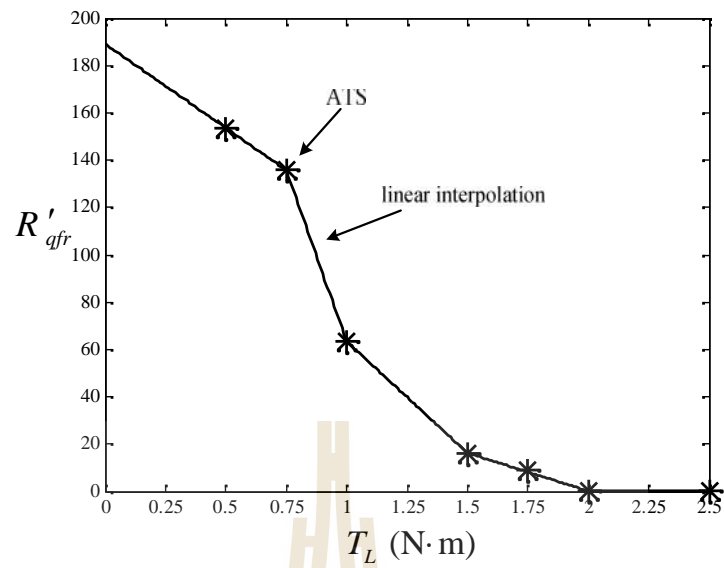
การกำหนดสมการแทนความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด โหลดและพารามิเตอร์ในแต่ละช่วงแรงบิดที่ต้องการ ยกตัวอย่างการกำหนดสมการของพารามิเตอร์ R_{qfs} มีสมการแทนความสัมพันธ์ดังกล่าวทั้งหมด 5 สมการ คือ สมการที่ 1 คำนวณในช่วงที่แรงบิด โหลดน้อยกว่าหรือเท่ากับ $0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ ($T_L \leq 0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$) สมการที่ 2 คำนวณในช่วงที่แรงบิด โหลดมากกว่า $0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ และน้อยกว่าหรือเท่ากับ $1.0 \text{ N}\cdot\text{m}$ ($0.5 \text{ N}\cdot\text{m} < T_L \leq 1.0 \text{ N}\cdot\text{m}$) สมการที่ 3 คำนวณในช่วงที่แรงบิด โหลดมากกว่า $1.0 \text{ N}\cdot\text{m}$ และน้อยกว่าหรือเท่ากับ $1.75 \text{ N}\cdot\text{m}$ ($1.0 \text{ N}\cdot\text{m} < T_L \leq 1.75 \text{ N}\cdot\text{m}$) สมการที่ 4 คำนวณในช่วงที่แรงบิด โหลดมากกว่า $1.75 \text{ N}\cdot\text{m}$ และน้อยกว่าหรือเท่ากับ $2.0 \text{ N}\cdot\text{m}$ ($1.75 \text{ N}\cdot\text{m} < T_L \leq 2.0 \text{ N}\cdot\text{m}$) และสมการสุดท้าย สมการที่ 5 คำนวณในช่วงที่แรงบิด โหลดมากกว่า $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ และน้อยกว่าหรือเท่ากับ $2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ ($2 \text{ N}\cdot\text{m} < T_L \leq 2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$) การเปรียบเทียบระหว่างผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียทั้ง 3 ด้วยวิธี ATS และผลจากวิธีการประมาณค่าแบบเชิงเส้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.15 ถึง 5.17 (เส้นกราฟ linear interpolation)

ตารางที่ 5.6 ค่าเฉลี่ยของผลการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS

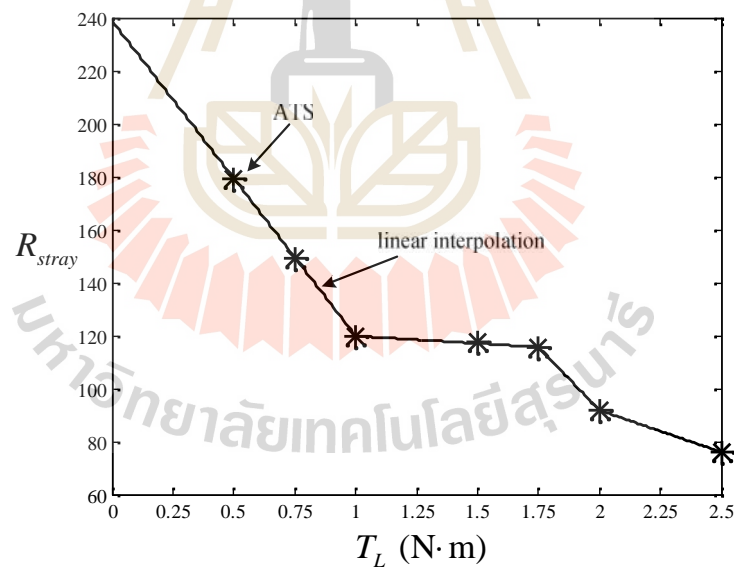
T_L (N·m)	R_{qfs}	R'_{qfr}	R_{stray}	$error_{avg}$
0.5	2269.500	153.553	179.391	1.290×10^{-9}
0.75	2511.415	135.781	149.149	3.408×10^{-9}
1.0	2763.198	63.382	119.844	3.668×10^{-9}
1.5	2907.845	16.273	117.426	9.811×10^{-9}
1.75	2966.877	9.122	115.688	1.954×10^{-8}
2.0	3096.787	0.203	91.799	1.916×10^{-9}
2.5	3695.774	0.131	76.099	1.494×10^{-9}



รูปที่ 5.15 ผลจากการค้นหาด้วย ATS เปรียบเทียบกับผลการประมาณค่าแบบเชิงเส้นของพารามิเตอร์ R_{qfs}



รูปที่ 5.16 ผลจากการค้นหาด้วย ATS เปรียบเทียบกับผลจากการประมาณค่าแบบเชิงเส้น
ของพารามิเตอร์ R'_{qfr}

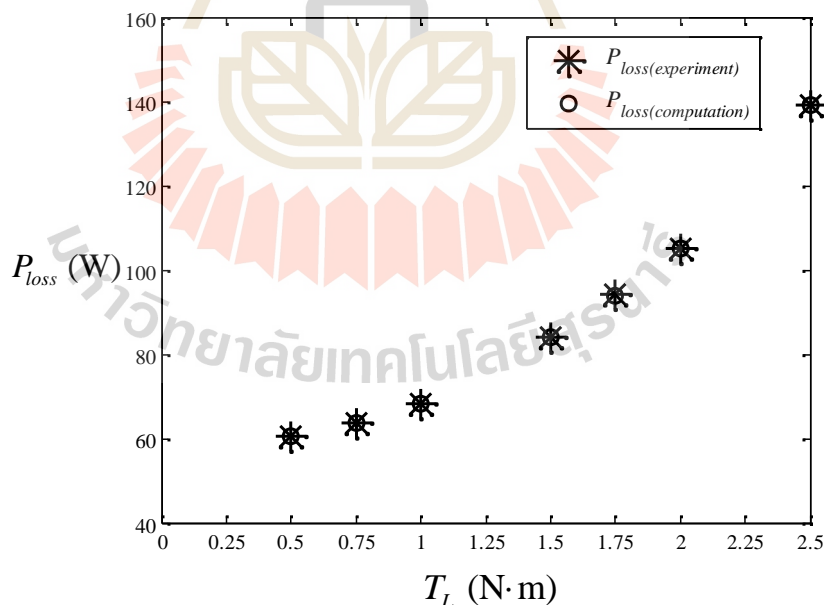


รูปที่ 5.17 ผลจากการค้นหาด้วย ATS เปรียบเทียบกับผลจากการประมาณค่าแบบเชิงเส้น
ของพารามิเตอร์ R_{stray}

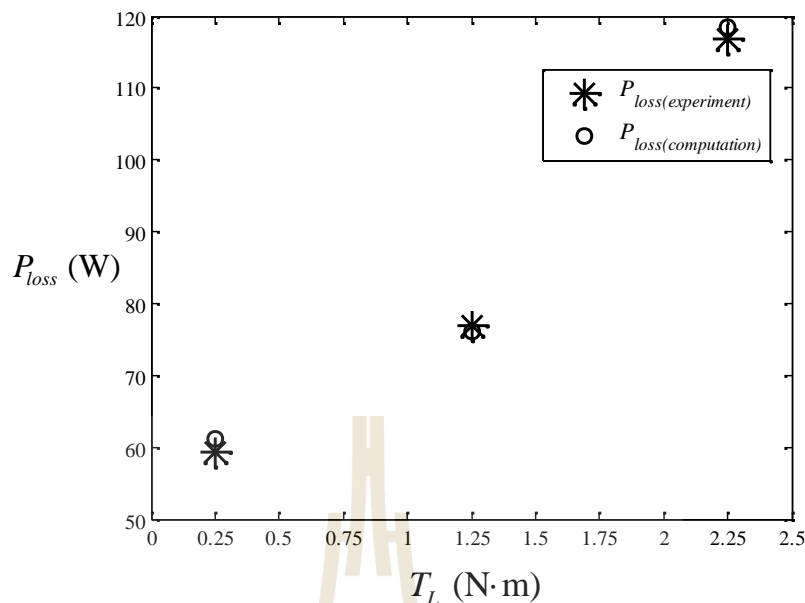
5.3.6 การตรวจสอบความถูกต้องของผลการค้นหา

การตรวจสอบความถูกต้องของผลการค้นหา คือ การนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากสมการความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดโหลดและพารามิเตอร์ทั้ง 3 มาทำการทดสอบความถูกต้องกับข้อมูลส่วนที่สองของแรงบิดโหลด ซึ่งชุดข้อมูลดังกล่าวไม่ได้ถูกนำไปใช้ในการค้นหาด้วยวิธี ATS การตรวจสอบทำได้โดยนำค่าพารามิเตอร์ที่คำนวณได้จากสมการแทนความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดโหลดและพารามิเตอร์ แทนลงในสมการกำลังงานสูญเสียรวมสมการที่ (5-24) แล้วนำค่า $P_{loss(computation)}$ ไปเปรียบเทียบกับค่า $P_{loss(experiment)}$ ซึ่งผลการตรวจสอบความถูกต้องแสดงได้ดังรูปที่ 5.18 และ 5.19 โดยรูปที่ 5.18 และ 5.19 คือ ผลการเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียจากการคำนวณของชุดข้อมูลแรงบิดที่ใช้ระบุเอกลักษณ์ และชุดข้อมูลที่ใช้สำหรับการตรวจสอบความถูกต้อง ตามลำดับ

จากรูปดังกล่าวทั้งสอง แสดงให้เห็นว่าค่า $P_{loss(computation)}$ และ $P_{loss(experiment)}$ มีความใกล้เคียงกันมากทั้งสองชุดข้อมูลแรงบิด โดยมีค่าเฉลี่ยความผิดพลาดของผลการเปรียบเทียบดังกล่าว เท่ากับ 0.794 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้น จากผลการเปรียบเทียบของกำลังงานสูญเสียดังกล่าวยืนยันได้ว่าพารามิเตอร์จากวิธีการที่นำเสนอมีความเชื่อถือได้



รูปที่ 5.18 ผลการเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์ และกำลังงานสูญเสียจากการคำนวณ ของชุดข้อมูลที่ใช้ระบุเอกลักษณ์



รูปที่ 5.19 ผลการเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์และกำลังงานสูญเสียจากการคำนวณ ของชุดข้อมูลที่ใช้สำหรับการตรวจสอบความถูกต้อง

5.4 วิธีหาค่าเหมาะที่สุดสำหรับการประหยัดพลังงาน

วิธีการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะคำนวณค่ากระแสเดเตอร์บนแกนดีที่ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์ต่ำที่สุด ที่ค่าความเร็วรอบและแรงบิดต่าง ๆ ซึ่งวิธีหาค่าเหมาะที่สุดสำหรับการประหยัดพลังงาน เป็นวิธีที่อาศัยการหาอนุพันธ์ของสมการกำลังงานสูญเสียรวมสมการที่ (5-24) เทียบกับกระแสเดเตอร์บนแกนดี ให้เท่ากับศูนย์ แสดงได้ดังสมการที่ (5-30)

$$\frac{dP_{loss_total}}{di_{ds}} = \frac{d}{di_{ds}} \left[R_d i_{ds}^2 + R_q \left(\frac{T_e}{k_T i_{ds}} \right)^2 - \frac{R_{dq} T_e}{k_T} \right] = 0 \quad (5-30)$$

จากสมการที่ (5-30) ได้ผลการหาอนุพันธ์ดังสมการที่ (5-31)

$$2R_d i_{ds}^4 - \frac{2R_q T_e^2}{k_T^2} = 0 \quad (5-31)$$

จากสมการที่ (5-31) แสดงวิธีการแก้สมการเพื่อหาค่ากระแสเตเตอร์บนแกนดี เป็นขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1: คำนวณค่า A จาก $A = 2R_d$

ขั้นตอนที่ 2: คำนวณค่า E จาก $E = \frac{2R_q T_e^2}{k_T^2}$

ขั้นตอนที่ 3: ใช้สมการ $y = \frac{E}{A}$ คำนวณค่า y

ขั้นตอนที่ 4: คำนวณค่า i_{ds} ที่ทำให้กำลังงานสูญเสียมีค่าน้อยที่สุด ดังสมการที่ (5-32)

$$i_{ds} = \sqrt[4]{y} \quad (5-32)$$

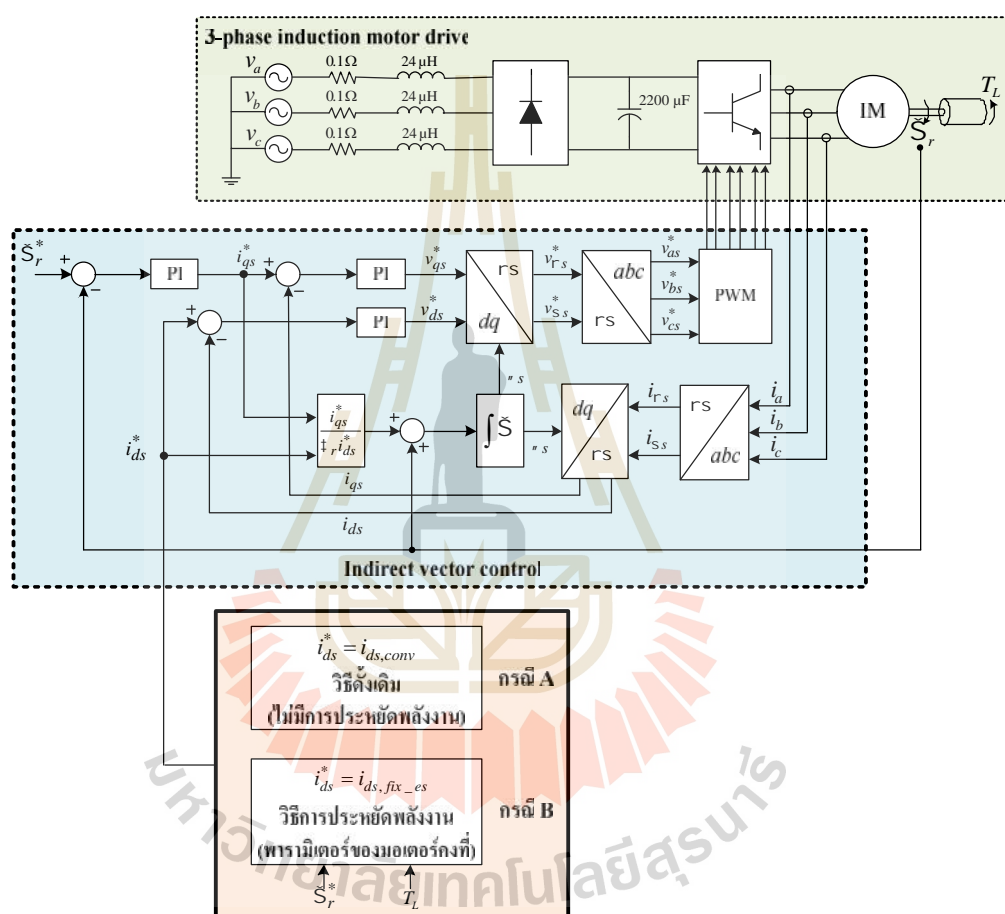
จากสมการที่ (5-33) สุดท้ายจะได้ผลเฉลยค่ากระแสเตเตอร์บนแกนดีที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ ทั้งหมด 4 คำตอบ ซึ่งจากค่ากระแสเตเตอร์บนแกนดี ทั้ง 4 คำตอบ ต้องเลือกเพียง 1 คำตอบที่สามารถนำไปใช้ในการคำนวณกำลังงานสูญเสียต่อไป โดยเกณฑ์การเลือกคำตอบที่เหมาะสมของค่ากระแสเตเตอร์บนแกนดี คือ มีค่าเป็นจำนวนจริง ไม่มีค่าติดลบ และต้องมีค่าไม่เกินค่าพิกัด และอีกประเด็นหนึ่งที่ต้องพิจารณาหลังจากเลือกค่ากระแสเตเตอร์บนแกนดีแล้ว คือ นำค่ากระแสดังกล่าวที่ได้แทนลงในสมการที่ (5-31) ถ้าค่ากระแสเตเตอร์บนแกนดีที่แทนลงไปทำให้สมการดังกล่าวเป็นจริง จึงสรุปได้ว่าค่ากระแสเตเตอร์บนแกนดีนั้นทำให้กำลังงานสูญเสียมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งทำให้เกิดการประหยัดพลังงานขึ้น

5.5 การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน

การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีวิธีการประหยัดพลังงานตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ แสดงได้ดังรูปที่ 5.20 และหลักการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีวิธีการประหยัดพลังงาน สามารถอธิบายได้ดังแผนภาพการทำงานดังรูปที่ 5.21

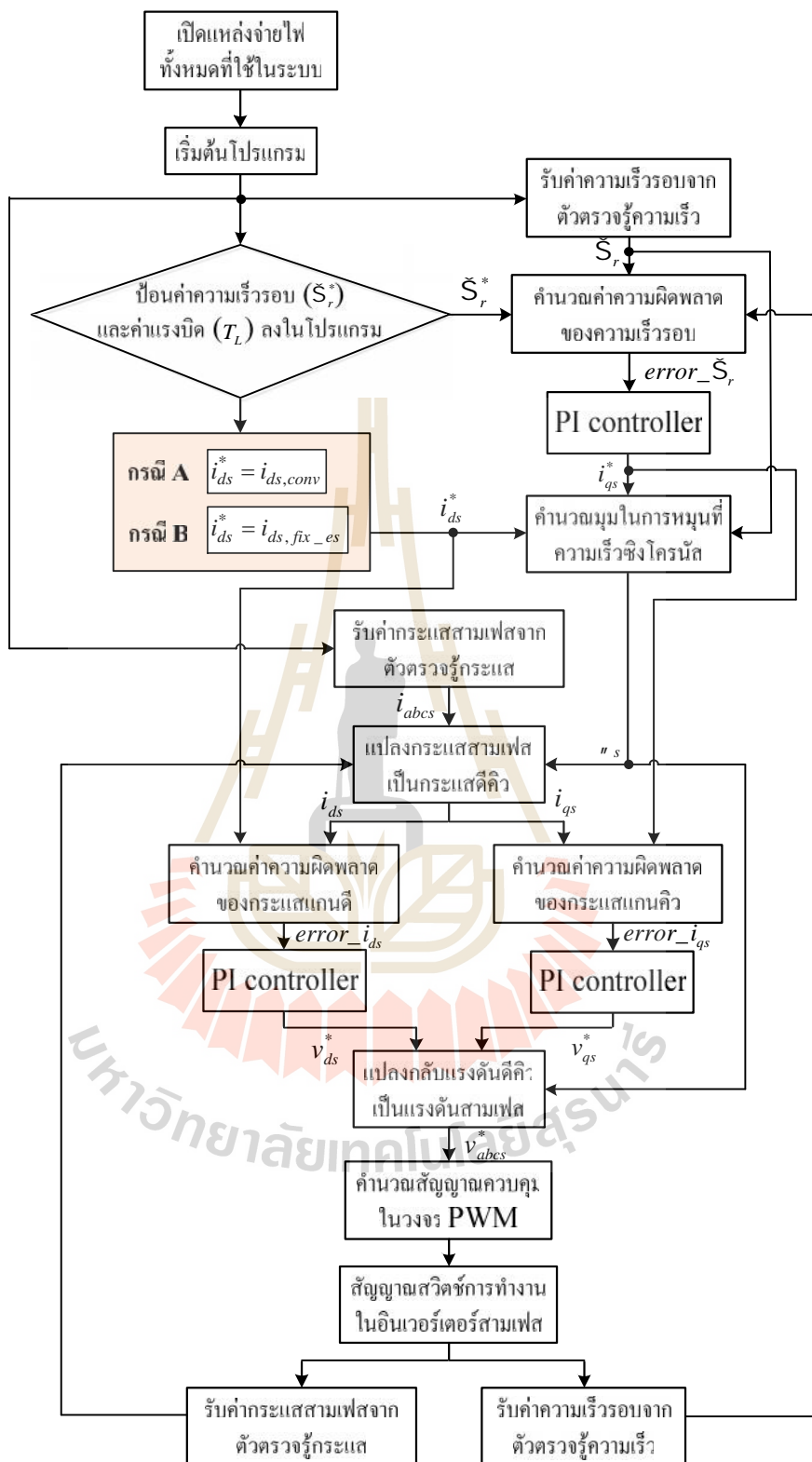
จากรูปที่ 5.20 สังเกตได้ว่า การทดสอบชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงานหรือกรณี B จะแตกต่างกับการทดสอบชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ด้วยวิธีดั้งเดิมหรือกรณี A คือ กระแสเสตเตอร์อ้างอิงบนแกนดี (i_{ds}^*) ของแต่ละวิธี โดยค่ากระแสเสตเตอร์บนแกนดีของกรณี A ($i_{ds,conv}$) จะถูกกำหนดให้คงที่ที่ค่าพิคคของมอเตอร์ ส่วนค่ากระแสเสตเตอร์บนแกนดีในกรณี B (i_{ds,fix_es}) จะถูกคำนวณตามเงื่อนไขการทำงานของมอเตอร์ เพื่อให้เกิดการประหยัดพลังงาน โดยที่พารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณมีค่าคงที่ตามตารางที่ 3.5 ของบทที่ 3



รูปที่ 5.20 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน

จากรูปที่ 5.21 การทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน มีขั้นตอนเช่นเดียวกันกับรูปที่ 4.23 ในบทที่ 4 ยกเว้นที่มาของค่ากระแส i_{ds}^* ซึ่งวิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอในบทนี้จะคำนวณค่า i_{ds,fix_es} ที่เหมาะสมสำหรับการประหยัดพลังงาน เพื่อเป็นค่า i_{ds}^* ให้กับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยการคำนวณ i_{ds,fix_es} จะใช้ค่าความเร็วรอบและแรงบิดโหลดที่ป้อนลงในโปรแกรมเป็นข้อมูลสำหรับการคำนวณ



รูปที่ 5.21 แผนภาพการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหัดพลังงาน

5.5.1 ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน

การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ใช้เงื่อนไขในการทดสอบเช่นเดียวกันกับการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม โดยกำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน จะถูกเรียกว่า P_{in,fix_es} และกำลังงานอินพุตดังกล่าวจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับกำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนด้วยวิธีดั้งเดิม ตามที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 4 ตารางที่ 4.6 โดยการเปรียบเทียบนี้จะคำนวณหาเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานจากสมการที่ (5-33) ซึ่งจะได้ผลการคำนวณแสดงได้ดังตารางที่ 5.7

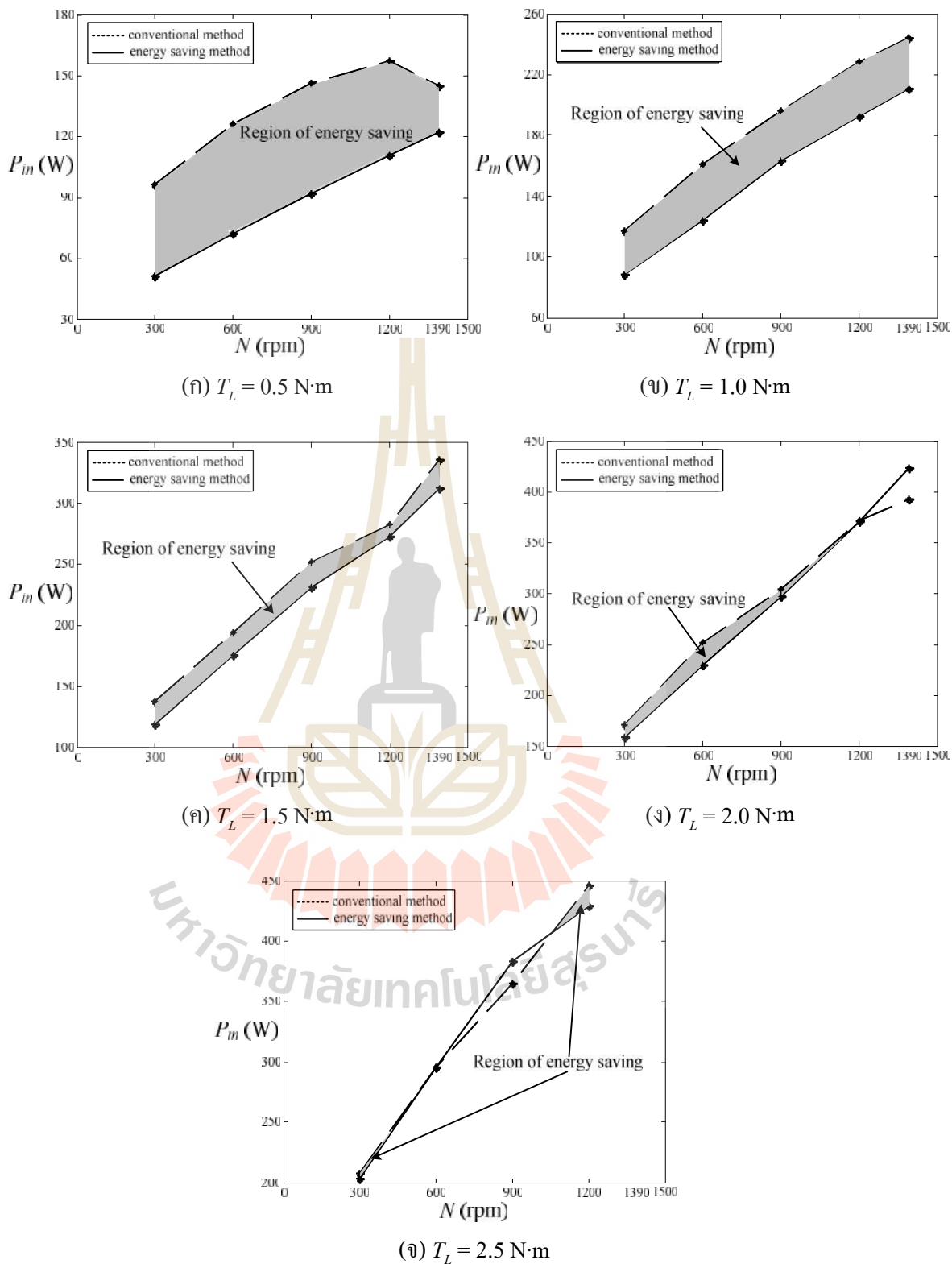
$$\text{เปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงาน} = \frac{P_{in,conv} - P_{in,fix_es}}{P_{in,conv}} \times 100\% \quad (5-33)$$

จากตารางที่ 5.7 พบว่า ที่สภาวะแรงบิด โหลดและความเร็วรอบต่าง ๆ กำลังงานอินพุตของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบมีวิธีการประหยัดพลังงาน มีค่าน้อยกว่ากำลังงานอินพุตของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบวิธีดั้งเดิม โดยเฉพาะที่แรงบิด โหลดต่ำ ๆ กำลังงานอินพุตของระบบขับเคลื่อนทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันค่อนข้างมาก ซึ่งหมายถึง สามารถประหยัดพลังงานได้มาก โดยประหยัดพลังงานได้ถึง 46.70 เปอร์เซ็นต์ ส่วนในสภาวะ 50 เปอร์เซ็นต์ของแรงบิด โหลดเต็มพิกัด (โหลดเต็มพิกัดมีค่าเท่ากับ $2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$) ประหยัดพลังงานได้ 13.71 เปอร์เซ็นต์ และในสภาวะ 80 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด ประหยัดพลังงานได้เพียง 7.29 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้มีบางจุดการทำงานที่ไม่สามารถประหยัดพลังงานได้ เช่น ในสภาวะแรงบิด โหลด เท่ากับ $2.0 \text{ N} \cdot \text{m}$ และความเร็วยุโรป เท่ากับ 1390 rpm เป็นต้น

จากการคำนวณในตารางที่ 5.7 สังเกตได้ว่า เมื่อโหลดเพิ่มขึ้น เปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานจะมีค่าลดลง และจากผลดังกล่าวการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการประหยัดพลังงานของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ นอกจากจะลดกำลังงานอินพุตแล้ว กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ก็ลดลงเช่นกัน เหตุผลที่ กำลังงานสูญเสียลดลงตามกำลังงานอินพุต สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (5-27) เป็นสมการแทนความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตและกำลังงานสูญเสีย จากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า เมื่อกำลังงานเอาต์พุตมีค่าคงที่ กำลังงานสูญเสียจึงขึ้นอยู่กับกำลังงานอินพุต ด้วยเหตุนี้ เมื่อกำลังงานอินพุตมีค่าลดลง กำลังงานสูญเสียจึงมีค่าลดลงด้วย ดังนั้น จากผลการทดสอบทั้งหมดสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.22 เพื่อเปรียบเทียบค่ากำลังงานอินพุตของมอเตอร์ ระหว่างกรณีที่มีวิธีการประหยัดพลังงานและวิธีดั้งเดิม

ตารางที่ 5.7 ผลเปรียบเทียบเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงาน

T_L (N·m)	N (rpm)	วิธีดั้งเดิม		วิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์คงที่)		เปอร์เซ็นต์ การประหยัด พลังงาน
		$i_{ds,conv}$ (A)	$P_{in,conv}$ (W)	i_{ds,fix_es} (A)	P_{in,fix_es} (W)	
0.5	300	0.94	96.58	0.59	51.48	46.70
	600		126.18	0.57	72.17	42.81
	900		146.55	0.54	91.97	37.25
	1200		157.32	0.50	110.73	29.62
	1390		145.09	0.48	122.17	15.80
1.0	300		117.06	0.74	88.65	24.27
	600		160.73	0.72	124.16	22.75
	900		195.75	0.68	162.99	16.74
	1200		228.01	0.65	192.24	15.69
	1390		243.89	0.62	210.67	13.62
1.5	300		137.90	0.80	119.00	13.71
	600		194.09	0.77	176.00	9.32
	900		251.96	0.73	231.46	8.14
	1200		282.20	0.70	272.54	3.42
	1390		335.89	0.67	312.25	7.04
2.0	300	170.55	0.82	158.12	7.29	
	600	251.20	0.80	229.56	8.62	
	900	303.79	0.76	296.74	2.32	
	1200	371.92	0.72	370.92	0.27	
	1390	392.83	0.70	422.85	ไม่ประหยัด	
2.5	300	207.79	0.92	203.18	2.22	
	600	295.19	0.90	295.59	ไม่ประหยัด	
	900	364.88	0.86	382.90	ไม่ประหยัด	
	1200	445.74	0.82	429.12	3.73	



รูปที่ 5.22 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตระหว่างการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม และการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน

จากรูปที่ 5.22 จะเห็นว่า พื้นที่ของการประหยัดพลังงานจะมีขนาดใหญ่ โดยเฉพาะที่แรงบิดโหลดต่ำ ๆ ซึ่งบ่งบอกว่าสามารถประหยัดพลังงานได้มาก เมื่อแรงบิดเพิ่มขึ้น พื้นที่การประหยัดพลังงานจะลดลง หมายถึง การประหยัดพลังงานมีค่าลดลงด้วย ดังนั้น จากผลการทดสอบทั้งหมดที่กล่าวมา ยืนยันได้ว่าวิธีการที่นำเสนอนี้สามารถประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้

5.6 สรุป

ในบทนี้ นำเสนอการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยคำนวณค่าที่เหมาะสมของกระแสเดือร์บนแกนดี ซึ่งวิธีดังกล่าวสามารถลดกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ วิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนออาศัยการคำนวณโดยใช้สมการกำลังงานสูญเสียรวมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งพิจารณาได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ที่ถูกพัฒนาเป็นแบบจำลองกำลังงานสูญเสีย จากสมการกำลังงานสูญเสียดังกล่าว มีพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่าจึงทำการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS โดยผลจากการค้นหาด้วยวิธีดังกล่าวได้ถูกตรวจสอบแล้วว่าพารามิเตอร์จากการค้นหามีความน่าเชื่อถือ สามารถนำไปใช้ในการคำนวณได้

จากส่วนที่สำคัญทั้งสมการกำลังงานสูญเสียรวมและพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อการคำนวณ จึงทำให้วิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอนี้ สามารถลดกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยยืนยันได้จากผลการคำนวณของการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีวิธีการประหยัดพลังงานตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เปรียบเทียบกับการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม พบว่า การควบคุมมอเตอร์ตามหลักการดังกล่าวสามารถประหยัดพลังงานได้ตลอดสถานะการทำงานของมอเตอร์ คือ ตั้งแต่โหลดต่ำ ๆ ถึง 70 เปอร์เซ็นต์ของโหลดพิกัด จากวิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอในบทนี้ ถึงแม้ว่า จะให้ผลการประหยัดพลังงานเป็นที่น่าพอใจ โดยจากการคำนวณใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์คงที่ทุกย่านการทำงานของมอเตอร์ แต่ในความเป็นจริงแล้วพารามิเตอร์ดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงตามสถานะการทำงานที่แตกต่างกัน ดังนั้นในบทถัดไป จะนำวิธีการประหยัดพลังงานที่คิดค้นขึ้นนี้ ไปพัฒนาต่อ โดยมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามสถานะการทำงาน

บทที่ 6

ตัวกรองกาลมาน

6.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้ เป็นการนำเสนอการใช้งานตัวกรองกาลมานแบบขยายสำหรับประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากอัลกอริทึมการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะคำนวณค่ากระแสเดเตอร์บนแกนคิที่เหมาะสมตามสภาวะการทำงานของมอเตอร์ ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ถูกใช้ในการคำนวณ จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อการคำนวณค่ากระแสดังกล่าว โดยจากการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่อาศัยการประหยัดพลังงานในบทที่ 5 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ทุกย่านการทำงานของมอเตอร์ ซึ่งในความเป็นจริงนั้น พารามิเตอร์ของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามสภาวะการทำงานที่แตกต่างกัน (Atkinson et al., 1996) เพราะฉะนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงเล็งเห็นความสำคัญของการประมาณค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว และจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมในอดีต งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ตัวกรองกาลมาน สำหรับประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจาก ตัวกรองกาลมานมีความสามารถในการใช้งานในระบบที่มีอินพุตและเอาต์พุตหลายตัว สามารถจัดการกับระบบที่ขึ้นอยู่กับเวลาได้ มีการดูเข้าที่เร็วแม้ว่าสภาวะการทำงานจะมีการเปลี่ยนแปลงไป (Wade et al., 1994) ในบทนี้จึงจะอธิบายถึงทฤษฎีการทำงานของตัวกรองกาลมานแบบดั้งเดิม ซึ่งเหมาะสำหรับแบบจำลองเชิงเส้น และการใช้งานตัวกรองกาลมานแบบขยายสำหรับแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งเป็นแบบจำลองไม่เชิงเส้น รวมทั้ง มีการวิเคราะห์การดูเข้าของตัวกรองกาลมานแบบขยาย นอกจากนี้ยังได้นำเสนอ ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองกาลมานแบบขยาย รวมถึงมีการเปรียบเทียบผลการทดสอบดังกล่าว กับผลการทดสอบจากบทที่ 4 และ 5 เพื่อแสดงให้เห็นว่า วิธีการประหยัดพลังงานเมื่อมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ ให้ผลการประหยัดพลังงานที่ดีกว่าวิธีประหยัดพลังงานที่ไม่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์

6.2 ตัวกรองคาลมาน

ตัวกรองคาลมาน (Kalman filter) นิยมใช้ในการประมาณค่าตัวแปรสถานะ และ พารามิเตอร์ของระบบแบบเชิงเส้น การคำนวณของตัวกรองคาลมานมีลักษณะเป็นการคำนวณแบบวนซ้ำของ 2 ขั้นตอน คือ ขั้นตอนการคาดการณ์ (prediction step) และขั้นตอนการปรับแก้ (correction step) โดยในรอบแรก จะคำนวณค่าคาดการณ์ของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะ (predicted state variable vector) และ ค่าคาดการณ์ของเมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด (predicted error covariance matrix) ที่เวลา $k+1$ โดยใช้ข้อมูลเป็นเวลา k การคำนวณส่วนนี้จะอยู่ในขั้นตอนการคาดการณ์ และต่อมา เข้าสู่ขั้นตอนการปรับแก้ ซึ่งจะคำนวณค่าอัปเดตของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะ (updated state variable vector) และค่าอัปเดตของเมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด (updated error covariance matrix) โดยใช้ข้อมูลจากขั้นตอนการคาดการณ์และข้อมูลจากการวัดในการคำนวณ หลังจากนั้น ค่าอัปเดตของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะและเมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด จะกลายเป็นข้อมูลที่เวลา k เพื่อใช้ในการคำนวณของขั้นตอนการคาดการณ์ในรอบถัดไป (Smidl and Peroutka, 2012)

แบบจำลองทั่วไปของระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete time system) สำหรับการประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมาน ประกอบด้วย 2 แบบจำลองที่สำคัญ คือ แบบจำลองระบบ (system model) และแบบจำลองการวัด (measurement model) แสดงได้ดังสมการที่ (6-1) และ (6-2) ตามลำดับ เมื่อ $k = 0, 1, \dots$ จากสมการทั้งสอง ความหมาย ขนาดของเวกเตอร์และเมตริกซ์ต่าง ๆ ในแบบจำลองแสดงได้ดังตารางที่ 6.1

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (6-1)$$

$$\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{H}(k+1)\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{v}(k+1) \quad (6-2)$$

ค่าเริ่มต้นของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะ ($\mathbf{x}(0)$) สำหรับการคำนวณ ถูกกำหนดให้เท่ากับค่าเฉลี่ยของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะและเมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ $\hat{\mathbf{x}}^+(0)$ และ $\mathbf{P}^+(0)$ ตามลำดับ โดยที่ $\hat{\mathbf{x}}^+(0)$ และ $\mathbf{P}^+(0)$ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6-3)

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}^+(0) &= E[\mathbf{x}(0)] \\ \mathbf{P}_0^+ &= E[\tilde{\mathbf{x}}(0)\tilde{\mathbf{x}}^T(0)] \end{aligned} \quad (6-3)$$

เมื่อ $\tilde{\mathbf{x}}(0)$ คือ ค่าผิดพลาดของการประมาณ โดยที่ $\tilde{\mathbf{x}}(0) = \mathbf{x}(0) - \hat{\mathbf{x}}^+(0)$

$E[\mathbf{x}]$ เป็นสัญลักษณ์แสดงถึง ค่าคาดหวัง (expected value) ของ \mathbf{x} หรือ ค่าเฉลี่ยของ \mathbf{x}

ตารางที่ 6.1 ความหมาย ขนาดของเวกเตอร์และเมตริกซ์ในแบบจำลอง

สัญลักษณ์	ความหมาย	ขนาด
$\mathbf{x}(k)$	เวกเตอร์ตัวแปรสถานะ (state variable vector)	} $n \times 1$
$\mathbf{w}(k)$	เวกเตอร์สัญญาณรบกวนจากระบบ (system noise vector)	
$\mathbf{z}(k)$	เวกเตอร์การวัด (measurement vector)	} $l \times 1$
$\mathbf{v}(k)$	เวกเตอร์สัญญาณรบกวนจากการวัด (measurement noise vector)	
$\mathbf{A}(k)$	เมตริกซ์เปลี่ยนสถานะ (state transition matrix)	} $n \times n$
$\mathbf{Q}(k)$	เมตริกซ์ความแปรปรวนของ $\mathbf{w}(k)$ (system noise covariance matrix)	
$\mathbf{R}(k)$	เมตริกซ์ความแปรปรวนของ $\mathbf{v}(k)$ (measurement noise covariance matrix)	$l \times l$
$\mathbf{u}(k)$	เวกเตอร์อินพุต (input vector)	$m \times 1$
$\mathbf{B}(k)$	เมตริกซ์เชื่อมต่อนินพุต (input coupling matrix)	$n \times m$
$\mathbf{H}(k)$	เมตริกซ์ความไวต่อการวัด (measurement sensitivity matrix)	$l \times n$

จากสมการที่ (6-1) และ (6-2) สัญญาณรบกวน $\mathbf{w}(k)$ และ $\mathbf{v}(k)$ มีข้อสมมติเบื้องต้นสำหรับการพิจารณาสมการการคำนวณของตัวกรองคาลมาน ดังต่อไปนี้ (Lewis, 1992)

1) สัญญาณรบกวน $\mathbf{w}(k)$ และ $\mathbf{v}(k)$ มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ สำหรับทุกค่าของ k แสดงสัญลักษณ์ได้ คือ $E[\mathbf{w}(k)] = \mathbf{0}$ และ $E[\mathbf{v}(k)] = \mathbf{0}$ ตามลำดับ

2) เมตริกซ์ความแปรปรวนของ $\mathbf{w}(k)$ และ $\mathbf{v}(k)$ สำหรับทุกค่าของ j และ k แสดงได้ดังสมการที่ (6-4) และ (6-5) ตามลำดับ

$$E[\mathbf{w}(k)\mathbf{w}^T(j)] = \begin{cases} \mathbf{Q}(k), & k = j \\ \mathbf{0}, & k \neq j \end{cases} \quad (6-4)$$

$$E[\mathbf{v}(k)\mathbf{v}^T(j)] = \begin{cases} \mathbf{R}(k), & k = j \\ \mathbf{0}, & k \neq j \end{cases} \quad (6-5)$$

3) $\mathbf{x}(0)$, $\mathbf{w}(k)$ และ $\mathbf{v}(k)$ ไม่มีสหสัมพันธ์กัน (uncorrelated) หมายถึง ตัวแปรทั้งสามไม่มีความสัมพันธ์ทางสถิติร่วมกัน ดังนั้น ความแปรปรวนร่วมของตัวแปรทั้งสาม จึงแสดงได้ดังสมการที่ (6-6) สำหรับทุกค่าของ j และ k

$$\begin{aligned}
 E[\mathbf{x}(0)\mathbf{w}^T(j)] &= \mathbf{0} \\
 E[\mathbf{x}(0)\mathbf{v}^T(k)] &= \mathbf{0} \\
 E[\mathbf{w}(j)\mathbf{v}^T(k)] &= \mathbf{0}
 \end{aligned} \tag{6-6}$$

เมื่อ j และ k คือ ค่าดัชนีเวลา (time index)

ความหมายของดัชนีบนหรือตัวยก (superscript) ในวิทยานิพนธ์นี้ ตัวยก $(-)$ แสดงถึง ค่าที่คำนวณได้ก่อนที่ข้อมูลจากการวัดจะถูกนำมาใช้ในการคำนวณ (a priori value) และ $(+)$ แสดงถึง ค่าที่คำนวณได้หลังจากนำข้อมูลจากการวัดมาใช้ในการคำนวณ (a posteriori value)

กระบวนการคำนวณและสมการที่ใช้ในการคำนวณของตัวกรองคาลมาน สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

ขั้นตอนการคาดการณ์

ในขั้นตอนนี้ ยังไม่มีการนำข้อมูลจากการวัดเข้ามามีใช้ในการคำนวณ

- ค่าคาดการณ์ของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะ ($\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)$) คือ ค่าคาดหมายของ $\mathbf{x}(k+1)$ ก่อนที่ค่าจากการวัดจะถูกนำมาใช้ในการคำนวณ ซึ่งเป็นตัวประมาณค่าที่ไม่เอนเอียงของ $\mathbf{x}(k+1)$ จึงสามารถคำนวณค่า $\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)$ ได้โดยการหาค่าคาดหมายของสมการที่ (6-1) และใช้คุณสมบัติของค่าคาดหมาย 2 ข้อ ในการคำนวณ คือ

1) ถ้า \mathbf{a} เป็นเมตริกซ์ค่าคงตัวใด ๆ และ \mathbf{x} เป็นเมตริกซ์ตัวแปรสุ่มขนาด $n \times p$ ดังนั้น

$$E[\mathbf{a}] = \mathbf{a}$$

$$E[\mathbf{a}\mathbf{x}] = \mathbf{a}E[\mathbf{x}] \text{ เมื่อ } \mathbf{a} \text{ มีขนาด } m \times n$$

$$E[\mathbf{x}\mathbf{a}] = E[\mathbf{x}]\mathbf{a} \text{ เมื่อ } \mathbf{a} \text{ มีขนาด } p \times q$$

2) ถ้า \mathbf{x}, \mathbf{y} เป็นเมตริกซ์ตัวแปรสุ่มใด ๆ ค่าคาดหมายเป็นตัวดำเนินการแบบเชิงเส้น (linear operator) ดังนั้น

$$E[\mathbf{x} \pm \mathbf{y}] = E[\mathbf{x}] \pm E[\mathbf{y}]$$

เมื่อ \mathbf{x}, \mathbf{y} มีขนาดเท่ากัน

ดังนั้น สามารถแสดงการคำนวณค่า $\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)$ ได้ดังสมการที่ (6-7)

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) &= E[\mathbf{x}(k+1)] \\
 &= E[\mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k)] \\
 &= \mathbf{A}(k)E[\mathbf{x}(k)] + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + E[\mathbf{w}(k)]
 \end{aligned} \tag{6-7}$$

เมื่อ $\mathbf{u}(k)$ คือ เวกเตอร์อินพุตที่ทราบค่า

จากข้อสมมติเบื้องต้นของสัญญาณรบกวนข้อที่ 1 ($E[\mathbf{w}(k)] = \mathbf{0}$) ดังนั้น จากสมการที่ (6-7) ค่า $\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)$ จึงคำนวณได้ดังสมการที่ (6-8)

$$\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) = \mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{x}}^+(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) \quad (6-8)$$

เมื่อ $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$ คือ ค่าประมาณของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะหลังจากนำข้อมูลจากการวัดมาใช้ในการคำนวณ ที่เวลา k

- ค่าคาดการณ์ของเมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด ($\mathbf{P}^-(k+1)$) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-9) โดยที่ค่า $\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)$ คือ เวกเตอร์ค่าผิดพลาดของการประมาณก่อนที่ข้อมูลจากการวัดจะถูกนำมาใช้ในการคำนวณ ที่เวลา $k+1$ สามารถหาได้จากสมการที่ (6-10)

$$\mathbf{P}^-(k+1) = E[\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)] \quad (6-9)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) = \mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) \quad (6-10)$$

นำสมการที่ (6-1) และ (6-8) แทนลงในสมการที่ (6-10) จะได้ค่า $\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)$ ดังสมการที่ (6-11)

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) &= \mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) \\ &= (\mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k)) - (\mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{x}}^+(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k)) \\ &= \mathbf{A}(k)\underbrace{(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^+(k))}_{\tilde{\mathbf{x}}^+(k)} + \mathbf{w}(k) \\ &= \mathbf{A}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) + \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (6-11)$$

โดยที่ $\tilde{\mathbf{x}}^+(k)$ คือ เวกเตอร์ค่าผิดพลาดของการประมาณหลังจากนำข้อมูลจากการวัดมาใช้ในการคำนวณที่เวลา k สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-12)

$$\tilde{\mathbf{x}}^+(k) = \mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^+(k) \quad (6-12)$$

นำสมการที่ (6-11) แทนลงในสมการที่ (6-9) และใช้คุณสมบัติของค่าคาดหมาย จะได้

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}^-(k+1) &= E[(\mathbf{A}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) + \mathbf{w}(k))(\mathbf{A}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) + \mathbf{w}(k))^T] \\
&= E[\mathbf{A}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\mathbf{A}^T(k) + \mathbf{A}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\mathbf{w}^T(k) \\
&\quad + \mathbf{w}(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\mathbf{A}^T(k) + \mathbf{w}(k)\mathbf{w}^T(k)] \\
&= \mathbf{A}(k)E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]\mathbf{A}^T(k) + \mathbf{A}(k)E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\mathbf{w}^T(k)] \\
&\quad + E[\mathbf{w}(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]\mathbf{A}^T(k) + E[\mathbf{w}(k)\mathbf{w}^T(k)]
\end{aligned} \tag{6-13}$$

จากสมการที่ (6-13) พจน์ $E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\mathbf{w}^T(k)]$ และ $E[\mathbf{w}(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ เนื่องจากการคำนวณค่า $\tilde{\mathbf{x}}^+(k)$ จะขึ้นอยู่กับค่า $\mathbf{x}(0)$ และ $\hat{\mathbf{x}}^+(k)$ สำหรับทุกค่าของ k เมื่อพิจารณาตามข้อสมมติเบื้องต้นของสัญญาณรบกวนข้อที่ 3 ($E[\mathbf{x}(0)\mathbf{w}^T(j)] = \mathbf{0}$) เพราะฉะนั้น ค่า $\tilde{\mathbf{x}}^+(k)$ จึงไม่มีสหสัมพันธ์กันกับ $\mathbf{w}(k)$ ด้วย สำหรับทุกค่าของ k (Lewis, 1992) พจน์ทั้งสองจึงเป็นดังสมการที่ (6-14)

$$\begin{aligned}
E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\mathbf{w}^T(k)] &= \mathbf{0} \\
E[\mathbf{w}(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)] &= \mathbf{0}
\end{aligned} \tag{6-14}$$

ดังนั้น $\mathbf{P}^-(k+1)$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-15)

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}^-(k+1) &= \mathbf{A}(k) \underbrace{E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]}_{\mathbf{P}^+(k)} \mathbf{A}^T(k) + \mathbf{A}(k) \underbrace{E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\mathbf{w}^T(k)]}_{=\mathbf{0}} \\
&\quad + \underbrace{E[\mathbf{w}(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]\mathbf{A}^T(k)}_{=\mathbf{0}} + \underbrace{E[\mathbf{w}(k)\mathbf{w}^T(k)]}_{\mathbf{Q}_k} \\
\mathbf{P}^-(k+1) &= \mathbf{A}(k)\mathbf{P}^+(k)\mathbf{A}^T(k) + \mathbf{Q}(k)
\end{aligned} \tag{6-15}$$

โดยที่ $\mathbf{P}^+(k)$ คือ เมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาดหลังจากที่ข้อมูลจากการวัดถูกนำมาใช้ในการคำนวณ ที่เวลา k สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-16)

$$\mathbf{P}^+(k) = E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)] \tag{6-16}$$

ขั้นตอนการปรับแก้

การคำนวณสำหรับขั้นตอนการปรับแก้สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

- ค่าอัปเดตของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะ ($\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)$) คือ ค่าที่ได้จากการประมาณค่า $\mathbf{x}(k+1)$ โดยใช้ตัวประมาณค่าแบบเชิงเส้น (linear estimator) ที่ขึ้นอยู่กับข้อมูลจากการวัด $\mathbf{z}(k+1)$ ซึ่งค่า $\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)$ ที่อยู่ในรูปแบบของตัวประมาณค่าดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (6-17)

$$\hat{\mathbf{x}}^+(k+1) = \mathbf{K}(k+1)\mathbf{z}(k+1) + \mathbf{b}(k+1) \quad (6-17)$$

การหา $\mathbf{K}(k+1)$ และ $\mathbf{b}(k+1)$ จะต้องคำนึงถึงการที่ $\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)$ เป็นตัวประมาณค่าที่ไม่เอนเอียง (unbiased estimator) (Gibbs, 2011) ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (6-18)

$$E[\mathbf{x}(k+1)] = E[\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)] \Rightarrow E[\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1)] = \mathbf{0} \quad (6-18)$$

นำ $\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)$ ตามสมการที่ (6-17) แทนในสมการที่ (6-18) ได้ดังสมการที่ (6-19)

$$E[\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1)] = E[\mathbf{x}(k+1) - (\mathbf{K}(k+1)\mathbf{z}(k+1) + \mathbf{b}(k+1))] = \mathbf{0} \quad (6-19)$$

นำค่า $\mathbf{z}(k+1)$ จากสมการที่ (6-2) แทนลงในสมการที่ (6-19) พร้อมทั้งใช้คุณสมบัติของค่าคาดหวังและข้อสมมติเบื้องต้นของสัญญาณรบกวนข้อที่ 1 ($E[\mathbf{v}(k)] = \mathbf{0}$) จะได้ดังสมการที่ (6-20)

$$\begin{aligned} E[\mathbf{x}(k+1) - (\mathbf{K}(k+1)(\mathbf{H}(k+1)\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{v}(k+1)) + \mathbf{b}(k+1))] &= \mathbf{0} \\ E[\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1) - \mathbf{b}(k+1)] &= \mathbf{0} \\ \underbrace{E[\mathbf{x}(k+1)]}_{\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\underbrace{E[\mathbf{x}(k+1)]}_{\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)} - \underbrace{\mathbf{K}(k+1)E[\mathbf{v}(k+1)]}_{=\mathbf{0}} - \mathbf{b}(k+1) &= \mathbf{0} \\ \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{b}(k+1) &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (6-20)$$

จากสมการที่ (6-20) สามารถคำนวณค่า $\mathbf{b}(k+1)$ ได้ดังสมการที่ (6-21)

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(k+1) &= \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) \end{aligned} \quad (6-21)$$

จากสมการที่ (6-21) สามารถหาความสัมพันธ์ของ $\mathbf{b}(k+1)$ ในสมการที่ (6-17) และถัดมา จะทำการหาความสัมพันธ์ของ $\mathbf{K}(k+1)$ ในสมการที่ (6-17) ด้วยเช่นกัน โดยค่า $\mathbf{K}(k+1)$ ดังกล่าว จะต้องทำให้ค่าความแปรปรวนของค่าผิดพลาดมีค่าน้อยที่สุด ซึ่งค่าความแปรปรวน หรือ \mathbf{J} สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6-22)

$$\mathbf{J} = E[(\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1))^T (\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1))] \quad (6-22)$$

จากสมการที่ (6-22) จำเป็นต้องมีการจัดรูปสมการใหม่เพื่อความง่ายในการคำนวณ รอยเมตริกซ์ (matrix trace: tr) จึงถูกนำมาใช้ในการปรับสมการดังกล่าว ดังนั้นจึงขอแนะนำรอยเมตริกซ์และคุณสมบัติของรอยเมตริกซ์พอสังเขป ดังต่อไปนี้

รอยเมตริกซ์ คือ ผลรวมของสมาชิกแนวทแยงมุมของเมตริกซ์จัตุรัส คุณสมบัตินี้มักถูกใช้ในการหาค่าความแปรปรวนน้อยที่สุด (Gibbs, 2011) โดยผลรวมของสมาชิกยกกำลังสองของเวกเตอร์ \mathbf{a} ที่มีขนาด $n \times 1$ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (6-23)

$$\sum_{i=1}^n a_i^2 = \mathbf{a}^T \mathbf{a} = tr(\mathbf{a}\mathbf{a}^T) \quad (6-23)$$

เมื่อ $\mathbf{a} = [a_1 \dots a_n]^T$

กำหนดให้ เมตริกซ์ \mathbf{A}, \mathbf{B} เป็นเมตริกซ์จัตุรัส และ c เป็นค่าสเกลาร์ รอยเมตริกซ์จะมีคุณสมบัติดังนี้

- 1) $tr(\mathbf{A}^T) = tr(\mathbf{A})$
- 2) $tr(\mathbf{A} + \mathbf{B}) = tr(\mathbf{A}) + tr(\mathbf{B})$
- 3) $tr(c\mathbf{A}) = c \cdot tr(\mathbf{A})$

กำหนดให้ เมตริกซ์ \mathbf{A} มีขนาด $n \times m$, \mathbf{B} มีขนาด $m \times n$ และ \mathbf{C} เป็นเมตริกซ์จัตุรัสขนาด $n \times n$

- 4) $tr(\mathbf{AB}) = tr(\mathbf{BA})$
- 5) $tr(\mathbf{ABC}) = tr(\mathbf{BCA}) = tr(\mathbf{CAB})$

จัดรูปสมการที่ (6-22) ใหม่ตามสมการที่ (6-23) ดังนั้น ค่า \mathbf{J} จึงเป็นดังสมการที่ (6-24)

$$\mathbf{J} = E[\text{tr}((\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1))(\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1))^T)] \quad (6-24)$$

จากสมการที่ (6-24) $\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1)$ สามารถคำนวณได้โดยนำ $\mathbf{x}(k+1)$ ลบสมการที่ (6-17) ทั้งสองข้าง จะได้

$$\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1) = \mathbf{x}(k+1) - (\underbrace{\mathbf{K}(k+1)\mathbf{z}(k+1)}_{(6-2)} + \underbrace{\mathbf{b}(k+1)}_{(6-21)})$$

แทนค่า $\mathbf{z}(k+1)$ (สมการที่ (6-2)) และ $\mathbf{b}(k+1)$ (สมการที่ (6-21)) ลงในสมการข้างต้น จะได้ $\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1)$ เป็นดังสมการที่ (6-25)

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1) &= \mathbf{x}(k+1) - \mathbf{K}(k+1)(\mathbf{H}(k+1)\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{v}(k+1)) - (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1) - (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))(\underbrace{\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^-(k+1)}_{\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)}) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1) \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1) \end{aligned} \quad (6-25)$$

นำสมการที่ (6-25) แทนลงในสมการที่ (6-24) จะได้ดังสมการที่ (6-26)

$$\begin{aligned} \mathbf{J} &= E[\text{tr}(((\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1)) \\ &\quad ((\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1))^T)] \\ &= E[\text{tr}(((\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1)) \\ &\quad (\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)(\mathbf{I} - \mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) - \mathbf{v}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)))] \\ &= E[\text{tr}((\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)(\mathbf{I} - \mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\ &\quad - (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1) \\ &\quad - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)(\mathbf{I} - \mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\ &\quad + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1))] \end{aligned} \quad (6-26)$$

จากสมการที่ (6-26) และสมบัติ $\text{tr}(E[\mathbf{A}]) = E[\text{tr}(\mathbf{A})]$ เมื่อ \mathbf{A} เป็นเมตริกซ์จัตุรัสขนาด $n \times n$ ดังนั้น จึงได้เป็นดังสมการที่ (6-27)

$$\begin{aligned}
\mathbf{J} &= \text{tr}((\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\underbrace{E[\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)]}_{\mathbf{P}^-(k+1)}(\mathbf{I} - \mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1))) \\
&\quad - (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\underbrace{E[\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)]}_{=\mathbf{0}}\mathbf{K}^T(k+1) \\
&\quad - \mathbf{K}(k+1)\underbrace{E[\mathbf{v}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)]}_{=\mathbf{0}}(\mathbf{I} - \mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\
&\quad + \mathbf{K}(k+1)\underbrace{E[\mathbf{v}(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)]}_{\mathbf{R}(k+1)}\mathbf{K}^T(k+1)
\end{aligned} \tag{6-27}$$

จากสมการที่ (6-27) พจน์ $E[\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)]$ และ $E[\mathbf{v}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)]$ มีค่าเท่ากับศูนย์ เนื่องจากการคำนวณค่า $\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)$ จะขึ้นอยู่กับค่า $\mathbf{x}(0)$ และ $\hat{\mathbf{x}}^+(0)$ สำหรับทุกค่าของ k เมื่อพิจารณาตามข้อสมมติเบื้องต้นของสัญญาณรบกวนข้อที่ 3 ($E[\mathbf{x}(0)\mathbf{v}^T(k)] = \mathbf{0}$) เพราะฉะนั้นค่า $\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)$ จึงไม่มีสหสัมพันธ์กับ $\mathbf{v}(k)$ ด้วย สำหรับทุกค่าของ k (Lewis, 1992)

จากสมการที่ (6-27) จึงเป็นดังสมการที่ (6-28)

$$\begin{aligned}
\mathbf{J} &= \text{tr}((\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{P}^-(k+1)(\mathbf{I} - \mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1))) \\
&\quad + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)
\end{aligned} \tag{6-28}$$

จากสมการที่ (6-28) และคุณสมบัติข้อ 2 และ 3 ของรอยเมตริกซ์ จะได้สมการที่ (6-29)

$$\begin{aligned}
\mathbf{J} &= \text{tr}(\mathbf{P}^-(k+1)) - \underbrace{\text{tr}(\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1))}_{(a)} \\
&\quad + \text{tr}(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\
&\quad + \text{tr}(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1)\mathbf{K}^T(k+1))
\end{aligned} \tag{6-29}$$

พิจารณาพจน์ (a) ของสมการที่ (6-29) โดยใช้คุณสมบัติของรอยเมตริกซ์ข้อที่ 1 ($\text{tr}(\mathbf{A}^T) = \text{tr}(\mathbf{A})$) และเนื่องจาก $\mathbf{P}^-(k+1)$ เป็นเมตริกซ์สมมาตร จึงทำให้ $\mathbf{P}^-(k+1) = \mathbf{P}^{-T}(k+1)$ จะได้

$$\begin{aligned}
tr(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)) &= tr(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-)^T \\
&= tr(\mathbf{P}^{-T}(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\
&= tr(\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1))
\end{aligned}$$

หลังจากนั้น นำพจน์ (a) ที่พิจารณาใหม่นี้ แทนลงในสมการที่ (6-29) จะได้ค่า \mathbf{J} ดังสมการที่ (6-30)

$$\begin{aligned}
\mathbf{J} &= tr(\mathbf{P}^-(k+1)) - 2tr(\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\
&\quad + tr(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\
&\quad + tr(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1)\mathbf{K}^T(k+1))
\end{aligned} \tag{6-30}$$

เนื่องจากต้องการหา $\mathbf{K}(k+1)$ หรืออัตราขยายคาลมาน (Kalman gain) ที่ทำให้ \mathbf{J} มีค่าน้อยที่สุด ดังนั้นจึงทำการหาอนุพันธ์ย่อยของ \mathbf{J} ตามสมการที่ (6-30) เทียบกับ $\mathbf{K}(k+1)$ โดยให้อนุพันธ์ดังกล่าวมีค่าเท่ากับศูนย์ แสดงได้ดังสมการที่ (6-31)

$$\frac{\partial \mathbf{J}}{\partial \mathbf{K}(k+1)} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{K}(k+1)} \begin{bmatrix} tr(\mathbf{P}^-(k+1)) - 2tr(\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\ + tr(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \\ + tr(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)) \end{bmatrix} = 0 \tag{6-31}$$

สมการที่ (6-31) เป็นการหาอนุพันธ์ของรอยเมตริกซ์ ซึ่งจะใช้คุณสมบัติของการหาอนุพันธ์ 2 ข้อด้วยกัน (Gentle, 2007) คือ

$$1) \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} tr(\mathbf{A}\mathbf{x}^T) = \mathbf{A}$$

เมื่อ \mathbf{x} เป็นเมตริกซ์ตัวแปรสัณฐานขนาด $m \times n$ และ \mathbf{A} เป็นเมตริกซ์ค่าคงตัวใด ๆ ขนาด $m \times n$

$$2) \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} tr(\mathbf{x}\mathbf{A}\mathbf{x}^T) = \mathbf{x}\mathbf{A}^T + \mathbf{x}\mathbf{A}$$

เมื่อ \mathbf{x} เป็นเมตริกซ์ตัวแปรสัณฐานขนาด $m \times n$ และ \mathbf{A} เป็นเมตริกซ์ค่าคงตัวใด ๆ ขนาด $n \times n$

จากคุณสมบัติข้างต้น สมการที่ (6-31) จึงเป็นดังนี้

$$\begin{aligned}
& -2\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) \\
& + \underbrace{(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1))}_{\text{(a)}} \\
& + \underbrace{(\mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}^T(k+1) + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1))}_{\text{(b)}} = \mathbf{0}
\end{aligned}$$

พิจารณาพจน์ (a) และ (b) จากสมการข้างต้น เนื่องจาก $\mathbf{P}^-(k+1)$ และ $\mathbf{R}(k+1)$ เป็นเมทริกซ์สมมาตร จึงทำให้ $\mathbf{P}^-(k+1) = \mathbf{P}^{-T}(k+1)$ และ $\mathbf{R}(k+1) = \mathbf{R}^T(k+1)$ ตามลำดับ ดังนั้นสมการที่ (6-31) เป็นดังสมการที่ (6-32)

$$\begin{aligned}
-2\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + 2\mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) \\
+ 2\mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1) = \mathbf{0}
\end{aligned} \tag{6-32}$$

จากสมการที่ (6-32) $\mathbf{K}(k+1)$ สอดคล้องกับสมการที่ (6-33)

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)(\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1))^{-1} \tag{6-33}$$

สุดท้าย แทน $\mathbf{b}(k+1)$ จากสมการที่ (6-21) ลงในสมการที่ (6-17) ดังนั้น $\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)$ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6-34) เมื่อ $\mathbf{K}(k+1)$ สอดคล้องกับสมการที่ (6-33) และจากสมการดังกล่าว สังเกตได้ว่า ค่าที่ถูกรับแก้ $\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)$ จะใช้ $\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)$ จากขั้นตอนการคาดการณ์ และ $\mathbf{z}(k+1)$ จากการวัดในการคำนวณ

$$\hat{\mathbf{x}}^+(k+1) = \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) + \mathbf{K}(k+1)(\mathbf{z}(k+1) - \mathbf{H}(k+1)\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)) \tag{6-34}$$

สมการสุดท้ายของขั้นตอนการปรับแก้ คือ ค่าอัปเดตของเมทริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด ($\mathbf{P}^+(k+1)$) สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6-35)

$$\mathbf{P}^+(k+1) = E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k+1)] \tag{6-35}$$

จากสมการที่ (6-35) ค่า $\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1)$ คือ ค่าผิดพลาดของการประมาณหลังจากที่นำข้อมูลจากการวัดมาใช้ในการคำนวณ ที่เวลา $k+1$ สามารถหาได้จากสมการที่ (6-36)

$$\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) = \mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1) \quad (6-36)$$

นำสมการที่ (6-1), (6-2), (6-8) และ (6-34) แทนลงไปนสมการที่ (6-36) จะได้

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) &= \mathbf{x}(k+1) - \underbrace{\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)}_{(6-34)} \\ &= \underbrace{\mathbf{x}(k+1)}_{(6-1)} - \underbrace{(\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) + \mathbf{K}(k+1)(\mathbf{z}(k+1) - \mathbf{H}(k+1)\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)))}_{(6-8)} \\ &= \mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) - (\mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{x}}^+(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) \\ &\quad + \mathbf{K}(k+1)[\mathbf{H}(k+1)\mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}(k+1)\mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) \\ &\quad + \mathbf{H}(k+1)\mathbf{w}(k) + \mathbf{v}(k+1) - \mathbf{H}(k+1)\mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{x}}^+(k) - \mathbf{H}(k+1)\mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k)]) \end{aligned}$$

จากสมการดังกล่าว ทำการจัดรูปสมการใหม่ จะได้ค่า $\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1)$ ดังสมการที่ (6-37)

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) &= \mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k) - \mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{x}}^+(k) - \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) \\ &\quad - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{w}(k) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1) + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{A}(k)\hat{\mathbf{x}}^+(k) \\ &= \mathbf{A}(k)\underbrace{(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^+(k))}_{(6-12)} + (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{w}(k) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1) \\ &\quad - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{A}_k \underbrace{(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^+(k))}_{(6-12)} \\ &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{A}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) + (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{w}(k) \\ &\quad - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1) \end{aligned} \quad (6-37)$$

นำสมการที่ (6-37) แทนลงในสมการที่ (6-35) และใช้คุณสมบัติของค่าคาดหมาย จะได้ $\mathbf{P}^+(k+1)$ ดังสมการที่ (6-38)

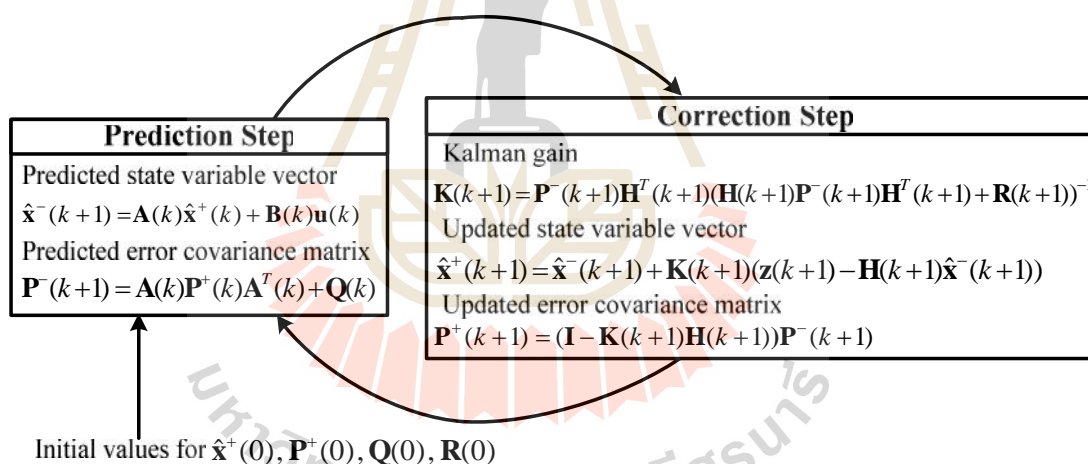
จากสมการดังกล่าว พจน์ $E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\mathbf{v}^T(k+1)]$ และ $E[\mathbf{v}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]$ มีค่าเท่ากับศูนย์ เนื่องจากการคำนวณค่า $\tilde{\mathbf{x}}^+(k)$ จะขึ้นอยู่กับค่า $\mathbf{x}(0)$ และ $\hat{\mathbf{x}}^+(0)$ สำหรับทุกค่าของ k เมื่อพิจารณาตามข้อสมมติเบื้องต้นของสัญญาณรบกวนข้อที่ 3 ($E[\mathbf{x}(0)\mathbf{v}^T(k)] = \mathbf{0}$) เพราะฉะนั้น ค่า $\tilde{\mathbf{x}}^+(k)$ จึงไม่มีสหสัมพันธ์กับ $\mathbf{v}(k)$ ด้วย สำหรับทุกค่าของ k (Lewis, 1992)

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}^+(k+1) &= E [(\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{A}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) + (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{w}(k) \\
&\quad - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1)] \cdot ((\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{A}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) \\
&\quad + (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{w}(k) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{v}(k+1))^T] \\
&= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{A}(k) \underbrace{E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]}_{(6-16)} \mathbf{A}^T(k) (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad + (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{A}(k) \underbrace{E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\mathbf{w}^T(k)]}_{(6-14)} (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad - (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{A}(k) \underbrace{E[\tilde{\mathbf{x}}^+(k)\mathbf{v}^T(k+1)]}_{= \mathbf{0}} \mathbf{K}^T(k+1) \\
&\quad + (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)) \underbrace{E[\mathbf{w}(k)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]}_{(6-14)} \mathbf{A}^T(k) (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad + (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)) \underbrace{E[\mathbf{w}(k)\mathbf{w}^T(k)]}_{(6-4)} (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad - (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)) \underbrace{E[\mathbf{w}(k)\mathbf{v}^T(k+1)]}_{(6-6)} \mathbf{K}^T(k+1) \\
&\quad - \mathbf{K}(k+1) \underbrace{E[\mathbf{v}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)]}_{= \mathbf{0}} \mathbf{A}^T(k) (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad - \mathbf{K}(k+1) \underbrace{E[\mathbf{v}(k+1)\mathbf{w}^T(k)]}_{(6-6)} (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad + \mathbf{K}(k+1) \underbrace{E[\mathbf{v}(k+1)\mathbf{v}^T(k+1)]}_{(6-5)} \mathbf{K}^T(k+1) \\
\mathbf{P}^+(k+1) &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{A}(k)\mathbf{P}^T(k)\mathbf{A}^T(k)(\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad + (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{Q}(k)(\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1)\mathbf{K}^T(k+1)
\end{aligned} \tag{6-38}$$

จากสมการที่ (6-38) จัดรูปสมการใหม่ และแทนค่า $\mathbf{K}(k+1)$ (สมการที่ (6-33)) ลงไป
สุดท้าย จะได้ค่า $\mathbf{P}^+(k+1)$ ดังสมการที่ (6-39)

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}^+(k+1) &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)) \underbrace{(\mathbf{A}(k)\mathbf{P}^+(k)\mathbf{A}^T(k) + \mathbf{Q}_k)}_{(6-13)} (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))^T \\
&\quad + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1)\mathbf{K}^T(k+1) \\
&= \mathbf{P}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1) - \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1) \\
&\quad + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1) + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1)\mathbf{K}^T(k+1) \\
&= \mathbf{P}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1) - \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1) \\
&\quad + \underbrace{\mathbf{K}(k+1)(\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1))\mathbf{K}^T(k+1)}_{(6-33)} \\
&= \mathbf{P}^-(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1) - \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1) \\
&\quad + \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{K}^T(k+1) \\
\mathbf{P}^+(k+1) &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{P}^-(k+1) \tag{6-39}
\end{aligned}$$

จากสมการทั้งหมดที่นำเสนอข้างต้น กระบวนการคำนวณของตัวกรองคาลมาน แสดงได้
 ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 กระบวนการคำนวณของตัวกรองคาลมาน

6.3 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับตัวกรองคาลมานแบบขยาย

แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมาน จะพิจารณาอยู่บนกรอบอ้างอิงแกนหมุนซิงโครนัส แสดงได้ดังสมการที่ (6-40) มีตัวแปรสถานะ คือ กระแสสเตเตอร์บนแกนดีคิว (i_{ds}, i_{qs}) และฟลักซ์โรเตอร์บนแกนดีคิว ($\lambda'_{dr}, \lambda'_{qr}$)

$$\begin{aligned}
\frac{di_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{\dagger L_s} + \frac{R'_r L_m^2}{\dagger L_s L_r^2}\right) i_{ds} + \check{S}_s i_{qs} + \frac{R'_r L_m}{\dagger L_s L_r^2} \}'_{dr} + \frac{\check{S}_r L_m}{\dagger L_s L_r} \}'_{qr} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{ds} \\
\frac{di_{qs}}{dt} &= -\check{S}_s i_{ds} - \left(\frac{R_s}{\dagger L_s} + \frac{R'_r L_m^2}{\dagger L_s L_r^2}\right) i_{qs} - \frac{\check{S}_r L_m}{\dagger L_s L_r} \}'_{dr} + \frac{R'_r L_m}{\dagger L_s L_r^2} \}'_{qr} + \frac{1}{\dagger L_s} v_{qs} \\
\frac{d\}'_{dr}}{dt} &= \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{ds} - \frac{R'_r}{L'_r} \}'_{dr} + \check{S}_{sl} \}'_{qr} \\
\frac{d\}'_{qr}}{dt} &= \frac{R'_r L_m}{L'_r} i_{qs} - \check{S}_{sl} \}'_{dr} - \frac{R'_r}{L'_r} \}'_{qr}
\end{aligned} \tag{6-40}$$

จากสมการที่ (6-40) เขียนในรูปสมการตัวแปรสถานะ ได้ดังสมการที่ (6-41)

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \tag{6-41}$$

โดยที่ $\mathbf{x} = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \}'_{dr} \quad \}'_{qr}]^T$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\dagger L_s} + \frac{R'_r L_m^2}{\dagger L_s L_r^2}\right) & \check{S}_s & \frac{R'_r L_m}{\dagger L_s L_r^2} & \frac{\check{S}_r L_m}{\dagger L_s L_r} \\ -\check{S}_s & -\left(\frac{R_s}{\dagger L_s} + \frac{R'_r L_m^2}{\dagger L_s L_r^2}\right) & -\frac{\check{S}_r L_m}{\dagger L_s L_r} & \frac{R'_r L_m}{\dagger L_s L_r^2} \\ \frac{R'_r L_m}{L'_r} & 0 & -\frac{R'_r}{L'_r} & \check{S}_{sl} \\ 0 & \frac{R'_r L_m}{L'_r} & -\check{S}_{sl} & -\frac{R'_r}{L'_r} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u} = [v_{ds} \quad v_{qs}]^T$$

$$\check{S}_s = \check{S}_{sl} + \check{S}_r, \quad \check{S}_{sl} = \frac{i_{qs} R'_r}{L'_r i_{ds}}, \quad \dagger = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r}$$

จากสมการที่ (6-41) เป็นแบบจำลองตัวแปรสถานะแบบเวลาต่อเนื่อง (continuous state model) ซึ่งการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยายต้องการแบบจำลองตัวแปร

สถานะแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete state model) จึงใช้วิธีออยเลอร์ไปข้างหน้า (forward Euler method) (Dorsey, 2002) สำหรับการประมาณค่าอนุพันธ์อันดับหนึ่งโดยใช้สมการที่ (6-42) ในการแปลงแบบจำลองเวลาต่อเนื่องเป็นแบบจำลองเวลาไม่ต่อเนื่อง

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s} \quad (6-42)$$

เมื่อ T_s คือ เวลาซีกตัวอย่าง (sampling time)

นำสมการที่ (6-42) แทนลงในสมการที่ (6-41) ดังนั้น จะได้แบบจำลองตัวแปรสถานะแบบเวลาไม่ต่อเนื่องดังสมการที่ (6-43)

$$\begin{aligned} \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s} &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{x}(k+1) &= (\mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k))T_s + \mathbf{x}(k) \\ \mathbf{x}(k+1) &= (\mathbf{I} + \mathbf{A}T_s)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}T_s\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}(k)\mathbf{u}(k) \end{aligned} \quad (6-43)$$

$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } \mathbf{x}(k) &= [i_{ds}(k) \quad i_{qs}(k) \quad \dots \quad i_{dr}(k) \quad \dots \quad i_{qr}(k)]^T \\ \mathbf{u}(k) &= [v_{ds}(k) \quad v_{qs}(k)]^T \end{aligned}$$

จากสมการที่ (6-43) เมตริกซ์ $\mathbf{A}(k)$ คือ เมตริกซ์เปลี่ยนสถานะของแบบจำลองเวลาไม่ต่อเนื่องของมอเตอร์ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-44) และเมตริกซ์ $\mathbf{B}(k)$ คือ เมตริกซ์เชื่อมต่อกับอินพุตของแบบจำลองเวลาไม่ต่อเนื่องของมอเตอร์ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (6-45)

$$\begin{aligned} \mathbf{A}(k) &= \mathbf{I} + \mathbf{A}T_s \\ &= \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s(k)}{\dagger(k)L_s} + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} \right) T_s & \ddot{S}_s(k)T_s & \frac{R'_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} T_s & \frac{\ddot{S}_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r} T_s \\ -\ddot{S}_s(k)T_s & 1 - \left(\frac{R_s(k)}{\dagger(k)L_s} + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} \right) T_s & -\frac{\ddot{S}_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r} T_s & \frac{R'_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} T_s \\ \frac{R'_r(k)L_m(k)}{L_r} T_s & 0 & 1 - \frac{R'_r(k)}{L_r} T_s & \ddot{S}_{sl}(k)T_s \\ 0 & \frac{R'_r(k)L_m(k)}{L_r} T_s & -\ddot{S}_{sl}(k)T_s & 1 - \frac{R'_r(k)}{L_r} T_s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6-44)$$

$$\mathbf{B}(k) = \mathbf{B}T_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{(k)L_s}T_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{(k)L_s}T_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6-45)$$

เมื่อ **I** คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์

A คือ เมตริกซ์เปลี่ยนสถานะของแบบจำลองเวลาต่อเนื่องของมอเตอร์

B คือ เมตริกซ์เชื่อมต่อกับอินพุตของแบบจำลองเวลาต่อเนื่องของมอเตอร์

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะทำการประมาณค่าความเร็วรอบและพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ดังนั้น ค่าเหล่านี้จึงถูกเพิ่มเข้าไปเป็นตัวแปรสถานะด้วย (Aksoy et al., 2010) โดยพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในแบบจำลอง ได้แก่ R_s , R'_r , L_{ls} , L'_{lr} และ L_m แต่พารามิเตอร์ L_{ls} และ L'_{lr} สามารถละทิ้งได้ เนื่องจากพารามิเตอร์ทั้งสองมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ L_m ดังนั้น จึงมีค่าความเร็วรอบและพารามิเตอร์ของมอเตอร์สามตัวที่จะถูกนำไปประมาณค่า แสดงได้ดังสมการที่ (6-46)

$$\mathbf{\Pi}(k) = [\tilde{S}_r(k) \quad R_s(k) \quad R'_r(k) \quad L_m(k)]^T \quad (6-46)$$

จากการเพิ่มความเร็วรอบและพารามิเตอร์ของมอเตอร์เป็นตัวแปรสถานะ ทำให้ได้แบบจำลองตัวแปรสถานะที่ถูกขยายดังสมการที่ (6-47)

$$\mathbf{x}_e(k+1) = \mathbf{A}_e(\mathbf{\Pi}(k))\mathbf{x}_e(k) + \mathbf{B}_e(\mathbf{\Pi}(k))\mathbf{u}(k) \quad (6-47)$$

เมื่อ $\mathbf{x}_e(k) = [x_1(k) \quad x_2(k) \quad x_3(k) \quad x_4(k) \quad x_5(k) \quad x_6(k) \quad x_7(k) \quad x_8(k)]^T$
 $= [i_{ds}(k) \quad i_{qs}(k) \quad \omega'_d(k) \quad \omega'_q(k) \quad \tilde{S}_r(k) \quad R_s(k) \quad R'_r(k) \quad L_m(k)]^T$

$$\mathbf{A}_e(\Pi(k)) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(\Pi(k)) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s(k)}{\dagger(k)L_s} + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} \right) T_s & \tilde{S}_s(k)T_s & \frac{R'_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} T_s & \frac{\tilde{S}_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r} T_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\tilde{S}_s(k)T_s & 1 - \left(\frac{R_s(k)}{\dagger(k)L_s} + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} \right) T_s & -\frac{\tilde{S}_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r} T_s & \frac{R'_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} T_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R'_r(k)L_m(k)}{L'_r} T_s & 0 & 1 - \frac{R'_r(k)}{L'_r} T_s & \tilde{S}_{sl}(k)T_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R'_r(k)L_m(k)}{L'_r} T_s & -\tilde{S}_{sl}(k)T_s & 1 - \frac{R'_r(k)}{L'_r} T_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_e(\Pi(k)) = \begin{bmatrix} \mathbf{B}(\Pi(k)) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(k)L_s} T_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{(k)L_s} T_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ (6-47) เมทริกซ์ย่อย $\mathbf{A}(\Pi(k))$ และ $\mathbf{B}(\Pi(k))$ ประกอบด้วยเทอมของความถี่รอบและพารามิเตอร์ที่จะถูกประมาณค่า จึงทำให้แบบจำลองที่ถูกลายสมการที่ (6-47) เป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (6-48)

$$\mathbf{x}_e(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \quad (6-48)$$

เมื่อ

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \\ f_2(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \\ f_3(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \\ f_4(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \\ f_5(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \\ f_6(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \\ f_7(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \\ f_8(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \left(1 - \left(\frac{R_s(k)}{\dagger(k)L_s} + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2}\right) T_s\right) i_{ds}(k) + \tilde{S}_s(k) T_s i_{qs}(k) + \frac{R'_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} T_s \}{}'_{dr}(k) + \frac{\tilde{S}_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r} T_s \}{}'_{qr}(k) + \frac{1}{\dagger(k)L_s} T_s v_{ds}(k) \\ -\tilde{S}_s(k) T_s i_{ds}(k) + \left(1 - \left(\frac{R_s(k)}{\dagger(k)L_s} + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2}\right) T_s\right) i_{qs}(k) - \frac{\tilde{S}_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r} T_s \}{}'_{dr}(k) + \frac{R'_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_s L_r^2} T_s \}{}'_{qr}(k) + \frac{1}{\dagger(k)L_s} T_s v_{qs}(k) \\ \frac{R'_r(k)L_m(k)}{L_r} T_s i_{ds}(k) + \left(1 - \frac{R'_r(k)}{L_r} T_s\right) \}{}'_{dr}(k) + \tilde{S}_{sl}(k) T_s \}{}'_{qr}(k) \\ \frac{R'_r(k)L_m(k)}{L_r} T_s i_{qs}(k) - \tilde{S}_{sl}(k) T_s \}{}'_{dr}(k) + \left(1 - \frac{R'_r(k)}{L_r} T_s\right) \}{}'_{qr}(k) \\ \tilde{S}_r(k) \\ R_s(k) \\ R'_r(k) \\ L_m(k) \end{bmatrix}$$

สมการเอาต์พุตหรือการวัด คือ ค่าที่สามารถวัดได้หรือเอาต์พุตจากระบบ แสดงได้ดังสมการที่ (6-49)

$$\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{H}\mathbf{x}_e(k+1) \quad (6-49)$$

โดยที่ $\mathbf{z}(k+1) = [i_{ds}(k+1) \quad i_{qs}(k+1) \quad \tilde{S}_r(k+1)]^T$

จากสมการที่ (6-49) เมตริกซ์ \mathbf{H} คือ เมตริกซ์ความไวต่อการวัด เป็นเมตริกซ์ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสถานะของระบบและค่าที่สามารถวัดได้ โดยการคำนวณในทุก ๆ รอบการทำงานของตัวกรองคาลมานแบบขยาย เมตริกซ์ดังกล่าวมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง แสดงได้ดังสมการที่ (6-50)

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6-50)$$

ตัวกรองคาลมานแบบดั้งเดิม เป็นตัวประมาณค่าที่เหมาะสมสำหรับแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น แต่แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ถูกขยายเพื่อประมาณค่าความเร็วรอบและพารามิเตอร์ตามสมการที่ (6-48) เป็นแบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้น (Atkinson et al., 1991) (Zai et al., 1992) เพราะฉะนั้น การแก้ปัญหาดังกล่าวจึงต้องใช้ตัวประมาณค่าแบบไม่เป็นเชิงเส้น ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ จึงเลือกตัวกรองคาลมานแบบขยาย (Extended Kalman filter: EKF) โดยตัวประมาณค่านี้เป็นภาคขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นของตัวกรองคาลมาน และนิยมใช้อย่างแพร่หลายสำหรับการประมาณค่าแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Loron and Laliberte, 1993)

ในทางปฏิบัติ จะมีสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ทั้งจากสถานะแวดล้อม และตัวตรวจรู้ ดังนั้นเพื่อความมั่นใจถึงความไม่แน่นอนและสิ่งรบกวน แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ทั้งแบบจำลองระบบและแบบจำลองการวัด จึงมีการพิจารณาสัญญาณรบกวนเข้าไปด้วย (Aksoy et al., 2010) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (6-51) และ (6-52) ตามลำดับ

$$\mathbf{x}_e(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k)) + \mathbf{w}(k) \quad (6-51)$$

$$\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{H}\mathbf{x}_e(k+1) + \mathbf{v}(k+1) \quad (6-52)$$

จากสมการที่ (6-51) เป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น จึงใช้อนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง (Lewis and Yang, 1997) เพื่อประมาณแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้น ดังนั้น เมตริกซ์เปลี่ยนแปลงสถานะจึงเป็นดังสมการที่ (6-53)

$$\mathbf{F}(k) = \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}_e(k), \mathbf{u}(k), \Pi(k))}{\partial \mathbf{x}_e(k)} \Bigg|_{\mathbf{x}(k)=\hat{\mathbf{x}}^+(k)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \frac{\partial f_1}{\partial x_4} & \frac{\partial f_1}{\partial x_5} & \frac{\partial f_1}{\partial x_6} & \frac{\partial f_1}{\partial x_7} & \frac{\partial f_1}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \frac{\partial f_2}{\partial x_4} & \frac{\partial f_2}{\partial x_5} & \frac{\partial f_2}{\partial x_6} & \frac{\partial f_2}{\partial x_7} & \frac{\partial f_2}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} & \frac{\partial f_3}{\partial x_4} & \frac{\partial f_3}{\partial x_5} & \frac{\partial f_3}{\partial x_6} & \frac{\partial f_3}{\partial x_7} & \frac{\partial f_3}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \frac{\partial f_4}{\partial x_2} & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & \frac{\partial f_4}{\partial x_4} & \frac{\partial f_4}{\partial x_5} & \frac{\partial f_4}{\partial x_6} & \frac{\partial f_4}{\partial x_7} & \frac{\partial f_4}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_5}{\partial x_1} & \frac{\partial f_5}{\partial x_2} & \frac{\partial f_5}{\partial x_3} & \frac{\partial f_5}{\partial x_4} & \frac{\partial f_5}{\partial x_5} & \frac{\partial f_5}{\partial x_6} & \frac{\partial f_5}{\partial x_7} & \frac{\partial f_5}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_6}{\partial x_1} & \frac{\partial f_6}{\partial x_2} & \frac{\partial f_6}{\partial x_3} & \frac{\partial f_6}{\partial x_4} & \frac{\partial f_6}{\partial x_5} & \frac{\partial f_6}{\partial x_6} & \frac{\partial f_6}{\partial x_7} & \frac{\partial f_6}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_7}{\partial x_1} & \frac{\partial f_7}{\partial x_2} & \frac{\partial f_7}{\partial x_3} & \frac{\partial f_7}{\partial x_4} & \frac{\partial f_7}{\partial x_5} & \frac{\partial f_7}{\partial x_6} & \frac{\partial f_7}{\partial x_7} & \frac{\partial f_7}{\partial x_8} \\ \frac{\partial f_8}{\partial x_1} & \frac{\partial f_8}{\partial x_2} & \frac{\partial f_8}{\partial x_3} & \frac{\partial f_8}{\partial x_4} & \frac{\partial f_8}{\partial x_5} & \frac{\partial f_8}{\partial x_6} & \frac{\partial f_8}{\partial x_7} & \frac{\partial f_8}{\partial x_8} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{F}(1,1) & \mathbf{F}(1,2) & \mathbf{F}(1,3) & \mathbf{F}(1,4) & \mathbf{F}(1,5) & \mathbf{F}(1,6) & \mathbf{F}(1,7) & \mathbf{F}(1,8) \\ \mathbf{F}(2,1) & \mathbf{F}(2,2) & \mathbf{F}(2,3) & \mathbf{F}(2,4) & \mathbf{F}(2,5) & \mathbf{F}(2,6) & \mathbf{F}(2,7) & \mathbf{F}(2,8) \\ \mathbf{F}(3,1) & \mathbf{F}(3,2) & \mathbf{F}(3,3) & \mathbf{F}(3,4) & 0 & 0 & \mathbf{F}(3,7) & \mathbf{F}(3,8) \\ \mathbf{F}(4,1) & \mathbf{F}(4,2) & \mathbf{F}(4,3) & \mathbf{F}(4,4) & 0 & 0 & \mathbf{F}(4,7) & \mathbf{F}(4,8) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6-53)$$

โดยที่

$$\mathbf{F}(1,1) = 1 - \left(\frac{R_s(k)}{\dagger(k)L_s} + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} + \frac{i_{qs}^2(k)R'_r(k)L'_r}{(i_{ds}(k)L'_r)^2} \right) T_s,$$

$$\mathbf{F}(1,2) = \check{S}_r(k)T_s + \frac{2R'_r(k)i_{qs}(k)}{i_{ds}(k)L'_r} T_s, \quad \mathbf{F}(1,3) = \frac{R'_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} T_s,$$

$$\mathbf{F}(1,4) = \frac{\check{S}_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_sL'_r} T_s, \quad \mathbf{F}(1,5) = \left(i_{qs}(k) + \frac{L_m(k)\}'_{qr}(k)}{\dagger(k)L_sL'_r} \right) T_s,$$

$$\mathbf{F}(1,6) = -\frac{i_{ds}(k)}{\dagger(k)L_s} T_s, \quad \mathbf{F}(1,7) = -\left(\frac{L_m^2(k)i_{ds}(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} - \frac{i_{qs}^2(k)}{i_{ds}(k)L'_r} - \frac{L_m(k)\}'_{dr}(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} \right) T_s,$$

$$\mathbf{F}(1,8) = \left(\frac{\left(\frac{R'_r(k)\}'_{dr}(k) + \check{S}_r(k)L'_r\}'_{qr}(k) \right) \left(1 + \frac{2L_m^2(k)}{\dagger(k)L_sL'_r} \right)}{\dagger(k)L_sL_r^2} - \frac{2L_m(k)i_{ds}(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} \left(\frac{R_s(k)L'_r}{\dagger(k)L_s} + R'_r(k) + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_sL'_r} \right) + \frac{2L'_rL_m(k)v_{ds}(k)}{(\dagger(k)L_sL'_r)^2} \right) T_s,$$

$$\mathbf{F}(2,1) = -\check{S}_r(k)T_s, \quad \mathbf{F}(2,2) = 1 - \left(\frac{R_s(k)}{\dagger(k)L_s} + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} + \frac{R'_r(k)}{L'_r} \right) T_s,$$

$$\mathbf{F}(2,3) = -\frac{\check{S}_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_sL'_r} T_s, \quad \mathbf{F}(2,4) = \frac{R'_r(k)L_m(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} T_s,$$

$$\mathbf{F}(2,5) = -\left(i_{ds}(k) + \frac{L_m(k)\}'_{dr}(k)}{\dagger(k)L_sL'_r} \right) T_s, \quad \mathbf{F}(2,6) = -\frac{i_{qs}(k)}{\dagger(k)L_s} T_s,$$

$$\mathbf{F}(2,7) = -\left(\frac{i_{qs}(k)}{L'_r} + \frac{L_m^2(k)i_{qs}(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} - \frac{L_m(k)\}'_{qr}(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} \right) T_s,$$

$$\mathbf{F}(2,8) = \left(\frac{\left(\frac{R'_r(k)\}'_{qr}(k) - \check{S}_r(k)L'_r\}'_{dr}(k) \right) \left(1 + \frac{2L_m^2(k)}{\dagger(k)L_sL'_r} \right)}{\dagger(k)L_sL_r^2} - \frac{2L_m(k)i_{qs}(k)}{\dagger(k)L_sL_r^2} \left(\frac{R_s(k)L'_r}{\dagger(k)L_s} + R'_r(k) + \frac{R'_r(k)L_m^2(k)}{\dagger(k)L_sL'_r} \right) + \frac{2L'_rL_m(k)v_{qs}(k)}{(\dagger(k)L_sL'_r)^2} \right) T_s,$$

$$\mathbf{F}(3,1) = \left(\frac{R'_r(k)L_m(k)}{L'_r} - \frac{i_{qs}(k)R'_r(k)\}'_{qr}(k)L'_r}{(i_{ds}(k)L'_r)^2} \right) T_s, \quad \mathbf{F}(3,2) = \frac{R'_r(k)\}'_{qr}(k)}{i_{ds}(k)L'_r} T_s,$$

$$\mathbf{F}(3,3) = 1 - \frac{R'_r(k)}{L'_r} T_s, \quad \mathbf{F}(3,4) = \tilde{S}_{sl}(k) T_s,$$

$$\mathbf{F}(3,7) = \left(\frac{L_m(k)i_{ds}(k)}{L'_r} - \frac{\}'_{dr}(k)}{L'_r} + \frac{i_{qs}(k)\}'_{qr}(k)}{i_{ds}(k)L'_r} \right) T_s, \quad \mathbf{F}(3,8) = \frac{R'_r(k)i_{ds}(k)}{L'_r} T_s$$

$$\mathbf{F}(4,1) = \frac{i_{qs}(k)R'_r(k)\}'_{dr}(k)L'_r}{(i_{ds}(k)L'_r)^2} T_s, \quad \mathbf{F}(4,2) = \left(\frac{R'_r(k)L_m(k)}{L'_r} - \frac{R'_r(k)\}'_{dr}(k)}{i_{ds}(k)L'_r} \right) T_s,$$

$$\mathbf{F}(4,3) = -\tilde{S}_{sl}(k) T_s, \quad \mathbf{F}(4,4) = 1 - \frac{R'_r(k)}{L'_r} T_s,$$

$$\mathbf{F}(4,7) = \left(\frac{L_m(k)i_{qs}(k)}{L'_r} - \frac{i_{qs}(k)\}'_{dr}(k)}{i_{ds}(k)L'_r} - \frac{\}'_{qr}(k)}{L'_r} \right) T_s, \quad \mathbf{F}(4,8) = \frac{R'_r(k)i_{qs}(k)}{L'_r} T_s$$

ค่าเริ่มต้นสำหรับการคำนวณในตัวกรองคาลมานแบบขยาย โดยส่วนใหญ่เป็นค่าที่ผู้วิจัยสุ่มขึ้นมา โดยดูแนวทางจากปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีต ร่วมกับการทดสอบลองผิดลองถูก เว้นค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ที่เลือกใช้ค่าที่ได้จากการทดสอบตามวิธีพื้นฐานมาเป็นค่าเริ่มต้น กับการคำนวณ ซึ่งค่าเริ่มต้นต่าง ๆ ถูกกำหนดไว้ดังนี้

- เวกเตอร์ตัวแปรสถานะเริ่มต้น :

$$\hat{\mathbf{x}}(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 25.13 \ 20.79 \ 0.9672]^T$$

- เมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด :

$$\mathbf{P}(0) = \text{diag}[1e-2 \ 1e-2 \ 1e-4 \ 1e-4 \ 1e-2 \ 1e-2 \ 1e-1 \ 1e-3]$$

- เมตริกซ์ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนจากระบบ :

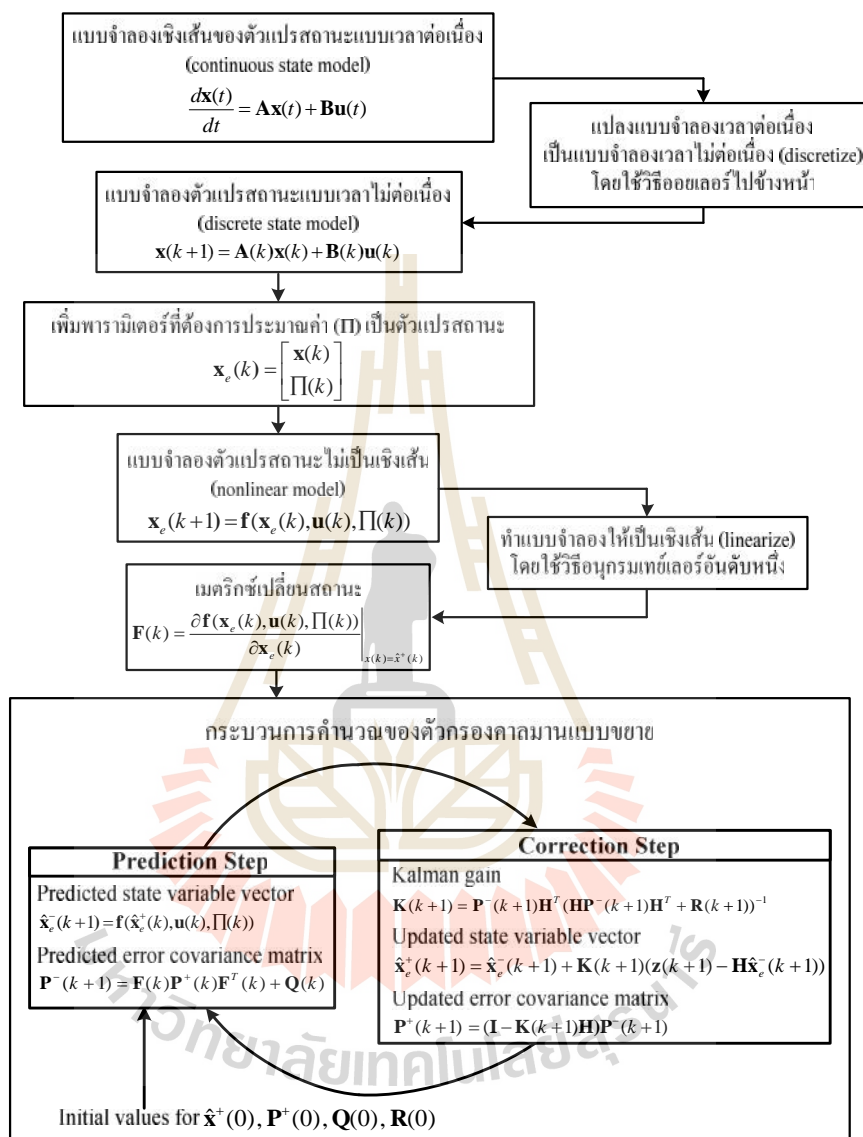
$$\mathbf{Q}(0) = \text{diag}[1e-2 \ 1e-2 \ 1e-4 \ 1e-4 \ 1e-1 \ 1e-1 \ 1e-1 \ 1e-3]$$

- เมตริกซ์ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนจากการวัด :

$$\mathbf{R}(0) = \text{diag}[1e-4 \ 1e-4 \ 1e-4]$$

จากการจัดการแบบจำลองตัวแปรสถานะสำหรับการประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย สามารถสรุปเป็นแผนภาพได้ดังรูปที่ 6.2 จากรูปดังกล่าว แสดงหลักการของตัวกรองคาลมานแบบขยาย โดยจากแบบจำลองตัวแปรสถานะของระบบที่พิจารณา ถูกขยายออกเพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ จึงทำให้แบบจำลองก่อนหน้านี้ กลายเป็นแบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้น หลังจากนั้น จึงจำเป็นต้องแปลงแบบจำลองไม่เป็นเชิงเส้นให้เป็นแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น ก่อนที่จะเข้าสู่

กระบวนการการคำนวณของตัวกรองคาลมานแบบขยาย ซึ่งมีสมการการคำนวณคล้ายกับตัวกรองคาลมานแบบดั้งเดิม



รูปที่ 6.2 หลักการของตัวกรองคาลมานแบบขยาย

6.4 การวิเคราะห์การลู่เข้าของตัวกรองคาลมานแบบขยาย

การวิเคราะห์การลู่เข้าสู่จุดสมดุลหรือจุดปฏิบัติงาน (equilibrium point) ของตัวกรองคาลมานแบบขยาย จะอาศัยทฤษฎีบทของเลียปูนอฟ (Gajic and Lelic, 1996) เพื่อตรวจสอบคุณสมบัติของฟังก์ชันเลียปูนอฟ (Lyapunov function) ให้เป็นไปตามทฤษฎีบทที่ 1 ดังนี้

ทฤษฎีบทที่ 1 กำหนดให้ $V(\mathbf{x})$ คือ ฟังก์ชันเลียปูนอฟของระบบที่พิจารณา

1. $V(\mathbf{x})$ เป็นฟังก์ชันบวกแน่นอน (positive definite function) คือ

$$V(\mathbf{0}) = 0$$

$$V(\mathbf{x}) > 0 \text{ เมื่อ } \mathbf{x} \neq \mathbf{0}$$

2. $V(\mathbf{x})$ เป็นฟังก์ชันกึ่งลบแน่นอน (negative semi definite function) คือ

$$V(\mathbf{x}) \leq 0 \text{ สำหรับทุก ๆ ค่าของ } \mathbf{x}$$

ถ้าฟังก์ชันเลียปูนอฟเป็นไปตามเงื่อนไขทั้ง 2 ข้อ ดังนั้นระบบที่พิจารณาจะมีเสถียรภาพ หรือมีการลู่เข้าสู่จุดสมดุลได้

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ฟังก์ชันเลียปูนอฟของตัวกรองคาลมานแบบขยาย แสดงได้ดังสมการที่ (6-59) (Boutayeb et al., 1997)

$$V^+(k+1) = \tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) \mathbf{P}^{+1}(k+1) \tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) \quad (6-54)$$

จากสมการที่ (6-54) นำไปตรวจสอบตามข้อ 1 ของทฤษฎีบทที่ 1 จะเห็นว่า

- เมื่อ $\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) = \mathbf{0}$ ทำให้ $V^+(k+1) = 0$

- เมื่อ $\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) \neq \mathbf{0}$ ทำให้ $V^+(k+1) > 0$ ก็ต่อเมื่อ $\mathbf{P}^+(k+1)$ เป็นเมตริกซ์บวกแน่นอน (positive definite matrix) (Strang and Borre, 1997)

และในส่วนของการตรวจสอบตามข้อ 2 ของทฤษฎีบทข้างต้น บทความของ Boutayed และคณะ ได้นำเสนอการวิเคราะห์ไว้ โดยในบทความดังกล่าวได้แสดงการคำนวณเพื่อกำหนดเงื่อนไขที่จะทำให้ $\{V(k)\}_{k=1...}$ เป็นลำดับลด (decreasing sequence) ซึ่งมีความหมายตามข้อ 2 ของทฤษฎีบท ($\Delta V = V^+(k+1) - V^+(k) \leq 0$)

จากบทความของ Boutayed และคณะ ได้กำหนดแบบจำลองของระบบที่พิจารณาไว้ดังสมการที่ (6-55) และ (6-56) และสมการคำนวณของตัวกรองคาลมานแบบขยายดังสมการที่ (6-57) ถึง (6-61)

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) \quad (6-55)$$

$$\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k+1), \mathbf{u}(k+1)) \quad (6-56)$$

การคำนวณของตัวกรองคาลมานแบบขยายมีสมการดังต่อไปนี้

1) ขั้นตอนการคาดการณ์

$$\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}^+(k), \mathbf{u}(k)) \quad (6-57)$$

$$\mathbf{P}^-(k+1) = \mathbf{F}(k)\mathbf{P}^+(k)\mathbf{F}^T(k) + \mathbf{Q}(k) \quad (6-58)$$

2) ขั้นตอนการปรับแก้

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)(\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1))^{-1} \quad (6-59)$$

$$\hat{\mathbf{x}}^+(k+1) = \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) + (\mathbf{z}(k+1) - \mathbf{h}(k+1)(\hat{\mathbf{x}}^-(k+1))) \quad (6-60)$$

$$\mathbf{P}^+(k+1) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{P}^-(k+1) \quad (6-61)$$

โดยที่

$$\mathbf{F}(k) = \mathbf{F}(\hat{\mathbf{x}}^+(k), \mathbf{u}(k)) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k))}{\partial \mathbf{x}(k)} \right|_{\mathbf{x}(k)=\hat{\mathbf{x}}^+(k)}$$

$$\mathbf{H}(k) = \mathbf{H}(\hat{\mathbf{x}}^-(k+1), \mathbf{u}(k+1)) = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x}(k+1), \mathbf{u}(k+1))}{\partial \mathbf{x}(k)} \right|_{\mathbf{x}(k+1)=\hat{\mathbf{x}}^+(k+1)}$$

จากบทความดังกล่าว ใช้สมการการคำนวณของตัวกรองคาลมานแบบขยายในการแทนค่าลงในฟังก์ชันเลียปูนอฟ โดยได้อธิบายไว้ดังต่อไปนี้

เริ่มต้นจากสมการของค่าผิดพลาดจากการวัด (measurement error: $\mathbf{e}(k+1)$) แสดงได้ดังสมการที่ (6-62) และความแปรปรวนของค่าผิดพลาดการประมาณก่อนที่ข้อมูลจากการวัดจะถูกนำมาใช้ในการคำนวณ ($\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)$) แสดงได้ดังสมการที่ (6-63)

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(k+1) &= \underbrace{\mathbf{z}(k+1)}_{(6-56)} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}^-(k+1), \mathbf{u}(k+1)) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k+1), \mathbf{u}(k+1)) - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}^-(k+1), \mathbf{u}(k+1)) \\ &\approx \mathbf{H}(k+1) \underbrace{(\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^-(k+1))}_{\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)} \\ \mathbf{e}(k+1) &\approx \mathbf{H}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \end{aligned} \quad (6-62)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) &= \underbrace{\mathbf{x}(k+1)}_{(6-55)} - \underbrace{\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)}_{(6-57)} = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) - \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}^+(k), \mathbf{u}(k)) \\
&\approx \mathbf{F}(k) \underbrace{(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^+(k))}_{\tilde{\mathbf{x}}^+(k)} \\
\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) &\approx \mathbf{F}(k) \tilde{\mathbf{x}}^+(k)
\end{aligned} \tag{6-63}$$

จากสมการทั้งสองข้างต้น เขียนให้อยู่ในรูปการประมาณค่าอันดับหนึ่งแบบเชิงเส้น ดังนั้น เพื่อให้สมการมีความถูกต้องยิ่งขึ้น จึงเพิ่มเมตริกซ์ทแยงมุมที่ไม่ทราบค่า (unknown diagonal matrices) $(k+1)$ และ (k) เข้าไป จึงได้สมการที่ (6-64) และ (6-65) ตามลำดับ

$$(k+1)\mathbf{e}(k+1) = \mathbf{H}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \tag{6-64}$$

$$\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) = (k)\mathbf{F}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) \tag{6-65}$$

เมื่อ $(k+1) \in \mathbf{R}^{l \times l}$ และ $(k) \in \mathbf{R}^{n \times n}$

โดยที่ $(k+1) = \text{diag}\{ \lambda_1(k+1), \dots, \lambda_p(k+1) \}$ และ $(k) = \text{diag}\{ \lambda_1(k), \dots, \lambda_n(k) \}$

นำ $\mathbf{x}(k+1)$ ลงสมการที่ (6-60) ทั้งสองข้าง และแทนค่า $\mathbf{K}(k+1)$ สมการที่ (6-59) จะได้

$$\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}^+(k+1) = \mathbf{x}(k+1) - (\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) + \mathbf{K}(k+1) \underbrace{(\mathbf{z}(k+1) - \mathbf{H}(k+1)(\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)))}_{\mathbf{e}(k+1)})$$

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) &= \tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) (\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) \\
&\quad + \mathbf{R}(k+1))^{-1} \mathbf{e}(k+1)
\end{aligned} \tag{6-66}$$

จากสมการที่ (6-59) สามารถจัดรูปสมการใหม่ และได้ค่า $\mathbf{K}(k+1)$ เป็นดังสมการที่ (6-67) ดังนี้

$$\begin{aligned}
\mathbf{K}(k+1) &= \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) (\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1))^{-1} \\
\mathbf{K}(k+1)(\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1)) &= \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) \\
\mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1) &= \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) \\
\mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1) &= \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) \\
\mathbf{K}(k+1)\mathbf{R}(k+1) &= \underbrace{(\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1))}_{\mathbf{P}^+(k+1)} \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) \\
\mathbf{K}(k+1) &= \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1) \\
\mathbf{K}(k+1) &= \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1) \\
&= \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) (\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1))^{-1} \tag{6-67}
\end{aligned}$$

นำ $\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)$ จากสมการที่ (6-67) แทนลงในสมการที่ (6-61) จะได้ ดังสมการที่ (6-68)

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}^+(k+1) &= (\mathbf{I} - \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1))\mathbf{P}^-(k+1) \\
\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{P}^{-1}(k+1) &= \mathbf{I} - \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1) \\
\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{P}^{-1}(k+1) + \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1) &= \mathbf{I} \\
\mathbf{P}^+(k+1)(\mathbf{P}^{-1}(k+1) + \mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)) &= \mathbf{I} \\
\mathbf{P}^{+1}(k+1) &= \mathbf{P}^{-1}(k+1) + \mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1) \tag{6-68}
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (6-67) พจน์ $\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) (\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1))^{-1}$ เท่ากับพจน์ $\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)$ ดังนั้นเมื่อนำไปพิจารณาสมการที่ (6-66) จึงได้ $\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1)$ ดังสมการที่ (6-69)

$$\tilde{\mathbf{x}}^+(k+1) = \tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) \tag{6-69}$$

นำสมการที่ (6-69) แทนลงในสมการฟังก์ชันเลียปูนอฟ สมการที่ (6-54) จึงได้

$$\begin{aligned}
V^+(k+1) &= (\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1))^T \\
&\quad \cdot \mathbf{P}^{+1}(k+1)(\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1)) \tag{6-70}
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (6-70) คุณสมบัติของพจน์ต่าง ๆ จึงได้เป็นดังสมการที่ (6-71) โดยที่ $\mathbf{R}^{-1}(k+1)$ และ $\mathbf{P}^+(k+1)$ เป็นเมตริกซ์สมมาตร (symmetric matrix) ซึ่ง $\mathbf{R}^{-1}(k+1) = \mathbf{R}^{-T}(k+1)$ และ $\mathbf{P}^+(k+1) = \mathbf{P}^{+T}(k+1)$ ตามลำดับ

$$\begin{aligned}
 V^+(k+1) &= (\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1) - \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^{+T}(k+1)) \\
 &\quad \cdot \mathbf{P}^{+1}(k+1)(\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1)) \\
 &= \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{P}^{+1}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \\
 &\quad - \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{P}^{+1}(k+1)\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) \\
 &\quad - \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^{+T}(k+1)\mathbf{P}^{+1}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \\
 &\quad + \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^{+T}(k+1)\mathbf{P}^{+1}(k+1)\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) \\
 V^+(k+1) &= \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{P}^{+1}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) - \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) \\
 &\quad - \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \tag{6-71} \\
 &\quad + \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1)
 \end{aligned}$$

แทนค่าสมการที่ (6-68) ลงในสมการที่ (6-71) จะได้ $V^+(k+1)$ ดังสมการที่ (6-72) และ $V^-(k+1)$ ดังสมการที่ (6-73)

$$\begin{aligned}
 V^+(k+1) &= \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)(\mathbf{P}^{-1}(k+1) + \mathbf{H}^T\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H})\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \\
 &\quad - \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{H}^T\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) - \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \\
 &\quad + \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) \\
 V^+(k+1) &= V^-(k+1) + \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{H}^T\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \\
 &\quad - \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{H}^T\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) - \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \tag{6-72} \\
 &\quad + \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1)
 \end{aligned}$$

$$\text{เมื่อ } V^-(k+1) = \tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{P}^{-1}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1) \tag{6-73}$$

สมการที่ (6-72) สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่ โดยใช้สมการที่ (6-64) การสลับเปลี่ยน (transpose) ของสมการที่ (6-64) และจาก $(k+1)$ เป็นเมตริกซ์ทแยงมุม $(\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{H}^T = \mathbf{e}^T(k+1)^T(k+1) = \mathbf{e}^T(k+1)(k+1))$ จึงได้เป็นดังสมการที่ (6-74)

$$\begin{aligned}
V^+(k+1) &= V^-(k+1) + \underbrace{\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{\text{transpose (6-64)}} \underbrace{\mathbf{H}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)}_{(6-64)} \\
&\quad - \underbrace{\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1)}_{\text{transpose (6-64)}} \\
&\quad - \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\underbrace{\mathbf{H}(k+1)\tilde{\mathbf{x}}^-(k+1)}_{(6-64)} \\
&\quad + \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) \\
&= V^-(k+1) + \mathbf{e}^T(k+1) \underbrace{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{(k+1)} \underbrace{(k+1)\mathbf{e}(k+1)}_{(k+1)\mathbf{e}(k+1)} \\
&\quad - \mathbf{e}^T(k+1) \underbrace{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1)}_{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1)} - \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1) \underbrace{(k+1)\mathbf{e}(k+1)}_{(k+1)\mathbf{e}(k+1)} \\
&\quad + \mathbf{e}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1) \\
V^+(k+1) &= V^-(k+1) + \mathbf{e}^T(k+1) \underbrace{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{(k+1)} \underbrace{(k+1)}_{(k+1)} \\
&\quad - \underbrace{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)} - \underbrace{\mathbf{R}_{k+1}^{-1}(k+1)}_{\mathbf{R}_{k+1}^{-1}(k+1)} \\
&\quad + \mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{e}(k+1)
\end{aligned} \tag{6-74}$$

ดังนั้น $V^-(k+1)$ จากสมการที่ (6-73) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (6-75) โดยแทนสมการที่ (6-58), สมการที่ (6-65) การสลับเปลี่ยนของสมการที่ (6-65) และ (k) เป็นเมตริกซ์ทแยงมุม ($\tilde{\mathbf{x}}^{-T}(k+1) = \tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\mathbf{F}^T(k)$ $\tilde{\mathbf{x}}^-(k) = \tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\mathbf{F}^T(k)$ (k)) ลงไปในสมการที่ (6-73)

$$V^-(k+1) = \tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\mathbf{F}^T(k) \underbrace{(k)(\mathbf{F}(k)\mathbf{P}^+(k)\mathbf{F}^T(k))^{-1}}_{(k)} \underbrace{(k)\mathbf{F}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)}_{(k)\mathbf{F}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)} \tag{6-75}$$

สุดท้าย จากสมการที่ (6-74) และ (6-75) จึงได้ ΔV ดังสมการที่ (6-76)

$$\begin{aligned}
\Delta V &= V^+(k+1) - V^+(k) \\
&= V^+(k+1) - V^-(k+1) + V^-(k+1) - V^+(k) \\
&= \mathbf{e}^T(k+1) \underbrace{\left(\underbrace{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{(k+1)} \underbrace{(k+1)}_{(k+1)} - \underbrace{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)} \right)}_{(a)} \mathbf{e}(k+1) \\
&\quad + \tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k) \underbrace{\left(\underbrace{\mathbf{F}^T(k) \underbrace{(k)(\mathbf{F}(k)\mathbf{P}^+(k)\mathbf{F}^T(k))^{-1}}_{(k)} \mathbf{F}(k)}_{(k)} - \mathbf{P}^{+1}(k) \right)}_{(b)} \tilde{\mathbf{x}}^+(k)
\end{aligned} \tag{6-76}$$

เงื่อนไขที่เพียงพอที่จะทำให้ ΔV ในสมการที่ (6-76) มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับศูนย์ได้ คือ พจน์ (a) และ (b) ต้องเป็นไปตามสมการที่ (6-77) และ (6-78) ตามลำดับ

$$\begin{aligned}
&\underbrace{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{(k+1)} \underbrace{(k+1)}_{(k+1)} - \underbrace{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1)} - \underbrace{\mathbf{R}^{-1}(k+1)}_{\mathbf{R}^{-1}(k+1)} \underbrace{(k+1)}_{(k+1)} \\
&+ \mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^+(k+1)\mathbf{H}^T(k+1)\mathbf{R}^{-1}(k+1) \leq 0
\end{aligned} \tag{6-77}$$

$$\mathbf{F}^T(k) (k)(\mathbf{F}(k)\mathbf{P}^+(k)\mathbf{F}^T(k))^{-1} (k)\mathbf{F}(k) - \mathbf{P}^{+^{-1}}(k) \leq 0 \quad (6-78)$$

เพื่อให้ได้เงื่อนไขสำหรับยืนยันการลู่เข้าของตัวกรองคาลมานแบบขยาย จะอาศัยบทตั้ง 2 บท ซึ่งเป็นขอบเขตของเมตริกซ์ $(k+1)$ และ (k) โดยบทตั้งทั้ง 2 ได้ผ่านการพิสูจน์ (Boutayeb et al., 1997) แล้วว่าสามารถทำให้สมการที่ (6-77) และ (6-78) เป็นจริงได้

บทตั้งที่ 1: ถ้า $\lambda_i(k+1)$ เป็นไปตามสมการที่ (6-79)

$$1 - \sqrt{1 - \lambda_i(k+1)} < \lambda_i(k+1) < 1 + \sqrt{1 - \lambda_i(k+1)} \quad \text{สำหรับทุก } i=1, \dots, p \quad (6-79)$$

$$\text{โดยที่ } \Delta(k+1) = \lambda_{\max}(\mathbf{R}(k+1)) \lambda_{\max}(\mathbf{R}^{-1}(k+1)\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) \\ \cdot (\mathbf{H}(k+1)\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T(k+1) + \mathbf{R}(k+1)))$$

เมื่อ $\lambda_{\max}(\cdot)$ คือ ค่าเฉพาะสูงสุด (maximum eigenvalue) และ $\mathbf{R}(k+1)$ ถูกเลือกเพื่อทำให้ $\Delta(k+1) \leq 1$ ดังนั้น อสมการที่ (6-77) เป็นจริง

บทตั้งที่ 2: ถ้า $\mathbf{F}(k)$ เป็นเมตริกซ์ไม่เอกฐาน (nonsingular matrix) ที่มีขอบเขต และ $\lambda_j(k)$ เป็นไปตามสมการที่ (6-80)

$$-1 \leq \lambda_j(k) \leq 1 \quad \text{สำหรับทุก } j=1, \dots, n \quad (6-80)$$

ดังนั้น อสมการที่ (6-78) เป็นจริง

จากการวิเคราะห์การลู่เข้าของตัวกรองคาลมานแบบขยายที่ได้อธิบายไปแล้วข้างต้น สามารถสรุปได้ว่าฟังก์ชันเลียปูนอฟเป็นไปตามเงื่อนไขของทฤษฎีบทที่ 1 ซึ่งหมายถึง ตัวกรองคาลมานแบบขยายมีเสถียรภาพหรือมีการลู่เข้าสู่จุดปฏิบัติงานใด ๆ แต่ยังไม่สามารถระบุได้ว่าลู่เข้าสู่ค่าอะไร จึงต้องอาศัยบทตั้งที่ 3 ในการตรวจสอบเพิ่ม โดยสมการเงื่อนไข 2 ข้อในบทตั้งดังกล่าวคือ เงื่อนไขการกระตุ้นอย่างต่อเนื่อง (persistently exciting) สำหรับระบบ ซึ่งเป็นที่รู้จักโดยทั่วไปในปัญหาการระบุเอกลักษณ์ (Zhao and Lu, 1991)

บทตั้งที่ 3: ถ้าแบบจำลองตามสมการที่ (6-55) และ (6-56) สามารถถูกสร้างใหม่ตามสมการที่ (50) ในบทความของ Boutayeb และคณะ จะได้

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k)) = \infty \quad (6-81)$$

$$\text{Sup} \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\lambda_{\max}(\mathbf{P}^{-1}(k))}{\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))} < \infty \quad (6-82)$$

เมื่อ $\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))$ และ $\lambda_{\max}(\mathbf{P}^{-1}(k))$ คือ ค่าเจาะจงต่ำสุด และค่าเจาะจงสูงสุดของ $\mathbf{P}^{-1}(k)$ ตามลำดับ

จากบทตั้งทั้งสามที่กล่าวมาข้างต้น สามารถพิสูจน์การลู่เข้าของตัวกรองคาลมานแบบขยายได้ตามทฤษฎีบทที่ 2 ดังนี้

ทฤษฎีบทที่ 2: ตัวกรองคาลมานแบบขยายถูกใช้เป็นตัวประมาณค่าสำหรับระบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง และมีการคำนวณของตัวกรองคาลมานแบบขยาย ตามสมการที่ (6-54) ถึง (6-57) การลู่เข้าของตัวประมาณค่าดังกล่าว สามารถมั่นใจได้ว่า

$$\lim_{k \rightarrow \infty} (\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}^+(k)) = 0$$

พิสูจน์ทฤษฎีบทที่ 2 (Boutayeb et al., 1997): จากสมการที่ (6-79) และ (6-80) แสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันเลียปูนอฟ $\{V^+(k)\}_{k=1, \dots}$ เป็นลำดับลดที่ลู่เข้าสู่ V ซึ่งมีค่าเป็นจำนวนบวก กล่าวคือ

$$\lim_{k \rightarrow \infty} V^+(k) = V$$

จากสมการที่ (6-81) พิจารณาโดยใช้สมการที่ (6-83) คือ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเจาะจงและรอยเมตริกซ์ (Strang and Borre, 1997)

$$\text{tr}(\mathbf{P}^{-1}(k)) = \sum \lambda(\mathbf{P}^{-1}(k)) \quad (6-83)$$

$$\text{เนื่องจาก } \sum \lambda(\mathbf{P}^{-1}(k)) \geq \lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))$$

$$\text{ดังนั้น } \lim_{k \rightarrow \infty} \sum \lambda(\mathbf{P}^{-1}(k)) \geq \lim_{k \rightarrow \infty} \lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))$$

จากสมการที่ (6-83) และสมการที่ (6-81) ในบทตั้งที่ 3 จะได้ตั้งสมการที่ (6-84)

$$\lim_{k \rightarrow \infty} tr(\mathbf{P}^{-1}(k)) = \infty \quad (6-84)$$

จากสมการที่ (6-84) จึงทำให้

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{V^+(k)}{tr(\mathbf{P}^{-1}(k))} = 0 \quad (6-85)$$

จากเงื่อนไข persistently exciting (Zhao and Lu, 1991)

$V^+(k) = \tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\mathbf{P}^{-1}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)$ และจาก $\mathbf{P}^{-1}(k)$ เป็นเมตริกซ์บวกแน่นอน (positive definite matrix) ดังนั้น $\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\mathbf{P}^{-1}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) \geq \lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)$ (Slotine and Li, 1991) จะได้ว่า

$$\frac{V^+(k)}{tr(\mathbf{P}^{-1}(k))} \geq \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)}{tr(\mathbf{P}^{-1}(k))} \quad (6-86)$$

เนื่องจาก $tr(\mathbf{P}^{-1}(k)) = \sum_{i=1}^n \lambda_i(\mathbf{P}^{-1}(k)) \leq n \lambda_{\max}(\mathbf{P}^{-1}(k))$ ดังนั้น

$$\frac{\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)}{tr(\mathbf{P}^{-1}(k))} \geq \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)}{n \lambda_{\max}(\mathbf{P}^{-1}(k))}$$

จากสมการที่ (6-86) และ $\frac{\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)}{tr(\mathbf{P}^{-1}(k))} \geq \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)}{n \lambda_{\max}(\mathbf{P}^{-1}(k))}$ จะได้ว่า

$$\frac{V^+(k)}{tr(\mathbf{P}^{-1}(k))} \geq \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)}{tr(\mathbf{P}^{-1}(k))} \geq \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k))\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k)}{n \lambda_{\max}(\mathbf{P}^{-1}(k))}$$

และเนื่องจาก $\tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k)\tilde{\mathbf{x}}^+(k) \geq 0$ และจาก $\mathbf{P}^{-1}(k)$ เป็นเมตริกซ์บวกแน่นอน ดังนั้น $\lambda_{\min}(\mathbf{P}^{-1}(k)) > 0$ (Strang and Borre, 1997) จะได้ว่า

$$\frac{\} \min (\mathbf{P}^{-1}(k)) \tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k) \tilde{\mathbf{x}}^{+}(k)}{n \} \max (\mathbf{P}^{-1}(k))} \geq 0$$

จากสมการที่ (6-85) จึงทำให้

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\} \min (\mathbf{P}^{-1}(k)) \tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k) \tilde{\mathbf{x}}^{+}(k)}{n \} \max (\mathbf{P}^{-1}(k))} = 0 \quad (6-87)$$

จากสมการที่ (6-82) และ (6-87) (Zhao and Lu, 1991) จะได้

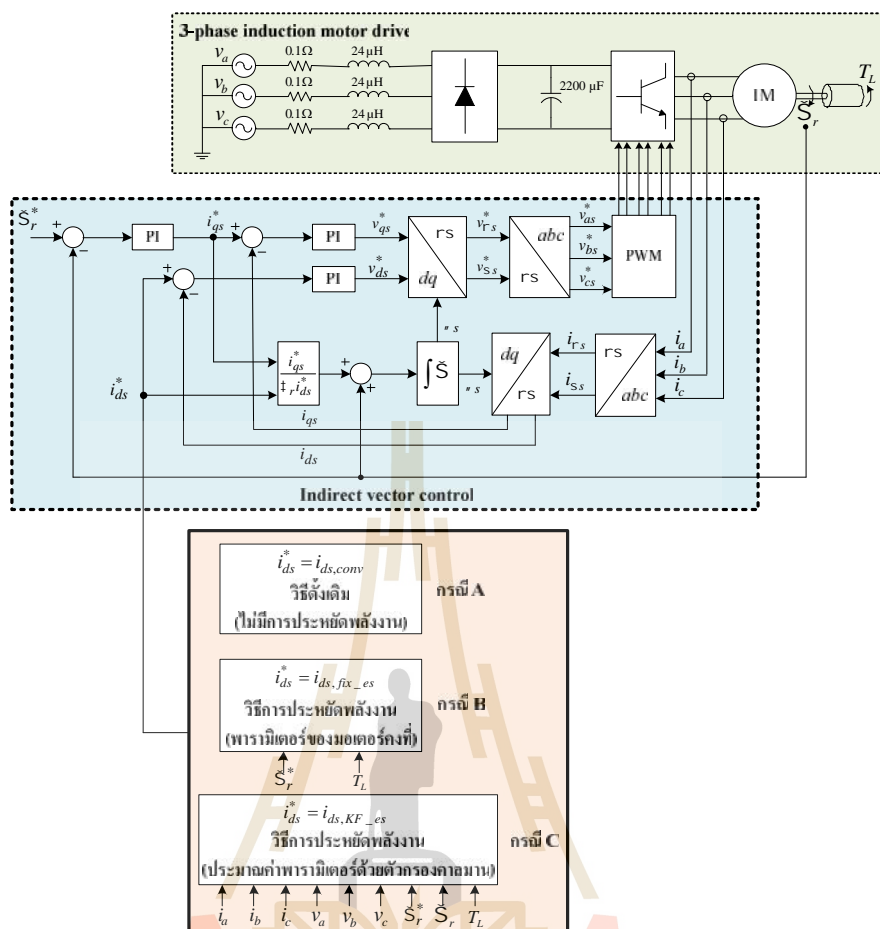
$$\lim_{k \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{x}}^{+T}(k) \tilde{\mathbf{x}}^{+}(k) = 0$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \lim_{k \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{x}}^{+}(k) = 0 \quad (6-88)$$

จากการพิสูจน์ทฤษฎีบทที่ 2 สามารถยืนยันได้ว่าตัวประมาณค่าตัวกรองคาลมานแบบขยายสามารถเข้าสู่จุดสมดุลได้ โดยจากสมการที่ (6-88) พบว่า เมื่อเวลาเข้าสู่อนันต์ ค่าผิดพลาดของการประมาณจะมีค่าเข้าสู่ศูนย์

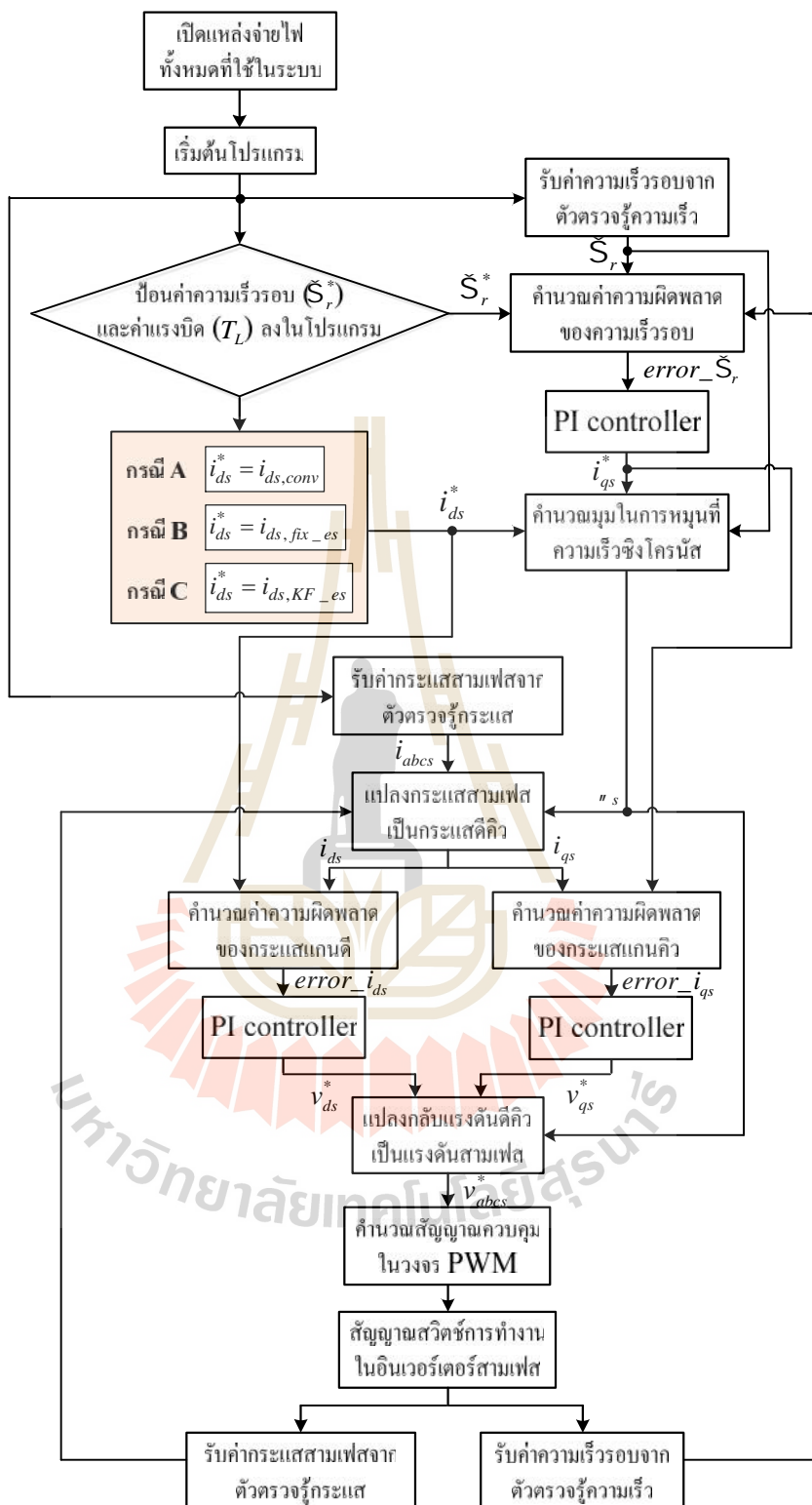
6.5 การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย

การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 และหลักการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดังกล่าว สามารถอธิบายได้ดังแผนภาพการทำงานดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.3 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองกาลมานแบบขยาย (กรณี C)

จากรูปที่ 6.3 สังเกตได้ว่าการทดสอบชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการที่นำเสนอในบทนี้ คือ กรณี C มีความคล้ายคลึงกับการทดสอบในกรณี B (นำเสนอไว้ในบทที่ 5) คือ กระแสเตเตอร์อ้างอิงบนแกนดีได้มาจากการคำนวณตามสมการที่ (5-33) ในบทที่ 5 เพื่อให้มอเตอร์เกิดการประหยัดพลังงาน แต่พารามิเตอร์ของมอเตอร์ (R_s, R_r', L_m) ที่ถูกใช้ในการคำนวณกระแสเตเตอร์บนแกนดีของกรณี C (i_{ds,KF_es}) ไม่ใช่ค่าคงที่ทุกย่านการทำงาน เนื่องจากสมมติฐานที่ว่า พารามิเตอร์เหล่านี้มีการเปลี่ยนแปลงตามสภาวะการทำงานของมอเตอร์ ดังนั้นพารามิเตอร์ดังกล่าวจึงถูกประมาณค่าด้วยตัวกรองกาลมานก่อนที่จะนำไปคำนวณค่ากระแส i_{ds,KF_es}



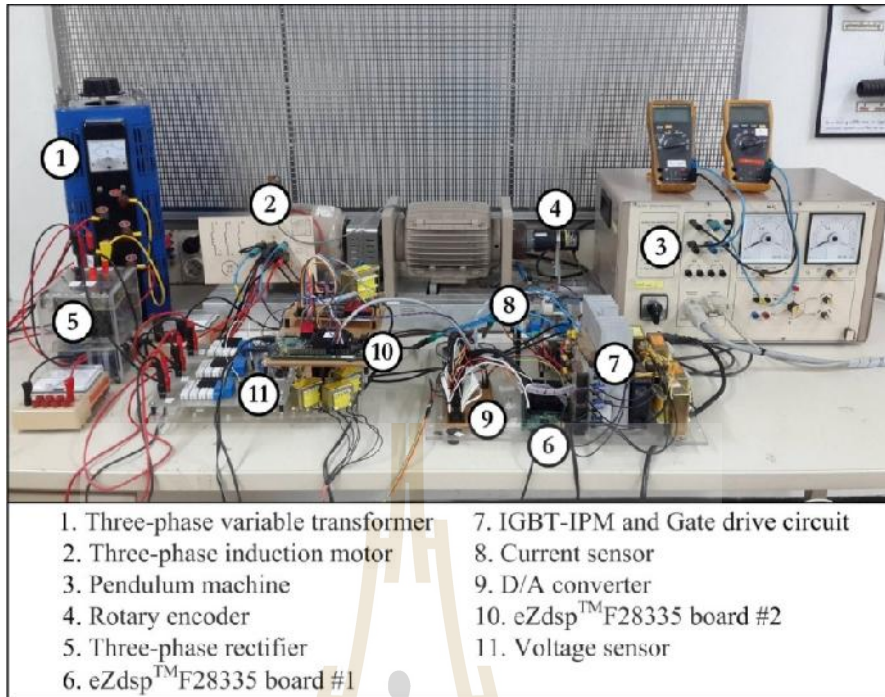
รูปที่ 6.4 แผนภาพการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการ
 ประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองกาลมานแบบขยาย (กรณี C)

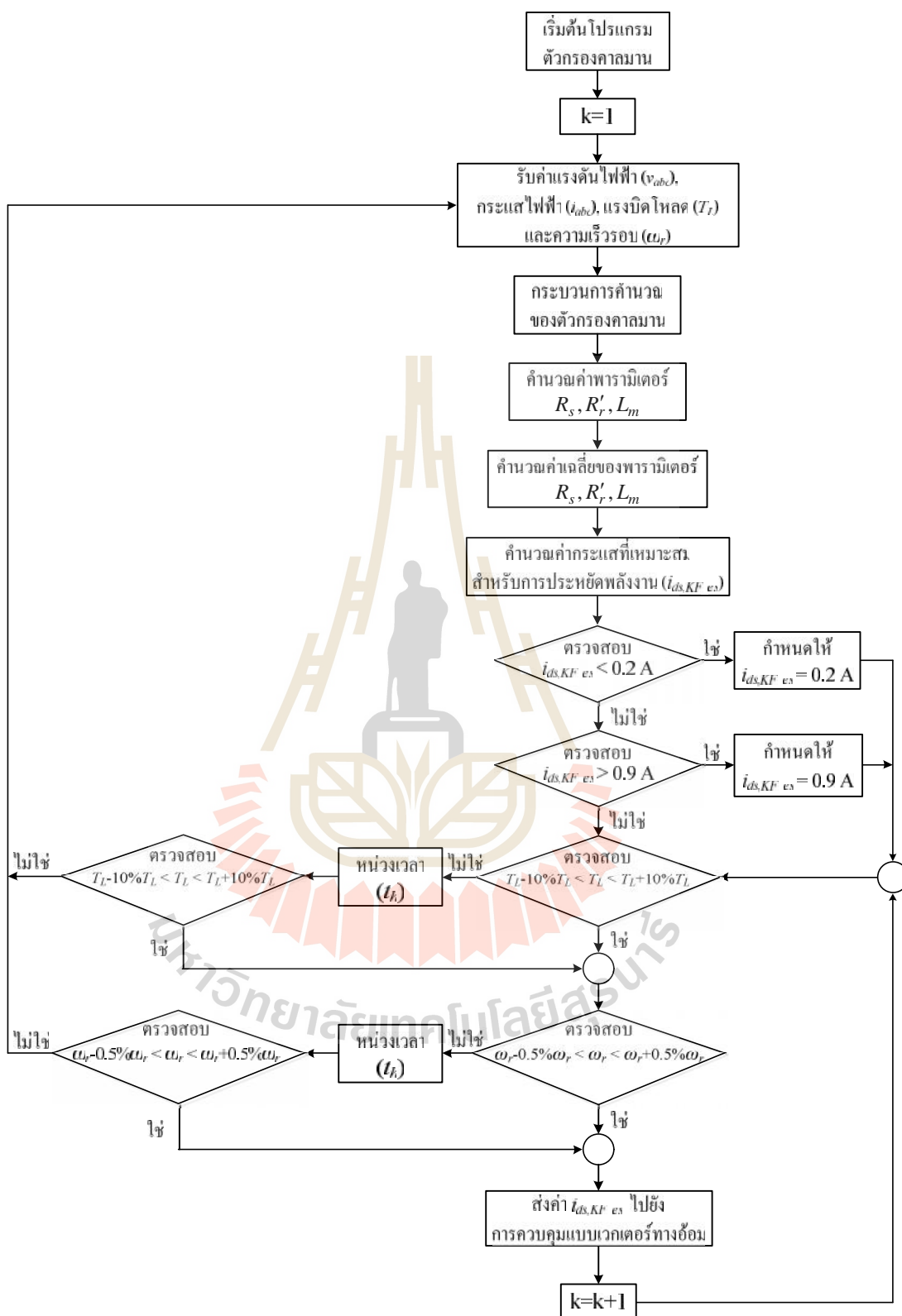
จากรูปที่ 6.4 การทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย มีขั้นตอนการทำงานเช่นเดียวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิมในบทที่ 4 และการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์ของมอเตอร์คงที่) ในบทที่ 5 เพียงแต่ค่ากระแส i_{ds}^* ของกรณี C จะถูกส่งมาจากบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์อื่น เป็นคนละบอร์ดกับการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งบอร์ดดังกล่าวจะคำนวณค่ากระแส i_{ds,KF_es} ที่เหมาะสมสำหรับการประหยัดพลังงาน โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ถูกประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย เพื่อเป็นค่า i_{ds}^* ให้กับการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

6.5.1 ชุดทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย

การดำเนินการสร้างชุดทดสอบระบบดังรูปที่ 6.3 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.5 จากรูปดังกล่าว การดำเนินการสร้างระบบสำหรับทดสอบในบทนี้ ได้ทำการเพิ่มอุปกรณ์จากชุดขับเคลื่อนรูปที่ 4.12 ของบทที่ 4 ซึ่งได้อธิบายรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ 1 ถึง 9 แล้ว ในส่วนของอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาในรูปที่ 6.5 คือ อุปกรณ์ที่ 10 และอุปกรณ์ที่ 11 โดยอุปกรณ์ทั้งสองถูกใช้สำหรับกระบวนการคำนวณของตัวกรองคาลมาน สามารถอธิบายรายละเอียดของอุปกรณ์ได้ดังต่อไปนี้

อุปกรณ์ที่ 10 บอร์ด eZdsp™ F28335 #2 เป็นบอร์ดชนิดเดียวกับอุปกรณ์ตัวที่ 6 แต่ทำหน้าที่ในการคำนวณแตกต่างกัน โดยบอร์ดดังกล่าวทำหน้าที่ประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามกระบวนการของตัวกรองคาลมานแบบขยายและคำนวณค่ากระแส i_{ds,KF_es} สำหรับการประหยัดพลังงาน แล้วจึงส่งค่ากระแสดังกล่าวไปให้บอร์ด eZdsp™ F28335 #1 เพื่อควบคุมมอเตอร์ตามหลักการของการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม กระบวนการคำนวณของตัวกรองคาลมานแบบขยายและการประหยัดพลังงาน โดยใช้บอร์ด eZdsp™ F28335 #2 สามารถอธิบายได้ดังแผนภาพการทำงานดังรูปที่ 6.6





รูปที่ 6.6 แผนภาพการคำนวณของตัวกรองคาบมานและการประหยัดพลังงาน

ถ้า T_L หรือ S_r ไม่มีการเปลี่ยนแปลง โปรแกรมก็จะส่งค่ากระแส i_{ds,KF_es} เดิมต่อไปจนกว่าจะตรวจสอบได้ว่าเงื่อนไขการทำงานของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง โดยขอบเขตของแรงบิดโหลดที่กำหนด มีความคลาดเคลื่อนอยู่ในช่วง ± 10 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจากเครื่องมือที่ใช้เป็นโหลดให้กับมอเตอร์มีลักษณะที่แกว่งและไม่สามารถกำหนดให้คงที่ได้ตลอดเวลา ผู้วิจัยจึงต้องปรับชุดควบคุมโหลดดังกล่าวเพื่อให้ได้ค่าตามที่ต้องการตลอดช่วงการทดสอบ ด้วยเหตุนี้ จึงต้องมีการกำหนดความคลาดเคลื่อนของค่าแรงบิดโหลดให้กับโปรแกรม และในส่วนของขอบเขตของความเร็วรอบ กำหนดค่าความคลาดเคลื่อนให้อยู่ในช่วง ± 0.5 เปอร์เซ็นต์ เนื่องจาก ค่าความเร็วรอบของมอเตอร์มีการแกว่งเล็กน้อยตามการแกว่งของแรงบิดโหลด แต่เพราะสมรรถนะที่ดีของตัวควบคุมพีไอในการควบคุมความเร็วรอบ ทำให้ค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงค่อนข้างน้อยมาก จึงกำหนดให้ค่าเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อน เท่ากับ ± 0.5 เปอร์เซ็นต์

อุปกรณ์ที่ 11 ตัวตรวจรู้แรงดัน ไฟฟ้า (Voltage sensor) ทำหน้าที่ตรวจวัดค่าแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (v_a, v_b, v_c) สำหรับใช้เป็นอินพุตในการคำนวณของตัวกรองคาลมาน ที่โปรแกรมบนบอร์ด eZdsp™ F28335 #2 โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ อุปกรณ์ตัวตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า รุ่น LV25-P บริษัทผู้ผลิต LEM ที่มีฟังก์ชันการตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าได้สูงสุด 500 V_{rms} จำนวน 3 ชุด ลักษณะของตัวตรวจรู้แรงดันไฟฟ้าแสดงได้ดังรูปที่ 6.7



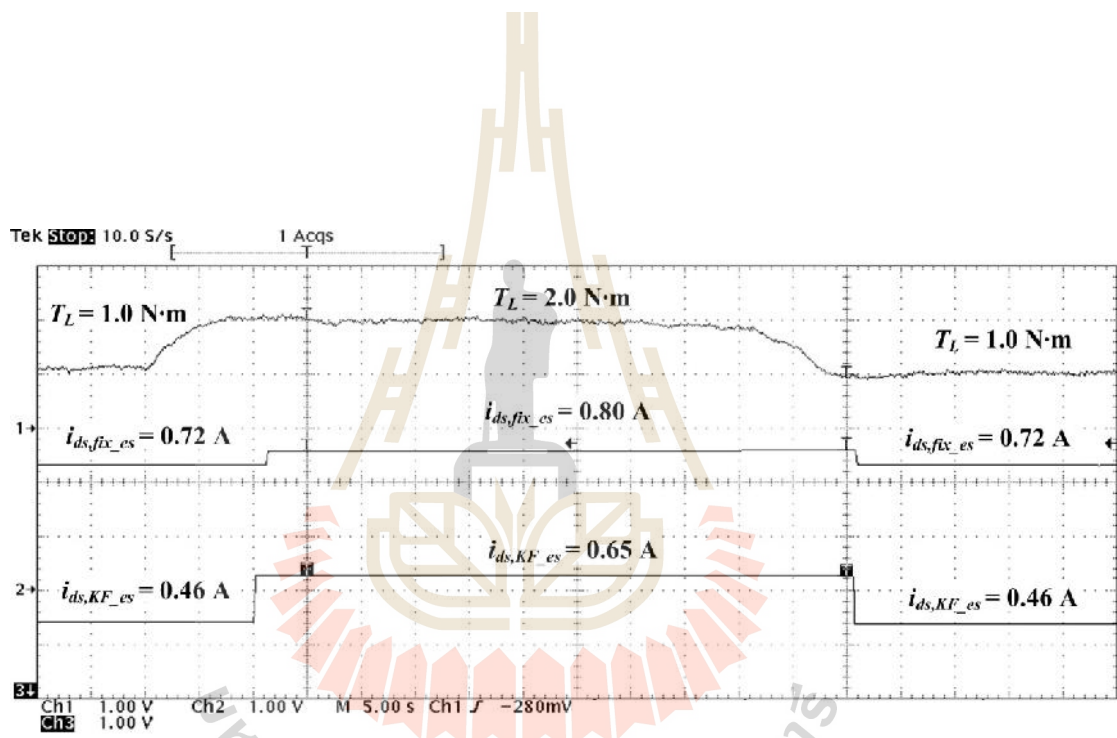
รูปที่ 6.7 ตัวตรวจรู้แรงดันไฟฟ้า รุ่น LV25-P (ที่มา : www.digikey.com)

6.5.2 ผลการทดสอบพลวัตของการคำนวณกระแสเตเตอร์บนแกนดี

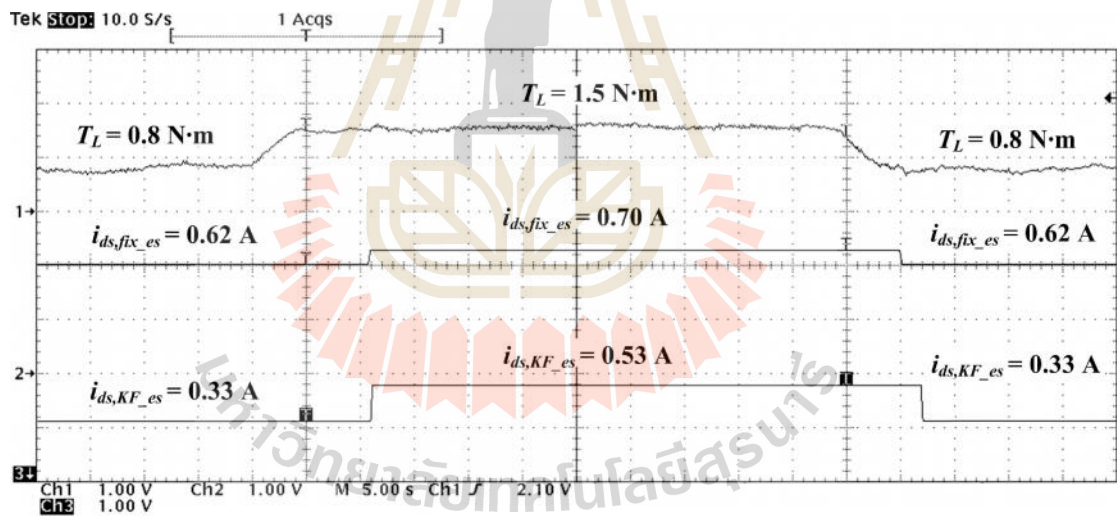
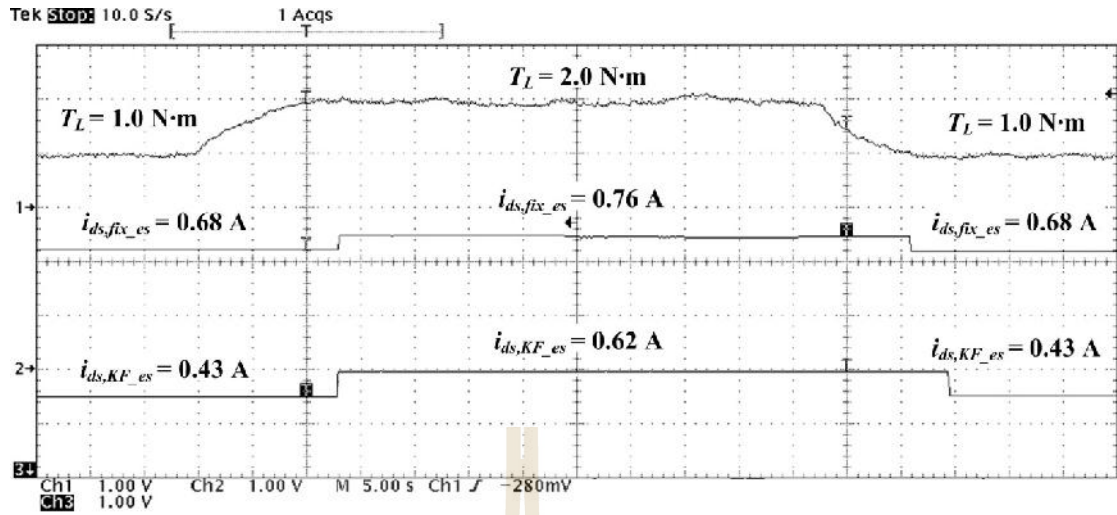
ผลทดสอบพลวัตของการคำนวณกระแสเตเตอร์บนแกนดีของวิธีการประหยัดพลังงานทั้งในกรณี B (i_{ds,fix_es}) และกรณี C (i_{ds,KF_es}) แสดงได้รูปที่ 6.8 ถึง 6.10 จากรูปทั้งสามคือ ผลการคำนวณกระแส i_{ds,fix_es} และ i_{ds,KF_es} เมื่อแรงบิดโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยความเร็วรอบของมอเตอร์ถูกควบคุมไว้ที่ 600 900 และ 1200 rpm ตามลำดับ เส้นกราฟแรกของทั้งสามรูปแสดงค่าแรงบิดโหลดของมอเตอร์ โดยที่ความเร็วรอบ 600 และ 900 rpm แรงบิดโหลด

i_{ds,KF_es}

i_{ds,fix_es}



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



6.5.3 ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย

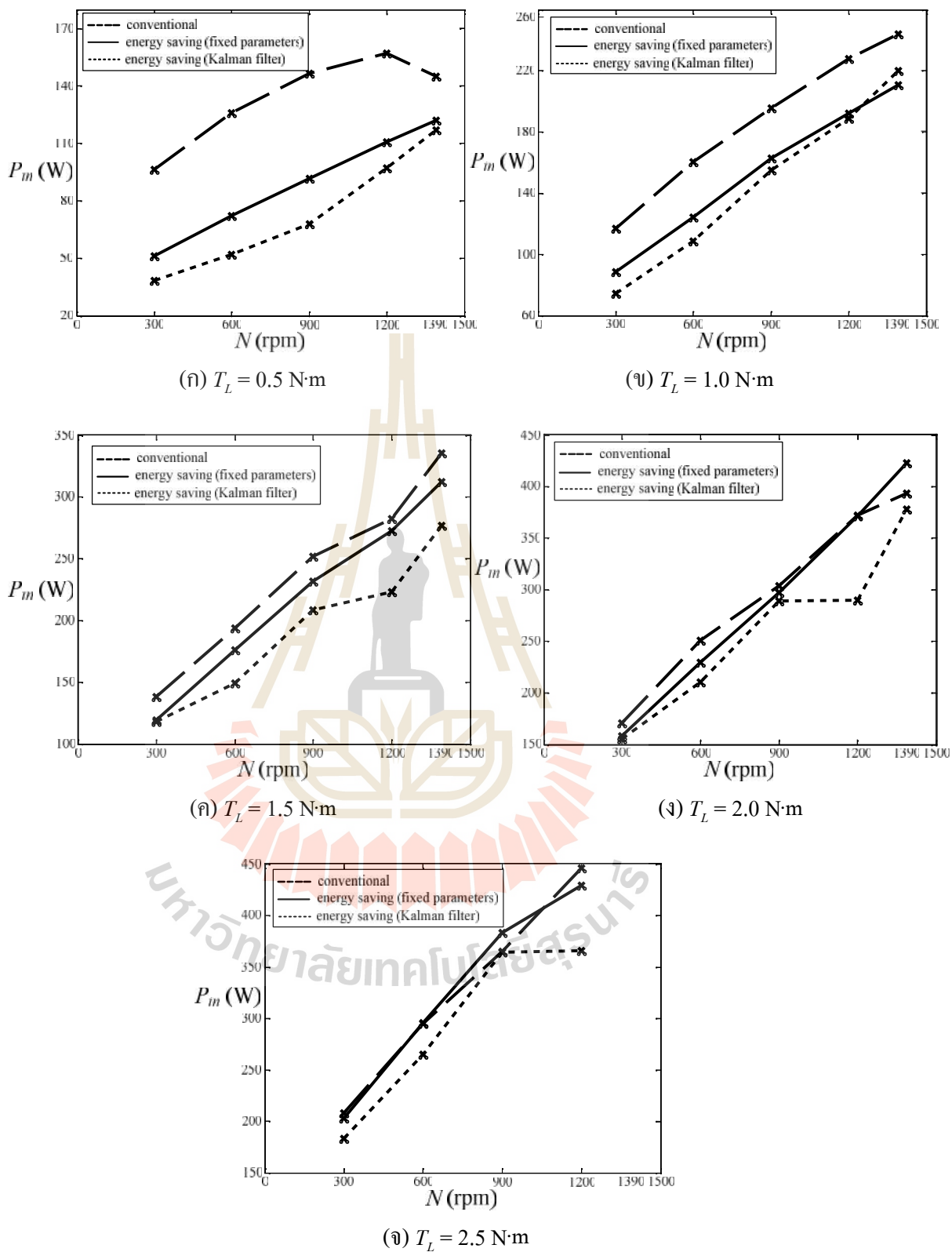
การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการที่นำเสนอในบทนี้ ใช้เงื่อนไขในการทดสอบเช่นเดียวกันกับการทดสอบในบทที่ 4 และ 5 โดยกำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน (ประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย) ถูกเรียกว่า P_{in,KF_es} และค่ากำลังงานอินพุตดังกล่าวจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับค่ากำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิมในบทที่ 4 และการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์คงที่) ในบทที่ 5 โดยผลการเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตนี้ แสดงได้ดังตารางที่ 6.2

จากตารางที่ 6.2 พบว่า กำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน (ประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย) มีค่าน้อยที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับ การขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิมและวิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์คงที่) โดยเฉพาะที่แรงบิดโหลดต่ำ ๆ ค่า P_{in,KF_es} มีความแตกต่างค่อนข้างมากกับค่า $P_{in,conv}$ และ P_{in,fix_es} ซึ่งแสดงถึง การประหยัดพลังงานมีค่ามากด้วย แต่เมื่อแรงบิดโหลดเพิ่มขึ้น การประหยัดพลังงานก็จะลดลง หรือในบางสถานะการทำงานของมอเตอร์ไม่สามารถประหยัดพลังงานได้ ดังนั้น จากผลการทดสอบทั้งหมดในตารางที่ 6.2 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.11 เพื่อเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกรณี A , B และ C

จากรูปที่ 6.11 แสดงให้เห็นว่า เมื่อเปรียบเทียบกับ การขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิมนั้นวิธีการประหยัดพลังงานที่คิดค้นขึ้น ให้ผลการประหยัดพลังงานที่น่าพอใจอย่างยิ่ง สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยประหยัดพลังงานได้สูงสุดถึง 46.70 เปอร์เซ็นต์ ที่แรงบิดโหลดต่ำ แต่ผลการประหยัดพลังงานสามารถดียิ่งขึ้นไปกว่าเดิม เมื่อวิธีการประหยัดพลังงานดังกล่าว มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามสถานะการทำงานด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย โดยสามารถประหยัดพลังงานได้สูงสุดถึง 60.18 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้น จากผลการทดสอบทั้งหมดที่นำเสนอ ยืนยันได้ว่าวิธีการประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย สามารถประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ดีที่สุด

ตารางที่ 6.2 ผลเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกรณี A, B และ C

T_L (N·m)	N (rpm)	กรณี A		กรณี B		กรณี C	
		วิธีดั้งเดิม		วิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์คงที่)		วิธีการประหยัดพลังงาน (ประมาณค่าพารามิเตอร์ ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย)	
		$i_{ds,conv}$ (A)	$P_{in,conv}$ (W)	i_{ds,fix_es} (A)	P_{in,fix_es} (W)	i_{ds,KF_es} (A)	P_{in,KF_es} (W)
0.5	300	0.94	96.58	0.59	51.48	0.46	38.46
	600		126.18	0.57	72.17	0.41	52.23
	900		146.55	0.54	91.97	0.36	68.27
	1200		157.32	0.50	110.73	0.31	97.37
	1390		145.09	0.48	122.17	0.26	117.14
1.0	300	0.94	117.06	0.74	88.65	0.53	74.44
	600		160.73	0.72	124.16	0.46	108.57
	900		195.75	0.68	162.99	0.43	155.03
	1200		228.01	0.65	192.24	0.41	188.68
	1390		243.89	0.62	210.67	0.36	220.34
1.5	300	0.94	137.90	0.80	119.00	0.53	118.26
	600		194.09	0.77	176.00	0.55	149.27
	900		251.96	0.73	231.46	0.53	208.70
	1200		282.20	0.70	272.54	0.53	223.44
	1390		335.89	0.67	312.25	0.58	276.71
2.0	300	0.94	170.55	0.82	158.12	0.67	155.25
	600		251.20	0.80	229.56	0.65	210.64
	900		303.79	0.76	296.74	0.62	288.90
	1200		371.92	0.72	370.92	0.60	289.83
	1390		392.83	0.70	422.85	0.82	377.72
2.5	300	0.94	207.79	0.92	203.18	0.86	183.07
	600		295.19	0.90	295.59	0.84	265.09
	900		364.88	0.86	382.90	0.74	363.99
	1200		445.74	0.82	429.12	0.74	365.52



รูปที่ 6.11 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตระหว่างการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยกรณี A, B และ C

6.6 สรุป

บทนี้นำเสนอการใช้งานตัวกรองคาลมานแบบขยายในการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อการคำนวณค่าที่เหมาะสมของกระแสเตอร์บนแกนดีเพื่อให้เกิดการประหยัดพลังงาน และจากผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอในบทนี้และบทที่ 5 พบว่า ที่สภาวะการทำงานของมอเตอร์จุดเดียวกัน สมการคำนวณกระแสเตอร์บนแกนดีสมการเดียวกัน แต่พารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ถูกใช้ในการคำนวณแตกต่างกัน คือ ค่าพารามิเตอร์คงที่และค่าพารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงตามการทำงาน ทำให้ได้ค่าที่เหมาะสมของกระแสเตอร์บนแกนดีเพื่อเป็นกระแสอ้างอิงสำหรับการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อมไม่เหมือนกัน จึงส่งผลให้การประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีความแตกต่างกันด้วย โดยการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย มีค่ากำลังงานอินพุตของมอเตอร์ที่น้อยกว่าอีกวิธี ซึ่งเป็นการยืนยันได้ว่า วิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอสามารถประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ดีตลอดย่านการทำงาน โดยประหยัดพลังงานได้ถึง 60.18 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่แรงบิดโหลดต่ำๆ และเมื่อแรงบิดโหลดเพิ่มขึ้น การประหยัดพลังงานจะมีค่าลดลง



บทที่ 7

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการประหยัดพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการประมาณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ตัวกรองคาบมานแบบขยาย โดยเริ่มต้นการดำเนินงานจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รวมทั้ง การศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ จากการศึกษา งานวิจัยดังกล่าว ทำให้ผู้วิจัยได้ทราบถึงหลักการพื้นฐาน แนวทางการดำเนินงาน และองค์ความรู้ที่สำคัญในการประยุกต์ใช้และพัฒนา งานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยผลการสำรวจงานวิจัยทั้งหมดได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2

บทที่ 3 คือ การนำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว โดยแบบจำลองดังกล่าวได้รับการตรวจสอบความถูกต้องด้วยการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบกับชุดบล็อกสำเร็จรูปของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใน SimPowerSystem ของ MATLAB จากผลการจำลองสถานการณ์ พบว่า ผลการตอบสนองของแรงบิด ความเร็วรอบ กระแสสเตเตอร์ และฟลักซ์โรเตอร์ ที่ได้จากแบบจำลองทั้งสองมีลักษณะใกล้เคียงกัน ซึ่งเป็นการยืนยันได้ว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่สร้างขึ้นมีความถูกต้องสามารถนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมสำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้

บทที่ 4 นำเสนอการควบคุมแบบเวกเตอร์ สำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งหลักการของการควบคุมดังกล่าวจะเลียนแบบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้เลือกใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ที่สามารถควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยง โรเตอร์และแรงบิด ได้ด้วยกระแสสเตเตอร์บนแกนดีและแกนคิว นอกจากนี้ ยังได้นำเสนอ การออกแบบตัวควบคุมพีไอทั้งสามชุดของการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม คือ ลูปควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนดีคิว และลูปควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยการออกแบบดังกล่าวจะใช้วิธีเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่พิจารณา กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน หลังจากนั้น นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จาก

การออกแบบไปจำลองสถานการณ์ทดสอบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนโปรแกรม MATLAB นอกจากนี้ ในบทนี้ได้นำเสนอชุดทดสอบจริงสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีดั้งเดิม ซึ่งหมายถึง การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยที่กระแสเตอร์บนแกนดีมีค่าคงที่ทุกย่านการทำงาน ชุดทดสอบดังกล่าวมีองค์ประกอบ 2 ส่วน คือ ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งคำนวณบนบอร์ด eZdsp™ F28335 จากผลการทดสอบ แสดงให้เห็นว่า ชุดทดสอบที่นำเสนอสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ตามที่ต้องการ แม้ว่าแรงบิดโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง และผลการทดสอบด้วยวิธีดั้งเดิมในบทนี้ จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดสอบที่มีวิธีการประหยัดพลังงานในบทถัดไป รายละเอียดการออกแบบตัวควบคุมพีไอของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม รวมทั้ง ผลการจำลองสถานการณ์ และผลการทดสอบต่าง ๆ นำเสนอไว้ในบทที่ 4

การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งเป็นวัตถุประสงค์หลักของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 5 โดยวิธีการประหยัดพลังงานที่คิดค้นขึ้น คือ การคำนวณค่ากระแสเตอร์บนแกนดีที่ทำให้มอเตอร์มีค่ากำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด ในบทนี้จึงเริ่มจากการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จากแบบจำลองดั้งเดิมเป็นแบบจำลองที่มีการพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ 3 ชนิดเข้าไป คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวด กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก และกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน หลังจากนั้น จะได้สมการกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ซึ่งพิจารณาได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่พัฒนาขึ้น สมการกำลังงานสูญเสียดังกล่าวมีพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า ในบทนี้จึงนำเสนอรายละเอียดการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS โดยผลจากการค้นหาได้ถูกตรวจสอบแล้วว่าพารามิเตอร์ที่ได้จากวิธี ATS มีความถูกต้อง สามารถนำไปใช้ในการคำนวณต่อไปได้ เมื่อได้สมการกำลังงานสูญเสียที่สมบูรณ์แล้ว จากนั้นจึงดำเนินการคำนวณหาค่าที่เหมาะสมของกระแสเตอร์บนแกนดีที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน สำหรับความเร็วรอบและแรงบิดต่าง ๆ โดยอาศัยการหาอนุพันธ์ของสมการกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เทียบกับกระแสเตอร์บนแกนดีเท่ากับศูนย์ นอกจากนี้ ในบทนี้ยังได้นำเสนอ การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงานที่คิดค้นขึ้น โดยผลการทดสอบที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดสอบด้วยวิธีดั้งเดิมในบทที่ 4 จากผลการเปรียบเทียบวิธีทั้งสอง พบว่า การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน มีการใช้กำลังงานอินพุตที่น้อยกว่าการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม ณ จุดการทำงานของมอเตอร์เดียวกัน ซึ่งสื่อถึงกำลังงาน

สูญเสียของมอเตอร์ที่ลดลงด้วย ดังนั้น จากผลการทดสอบทั้งหมด ยืนยันได้ว่า วิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอสามารถประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้

จากวิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอในบทที่ 5 ให้ผลการประหยัดพลังงานที่ดีที่สุดสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยในการคำนวณใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์คงที่ทุกข่านการทำงาน แต่ผู้วิจัยได้ตั้งข้อสมมติฐานว่า พารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณหาค่ากระแสเดเตอร์บนแกนดีสำหรับการประหยัดพลังงาน มีการเปลี่ยนแปลงตามสภาวะการทำงาน จึงพัฒนาวิธีการประหยัดพลังงานดังกล่าว โดยการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยายตามเงื่อนไขการทำงานของมอเตอร์ ซึ่งในบทที่ 6 ได้นำเสนอทฤษฎีพื้นฐานและการทำงานของตัวกรองคาลมานทั้งแบบดั้งเดิมและแบบขยาย รวมถึง นำเสนอการวิเคราะห์การดูเข้าของตัวกรองคาลมานแบบขยายโดยอาศัยทฤษฎีบทของเลียปูนอฟ จากการวิเคราะห์ดังกล่าว แสดงให้เห็นว่า ตัวกรองคาลมานแบบขยายสามารถนำมาใช้ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้ นอกจากนี้ ในบทนี้ยังได้นำเสนอ การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน ที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย โดยจากชุดทดสอบเดิมที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 มีการเพิ่มบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์สำหรับการคำนวณของตัวกรองคาลมานแบบขยาย โดยการทำงานของบอร์ดดังกล่าว จะทำการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามสภาวะการทำงาน แล้วจึงทำการคำนวณหาค่ากระแสเดเตอร์บนแกนดีสำหรับการประหยัดพลังงาน และส่งค่ากระแสดังกล่าวไปให้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์อีกชุดหนึ่ง เพื่อเป็นกระแสอ้างอิงในการควบคุมมอเตอร์ตามหลักการของการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ผลการทดสอบของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีที่นำเสนอในบทที่ 6 (กรณี C) นี้ จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับกำลังงานอินพุตกับผลการทดสอบจากบทที่ 4 (กรณี A) และ บทที่ 5 (กรณี B) โดยจากผลการทดสอบทั้งหมด แสดงให้เห็นว่า การขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน (กรณี B) ให้ผลเป็นที่น่าพอใจอย่างยิ่ง โดยประหยัดพลังงานได้สูงสุด 46.70 เปอร์เซ็นต์ แต่เมื่อมีการพัฒนาวิธีการประหยัดพลังงาน โดยมีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยายก่อนการคำนวณกระแส (กรณี C) ให้ผลการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดีที่สุด ซึ่งสามารถประหยัดพลังงานได้ตลอดข่านการทำงานของมอเตอร์ ตั้งแต่โหลดต่ำ ๆ ถึง 70 เปอร์เซ็นต์ของโหลดพิกัด โดยที่แรงบิดโหลดต่ำ ๆ ประหยัดพลังงานได้ถึง 60.18 เปอร์เซ็นต์ และการประหยัดพลังงานจะมีค่าลดลง เมื่อแรงบิดโหลดมีค่าเพิ่มขึ้น

จากผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้ง 3 กรณี ซึ่งได้แสดงการเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตของมอเตอร์ไปแล้วนั้น ในบทนี้ จึงนำผลการทดสอบดังกล่าวไปคำนวณเพื่อเปรียบเทียบในเทอมของกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ แสดงได้ดังตารางที่ 7.1 ดังนี้

ตารางที่ 7.1 ผลเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียของการขับเคลื่อนมอเตอร์ตัวกรณี A, B และ C

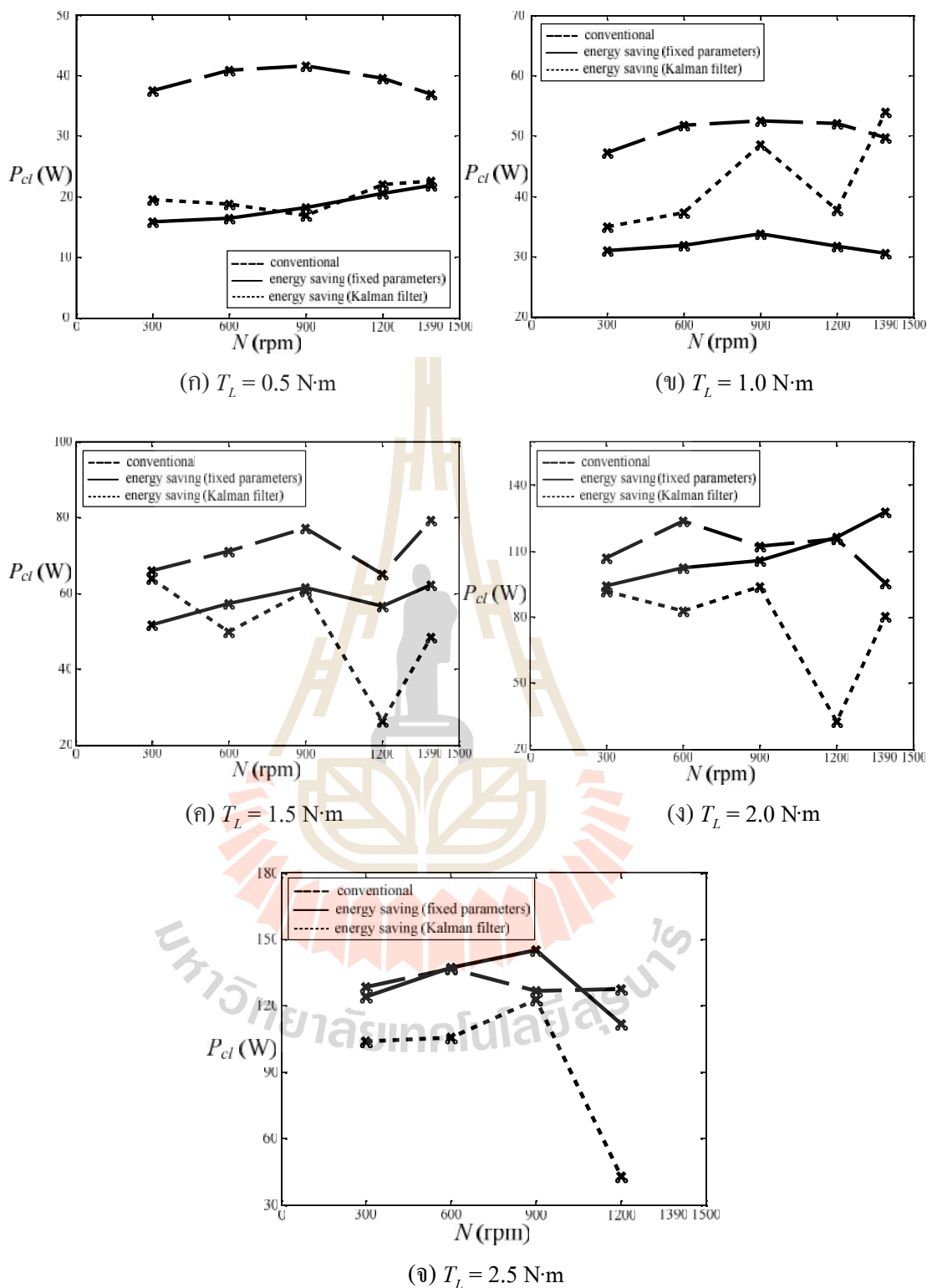
T_L (N·m)	N (rpm)	วิธีดั้งเดิม					วิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์คงที่)					วิธีการประหยัดพลังงาน (ประมาณค่าด้วยวิธีการคำนวณแบบขยาย)				
		P_{cl} (W)	P_i (W)	P_{stray} (W)	P_{loss_total} (W)	P_{cl} (W)	P_i (W)	P_{stray} (W)	P_{loss_total} (W)	P_{cl} (W)	P_i (W)	P_{stray} (W)	P_{loss_total} (W)			
0.5	300	37.555	27.088	16.233	80.876	15.827	12.444	7.504	35.775	19.526	2.527	0.708	22.761			
	600	40.871	34.638	19.250	94.759	16.504	15.484	8.770	40.757	18.761	1.934	0.127	20.822			
	900	41.571	38.410	19.443	99.424	18.260	16.810	9.873	44.943	16.892	4.005	0.256	21.153			
	1200	39.567	38.076	16.836	94.479	20.579	16.820	10.501	47.900	22.027	12.193	0.318	34.538			
	1390	36.873	35.588	13.779	86.240	21.825	16.734	10.833	49.392	22.529	19.549	2.289	44.367			
1.0	300	47.259	28.222	10.167	85.648	31.032	19.261	6.954	57.246	34.915	7.182	0.932	43.029			
	600	51.739	34.386	11.782	97.907	31.858	21.924	7.554	61.337	37.322	7.960	0.458	45.740			
	900	52.546	37.066	11.888	101.500	33.771	26.276	8.695	68.742	48.567	10.538	1.673	60.778			
	1200	52.031	38.847	11.461	102.339	31.821	26.454	8.301	66.576	37.779	21.748	3.485	63.012			
	1390	49.787	38.105	10.435	98.327	30.569	26.508	8.035	65.111	53.941	20.692	0.144	74.778			

ตารางที่ 7.1 ผลเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียของการขับเคลื่อนมอเตอร์ตัวกรณี A, B และ C (ต่อ)

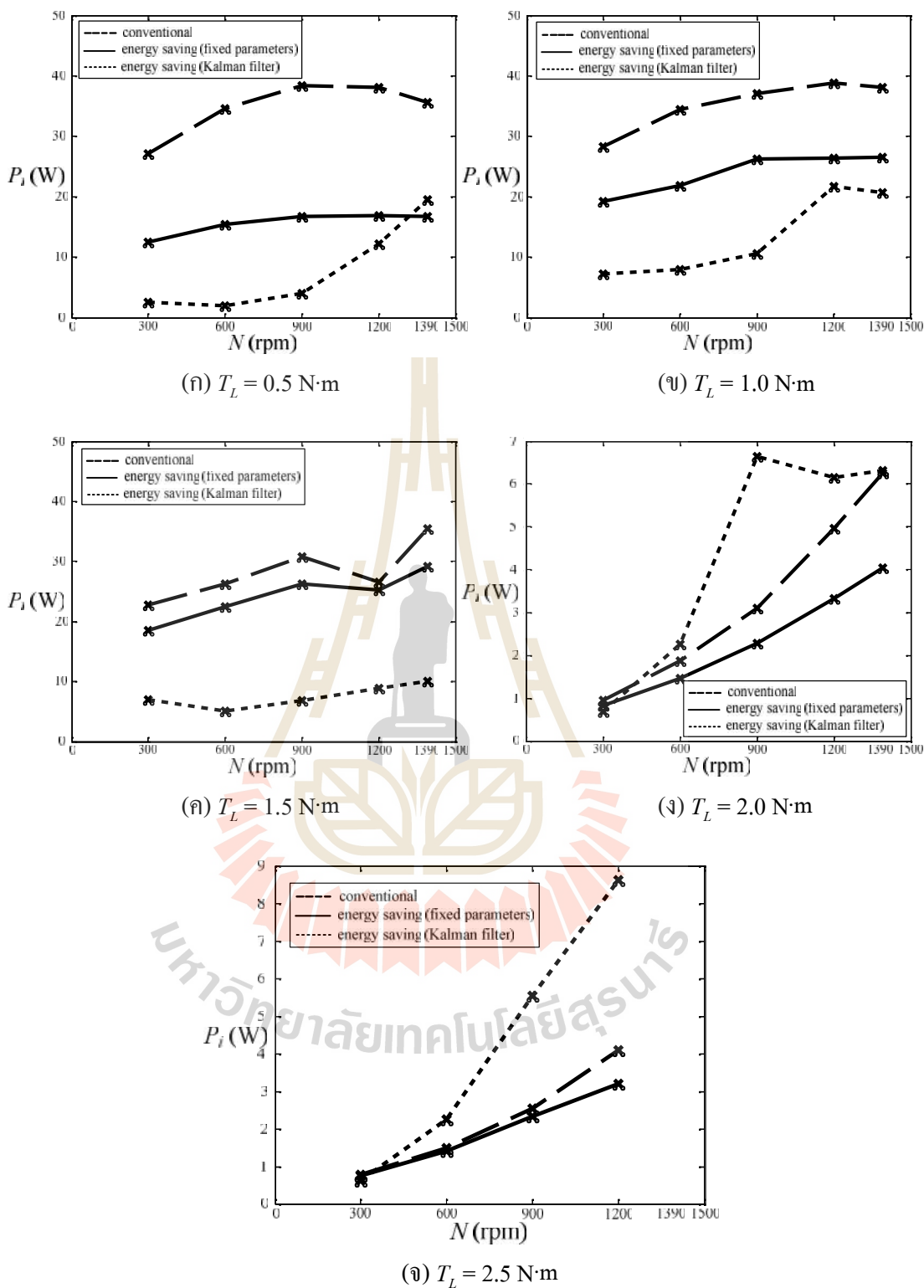
T_L (N·m)	N (rpm)	วิธีดั้งเดิม					วิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์คงที่)					วิธีการประหยัดพลังงาน (ประมาณค่าด้วยวิธีการคำนวณแบบขยาย)					
		P_{cl} (W)	P_i (W)	P_{stray} (W)	P_{loss_total} (W)	P_{cl} (W)	P_i (W)	P_{stray} (W)	P_{loss_total} (W)	P_{cl} (W)	P_i (W)	P_{stray} (W)	P_{loss_total} (W)	P_{cl} (W)	P_i (W)	P_{stray} (W)	P_{loss_total} (W)
1.5	300	65.925	22.667	2.194	90.786	51.613	18.474	1.793	71.880	63.830	6.985	0.328	71.143	63.830	6.985	0.328	71.143
	600	71.175	26.237	2.425	99.838	57.209	22.443	2.102	81.754	49.933	5.055	0.041	55.028	49.933	5.055	0.041	55.028
	900	77.156	30.746	2.689	110.591	61.553	26.179	2.365	90.098	60.523	6.785	0.019	67.327	60.523	6.785	0.019	67.327
	1200	65.085	26.561	2.055	93.702	56.589	25.292	2.167	84.048	26.155	8.799	0.135	35.089	26.155	8.799	0.135	35.089
	1390	79.362	35.445	2.739	117.546	62.213	29.226	2.476	93.915	48.404	9.961	0.154	58.519	48.404	9.961	0.154	58.519
2.0	300	106.787	0.944	0.001	107.732	94.469	0.825	0.001	95.295	91.736	0.686	0.001	92.423	91.736	0.686	0.001	92.423
	600	123.672	1.870	0.001	125.544	102.445	1.454	0.001	103.900	82.723	2.260	0.001	84.984	82.723	2.260	0.001	84.984
	900	112.210	3.095	0.001	115.306	105.962	2.290	0.001	108.252	93.773	6.634	0.001	100.408	93.773	6.634	0.001	100.408
	1200	115.628	4.967	0.001	120.595	116.281	3.317	0.001	119.599	32.356	6.160	0.001	38.517	32.356	6.160	0.001	38.517
	1390	95.464	6.245	0.001	101.710	127.684	4.047	0.001	131.733	80.287	6.319	0.001	86.607	80.287	6.319	0.001	86.607
2.5	300	128.485	0.773	0.001	129.258	123.892	0.745	0.001	124.637	103.916	0.629	0.001	104.546	103.916	0.629	0.001	104.546
	600	136.635	1.478	0.001	138.114	137.107	1.410	0.001	138.518	105.780	2.240	0.001	108.021	105.780	2.240	0.001	108.021
	900	126.735	2.530	0.001	129.265	144.958	2.324	0.001	147.283	122.850	5.527	0.001	128.378	122.850	5.527	0.001	128.378
	1200	127.505	4.079	0.001	131.585	111.774	3.194	0.001	114.968	42.745	8.630	0.001	51.377	42.745	8.630	0.001	51.377

จากตารางที่ 7.1 พบว่า กำลังงานสูญเสียของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน (ประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย) มีค่าน้อยที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิมและวิธีการประหยัดพลังงาน (พารามิเตอร์คงที่) โดยเฉพาะที่แรงบิดโหลดต่ำ ๆ ค่ากำลังงานสูญเสียของกรณี C ลดลงจากกรณี A และ B ก่อนข้างมาก ซึ่งจากผลการทดสอบ แสดงให้เห็นว่า วิธีการประหยัดพลังงานที่มีการประมาณค่าพารามิเตอร์ด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย สามารถลดกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ได้ดีที่สุด และจากผลในตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปมากที่สุด เมื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการประหยัดพลังงาน คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวด (P_{cl}) ซึ่งเป็นกำลังงานสูญเสียที่มีค่ามากที่สุดของมอเตอร์ มีค่า 40 ถึง 60 เปอร์เซ็นต์ของกำลังงานสูญเสียรวม (P_{loss_total}) ดังนั้น เมื่อค่า P_{cl} มีการเปลี่ยนแปลงมาก จึงส่งผลต่อ P_{loss_total} ให้มีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ในส่วนของกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก (P_i) พบว่า ส่งผลต่อ P_{loss_total} ในช่วงแรงบิดโหลดต่ำ ๆ เนื่องจากในย่านการทำงานดังกล่าว P_i มีค่าน้อยกว่า P_{cl} เพียงเล็กน้อย ซึ่งเมื่อค่า P_i ลดลง ค่า P_{loss_total} จึงลดลงอย่างมีนัยสำคัญด้วยเช่นกัน แต่ในช่วงแรงบิดโหลดสูง ๆ นั้น ค่า P_i มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ P_{cl} ดังนั้น การเปลี่ยนแปลงของ P_{loss_total} ส่วนใหญ่จึงอยู่ที่ P_{cl} และกำลังงานสูญเสียที่มีค่าน้อยที่สุด คือ กำลังงานสูญเสียจากการใช้งาน (P_{stray}) ส่งผลต่อ P_{loss_total} ในช่วงแรงบิดโหลดต่ำ ๆ แต่ส่งผลน้อยกว่าค่า P_i และในย่านแรงบิดโหลดสูงนั้น กำลังงานสูญเสียดังกล่าวมีค่าน้อยมากจนไม่เห็นความเปลี่ยนแปลงของค่านี้ จากผลการคำนวณในตารางที่ 7.1 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7.1 ถึง 7.3 เพื่อเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียของการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกรณี A, B และ C

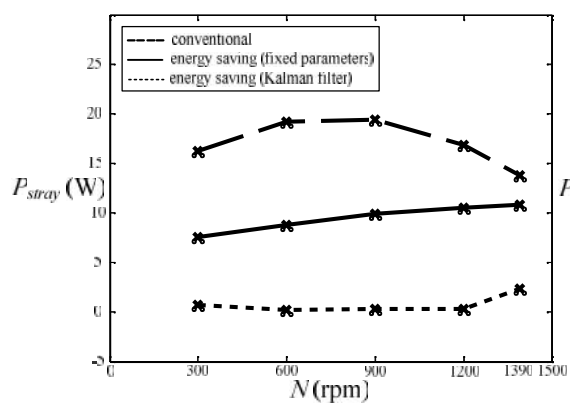
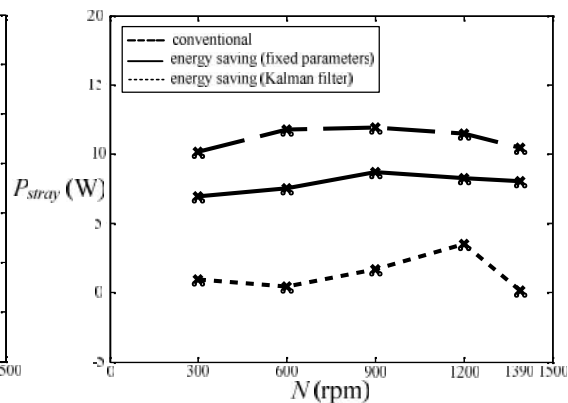
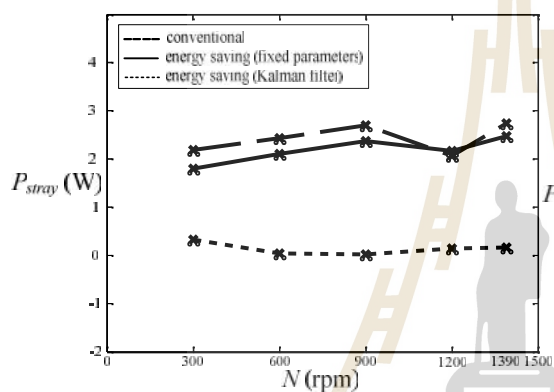
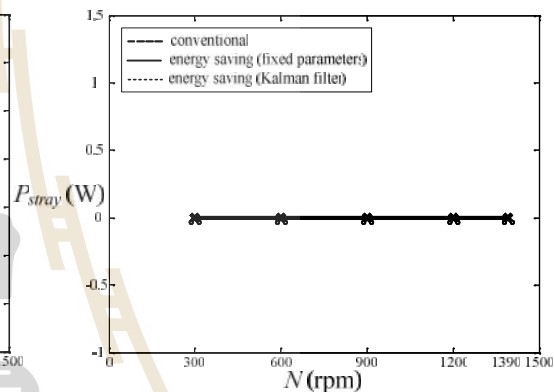
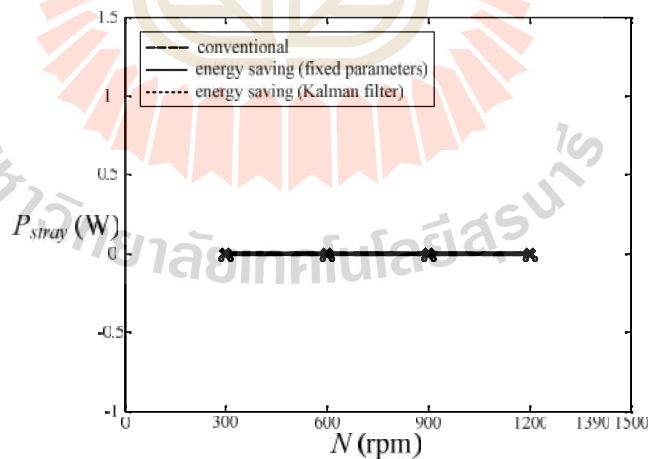
รูปที่ 7.1 ถึง 7.3 แสดงการเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวด กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก และกำลังงานสูญเสียจากการใช้งาน ตามลำดับ โดยจากรูป สังเกตได้ว่า ในย่านแรงบิดโหลดต่ำ ๆ กำลังงานสูญเสียที่มีผลต่อกำลังงานสูญเสียรวมของมอเตอร์ คือ P_{cl} และ P_i เนื่องจากกำลังงานสูญเสียทั้งสองชนิดมีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างมาก จึงส่งผลต่อ P_{loss_total} ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างชัดเจน และเมื่อพิจารณาในย่านแรงบิดโหลดสูง ๆ พบว่า การเปลี่ยนแปลงของ P_{loss_total} ส่วนใหญ่จะอยู่ที่ P_{cl} เนื่องจาก ค่า P_i มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ P_{cl} ดังนั้น การเปลี่ยนแปลงของ P_i จึงไม่มีนัยสำคัญต่อ P_{loss_total} เท่ากับการเปลี่ยนแปลงของ P_{cl} ส่วนค่า P_{stray} เป็นกำลังงานสูญเสียที่มีค่าน้อยที่สุด โดยกำลังงานสูญเสียนี้อาจส่งผลต่อ P_{loss_total} ในช่วงแรงบิดโหลดต่ำ ๆ แต่มีผลค่อนข้างน้อย เนื่องจากมีค่ากำลังงานสูญเสียน้อยกว่ากำลังงานสูญเสียอีก 2 ชนิด และในย่านแรงบิดโหลดสูงนั้น P_{stray} มีค่าน้อยมากจนไม่เห็นการเปลี่ยนแปลง กำลังงานสูญเสียดังกล่าวจึงไม่มีผลต่อ P_{loss_total} ในย่านการทำงานนี้



รูปที่ 7.1 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยกรณี A , B และ C



รูปที่ 7.2 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยกรณี A, B และ C

(ก) $T_L = 0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ (ข) $T_L = 1.0 \text{ N}\cdot\text{m}$ (ค) $T_L = 1.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ (ง) $T_L = 2.0 \text{ N}\cdot\text{m}$ (จ) $T_L = 2.5 \text{ N}\cdot\text{m}$

รูปที่ 7.3 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งานของการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยกรณี A, B และ C

7.2 ข้อเสนอแนะเพื่อการพัฒนางานวิจัยในอนาคต

1. ควรศึกษา หาแนวทางพัฒนาอัลกอริทึมการประหยัดพลังงาน เพื่อนำไปสู่การปรับปรุงสมรรถนะของการประหยัดพลังงานในย่านแรงบิดสูงให้ดียิ่งขึ้นกว่าเดิม

2. หาแนวทางปรับปรุง และ พัฒนาการ โปรแกรมการคำนวณด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ eZdsp™ F28335 จากการใช้งาน 2 บอร์ด ซึ่งแยกการคำนวณ คือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมและการประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย ให้รวมการคำนวณทั้งสองอยู่เพียงใน 1 บอร์ด

3. ปรับปรุงชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยไม่ต้องใช้เซ็นเซอร์วัดความเร็วรอบ จึงควรศึกษาหาแนวทางการคำนวณหรือประมาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์

4. เนื่องจาก ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ทำการสุ่มกำหนดค่าเริ่มต้นสำหรับการประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย โดยดูแนวทางจากปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีต ร่วมกับการทดสอบลองผิดลองถูก ดังนั้น เพื่อให้ค่าเริ่มต้นในการคำนวณมีความถูกต้อง ควรมีการศึกษาเพิ่มเติมเกี่ยวกับการหาค่าเริ่มต้นของการประมาณค่าด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยาย

5. งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อาศัยตัวควบคุมพีไอที่มีค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมคงที่ในสภาวะการทำงานต่าง ๆ สำหรับการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จึงควรมีการศึกษาหาแนวทางปรับปรุงพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าว เพื่อเพิ่มสมรรถนะในการควบคุม อย่างเช่น ใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์เข้ามาช่วยในการค้นหาหรือปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอให้เหมาะสมตามสภาวะการทำงาน

รายการอ้างอิง

- กองพล อารีรักษ์. (2545). ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพิกัด 1.5 แรงม้า ที่ใช้พลังงานอย่างเหมาะสมที่สุด. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารธุรกิจ. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ภักดี สวัสดิ์นที. (2556). การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารธุรกิจ. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- สงพงษ์ ศิริโสภณศิลป์ วิทยารัช สัญญาลักษณ์ฤกษ์ และวิรัช หิรัญ. (2554). การพัฒนาระบบไฟฟ้าขนส่งมวลชนในประเทศไทย. **Journal of Transportation and Logistics**. vol. 3, no. 1, pp. 11-17.
- อาทิตย์ ศรีแก้ว. (2551). ปัญหาเชิงคำนวณ. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- Abrahamsen, F., Blaabjerg, F., and Pederson, J. K. (1998). On the energy optimized control of standard and high-efficiency induction motors in CT and HVAC applications. **IEEE Trans. on Industry Applications**. vol. 34, no. 4, pp. 822-831.
- Aksoy, S., Muhurcu, A., and Kizmaz, H. (2010). State and parameter estimation in induction motor using the extended kalman filtering algorithm. **Proc. of the International Symposium Modern Electric Power Systems (MEPS)**. pp. 1-5.
- Atkinson, D. J., Acarnley, P. P., and Finch, J. W. (1991). Observers for induction motors state and parameters estimation. **IEEE Trans. on Industry Applications**. vol. 27, no. 6, pp. 1119-1127.
- Atkinson, D. J., Finch, J. W., and Acarnley, P. P. (1996). Estimation of rotor resistance in induction motors. **IEE Proc. Electric Power Applications**. vol. 143, no. 1, pp. 87-94.
- Bazzi, A. M., and Krein, P. T. (2009). A survey of real-time power-loss minimizers of induction motors. **Proceeding in Electric Ship Technologies Symposium**. pp. 98-106.

- Boutayeb, M., Rafaralahy, H., and Darouach, M. (1997). Convergence analysis of the Extended Kalman filter used as an observer for nonlinear deterministic discrete-time systems. **IEEE Trans. on Automatic Control.** vol. 42, no. 4, pp. 581-856.
- Chang, J. H., and Kim, B. K. (1997). Minimum-time minimum-loss speed control of induction motors under field-oriented control. **IEEE Trans. on Industry Application.** vol. 44, no. 6, pp. 809-815.
- Chapman, S. J. (2010). **Electric Machinery Fundamentals.** Singapore: Cengage Learning.
- Cirrincione, M., Pucci, M., Cirrincione, G., and Capolino, G-A. (2003) A new experimental application of least-squares techniques for the estimation of the induction motor parameters. **IEEE Trans. on Industry Applications.** vol. 39 no. 5, pp. 1247-1256.
- Dorsey, J. (2002). **Continuous and discrete control systems : modeling, identification, design, and implementation.** Boston: McGraw-Hill.
- Elbuluk, M. E., and Kankam, M. D. (1997). Speed sensorless induction motor drives for electrical actuators : schemes, trends and tradeoffs. **The IEEE National Aerospace and Electronics Conference.** pp. 137-144.
- Espina, J., Arias, A., Balcells, J., and Ortega, C. (2009). Speed Anti Windup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines. **Compatibility and Power Electronics, CPE '09.** pp. 279-285.
- eZdsp™ F28335 Technical Reference. **Spectrum Digital.**
- Famouri, F., and Cathey, J. J. (1991). Loss minimization control of an induction motor drives. **IEEE Trans. on Industry Application.** vol. 27, no. 1, pp. 32-37.
- Gaeid, K. S., Ping, H. W., and 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.,** pp. 36-40.
- Gajic, Z., and Lelic, M. (1996). **Modern Control Systems Engineering.** London, New York: Prentice Hall.
- Garcia, G. O., Mendes Luis, J. C., Stephan, R. M., and Watanane, E. H. (1994). An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive. **IEEE Trans. on Industry Application.** vol. 4, no. 5, pp. 533-539.

- Gibbs, B. P. (2011). **Advanced Kalman Filtering, Least-Squares and Modeling**. Hoboken, NJ: Wiley.
- Glover, F. (1989). Tabu search-part i. **ORSA Journal on Computing**. 1: pp. 190-206.
- Haddoun, A., and Benbouzid, H. M. (2007). A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors. **IEEE Trans. on Vehicular Technology**. vol. 56, no. 1, pp. 81-88.
- Hesari, S., Noruziazghandi, M., Shojaei, A. A., and Neyestani, M. (2018). Investigating the intelligence methods of loss minimization in induction motors. **TELKOMNIKA (Telecommunication, Computing, Electronics and Control)**. Vol. 16, no. 3, pp. 1034-1053.
- Hubert, C. I. (2002). **Electric Machines Theory, Operation, Application, Adjustment, and Control**. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.
- Huynh, D. C., Dunnigan, M. W., and Finney, S. J. (2010). On-line parameter estimation of an induction machine using a recursive least-squares algorithm with multiple time-varying forgetting factors, **IEEE International Conference on Power and Energy (PECON2010)**. pp. 444-449.
- IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators**. IEEE Std. 112-2004, Nov. 2004.
- Jangjit, S. and Laohachai, P. (2009). Parameter estimation of three-phase induction motor by using genetic algorithm. **Journal of Electrical Engineering & Technology**. vol. 4, no. 3, pp. 360-364.
- Jian, L., He, L., Wan, T., and Yu, C. (2009). Efficiency-optimized space-vector-modulation direct torque control for AC motor drives. **International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009)**. pp. 348-353.
- Karanayil, B., Rahman, M. F. and Grantham, C. (2007). Online stator and rotor resistance estimation scheme using artificial neural networks for vector controlled speed sensorless induction motor drive. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**. vol. 54, no. 1, pp. 167-176.
- Kataoka, T., Toda, S., and Sato, Y. (1993). On-line estimation of induction motor parameters by extended Kalman filter. **Fifth European Conference on Power Electronics and Applications**. vol. 4, pp. 325-329.

- Kioskeridis, I., and Margaris, N. (1996). Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**. vol. 43, no. 1, pp. 226-231.
- Kirschen, D. S., Novotny, D. W., and Suwanwisut, W. (1984). Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives. **IEEE Trans. on Industry Application**. vol. IA-20, no. 5, pp. 1244-1250.
- Kirschen, D. S., Novotny, D. W., and Lipo, D. A. (1985). Online efficiency optimization of a variable frequency Induction Motor Drive. **IEEE Trans. on Industry Application**. vol. IA-21, no. 4, pp. 610-616.
- Kluabwang, J., Puangdownreong, D., and Sujitjorn, S. (2012). Multipath adaptive tabu search for a vehicle control problem. **Journal of Applied Mathematics**. vol. 2012, Article ID 731623, 20 pages, 2012.
- Krause, P. C., Wasknczuk, O., and Sudhoff, S. D. (2013). **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Piscataway, NJ: IEEE Press.
- Kulworawanichpong, T., Puangdownreong, D., and Sujitjorn, S. (2004). Finite convergence of adaptive tabu search. **ASEAN Journal on Science and Technology for Development**. vol. 21, no. 2-3, pp. 103-115.
- Kusko, A., and Galler, D. (1983). Control means for minimization of losses in AC and DC motor drives. **IEEE Trans. on Industry Application**. IA-19, no. 4, pp. 561-570.
- Leite, V., Araujo, R., and Freitas, D. (2003). A new online identification methodology for flux and parameters estimation of vector controlled induction motors. **IEEE International Electric Machines and Driver Conference (IEMDC'03)**, vol. 1, no. 1, pp. 449-455.
- Lewis, F. L. (1992). **Applied Optimal Control and Estimation: Digital Design and Implementation**. Engwood Cliffs, NJ: Prentice Hall.
- Lima, A. M. N., Jacobina, C. B., and Filho, E. B. (1997) Nonlinear parameter estimation of steady-state induction machine models. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**, vol. 44, no. 3, pp. 390-397.
- Loron, L., and Laliberte, G. (1993). Application of the extended Kalman filter to parameters estimation of induction motors. **Fifth European Conference on Power Eletronics and Applications**. vol. 5, pp. 85-90.

- LV 25-P transducers voltage, Digi-Key Electronics Web site. Available at: <https://www.digikey.com/product-detail/en/lem-usa-inc/LV-25-P/398-1019-ND/409832>.
- Matsuse, K., Yoshizumi, T., Katsuta, S., and Taniguchi, S. (1999). High-response flux control of direct-Field-oriented induction motor with high efficiency taking core losses into account. **IEEE Trans. on Industry Application.** vol. 35, no. 1, pp. 62-69.
- Ojo, O., and Dong, G. (2005). Sensorless control of induction motor using natural variable with loss minimization. **Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2005).** vol. 1, pp. 451-457.
- Onea, A., Horga, V., and Ratoi, M. (2010). Indirect Vector Control of Induction Motor. **The 6th WSEAS International Conference on Simulation, Modelling and Optimization (SMO'06).**, Lisbon, Portugal, pp.98-103.
- Ong, C-M. (1998). **Dynamic Simulation of Electric Machinery: using MATLAB/SIMULINK.** Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.
- Prasad, S. (2010). Indirect Field-Oriented Control of induction motor. **Power Electronics Congress (CIEP) 12th International.**, pp. 102-105.
- Proca, A. B., Keyhani, A. (2002). Identification of variable frequency induction motor from operating data. **IEEE Trans. on Energy Conversion.** vol. 17, no. 1, pp. 24-31.
- Puangdownreong, D., Areerak, K-N., Srikaew, A., Sujitjorn, S., and Totarong, P. (2002). System Identification via Adaptive Tabu Search. in *Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'02).* pp. 915-920.
- Puangdownreong, D., Kulworawanichpong, T., and Sujitjorn, S. (2004). Finite convergence and performance evaluation of adaptive tabu search. in **Knowledge-Based Intelligent Information and Engineering Systems.**, vol. 3215 of *Lecture Notes in Computer Science*, Negoita, M. G., Howlett, R. J., Jain, L. C. Ed. Heidelberg: Springer, pp. 710-717.
- Puangdownreong, D., Sujitjorn, S., and Kulworawanichpong, T. (2004). Convergence analysis of adaptive tabu search. **Science Asia Journal of the Science Society of Thailand.** vol. 30, no. 2, pp. 183-190.

- Rai, K., Seksen, S. B. L., and Thakur, A. N. (2018). A comparative performance analysis for loss minimization of induction motor drive based on soft computing techniques. **International Journal of Applied Engineering Research**. Vol. 13, no. 1, pp. 210-225.
- Ryff, P. F. (1994). **ELECTRIC MACHINERY**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.
- Sarma, M. S., and Pathak, M. K. (2004). **Electric Machines**. Singapore : Cengage Learning.
- Simonik, P., Hudecek, P., Palacky, P. and David, S. (2012). Estimation of induction machine electrical parameters based on the genetic algorithms. **Proceeding Progress in Electromagnetics Research Symposium**. pp. 999-1002.
- Smidl, V., and Peroutka, Z. (2012) Advantages of square-root extended Kalman filter for sensorless control AC drives. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**. vol. 59, no. 11, pp. 4189-4196.
- Soto, G. G., Mendes, E., and Razeq, A. (1999). Reduced-order observers for rotor flux, rotor resistance and speed estimation for vector controlled induction motor drives using the extended Kalman filter technique. **IEE Proc. Electric Power Applications**, vol. 146, no. 3, pp. 282-288.
- Strandt, A., and Wei, L. (2017). Comparison of steady-state induction motor drive efficiency control schemes. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. pp. 3626-3632.
- Strang, G., and Borre, K. (1997). **Linear Algebra, Geodesy, and GPS**. Wellesley, MA: Wellesley-Cambridge Press.
- Sujitjorn, S., Kulworawanichpong, T., Puangdownreong, D., and Areerak, K-N. (2006). Adaptive tabu search and applications in engineering design. in **Integrated Intelligent Systems for Engineering Design**, Zha, X. F., Howlett, R. J. Ed. Amsterdam, The Netherlands: IOS Press, pp. 233-257.
- Sujitjorn, S., Kluabwang, J., Puangdownreong, D., and Sarasiri, N. (2009). Adaptive tabu search and management agent. **The ECTI Trans. on Electrical Engineering, Electronics, and Communications**. vol. 7, no. 2, pp. 1-10.
- Tan, N. A., and Lee, D-C. (2018). Loss minimization control of senseless scalar-controlled induction motor drives considering iron loss. **International Power Electronics Conference**. pp. 478-482.

- Tofighi, E. M., Mahdizadeh, A. and Feyzi, M. R. (2013). Online estimation of induction motor parameters using a modified particle swarm optimization technique. **39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. pp. 3645-3650.
- Tsang, K. M., and Chan, W. L. (2005). Cascade controller for DC/DC buck convertor. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**. vol. 152, no. 4, pp. 827-831.
- Uddin, M. N., and Nam, S. W. (2008). New online loss-minimization based control of an induction motor drive. **IEEE Trans. on Industry Application**. vol. 23, no. 2, pp. 926-933.
- Wang, W-J., and Wang, C-C. (1999). Speed and efficiency control of an induction motor with input-output linearization. **IEEE Trans. on Energy Conversion**. vol. 14, no. 3, pp. 373-378.
- Wang, K., Chiasson, J., Bodson, M., and Tolbert, L. M. (2005). A nonlinear least-squares approach for identification of the induction motor parameters, **IEEE Transactions on Automatic Control**. vol. 50 no. 10, pp. 1622-1628.
- Wade, S., Dunnigan, M. W., and Williams, B. W. (1994) Parameter identification for vector controlled induction machines. **International Conference on Control**. vol. 2, pp. 1187-1192.
- Wit, C. C., and Ramirez, J. (1999). Optimal torque control for current-fed induction motors. **IEEE Trans. on Automatic Control**. vol. 44, no. 5, pp. 1084-1089.
- Zadeh, S. V., and Hendi, F. (2005). A continuous efficiency optimization controller for induction motor drives. **Energy Conversion and Management**. vol. 46, pp. 701-713.
- Zaky, M. S., Khater, M., Yasin, H., and Shokralla, S. S. (2008). Review of different speed estimation schemes for sensorless induction motor drives. **Journal of Electrical Engineering**. pp. 102-140.
- Zhao, M., and Lu, Y. (1991). Parameter identification and convergence analysis based on the least-squares method for a class of non-linear systems. **Int. J. Sci.** vol. 22, no. 1, pp. 33-48.
- Zai, L-C., DeMarco, C. L., and Lipo, T. A. (1992). An Extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drive. **IEEE Trans. on Industry Applications**. vol. 28, no. 1, pp. 96-104.

ภาคผนวก ก

โปรแกรมภาษาซีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมบนบอร์ด eZdsp™ F28335

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

1 //#####
2 // Vector control
3 // Created by Sasiya Udomsuk
4 // Set speed , receive ids from KF_board
5 //#####
6 #include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File
7 #include "DSP2833x_Device.h" // Device Headerfile and Examples Include File
8 #include "DSP2833x_Examples.h"
9 #include "math.h"
10
11 // ADC start parameters
12 #if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
13 #define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 =
14 150/(2*3) = 25.0 MHz
15 #endif
16 #if (CPU_FRQ_100MHZ)
17 #define ADC_MODCLK 0x2 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 =
18 100/(2*2) = 25.0 MHz
19 #endif
20 #define ADC_CKPS 0x0 // ADC module clock = HSPCLK/1 = 25.5MHz/(1) =
21 25.0 MHz
22 #define ADC_SHCLK 0x1 // S/H width in ADC module periods = 2 ADC
23 cycle
24 #define AVG 1000 // Average sample limit
25 #define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset
26 #define BUF_SIZE 1024 // Sample buffer size
27
28 // Prototype statements for functions found within this file.
29 void InitEPwm1Example(void);
30 void InitEPwm2Example(void);

```

```
31 void InitEPwm3Example(void);
32 interrupt void epwm1_isr(void);
33 interrupt void epwm2_isr(void);
34 interrupt void epwm3_isr(void);
35 interrupt void cpu_timer0_isr(void);
36 void Gpio_select(void);
37 void delay_loop(void);
38 void DACport(int16 kkk,int Chan);
39 Uint16 i;
40 Uint16 kkk;
41 // Global variables used in this example
42 Uint32 EPwm1TimerIntCount;
43 Uint32 EPwm2TimerIntCount;
44 Uint32 EPwm3TimerIntCount;
45 Uint16 EPwm1_DB_Direction;
46 Uint16 EPwm2_DB_Direction;
47 Uint16 EPwm3_DB_Direction;
48
49 // low pass filter
50 float Ia_filter = 0;
51 float Ib_filter = 0;
52 float Ic_filter = 0;
53 float SPEED_FILTER = 0;
54
55 // sampling time
56 float Ts = 1e-4;
57 int LOOP = 1;
58 // Variable speed
59 float errorspeed,Excess,Us;
60 float SPEED_COM = 94.25;
```



```

61 float SPEED_encoder_wm = 0;
62 int32 SPEED_encoder = 0,k = 0;
63 float sum = 0;
64 float COUNTER = 0;
65 //-----//
66 // tate
67 float we,sinwe,coswe;
68 float tate = 0;
69 int16 tate_point = 0;
70 //.....//
71
72 // PI Iq
73 float Uq,Ud,errorq,errord,Vsqref,Vsdref,Excessq,Excessd;
74 float sumq = 0;
75 float sumd = 0;
76 float Iqref = 0;
77 float Idref = 0.57;
78 float Vsqref,Vsdref;
79 //.....//
80 // Inverse Park transformation
81 int32 Va,Vb,Vc;
82 float zz,qq,oo,jj,gg,ee,ii,Vd,Vq,Val,Vbl,Vcl;
83 //.....//
84 // Park transformation
85 int32 IADC4 = 0;
86 int32 IADC5 = 0;
87 int32 IADC6 = 0;
88 float SADC1 = 0;
89 float IADC7 = 0;
90 float Ia,Ib,Ic,Ial,Ibe;

```

```
91 float Id,Iq,ids_opt=0.57;
92 //.....//
93 // send data
94 int16 CCT1          = 0;
95 int16 CCT2          = 0;
96 int32 Vout1,Vout2,Vout3;
97 float sin_table[900]=
98 {0,0.0070,0.0140,0.0209,0.0279,0.0349,0.0419,0.0488,0.0558,0.0628,0.0698,0.0767,0.0
99 837,0.0906,0.0976,0.1045,0.1115,0.1184,0.1253,0.1323,0.1392,0.1461,0.1530,0.1599,0.
100 1668,0.1736,0.1805,0.1874,0.1942,0.2011,0.2079,0.2147,0.2215,0.2284,0.2351,0.2419,0
101 .2487,0.2554,0.2622,0.2689,0.2756,0.2823,0.2890,0.2957,0.3024,0.3090,0.3156,0.3223,
102 0.3289,0.3355,0.3420,0.3486,0.3551,0.3616,0.3681,0.3746,0.3811,0.3875,0.3939,0.4003
103 ,0.4067,0.4131,0.4195,0.4258,0.4321,0.4384,0.4446,0.4509,0.4571,0.4633,0.4695,0.475
104 6,0.4818,0.4879,0.4939,0.5000,0.5060,0.5120,0.5180,0.5240,0.5299,0.5358,0.5417,0.54
105 76,0.5534,0.5592,0.5650,0.5707,0.5764,0.5821,0.5878,0.5934,0.5990,0.6046,0.6101,0.6
106 157,0.6211,0.6266,0.6320,0.6374,0.6428,0.6481,0.6534,0.6587,0.6639,0.6691,0.6743,0.
107 6794,0.6845,0.6896,0.6947,0.6997,0.7046,0.7096,0.7145,0.7193,0.7242,0.7290,0.7337,0
108 .7385,0.7431,0.7478,0.7524,0.7570,0.7615,0.7660,0.7705,0.7749,0.7793,0.7837,0.7880,
109 0.7923,0.7965,0.8007,0.8049,0.8090,0.8131,0.8171,0.8211,0.8251,0.8290,0.8329,0.8368
110 ,0.8406,0.8443,0.8480,0.8517,0.8554,0.8590,0.8625,0.8660,0.8695,0.8729,0.8763,0.879
111 6,0.8829,0.8862,0.8894,0.8926,0.8957,0.8988,0.9018,0.9048,0.9078,0.9107,0.9135,0.91
112 64,0.9191,0.9219,0.9245,0.9272,0.9298,0.9323,0.9348,0.9373,0.9397,0.9421,0.9444,0.9
113 466,0.9489,0.9511,0.9532,0.9553,0.9573,0.9593,0.9613,0.9632,0.9650,0.9668,0.9686,0.
114 9703,0.9720,0.9736,0.9751,0.9767,0.9781,0.9796,0.9810,0.9823,0.9836,0.9848,0.9860,0
115 .9871,0.9882,0.9893,0.9903,0.9912,0.9921,0.9930,0.9938,0.9945,0.9952,0.9959,0.9965,
116 0.9971,0.9976,0.9980,0.9984,0.9988,0.9991,0.9994,0.9996,0.9998,0.9999,1.0000,1.0000
117 ,1.0000,0.9999,0.9998,0.9996,0.9994,0.9991,0.9988,0.9984,0.9980,0.9976,0.9971,0.996
118 5,0.9959,0.9952,0.9945,0.9938,0.9930,0.9921,0.9912,0.9903,0.9893,0.9882,0.9871,0.98
119 60,0.9848,0.9836,0.9823,0.9810,0.9796,0.9781,0.9767,0.9751,0.9736,0.9720,0.9703,0.9
120 686,0.9668,0.9650,0.9632,0.9613,0.9593,0.9573,0.9553,0.9532,0.9511,0.9489,0.9466,
```

121 0.9444,0.9421,0.9397,0.9373,0.9348,0.9323,0.9298,0.9272,0.9245,0.9219,0.9191,0.9164
 122 ,0.9135,0.9107,0.9078,0.9048,0.9018,0.8988,0.8957,0.8926,0.8894,0.8862,0.8829,0.879
 123 6,0.8763,0.8729,0.8695,0.8660,0.8625,0.8590,0.8554,0.8517,0.8480,0.8443,0.8406,0.83
 124 68,0.8329,0.8290,0.8251,0.8211,0.8171,0.8131,0.8090,0.8049,0.8007,0.7965,0.7923,0.7
 125 880,0.7837,0.7793,0.7749,0.7705,0.7660,0.7615,0.7570,0.7524,0.7478,0.7431,0.7385,0.
 126 7337,0.7290,0.7242,0.7193,0.7145,0.7096,0.7046,0.6997,0.6947,0.6896,0.6845,0.6794,0
 127 .6743,0.6691,0.6639,0.6587,0.6534,0.6481,0.6428,0.6374,0.6320,0.6266,0.6211,0.6157,
 128 0.6101,0.6046,0.5990,0.5934,0.5878,0.5821,0.5764,0.5707,0.5650,0.5592,0.5534,0.5476
 129 ,0.5417,0.5358,0.5299,0.5240,0.5180,0.5120,0.5060,0.5000,0.4939,0.4879,0.4818,0.475
 130 6,0.4695,0.4633,0.4571,0.4509,0.4446,0.4384,0.4321,0.4258,0.4195,0.4131,0.4067,0.40
 131 03,0.3939,0.3875,0.3811,0.3746,0.3681,0.3616,0.3551,0.3486,0.3420,0.3355,0.3289,0.3
 132 223,0.3156,0.3090,0.3024,0.2957,0.2890,0.2823,0.2756,0.2689,0.2622,0.2554,0.2487,0.
 133 2419,0.2351,0.2284,0.2215,0.2147,0.2079,0.2011,0.1942,0.1874,0.1805,0.1736,0.1668,0
 134 .1599,0.1530,0.1461,0.1392,0.1323,0.1253,0.1184,0.1115,0.1045,0.0976,0.0906,0.0837,
 135 0.0767,0.0698,0.0628,0.0558,0.0488,0.0419,0.0349,0.0279,0.0209,0.0140,0.0070,0.0000
 136 , -0.0070,-0.0140,-0.0209,-0.0279,-0.0349,-0.0419,-0.0488,-0.0558,-0.0628,-0.0698,-
 137 0.0767,-0.0837,-0.0906,-0.0976,-0.1045,-0.1115,-0.1184,-0.1253,-0.1323,-0.1392,-
 138 0.1461,-0.1530,-0.1599,-0.1668,-0.1736,-0.1805,-0.1874,-0.1942,-0.2011,-0.2079,-
 139 0.2147,-0.2215,-0.2284,-0.2351,-0.2419,-0.2487,-0.2554,-0.2622,-0.2689,-0.2756,-
 140 0.2823,-0.2890,-0.2957,-0.3024,-0.3090,-0.3156,-0.3223,-0.3289,-0.3355,-0.3420,-
 141 0.3486,-0.3551,-0.3616,-0.3681,-0.3746,-0.3811,-0.3875,-0.3939,-0.4003,-0.4067,-
 142 0.4131,-0.4195,-0.4258,-0.4321,-0.4384,-0.4446,-0.4509,-0.4571,-0.4633,-0.4695,-
 143 0.4756,-0.4818,-0.4879,-0.4939,-0.5000,-0.5060,-0.5120,-0.5180,-0.5240,-0.5299,-
 144 0.5358,-0.5417,-0.5476,-0.5534,-0.5592,-0.5650,-0.5707,-0.5764,-0.5821,-0.5878,-
 145 0.5934,-0.5990,-0.6046,-0.6101,-0.6157,-0.6211,-0.6266,-0.6320,-0.6374,-0.6428,-
 146 0.6481,-0.6534,-0.6587,-0.6639,-0.6691,-0.6743,-0.6794,-0.6845,-0.6896,-0.6947,-
 147 0.6997,-0.7046,-0.7096,-0.7145,-0.7193,-0.7242,-0.7290,-0.7337,-0.7385,-0.7431,-
 148 0.7478,-0.7524,-0.7570,-0.7615,-0.7660,-0.7705,-0.7749,-0.7793,-0.7837,-0.7880,-
 149 0.7923,-0.7965,-0.8007,-0.8049,-0.8090,-0.8131,-0.8171,-0.8211,-0.8251,-0.8290,-
 150 0.8329,-0.8368,-0.8406,-0.8443,-0.8480,-0.8517,-0.8554,-0.8590,-0.8625,-0.8660,

151 -0.8695,-0.8729,-0.8763,-0.8796,-0.8829,-0.8862,-0.8894,-0.8926,-0.8957,-0.8988,-
152 0.9018,-0.9048,-0.9078,-0.9107,-0.9135,-0.9164,-0.9191,-0.9219,-0.9245,-0.9272,-
153 0.9298,-0.9323,-0.9348,-0.9373,-0.9397,-0.9421,-0.9444,-0.9466,-0.9489,-0.9511,-
154 0.9532,-0.9553,-0.9573,-0.9593,-0.9613,-0.9632,-0.9650,-0.9668,-0.9686,-0.9703,-
155 0.9720,-0.9736,-0.9751,-0.9767,-0.9781,-0.9796,-0.9810,-0.9823,-0.9836,-0.9848,-
156 0.9860,-0.9871,-0.9882,-0.9893,-0.9903,-0.9912,-0.9921,-0.9930,-0.9938,-0.9945,-
157 0.9952,-0.9959,-0.9965,-0.9971,-0.9976,-0.9980,-0.9984,-0.9988,-0.9991,-0.9994,-
158 0.9996,-0.9998,-0.9999,-1.0000,-1.0000,-1.0000,-0.9999,-0.9998,-0.9996,-0.9994,-
159 0.9991,-0.9988,-0.9984,-0.9980,-0.9976,-0.9971,-0.9965,-0.9959,-0.9952,-0.9945,-
160 0.9938,-0.9930,-0.9921,-0.9912,-0.9903,-0.9893,-0.9882,-0.9871,-0.9860,-0.9848,-
161 0.9836,-0.9823,-0.9810,-0.9796,-0.9781,-0.9767,-0.9751,-0.9736,-0.9720,-0.9703,-
162 0.9686,-0.9668,-0.9650,-0.9632,-0.9613,-0.9593,-0.9573,-0.9553,-0.9532,-0.9511,-
163 0.9489,-0.9466,-0.9444,-0.9421,-0.9397,-0.9373,-0.9348,-0.9323,-0.9298,-0.9272,-
164 0.9245,-0.9219,-0.9191,-0.9164,-0.9135,-0.9107,-0.9078,-0.9048,-0.9018,-0.8988,-
165 0.8957,-0.8926,-0.8894,-0.8862,-0.8829,-0.8796,-0.8763,-0.8729,-0.8695,-0.8660,-
166 0.8625,-0.8590,-0.8554,-0.8517,-0.8480,-0.8443,-0.8406,-0.8368,-0.8329,-0.8290,-
167 0.8251,-0.8211,-0.8171,-0.8131,-0.8090,-0.8049,-0.8007,-0.7965,-0.7923,-0.7880,-
168 0.7837,-0.7793,-0.7749,-0.7705,-0.7660,-0.7615,-0.7570,-0.7524,-0.7478,-0.7431,-
169 0.7385,-0.7337,-0.7290,-0.7242,-0.7193,-0.7145,-0.7096,-0.7046,-0.6997,-0.6947,-
170 0.6896,-0.6845,-0.6794,-0.6743,-0.6691,-0.6639,-0.6587,-0.6534,-0.6481,-0.6428,-
171 0.6374,-0.6320,-0.6266,-0.6211,-0.6157,-0.6101,-0.6046,-0.5990,-0.5934,-0.5878,-
172 0.5821,-0.5764,-0.5707,-0.5650,-0.5592,-0.5534,-0.5476,-0.5417,-0.5358,-0.5299,-
173 0.5240,-0.5180,-0.5120,-0.5060,-0.5000,-0.4939,-0.4879,-0.4818,-0.4756,-0.4695,-
174 0.4633,-0.4571,-0.4509,-0.4446,-0.4384,-0.4321,-0.4258,-0.4195,-0.4131,-0.4067,-
175 0.4003,-0.3939,-0.3875,-0.3811,-0.3746,-0.3681,-0.3616,-0.3551,-0.3486,-0.3420,-
176 0.3355,-0.3289,-0.3223,-0.3156,-0.3090,-0.3024,-0.2957,-0.2890,-0.2823,-0.2756,-
177 0.2689,-0.2622,-0.2554,-0.2487,-0.2419,-0.2351,-0.2284,-0.2215,-0.2147,-0.2079,-
178 0.2011,-0.1942,-0.1874,-0.1805,-0.1736,-0.1668,-0.1599,-0.1530,-0.1461,-0.1392,-
179 0.1323,-0.1253,-0.1184,-0.1115,-0.1045,-0.0976,-0.0906,-0.0837,-0.0767,-0.0698,-
180 0.0628,-0.0558,-0.0488,-0.0419,-0.0349,-0.0279,-0.0209,-0.0140,-0.0070};

```
181 float cos_table[900]=
182 {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.
183 9959,0.9952,0.9945,0.9938,0.9930,0.9921,0.9912,0.9903,0.9893,0.9882,0.9871,0.9860,
184 0.9848,0.9836,0.9823,0.9810,0.9796,0.9781,0.9767,0.9751,0.9736,0.9720,0.9703,0.9686
185 ,0.9668,0.9650,0.9632,0.9613,0.9593,0.9573,0.9553,0.9532,0.9511,0.9489,0.9466,0.944
186 4,0.9421,0.9397,0.9373,0.9348,0.9323,0.9298,0.9272,0.9245,0.9219,0.9191,0.9164,0.91
187 35,0.9107,0.9078,0.9048,0.9018,0.8988,0.8957,0.8926,0.8894,0.8862,0.8829,0.8796,0.8
188 763,0.8729,0.8695,0.8660,0.8625,0.8590,0.8554,0.8517,0.8480,0.8443,0.8406,0.8368,0.
189 8329,0.8290,0.8251,0.8211,0.8171,0.8131,0.8090,0.8049,0.8007,0.7965,0.7923,0.7880,0
190 .7837,0.7793,0.7749,0.7705,0.7660,0.7615,0.7570,0.7524,0.7478,0.7431,0.7385,0.7337,
191 0.7290,0.7242,0.7193,0.7145,0.7096,0.7046,0.6997,0.6947,0.6896,0.6845,0.6794,0.6743
192 ,0.6691,0.6639,0.6587,0.6534,0.6481,0.6428,0.6374,0.6320,0.6266,0.6211,0.6157,0.610
193 1,0.6046,0.5990,0.5934,0.5878,0.5821,0.5764,0.5707,0.5650,0.5592,0.5534,0.5476,0.54
194 17,0.5358,0.5299,0.5240,0.5180,0.5120,0.5060,0.5000,0.4939,0.4879,0.4818,0.4756,0.4
195 695,0.4633,0.4571,0.4509,0.4446,0.4384,0.4321,0.4258,0.4195,0.4131,0.4067,0.4003,0.
196 3939,0.3875,0.3811,0.3746,0.3681,0.3616,0.3551,0.3486,0.3420,0.3355,0.3289,0.3223,0
197 .3156,0.3090,0.3024,0.2957,0.2890,0.2823,0.2756,0.2689,0.2622,0.2554,0.2487,0.2419,
198 0.2351,0.2284,0.2215,0.2147,0.2079,0.2011,0.1942,0.1874,0.1805,0.1736,0.1668,0.1599
199 ,0.1530,0.1461,0.1392,0.1323,0.1253,0.1184,0.1115,0.1045,0.0976,0.0906,0.0837,0.076
200 7,0.0698,0.0628,0.0558,0.0488,0.0419,0.0349,0.0279,0.0209,0.0140,0.0070,0.0000,-
201 0.0070,-0.0140,-0.0209,-0.0279,-0.0349,-0.0419,-0.0488,-0.0558,-0.0628,-0.0698,-
202 0.0767,-0.0837,-0.0906,-0.0976,-0.1045,-0.1115,-0.1184,-0.1253,-0.1323,-0.1392,-
203 0.1461,-0.1530,-0.1599,-0.1668,-0.1736,-0.1805,-0.1874,-0.1942,-0.2011,-0.2079,-
204 0.2147,-0.2215,-0.2284,-0.2351,-0.2419,-0.2487,-0.2554,-0.2622,-0.2689,-0.2756,-
205 0.2823,-0.2890,-0.2957,-0.3024,-0.3090,-0.3156,-0.3223,-0.3289,-0.3355,-0.3420,-
206 0.3486,-0.3551,-0.3616,-0.3681,-0.3746,-0.3811,-0.3875,-0.3939,-0.4003,-0.4067,-
207 0.4131,-0.4195,-0.4258,-0.4321,-0.4384,-0.4446,-0.4509,-0.4571,-0.4633,-0.4695,-
208 0.4756,-0.4818,-0.4879,-0.4939,-0.5000,-0.5060,-0.5120,-0.5180,-0.5240,-0.5299,-
209 0.5358,-0.5417,-0.5476,-0.5534,-0.5592,-0.5650,-0.5707,-0.5764,-0.5821,-0.5878,-
210 0.5934,-0.5990,-0.6046,-0.6101,-0.6157,-0.6211,-0.6266,-0.6320,-0.6374,-0.6428,
```

211 -0.6481,-0.6534,-0.6587,-0.6639,-0.6691,-0.6743,-0.6794,-0.6845,-0.6896,-0.6947,-
212 0.6997,-0.7046,-0.7096,-0.7145,-0.7193,-0.7242,-0.7290,-0.7337,-0.7385,-0.7431,-
213 0.7478,-0.7524,-0.7570,-0.7615,-0.7660,-0.7705,-0.7749,-0.7793,-0.7837,-0.7880,-
214 0.7923,-0.7965,-0.8007,-0.8049,-0.8090,-0.8131,-0.8171,-0.8211,-0.8251,-0.8290,-
215 0.8329,-0.8368,-0.8406,-0.8443,-0.8480,-0.8517,-0.8554,-0.8590,-0.8625,-0.8660,-
216 0.8695,-0.8729,-0.8763,-0.8796,-0.8829,-0.8862,-0.8894,-0.8926,-0.8957,-0.8988,-
217 0.9018,-0.9048,-0.9078,-0.9107,-0.9135,-0.9164,-0.9191,-0.9219,-0.9245,-0.9272,-
218 0.9298,-0.9323,-0.9348,-0.9373,-0.9397,-0.9421,-0.9444,-0.9466,-0.9489,-0.9511,-
219 0.9532,-0.9553,-0.9573,-0.9593,-0.9613,-0.9632,-0.9650,-0.9668,-0.9686,-0.9703,-
220 0.9720,-0.9736,-0.9751,-0.9767,-0.9781,-0.9796,-0.9810,-0.9823,-0.9836,-0.9848,-
221 0.9860,-0.9871,-0.9882,-0.9893,-0.9903,-0.9912,-0.9921,-0.9930,-0.9938,-0.9945,-
222 0.9952,-0.9959,-0.9965,-0.9971,-0.9976,-0.9980,-0.9984,-0.9988,-0.9991,-0.9994,-
223 0.9996,-0.9998,-0.9999,-1.0000,-1.0000,-1.0000,-0.9999,-0.9998,-0.9996,-0.9994,-
224 0.9991,-0.9988,-0.9984,-0.9980,-0.9976,-0.9971,-0.9965,-0.9959,-0.9952,-0.9945,-
225 0.9938,-0.9930,-0.9921,-0.9912,-0.9903,-0.9893,-0.9882,-0.9871,-0.9860,-0.9848,-
226 0.9836,-0.9823,-0.9810,-0.9796,-0.9781,-0.9767,-0.9751,-0.9736,-0.9720,-0.9703,-
227 0.9686,-0.9668,-0.9650,-0.9632,-0.9613,-0.9593,-0.9573,-0.9553,-0.9532,-0.9511,-
228 0.9489,-0.9466,-0.9444,-0.9421,-0.9397,-0.9373,-0.9348,-0.9323,-0.9298,-0.9272,-
229 0.9245,-0.9219,-0.9191,-0.9164,-0.9135,-0.9107,-0.9078,-0.9048,-0.9018,-0.8988,-
230 0.8957,-0.8926,-0.8894,-0.8862,-0.8829,-0.8796,-0.8763,-0.8729,-0.8695,-0.8660,-
231 0.8625,-0.8590,-0.8554,-0.8517,-0.8480,-0.8443,-0.8406,-0.8368,-0.8329,-0.8290,-
232 0.8251,-0.8211,-0.8171,-0.8131,-0.8090,-0.8049,-0.8007,-0.7965,-0.7923,-0.7880,-
233 0.7837,-0.7793,-0.7749,-0.7705,-0.7660,-0.7615,-0.7570,-0.7524,-0.7478,-0.7431,-
234 0.7385,-0.7337,-0.7290,-0.7242,-0.7193,-0.7145,-0.7096,-0.7046,-0.6997,-0.6947,-
235 0.6896,-0.6845,-0.6794,-0.6743,-0.6691,-0.6639,-0.6587,-0.6534,-0.6481,-0.6428,-
236 0.6374,-0.6320,-0.6266,-0.6211,-0.6157,-0.6101,-0.6046,-0.5990,-0.5934,-0.5878,-
237 0.5821,-0.5764,-0.5707,-0.5650,-0.5592,-0.5534,-0.5476,-0.5417,-0.5358,-0.5299,-
238 0.5240,-0.5180,-0.5120,-0.5060,-0.5000,-0.4939,-0.4879,-0.4818,-0.4756,-0.4695,-
239 0.4633,-0.4571,-0.4509,-0.4446,-0.4384,-0.4321,-0.4258,-0.4195,-0.4131,-0.4067,-
240 0.4003,-0.3939,-0.3875,-0.3811,-0.3746,-0.3681,-0.3616,-0.3551,-0.3486,-0.3420,

```

241 -0.3355,-0.3289,-0.3223,-0.3156,-0.3090,-0.3024,-0.2957,-0.2890,-0.2823,-0.2756,-
242 0.2689,-0.2622,-0.2554,-0.2487,-0.2419,-0.2351,-0.2284,-0.2215,-0.2147,-0.2079,-
243 0.2011,-0.1942,-0.1874,-0.1805,-0.1736,-0.1668,-0.1599,-0.1530,-0.1461,-0.1392,-
244 0.1323,-0.1253,-0.1184,-0.1115,-0.1045,-0.0976,-0.0906,-0.0837,-0.0767,-0.0698,-
245 0.0628,-0.0558,-0.0488,-0.0419,-0.0349,-0.0279,-0.0209,-0.0140,-
246 0.0070,0.0000,0.0070,0.0140,0.0209,0.0279,0.0349,0.0419,0.0488,0.0558,0.0628,0.0698
247 ,0.0767,0.0837,0.0906,0.0976,0.1045,0.1115,0.1184,0.1253,0.1323,0.1392,0.1461,0.153
248 0,0.1599,0.1668,0.1736,0.1805,0.1874,0.1942,0.2011,0.2079,0.2147,0.2215,0.2284,0.23
249 51,0.2419,0.2487,0.2554,0.2622,0.2689,0.2756,0.2823,0.2890,0.2957,0.3024,0.3090,0.3
250 156,0.3223,0.3289,0.3355,0.3420,0.3486,0.3551,0.3616,0.3681,0.3746,0.3811,0.3875,0.
251 3939,0.4003,0.4067,0.4131,0.4195,0.4258,0.4321,0.4384,0.4446,0.4509,0.4571,0.4633,0
252 .4695,0.4756,0.4818,0.4879,0.4939,0.5000,0.5060,0.5120,0.5180,0.5240,0.5299,0.5358,
253 0.5417,0.5476,0.5534,0.5592,0.5650,0.5707,0.5764,0.5821,0.5878,0.5934,0.5990,0.6046
254 ,0.6101,0.6157,0.6211,0.6266,0.6320,0.6374,0.6428,0.6481,0.6534,0.6587,0.6639,0.669
255 1,0.6743,0.6794,0.6845,0.6896,0.6947,0.6997,0.7046,0.7096,0.7145,0.7193,0.7242,0.72
256 90,0.7337,0.7385,0.7431,0.7478,0.7524,0.7570,0.7615,0.7660,0.7705,0.7749,0.7793,0.7
257 837,0.7880,0.7923,0.7965,0.8007,0.8049,0.8090,0.8131,0.8171,0.8211,0.8251,0.8290,0.
258 8329,0.8368,0.8406,0.8443,0.8480,0.8517,0.8554,0.8590,0.8625,0.8660,0.8695,0.8729,0
259 .8763,0.8796,0.8829,0.8862,0.8894,0.8926,0.8957,0.8988,0.9018,0.9048,0.9078,0.9107,
260 0.9135,0.9164,0.9191,0.9219,0.9245,0.9272,0.9298,0.9323,0.9348,0.9373,0.9397,0.9421
261 ,0.9444,0.9466,0.9489,0.9511,0.9532,0.9553,0.9573,0.9593,0.9613,0.9632,0.9650,0.966
262 8,0.9686,0.9703,0.9720,0.9736,0.9751,0.9767,0.9781,0.9796,0.9810,0.9823,0.9836,0.98
263 48,0.9860,0.9871,0.9882,0.9893,0.9903,0.9912,0.9921,0.9930,0.9938,0.9945,0.9952,0.9
264 959,0.9965,0.9971,0.9976,0.9980,0.9984,0.9988,0.9991,0.9994,0.9996,0.9998,0.9999,1}
265 ;
266 // Maximum Dead Band values
267 #define EPWM1_MAX_DB 0x03FF
268 #define EPWM2_MAX_DB 0x03FF
269 #define EPWM3_MAX_DB 0x03FF
270 #define EPWM1_MIN_DB 0

```

```

271 #define EPWM2_MIN_DB 0
272 #define EPWM3_MIN_DB 0
273 // To keep track of which way the Dead Band is moving
274 #define DB_UP 1
275 #define DB_DOWN 0
276 // Prototype statements for functions found within this file.
277 void main(void)
278 { // Step 1. Initialize System Control:
279 // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
280 // This example function is found in the DSP2833x_SysCtrl.c file.
281     InitSysCtrl();
282 // Specific clock setting for this example:
283     EALLOW;
284     SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK; // HSPCLK =
285     SYSCLKOUT/ADC_MODCLK
286     EDIS;
287 // Step 2. Initialize GPIO:
288 // This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
289 // illustrates how to set the GPIO to it's default state.
290 // InitGpio(); // Skipped for this example
291     Gpio_select();
292 // Step 2. Initialize GPIO:
293 // This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
294 // illustrates how to set the GPIO to it's default state.
295 // InitGpio(); // Skipped for this example
296 // For this case just init GPIO pins for ePWM1, ePWM2, ePWM3
297 // These functions are in the DSP2833x_EPwm.c file
298     InitEPwm1Gpio();
299     InitEPwm2Gpio();
300     InitEPwm3Gpio();

```



```

301 // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
302 // Disable CPU interrupts
303     DINT;
304 // Initialize the PIE control registers to their default state.
305 // The default state is all PIE interrupts disabled and flags
306 // are cleared.
307 // This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
308     InitPieCtrl();
309 // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
310     IER = 0x0000;
311     IFR = 0x0000;
312 // Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
313 // Service Routines (ISR).
314 // This will populate the entire table, even if the interrupt
315 // is not used in this example. This is useful for debug purposes.
316 // The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
317 // This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
318     InitPieVectTable();
319 // Interrupts that are used in this example are re-mapped to
320 // ISR functions found within this file.
321         // EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
322         // PieVectTable.EPWM1_INT = &epwm1_isr;
323         // PieVectTable.EPWM2_INT = &epwm2_isr;
324         // PieVectTable.EPWM3_INT = &epwm3_isr;
325         // EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
326 // Interrupts that are used in this example are re-mapped to
327 // ISR functions found within this file.
328     EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
329     PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
330     EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

```

```

331 // Step 41. Initialize the Device Peripheral. This function can be
332 // found in DSP2833x_CpuTimers.c
333     InitEPwm1Example();
334     InitEPwm2Example();
335     InitEPwm3Example();
336     InitCpuTimers(); // For this example, only initialize the Cpu Timers
337     #if (CPU_FRQ_150MHZ)
338 // Configure CPU-Timer 0 to interrupt every 500 milliseconds:
339 // 150MHz CPU Freq, 50 millisecond Period (in uSeconds)
340     ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 6, 2500); // 2.84 KHz
341     #endif
342     #if (CPU_FRQ_100MHZ)
343 // Configure CPU-Timer 0 to interrupt every 500 milliseconds:
344 // 100MHz CPU Freq, 50 millisecond Period (in uSeconds)
345     ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 100, 50000);
346     #endif
347 // To ensure precise timing, use write-only instructions to write to the entire register.
348 Therefore, if any
349 // of the configuration bits are changed in ConfigCpuTimer and InitCpuTimers (in
350 DSP2833x_CpuTimers.h), the
351 // below settings must also be updated.
352     CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001; // Use write-only instruction to set TSS bit = 0
353
354 // Step 5. User specific code, enable interrupts:
355 // Configure GPIO32 as a GPIO output pin
356     EALLOW;
357     GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO32 = 0;
358     GpioCtrlRegs.GPBDIR.bit.GPIO32 = 1;
359     GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO79 = 0;
360     GpioCtrlRegs.GPCDIR.bit.GPIO79 = 1;

```

```

361  EDIS;
362  InitAdc();    // For this example, init the ADC
363  // Specific ADC setup for this example:
364  AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK; // Sequential mode: Sample rate
365  = 1/[(2+ACQ_PS)*ADC clock in ns]
366  // = 1/(3*40ns) = 8.3MHz (for 150 MHz SYSCLKOUT)
367  // = 1/(3*80ns) = 4.17MHz (for 100 MHz SYSCLKOUT)
368  // If Simultaneous mode enabled: Sample rate = 1/[(3+ACQ_PS)*ADC clock in ns]
369  AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
370  AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;    // 1 Cascaded mode
371  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;
372  AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1;    // Setup continuous run
373  AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 1;    // Enable Sequencer override feature
374  AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1 = 0xf;
375  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0;           //A0
376  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1;           //A1
377  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2;           //A2
378  AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3;           //A3
379  AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4;           //A4
380  AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5;           //A5
381  AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6;           //A6
382  AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7;           //A7
383  AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x8;           //B0
384  AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x9;           //B1
385  AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x0A;          //B2
386  AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x0B;          //B3
387  AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 0x0C;          //B4
388  AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13 = 0x0D;          //B5
389  AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14 = 0x0E;          //B6
390  AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 0x0F;          //B7

```

```

391   AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
392   // AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1 = 0xf;
393   // convert and store in 8 results registers
394   AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;
395   // Enable CPU INT1 which is connected to CPU-Timer 0:
396   IER |= M_INT1;
397   // Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7
398   PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
399   // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
400   EINT; // Enable Global interrupt INTM
401   ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
402   // Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
403   // This function is found in DSP2833x_InitPeripherals.c
404   // InitPeripherals(); // Not required for this example
405   EALLOW;
406   SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
407   EDIS;
408   EALLOW;
409   SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
410   EDIS;
411   // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
412   EINT; // Enable Global interrupt INTM
413   ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
414   // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):
415   for(;;)
416       {if(LOOP == 1) // 100 usec
417           {
418   GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO12 = !GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO12;
419           LOOP = 0;
420

```

```

421     IADC4 = (AdcRegs.ADCRESULT0>>4);           // reading current values Ia
422     IADC5 = (AdcRegs.ADCRESULT1>>4);           // reading current values Ib
423     IADC6 = (AdcRegs.ADCRESULT2>>4);           // reading current values Ic
424     SADC1 = (AdcRegs.ADCRESULT3>>4);           // reading speed values
425     Ia     = (IADC4 - 2048)*0.000961766;        // Ia
426     Ib     = (IADC5 - 2048)*0.000961766;        // Ib
427     Ic     = (IADC6 - 2048)*0.000961766;        // Ic
428     Ia_filter = Ia_filter + 0.0909*(Ia - Ia_filter); // time constant = 1mSec
429     Ib_filter = Ib_filter + 0.0909*(Ib - Ib_filter);
430     Ic_filter = Ic_filter + 0.0909*(Ic - Ic_filter);
431     SPEED_encoder_wm = SADC1*0.07735;           // reted at 15kHz
432     SPEED_FILTER = SPEED_FILTER + 0.0909*(SPEED_encoder_wm -
433 SPEED_FILTER);
434     if(k==900000){
435     IADC7 = (AdcRegs.ADCRESULT4>>4);           // reading current values ids_opt
436     ids_opt = ((IADC7*0.000241805)*0.91107)-0.0049634;//0.000241805==>0.9/3722
437     if(ids_opt<0.2){ids_opt=Idref;}
438     if(ids_opt>0.9){ids_opt=Idref;}
439     k = 0;   }
440     we     = 2*SPEED_FILTER + (Iqref*19.729/ids_opt); // We = Wr + Wls
441     //22.02*Iqref
442     tate   = tate + we*Ts;                       // Ts = 0.00010 Sec
443     if(tate >= 6.2832){tate = 0;}                // tate_max     = 6.2832;
444     if(tate <= -6.2832){tate = 0;}              // tate_min     = -6.2832;
445     if(tate < 0){tate = 6.2832 + tate;}
446     tate_point = tate*143.24;//143.24;==>900 data 63.33==>400 data
447     sinwe = sin_table[tate_point];              //sinwe = sin(tate);
448     coswe = cos_table[tate_point];              //coswe = cos(tate);
449     //clarke transformation  PEAK CONVENTION
450     Ial = Ia_filter;

```

```

451     Ibe = 0.57735*(Ia_filter + 2*Ib_filter);
452 //park transformation
453     Id = Ial*coswe + Ibe*sinwe;
454     Iq = Ibe*coswe - Ial*sinwe;
455 // speed loop PI control
456     errorspeed = SPEED_COM - SPEED_FILTER; //rad/sec
457     Us = sum + 0.02163*errorspeed;
458     Iqref = Us;
459     if(Iqref >= 1.3){Iqref = 1.3;}
460     if(Iqref <= -1.3){Iqref = -1.3;}
461     Excess = Us - Iqref;
462     sum = sum + (0.000010*errorspeed - 0.00038*Excess); //sum = sum +
463 (22.24*errorspeed - 100*Excess)*10*Ts;
464 //current loop PI control
465     errorq = Iqref - Iq;
466     errord = ids_opt - Id;
467     Uq = sumq + 107.7*errorq;
468     Ud = sumd + 107.7*errord;
469     Vsqrref = Uq;
470     Vsdref = Ud;
471     if(Vsqrref >= 70){Vsqrref = 70;}
472     if(Vsqrref <= -70){Vsqrref = -70;}
473     if(Vsdref >= 30){Vsdref = 30;}
474     if(Vsdref <= -30){Vsdref = -30;}
475     Excessq = Uq - Vsqrref;
476     Excessd = Ud - Vsdref;
477     sumq = sumq + (5.5813*errorq - 0.5*Excessq); //sumq = sumq +
478 (27331.57*errorq - 2853*Excessq)*Ts;
479     sumd = sumd + (5.5813*errord - 0.5*Excessd); //sumd = sumd +
480 (27331.57*errord - 2853*Excessd)*Ts;

```

```

481 //inverse praktransformatian
482     zz = Vsdref*coswe;    // Va = Vd*cos(tate)+Vq*sin(tate)+50
483     qq = Vsqref*sinwe;    // Vb = ((sqrt(3)*Vq- Vd)*cos(tate)
484                               +(sqrt(3)*Vd+Vq)*sin(tate))+50
485     jj = Vsqref*coswe;    // Vc = ((-sqrt(3)*Vq-Vd)*cos(tate)
486                               +(Vq-sqrt(3)*Vd)*sin(tate))+50
487     gg = Vsdref*sinwe;
488     ee = 1.73205*jj; // TINVcon = 1.73;
489     oo = 1.73205*gg;
490     ii = qq - zz;
491     Va1= zz - qq;
492     Vb1= (ee + oo + ii)*0.5;
493     Vc1= (ii - ee - oo)*0.5;
494     Va = (-1)*Va1 + 75;
495     Vb = (-1)*Vb1 + 75;
496     Vc = (-1)*Vc1 + 75;
497     EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = Va;
498     EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = Vb;
499     EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = Vc;
500 //GpioDataRegs.GPCDAT.bit.GPIO79 = 0;
501     Vout1 = SPEED_FILTER*16383/63.88;//900====>5V
502     Vout2 = Id*9829/0.9;//0.5====>5V//(Ib_filter+1.5)*16383/3;
503     Vout3 = Iq*16383/1;//ids_opt*9829/0.9;//(Ia+1.5)*16111/5;
504     DACport(Vout1,1);
505     DACport(Vout2,2);
506     DACport(Vout3,3);
507     k = k+1;} } }
508 void InitEPwm1Example()
509 { EPwm1Regs.TBPRD = 150;          // Set timer period
510   EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;    // Phase is 0

```

```

511 EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;          // Clear counter
512 // Setup TBCLK
513 EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
514 EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;    // Disable phase loading
515 EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 4;        // Clock ratio to SYSCLKOUT
516 EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 4; // Slow just to observe on the scope 5.7 KHz
517 // Setup compare
518 EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 10;
519 // Set actions
520     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;      // PWM toggle low/high
521     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
522     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;
523     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
524 // Active high complementary PWMs - Setup the deadband
525 EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
526 EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
527 EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
528 EPwm1Regs.DBRED = 3;
529 EPwm1Regs.DBFED = 3;
530 EPwm1_DB_Direction = DB_UP;
531 }
532 void InitEPwm2Example()
533 {
534     EPwm2Regs.TBPRD = 150;          // Set timer period
535     EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
536     EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;      // Clear counter
537 // Setup TBCLK
538 EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
539 EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;    // Disable phase loading
540 EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 4;        // Clock ratio to SYSCLKOUT

```



```

541 EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 4;      // Slow just to observe on the scope
542 // Setup compare
543 EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 10;
544 // Set actions
545 EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;    // Set PWM2A on Zero
546 EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
547 EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;  // Set PWM2A on Zero
548 EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
549 // Active high complementary PWMs - Setup the deadband
550 EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
551 EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
552 EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
553 EPwm2Regs.DBRED = 3;
554 EPwm2Regs.DBFED = 3;
555 EPwm2_DB_Direction = DB_UP;
556 }
557 void InitEPwm3Example()
558 { EPwm3Regs.TBPRD = 150;                // Set timer period
559   EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
560   EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000;           // Clear counter
561   // Setup TBCLK
562   EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
563   EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
564   EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 4;    // Clock ratio to SYSCLKOUT
565   EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 4;      // Slow so we can observe on the scope
566   // Setup compare
567   EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 10;
568   // Set actions
569   EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;    // Set PWM3A on Zero
570   EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;

```

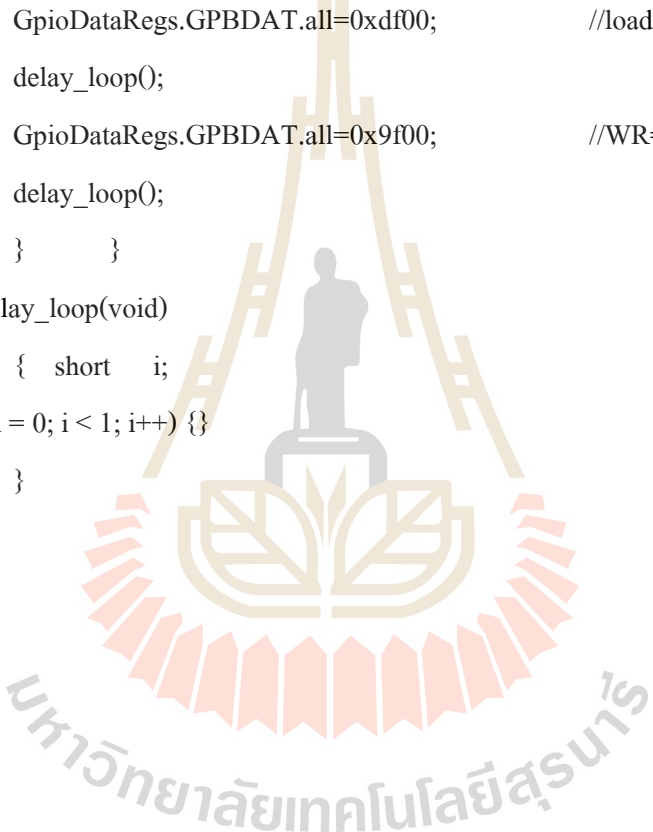
```

571 EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_CLEAR;      // Set PWM3A on Zero
572 EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_SET;
573 // Active high complementary PWMs - Setup the deadband
574 EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
575 EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
576 EPwm3Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
577 EPwm3Regs.DBRED = 3;
578 EPwm3Regs.DBFED = 3;
579 EPwm3_DB_Direction = DB_UP;
580 }
581 interrupt void cpu_timer0_isr(void)
582     {
583         CpuTimer0.InterruptCount++;
584         LOOP = 1;
585         // Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 1
586         PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
587     }
588 void Gpio_select(void)
589     {
590         EALLOW;
591         GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0x0000;
592         GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0x0000; // GPIO functionality GPIO32-
593         GPIO47
594         GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0x0000; // GPIO functionality GPIO64-
595         GPIO79
596         GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0xFFFF;
597         GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0xFFFF; // GPIO32-GPIO47 are output
598         GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0xFFFF; // GPIO64-GPIO79 are output
599         EDIS;    }
600 void DACport(int16 kkk,int Chan)
601     {
602         if (Chan==1)

```

```
601     {
602     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xff00;           //initial
603     GpioDataRegs.GPCDAT.all=kkk;             //load data
604     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xff00;
605     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xfe00;         //load input latch WR=1
606     delay_loop();
607     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xbe00;         //WR=0
608     delay_loop();
609     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xfd00;         //load D/A latch WR=1
610     delay_loop();
611     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xbd00;         //WR=0
612     delay_loop();
613     }
614     if (Chan==2)
615     {
616     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xff00;           //initial
617     GpioDataRegs.GPCDAT.all=kkk;             //load data
618     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xff00;
619     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xfb00;         //load input latch WR=1
620     delay_loop();
621     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xbb00;         //WR=0
622     delay_loop();
623     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xf700;         //load D/A latch WR=1
624     delay_loop();
625     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xb700;         //WR=0
626     delay_loop();
627     }
628     if (Chan==3)
629     {if(kkk<0)
630     {kkk=0;}
```

```
631     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xff00;           //initial
632     GpioDataRegs.GPCDAT.all=kkk;             //load data
633     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xff00;
634     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xef00;           //load input latch WR=1
635     delay_loop();
636     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xaf00;           //WR=0
637     delay_loop();
638     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0xdf00;           //load D/A latch WR=1
639     delay_loop();
640     GpioDataRegs.GPBDAT.all=0x9f00;           //WR=0
641     delay_loop();
642     } }
643 void delay_loop(void)
644     { short i;
645     for (i = 0; i < 1; i++) {}
646     }
647
648
649
650
651
652
653
654
655
656
657
658
659
660
```

The image contains a large, semi-transparent watermark of the Sakon Nakhon Rajabhat University logo. The logo features a central figure of a person standing on a pedestal, flanked by two stylized figures. Below this is a circular emblem with a lotus-like design. The text 'มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี' (Mahavithayalai Technonology Suranaree) is written in Thai script around the bottom of the emblem.

การอธิบายรายละเอียดโปรแกรมการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บรรทัดที่ 1 – 10	การประกาศเรียกใช้งานเฮดเดอร์ไฟล์ต่าง ๆ ของบอร์ด eZdsp™F28335
บรรทัดที่ 11 – 27	กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการอ่านค่าอนาล็อกเป็นค่าดิจิทัล
บรรทัดที่ 28 – 40	ประกาศเรียกใช้งานฟังก์ชันต่าง ๆ ภายในบอร์ด eZdsp™F28335
บรรทัดที่ 41 – 48	กำหนดตัวแปรฟังก์ชันการสร้างสัญญาณ PWM ของบอร์ด eZdsp™F28335
บรรทัดที่ 49 – 54	กำหนดค่าตัวแปรของวงจรองความถี่ต่ำผ่านแบบดิจิทัล
บรรทัดที่ 55 – 96	กำหนดค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้งานสำหรับการควบคุม
บรรทัดที่ 97 – 180	ตารางค่าฟังก์ชันไซน์จำนวน 1 คาบสัญญาณซึ่งมีทั้งหมด 900 จุด
บรรทัดที่ 181 – 265	ตารางค่าฟังก์ชันโคไซน์จำนวน 1 คาบสัญญาณซึ่งมีทั้งหมด 900 จุด
บรรทัดที่ 266 – 275	กำหนดค่าให้ตัวแปรสำหรับการทำ dead band ของสัญญาณ PWM
บรรทัดที่ 276 – 414	เข้าสู่ฟังก์ชันการทำงานหลักเพื่อตั้งค่าส่วนต่าง ๆ ของบอร์ด eZdsp™F28335 ซึ่งประกอบด้วยการล้างค่าในรีจิสเตอร์ต่าง ๆ ภายในบอร์ดก่อนการเริ่มทำงาน การตั้งค่าพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต การตั้งค่าเริ่มต้นของการสร้างสัญญาณ PWM กำหนดพอร์ตในการอ่านค่าแอนะล็อกจากอุปกรณ์ตรวจวัด
บรรทัดที่ 415	เข้าสู่ฟังก์ชันการทำงานแบบไม่รู้จักเพื่อเริ่มควบคุมระบบ
บรรทัดที่ 416 – 433	ฟังก์ชันการรับค่าอินพุตที่ใช้ในการคำนวณการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมและแปลงค่าจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล
บรรทัดที่ 434 – 439	ฟังก์ชันการรับค่ากระแสเดเตอร์บนแกนดี (i_{ds}) จากบอร์ดอีกชุดหนึ่งเพื่อนำมาเป็นกระแสอ้างอิง (i_{ds}^*) ให้กับการควบคุม
บรรทัดที่ 440 – 448	คำนวณมุม θ สำหรับการแปลงแกนและการแปลงกลับ
บรรทัดที่ 449 – 454	ฟังก์ชันการคำนวณแปลงกระแสบนแกนเอบีซีให้อยู่บนแกนดีคิวด้วยการแปลงของปาร์ค
บรรทัดที่ 455 – 463	ฟังก์ชันการคำนวณของลูปควบคุมความเร็วรอบด้วยตัวควบคุมพีไอ
บรรทัดที่ 464 – 480	ฟังก์ชันการคำนวณของลูปควบคุมกระแสเดเตอร์บนแกนดีคิวด้วยตัวควบคุมพีไอ

- บรรทัดที่ 481 – 499 ฟังก์ชันการคำนวณการแปลงกลับแรงดันอ้างอิงจากแกนดิควไปอยู่บน
แกนเอปซีด้วยการแปลงกลับของปาร์ก และนำสัญญาณที่ได้ไป
เปรียบเทียบเพื่อให้ได้สัญญาณ PWM
- บรรทัดที่ 500 – 507 การส่งค่าเอาต์พุตออกนอกบอร์ด eZdsp™ F28335 ผ่านทางพอร์ตเอาต์พุต
เข้าสู่วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (ฟังก์ชัน DAC)
- บรรทัดที่ 508-580 ฟังก์ชันการสร้างสัญญาณ PWM ภายในบอร์ด และส่งออกเป็นสัญญาณ
ควบคุมให้กับ IGBT
- บรรทัดที่ 581-586 ฟังก์ชัน cpu_timer
- บรรทัดที่ 587-598 รายละเอียดของฟังก์ชันเลือกใช้งานพอร์ตอินพุตเอาต์พุต (Gpio_select)
ซึ่งมีหน้าที่สำหรับตั้งค่าพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตของบอร์ด
eZdsp™ F28335
- บรรทัดที่ 599-642 รายละเอียดของฟังก์ชัน DAC
- บรรทัดที่ 643 - 646 ฟังก์ชันสำหรับหน่วงเวลา (delay_loop)



ภาคผนวก ข

โปรแกรมภาษาซีการประมาณค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวกรองกาลมาน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

1 //#####
2 // KF_parameter
3 // Created by Sasiya Udomsuk
4 // Set speed and torque are constant
5 //#####
6 #include "DSP2833x_Device.h" // Device Headerfile and Examples Include File
7 #include "DSP2833x_Examples.h"
8 #include <stdio.h>
9 #include <stdlib.h>
10 #include "math.h"
11 #include "IQmathLib.h"
12 // ADC start parameters
13 #if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
14 #define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 =
15 150/(2*3) = 25.0 MHz
16 #endif
17 // #if (CPU_FRQ_100MHZ)
18 // #define ADC_MODCLK 0x2 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 =
19 100/(2*2) = 25.0 MHz
20 // #endif
21 #define ADC_CKPS 0x0 // ADC module clock = HSPCLK/1=25.5MHz/(1)=25.0MHz
22 #define ADC_SHCLK 0x1 // S/H width in ADC module periods = 2 ADC cycle
23 // #define AVG 1000 // Average sample limit
24 // #define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset
25 // #define BUF_SIZE 1024 // Sample buffer size
26 // Prototype statements for functions found within this file.
27 void delay_loop(void);
28 void Gpio_select(void);
29 void DACport(int16 kkk,int Chan);
30 Uint16 i;

```



```
31  Uint16 kkk;
32  void CalProgram(void);
33  void Filter_para(float Rs,float Rr,float Lm,float ids, float iqs);
34  void Cal_ids(float Rsav,float Rrav,float Lmav);
35  // Global variable for this example
36  //filter_para
37  float Rss=0,Rsav=25.13;//Rs1[200]
38  float Rrr=0,Rrav=20.79;//Rr1[200],
39  float Lmm=0,Lmav=0.9672;
40  float idss=0,idsav=0.73;//ids1[200],
41  float iqss=0,iqsav=0.2;//iqs1[200],
42  // low pass filter
43  float Ia_filter = 0;
44  float Ib_filter = 0;
45  float Ic_filter = 0;
46  float SPEED_FILTER = 0;
47  //samping time
48  float dT = 1e-4;
49  int LOOP = 1;
50  // Variable speed
51  float TL=0.5,TL_FIL=0;
52  float SPEED_COM = 62.83;
53  float SPEED_COMFIL=0;
54  float SPEED_encoder_wm = 0;
55  int32 SPEED_encoder = 0,count=0,k=0,kk=0;
56  //float sum = 0;
57  float COUNTER = 0;
58  // tate
59  float wsl,we,sinwe,coswe;
60  float tate=0;
```

```

61 int16 tate_point = 0,ii=0,jj=0;//k=0;
62 // Park tranformation
63 int32 IADC4 = 0;
64 int32 IADC5 = 0;
65 int32 IADC6 = 0;
66 float SADC1 = 0;
67 float VADC1 = 0;
68 float VADC2 = 0;
69 float VADC3 = 0;
70 float SCADC = 0;
71 float TLADC = 0;
72 float Ia,Ib,Ic;
73 float Va,Vb,Vc,a;
74 float Ids=0,Iqs=0,Vds=0,Vqs=0;
75 float ids=0.57,iqs=0,fluxdr=0,fluxqr=0,wr=0;
76 float idsk=0,iqsk=0,fluxdrk=0,fluxqrk=0,Wrk=0;
77 float Rsk=0,Rrk=0,Lmk=0;//,Rsk1=0,Rrk1=0,Lmk1=0
78 //initial value
79 float Wr=0;
80 float Rs=25.13;
81 float Rr=20.79;
82 float Lm=0.9672;
83 float Lls = 0.0866;
84 float Llr = 0.0866;
85 // Constant
86 //float sigma,sigma_,Tr,Tr_=0,a,a2_,Ls=0,Ls_=0,Lr=0,Lr_=0,a13,a14;
87 float sigma,Tr,a,Ls=0,a13,a14;
88 float A1,A2,A3,A4;
89 float AB1,AB2,AB3,AB4;
90 float Ad1,Ad2,Ad3,Ad4;//,Ad5,Ad6,Ad7,Ad8;

```

91 float Ae1,Ae2,Ae3,Ae4;//,Ae5,Ae6,Ae7,Ae8;
 92 float Bd1,Bd2,Bd5;//Bd3,Bd4,Bd8;
 93 float fk1,fk2,fk3,fk4,fk5,fk6,fk7,fk8,fl5,fl6,fl7,fl8;//fl1,fl2,fl3,fl4;
 94 float fm1,fm3,fm4,fm5,fm7,fm8,fn5,fn7,fn8;//fn2,fn3,fn4
 95 float fo5=1,fp6=1,fq7=1,fr8=1;
 96 float Pk1 = 1e-2,P12 = 1e-2;
 97 float Pm3 = 1e-4,Pn4 = 1e-4;
 98 float Po5 = 1e-2,Pp6 = 1e-2;
 99 float Pq7 = 1e-1,Pr8 = 1e-3;
 100 float Pk2,Pk3,Pk4,Pk5,Pk6,Pk7,Pk8,P11,P13,P14,P15,P16,P17,P18;
 101 float Pm1,Pm2,Pm4,Pm5,Pm6,Pm7,Pm8,Pn1,Pn2,Pn3,Pn5,Pn6,Pn7,Pn8;
 102 float Po1,Po2,Po3,Po4,Po6,Po7,Po8,Pp1,Pp2,Pp3,Pp4,Pp5,Pp7,Pp8;
 103 float Pq1,Pq2,Pq3,Pq4,Pq5,Pq6,Pq8,Pr1,Pr2,Pr3,Pr4,Pr5,Pr6,Pr7;
 104 float D1,D2,D3,D4,D5,D6,D7,D8,Da2,Da3,Da4,Da5,Da6,Da7,Da8;//,Da1
 105 float Db3,Db4,Db5,Db7,Db8,Dc4,Dc5,Dc7,Dc8;//Db1,Db2,Dc1,Dc2,Dc3
 106 float Dd5,De6;
 107 float Df7,Dg8;
 108 float
 109 Db6=0,Dc6=0,dd6=0,dd7=0,dd8=0,de3=0,de4=0,de5=0,de7=0,de8=0,df5=0,df6=0,
 110 df8=0,dg5=0,dg6=0,dg7=0;
 111 float c=0,c1=0,c2=0,c3=0,c5=0,c6=0,c9=0;//,c4=0,c7=0,c8=0
 112 float Kk1,Kk2,Kk3,Kk4,Kk5,Kk6,Kk7,Kk8,Kk9,K11,K12,K13,K14,K15,K16,K17,K18,K19;
 113 float Km1,Km2,Km3,Km4,Km5,Km6;
 114 float q11 = 1e-2;
 115 float q22 = 1e-2;
 116 float Q33 = 1e-4;
 117 float Q44 = 1e-4;
 118 float Q55 = 1e-1;
 119 float Q66 = 1e-1;
 120 float Q77 = 1e-1;

```

121 float Q88 = 1e-3;
122 float R11 = 1e-4;
123 float R22 = 1e-4;
124 float R33 = 1e-4;
125 float erri;
126 float Rqfs=0,Rqfr=0,Rstray=0,Rtotal=0,Rd,Rq,A,E,h,i_opt=0,id_opt=0,ids_opt=0.57;
127 float vv,ss,tt,RR,uu,yy,xx,aa,Wmax,Wmin;
128 // send data
129 int16 CCT1          = 0;
130 int16 CCT2          = 0;
131 int32 Vout1,Vout2,Vout3,Vout4;
132 float sin_table[]=
133 {0,0.0157,0.0315,0.0472,0.0629,0.0787,0.0943,0.1100,0.1256,0.1413,0.1568,0.1724,0.1
134 878,0.2033,0.2187,0.2340,0.2493,0.2645,0.2797,0.2948,0.3098,0.3247,0.3396,0.3543,0.
135 3690,0.3836,0.3981,0.4125,0.4268,0.4410,0.4550,0.4690,0.4829,0.4966,0.5102,0.5237,0
136 .5370,0.5502,0.5633,0.5763,0.5891,0.6017,0.6142,0.6266,0.6388,0.6508,0.6627,0.6744,
137 0.6859,0.6973,0.7085,0.7195,0.7304,0.7410,0.7515,0.7618,0.7719,0.7818,0.7916,0.8011
138 ,0.8104,0.8195,0.8285,0.8372,0.8457,0.8540,0.8621,0.8699,0.8776,0.8850,0.8923,0.899
139 3,0.9060,0.9126,0.9189,0.9250,0.9309,0.9365,0.9419,0.9471,0.9520,0.9567,0.9612,0.96
140 54,0.9694,0.9731,0.9766,0.9799,0.9829,0.9857,0.9882,0.9905,0.9926,0.9944,0.9959,0.9
141 972,0.9983,0.9991,0.9996,0.9999,1.0000,0.9998,0.9994,0.9987,0.9978,0.9966,0.9952,0.
142 9935,0.9916,0.9894,0.9870,0.9843,0.9815,0.9783,0.9749,0.9713,0.9674,0.9633,0.9590,0
143 .9544,0.9496,0.9445,0.9392,0.9337,0.9280,0.9220,0.9158,0.9093,0.9027,0.8958,0.8887,
144 0.8813,0.8738,0.8660,0.8580,0.8499,0.8414,0.8328,0.8240,0.8150,0.8058,0.7963,0.7867
145 ,0.7769,0.7669,0.7567,0.7463,0.7357,0.7250,0.7140,0.7029,0.6916,0.6802,0.6685,0.656
146 8,0.6448,0.6327,0.6204,0.6080,0.5954,0.5827,0.5698,0.5568,0.5436,0.5304,0.5169,0.50
147 34,0.4897,0.4759,0.4620,0.4480,0.4339,0.4196,0.4053,0.3909,0.3763,0.3617,0.3469,0.3
148 321,0.3172,0.3023,0.2872,0.2721,0.2569,0.2417,0.2264,0.2110,0.1956,0.1801,0.1646,0.
149 1490,0.1335,0.1178,0.1022,0.0865,0.0708,0.0551,0.0394,0.0236,0.0079,-0.0079,-
150 0.0236,-0.0394,-0.0551,-0.0708,-0.0865,-0.1022,-0.1178,-0.1335,-0.1490,-0.1646,

```

```

151 -0.1801,-0.1956,-0.2110,-0.2264,-0.2417,-0.2569,-0.2721,-0.2872,-0.3023,-0.3172,-
152 0.3321,-0.3469,-0.3617,-0.3763,-0.3909,-0.4053,-0.4196,-0.4339,-0.4480,-0.4620,-
153 0.4759,-0.4897,-0.5034,-0.5169,-0.5304,-0.5436,-0.5568,-0.5698,-0.5827,-0.5954,-
154 0.6080,-0.6204,-0.6327,-0.6448,-0.6568,-0.6685,-0.6802,-0.6916,-0.7029,-0.7140,-
155 0.7250,-0.7357,-0.7463,-0.7567,-0.7669,-0.7769,-0.7867,-0.7963,-0.8058,-0.8150,-
156 0.8240,-0.8328,-0.8414,-0.8499,-0.8580,-0.8660,-0.8738,-0.8813,-0.8887,-0.8958,-
157 0.9027,-0.9093,-0.9158,-0.9220,-0.9280,-0.9337,-0.9392,-0.9445,-0.9496,-0.9544,-
158 0.9590,-0.9633,-0.9674,-0.9713,-0.9749,-0.9783,-0.9815,-0.9843,-0.9870,-0.9894,-
159 0.9916,-0.9935,-0.9952,-0.9966,-0.9978,-0.9987,-0.9994,-0.9998,-1.0000,-0.9999,-
160 0.9996,-0.9991,-0.9983,-0.9972,-0.9959,-0.9944,-0.9926,-0.9905,-0.9882,-0.9857,-
161 0.9829,-0.9799,-0.9766,-0.9731,-0.9694,-0.9654,-0.9612,-0.9567,-0.9520,-0.9471,-
162 0.9419,-0.9365,-0.9309,-0.9250,-0.9189,-0.9126,-0.9060,-0.8993,-0.8923,-0.8850,-
163 0.8776,-0.8699,-0.8621,-0.8540,-0.8457,-0.8372,-0.8285,-0.8195,-0.8104,-0.8011,-
164 0.7916,-0.7818,-0.7719,-0.7618,-0.7515,-0.7410,-0.7304,-0.7195,-0.7085,-0.6973,-
165 0.6859,-0.6744,-0.6627,-0.6508,-0.6388,-0.6266,-0.6142,-0.6017,-0.5891,-0.5763,-
166 0.5633,-0.5502,-0.5370,-0.5237,-0.5102,-0.4966,-0.4829,-0.4690,-0.4550,-0.4410,-
167 0.4268,-0.4125,-0.3981,-0.3836,-0.3690,-0.3543,-0.3396,-0.3247,-0.3098,-0.2948,-
168 0.2797,-0.2645,-0.2493,-0.2340,-0.2187,-0.2033,-0.1878,-0.1724,-0.1568,-0.1413,-
169 0.1256,-0.1100,-0.0943,-0.0787,-0.0629,-0.0472,-0.0315,-0.0157,-0.0000};
170 float cos_table[]=
171 {1.0000,0.9999,0.9995,0.9989,0.9980,0.9969,0.9955,0.9939,0.9921,0.9900,0.9876,0.985
172 0,0.9822,0.9791,0.9758,0.9722,0.9684,0.9644,0.9601,0.9556,0.9508,0.9458,0.9406,0.93
173 51,0.9294,0.9235,0.9173,0.9110,0.9044,0.8975,0.8905,0.8832,0.8757,0.8680,0.8601,0.8
174 519,0.8436,0.8350,0.8262,0.8173,0.8081,0.7987,0.7891,0.7794,0.7694,0.7593,0.7489,0.
175 7384,0.7277,0.7168,0.7057,0.6945,0.6831,0.6715,0.6597,0.6478,0.6357,0.6235,0.6111,0
176 .5986,0.5859,0.5730,0.5601,0.5469,0.5337,0.5203,0.5068,0.4932,0.4794,0.4655,0.4515,
177 0.4374,0.4232,0.4089,0.3945,0.3800,0.3653,0.3506,0.3358,0.3210,0.3060,0.2910,0.2759
178 ,0.2607,0.2455,0.2302,0.2148,0.1994,0.1840,0.1685,0.1529,0.1374,0.1217,0.1061,0.090
179 4,0.0747,0.0590,0.0433,0.0276,0.0118,-0.0039,-0.0197,-0.0354,-0.0512,-0.0669,-
180 0.0826,-0.0983,-0.1139,-0.1296,-0.1451,-0.1607,-0.1762,-0.1917,-0.2071,-0.2225,

```

```

181 -0.2378,-0.2531,-0.2683,-0.2834,-0.2985,-0.3135,-0.3284,-0.3433,-0.3580,-0.3727,-
182 0.3872,-0.4017,-0.4161,-0.4303,-0.4445,-0.4585,-0.4725,-0.4863,-0.5000,-0.5136,-
183 0.5270,-0.5403,-0.5535,-0.5666,-0.5795,-0.5922,-0.6048,-0.6173,-0.6296,-0.6418,-
184 0.6538,-0.6656,-0.6773,-0.6888,-0.7001,-0.7113,-0.7223,-0.7331,-0.7437,-0.7541,-
185 0.7644,-0.7744,-0.7843,-0.7940,-0.8034,-0.8127,-0.8218,-0.8306,-0.8393,-0.8478,-
186 0.8560,-0.8641,-0.8719,-0.8795,-0.8869,-0.8940,-0.9010,-0.9077,-0.9142,-0.9205,-
187 0.9265,-0.9323,-0.9379,-0.9432,-0.9483,-0.9532,-0.9579,-0.9623,-0.9664,-0.9704,-
188 0.9740,-0.9775,-0.9807,-0.9836,-0.9864,-0.9888,-0.9911,-0.9930,-0.9948,-0.9963,-
189 0.9975,-0.9985,-0.9992,-0.9997,-1.0000,-1.0000,-0.9997,-0.9992,-0.9985,-0.9975,-
190 0.9963,-0.9948,-0.9930,-0.9911,-0.9888,-0.9864,-0.9836,-0.9807,-0.9775,-0.9740,-
191 0.9704,-0.9664,-0.9623,-0.9579,-0.9532,-0.9483,-0.9432,-0.9379,-0.9323,-0.9265,-
192 0.9205,-0.9142,-0.9077,-0.9010,-0.8940,-0.8869,-0.8795,-0.8719,-0.8641,-0.8560,-
193 0.8478,-0.8393,-0.8306,-0.8218,-0.8127,-0.8034,-0.7940,-0.7843,-0.7744,-0.7644,-
194 0.7541,-0.7437,-0.7331,-0.7223,-0.7113,-0.7001,-0.6888,-0.6773,-0.6656,-0.6538,-
195 0.6418,-0.6296,-0.6173,-0.6048,-0.5922,-0.5795,-0.5666,-0.5535,-0.5403,-0.5270,-
196 0.5136,-0.5000,-0.4863,-0.4725,-0.4585,-0.4445,-0.4303,-0.4161,-0.4017,-0.3872,-
197 0.3727,-0.3580,-0.3433,-0.3284,-0.3135,-0.2985,-0.2834,-0.2683,-0.2531,-0.2378,-
198 0.2225,-0.2071,-0.1917,-0.1762,-0.1607,-0.1451,-0.1296,-0.1139,-0.0983,-0.0826,-
199 0.0669,-0.0512,-0.0354,-0.0197,-0.0039,0.0118,0.0276,0.0433,0.0590,0.0747,0.0904,
200 0.1061,0.1217,0.1374,0.1529,0.1685,0.1840,0.1994,0.2148,0.2302,0.2455,0.2607,0.2759
201 ,0.2910,0.3060,0.3210,0.3358,0.3506,0.3653,0.3800,0.3945,0.4089,0.4232,0.4374,0.451
202 5,0.4655,0.4794,0.4932,0.5068,0.5203,0.5337,0.5469,0.5601,0.5730,0.5859,0.5986,0.61
203 11,0.6235,0.6357,0.6478,0.6597,0.6715,0.6831,0.6945,0.7057,0.7168,0.7277,0.7384,0.7
204 489,0.7593,0.7694,0.7794,0.7891,0.7987,0.8081,0.8173,0.8262,0.8350,0.8436,0.8519,0.
205 8601,0.8680,0.8757,0.8832,0.8905,0.8975,0.9044,0.9110,0.9173,0.9235,0.9294,0.9351,0
206 .9406,0.9458,0.9508,0.9556,0.9601,0.9644,0.9684,0.9722,0.9758,0.9791,0.9822,0.9850,
207 0.9876,0.9900,0.9921,0.9939,0.9955,0.9969,0.9980,0.9989,0.9995,0.9999,1.0000};
208 void main(void)
209 {
210 // Step 1. Initialize System Control:

```

```
211 // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
212 // This example function is found in the DSP2833x_SysCtrl.c file.
213     InitSysCtrl();
214 // Specific clock setting for this example:
215     EALLOW;
216     SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK; // HSPCLK =
217     SYSCLKOUT/ADC_MODCLK
218     EDIS;
219 // Step 2. Initialize GPIO:
220 // This example function is found in the DSP2833x_Gpio.c file and
221 // illustrates how to set the GPIO to it's default state.
222 // For this example use the following configuration:
223     Gpio_select();
224 // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
225 // Disable CPU interrupts
226     DINT;
227 // Initialize the PIE control registers to their default state.
228 // The default state is all PIE interrupts disabled and flags
229 // are cleared.
230 // This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
231     InitPieCtrl();
232 // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
233     IER = 0x0000;
234     IFR = 0x0000;
235 // Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
236 // Service Routines (ISR).
237 // This will populate the entire table, even if the interrupt
238 // is not used in this example. This is useful for debug purposes.
239 // The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
240 // This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
```

```

241     InitPieVectTable();
242 // Interrupts that are used in this example are re-mapped to
243 // ISR functions found within this file.
244 // EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
245 // PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
246 // EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
247 // Step 4. Initialize the Device Peripheral. This function can be
248 //     found in DSP2833x_CpuTimers.c
249 // InitCpuTimers(); // For this example, only initialize the Cpu Timers
250 // Configure CPU-Timer 0, 1, and 2 to interrupt every second:
251 // 150MHz CPU Freq, 1 second Period (in uSeconds)
252 // ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, 100000);
253 // Initialize all the Device Peripherals:
254 // This function is found in DSP2833x_InitPeripherals.c
255     InitAdc(); // For this example, init the ADC
256     AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
257     AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // 1 Cascaded mode
258     AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1; // Setup continuous run
259     AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 1; // Enable Sequencer override feature
260     AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;
261     AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
262     AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1=0xf;
263     AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; //A0
264     AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; //A1
265     AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; //A2
266     AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3; //A3
267     AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4; //A4
268     AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5; //A5
269     AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6; //A6
270     AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7; //A7

```



```

271   AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x8;           //B0
272   AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x9;           //B1
273   AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x0A;          //B2
274   AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x0B;          //B3
275   AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 0x0C;          //B4
276   AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13 = 0x0D;          //B5
277   AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14 = 0x0E;          //B6
278   AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 0x0F;          //B7
279   AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
280   // Enable TINT0 in the PIE: Group 1 interrupt 7
281   PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
282   // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
283   EINT; // Enable Global interrupt INTM
284   ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
285   // Step 6. IDLE loop. Just sit and loop forever (optional):
286   for(;;)
287   {CalProgram(); }
288   }
289   // interrupt void cpu_timer0_isr(void)
290   void Gpio_select(void)
291   {
292     EALLOW;
293     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0x0000;
294     GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0x0000;
295     GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0x0000;
296     GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0xFFFF;
297     GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0xFFFF; // GPIO32-GPIO47 are output
298     GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0xFFFF; // GPIO64-GPIO79 are output
299     EDIS;
300   }

```

```

301 void CalProgram(void)
302 {
303     IADC4 = (AdcRegs.ADCRESULT0>>4); // reading current values Ia
304     IADC5 = (AdcRegs.ADCRESULT1>>4); // reading current values Ib
305     IADC6 = (AdcRegs.ADCRESULT2>>4); // reading current values Ic
306     SADC1 = (AdcRegs.ADCRESULT3>>4); // reading speed values Nact
307     VADC1 = (AdcRegs.ADCRESULT4>>4); // reading current values Va
308     VADC2 = (AdcRegs.ADCRESULT5>>4); // reading current values Vb
309     VADC3 = (AdcRegs.ADCRESULT6>>4); // reading current values Vc
310     Ia = (IADC4 - 2048)*0.000961766; // Ia
311     Ib = (IADC5 - 2048)*0.000961766; // Ib
312     Ic = (IADC6 - 2048)*0.000961766; // Ic
313     Ia_filter = Ia_filter + 0.0909*(Ia - Ia_filter); // time constant = 1mSec
314     Ib_filter = Ib_filter + 0.0909*(Ib - Ib_filter);
315     Ic_filter = Ic_filter + 0.0909*(Ic - Ic_filter);
316     SPEED_encoder_wm = SADC1*0.07735; // reted at 15kHz
317     SPEED_FILTER = SPEED_FILTER + 0.0909*(SPEED_encoder_wm -
318     SPEED_FILTER);
319     Va = (VADC1 - 1978)*0.2987; // Va
320     Vb = (VADC2 - 1999)*0.31; // Vb
321     Vc = (VADC3 - 1934)*0.305; // Vc
322     if(k>=0 && k<300000){ //10 sec
323     //tate
324     //Iqref = 0.4;
325     wsl = (iqs*19.729/ids);
326     we = (2*SPEED_FILTER)+wsl;//(2*SPEED_FILTER) + wsl; // We = Wr + Wls
327     tate = tate + we*dT; // Ts = 0.00010 Sec
328     if(tate >= 6.2832){tate = 0;} // tate_max = 6.2832;
329     if(tate <= -6.2832){tate = 0;} // tate_min = -6.2832;
330     if(tate < 0){tate = 6.2832 + tate;}

```

```

331     tate_point = tate*63.33;           //63.66=400/2*pi,23.87==>150 data
332     sinwe = sin_table[tate_point];
333     coswe = cos_table[tate_point];
334 //park transformation
335 Ids = ((0.667*Ia_filter*coswe)-(0.333*Ib_filter*coswe)+(0.577*Ib_filter*sinwe)
336         -(0.333*Ic_filter*coswe)-(0.577*Ic_filter*sinwe));
337 Iqs = -(0.667*Ia_filter*sinwe)+(0.333*Ib_filter*sinwe)+(0.577*Ib_filter*coswe)
338         +(0.333*Ic_filter*sinwe)-(0.577*Ic_filter*coswe);
339 Vds = (0.667*Va*coswe)-(0.333*Vb*coswe)+(0.577*Vb*sinwe)-(0.333*Vc*coswe)
340         -(0.577*Vc*sinwe);
341 Vqs = -(0.667*Va*sinwe)+(0.333*Vb*sinwe)+(0.577*Vb*coswe)+(0.333*Vc*sinwe)
342         -(0.577*Vc*coswe);
343 //constant
344     Ls = Lls+Lm;                       //Ls=Lr use only Ls
345     Tr = Rr/Ls;                         //Tr=1/Tr(real);
346     sigma = ((Ls*Ls)-(Lm*Lm))/(Ls*Ls);
347     a = (Rs/(sigma*Ls))+((Rr*Lm*Lm)/(sigma*Ls*Ls*Ls));
348     a13 = Lm*Rr/(sigma*Ls*Ls*Ls);
349     a14 = Wr*Lm/(sigma*Ls*Ls);
350 //A^2
351     A1 = (a*a)-(we*we)+(a13*Lm*Tr);
352     A2 = -(a*we)-(we*a)+(a14*Lm*Tr);
353     A3 = -(a*a13)-(we*a14)-(a13*Tr)-(a14*wsl);
354     A4 = -(a*a14)+(we*a13)-(a14*Tr)+(a13*wsl);
355     AB1 = -(a*Lm*Tr)-(Tr*Lm*Tr);/-(a*Lm*Tr)-(Tr*Tr*Lm);
356     AB2 = (we*Lm*Tr)+(wsl*Lm*Tr);/(we*Lm*Tr)+(wsl*Lm*Tr);
357     AB3 = (a13*Lm*Tr)+(Tr*Tr)+(wsl*-wsl);
358     AB4 = (a14*Lm*Tr)-(wsl*Tr)-(wsl*Tr);
359
360 //Ad = eye(8) + dT*A + 0.5*dT^2*A^2;

```

```

361     Ad1 = 1-(a*dT)+(0.5*dT*dT*A1);
362     Ad2 = (dT*we)+(0.5*dT*dT*A2);
363     Ad3 = (dT*a13)+(0.5*dT*dT*A3);
364     Ad4 = (dT*a14)+(0.5*dT*dT*A4);
365     Ae1 = (dT*Lm*Tr)+(0.5*dT*dT*AB1);
366     Ae2 = 0.5*dT*dT*AB2;
367     Ae3 = 1-(dT*Tr)+(0.5*dT*dT*AB3);
368     Ae4 = (dT*ws1)+(0.5*dT*dT*AB4);
369     //Bd = dT*B + 0.5*dT^2*A*B;
370     Bd1 = (dT/(sigma*Ls))-(0.5*dT*dT*(a/(sigma*Ls)));
371     Bd2 = 0.5*dT*dT*we/(sigma*Ls);
372     Bd5 = 0.5*dT*dT*(Lm*Tr)/(sigma*Ls);
373     //xk_ = Ad*xk + Bd*uk;
374     idsk = (Ad1*ids)+(Ad2*iqs)+(Ad3*fluxdr)+(Ad4*fluxqr)
375           +(Bd1*Vds)+(Bd2*Vqs);
376     iqsk = (-Ad2*ids)+(Ad1*iqs)+(-Ad4*fluxdr)+(Ad3*fluxqr)
377           +(-Bd2*Vds)+(Bd1*Vqs);
378     fluxdrk = (Ae1*ids)+(Ae2*iqs)+(Ae3*fluxdr)+(Ae4*fluxqr)+(Bd5*Vds);
379     fluxqrk = (-Ae2*ids)+(Ae1*iqs)+(-Ae4*fluxdr)+(Ae3*fluxqr)+(Bd5*Vqs);
380     Wrk = Wr;
381     Rsk = Rs;
382     Rrk = Rr;
383     Lmk = Lm;
384     Ls = Lls+Lmk;
385     Tr = Ls/Rrk;
386     sigma = ((Ls*Ls)-(Lmk*Lmk))/(Ls*Ls);
387     a = (Rsk/(sigma*Ls))+((Lmk*Lmk)/(sigma*Ls*Ls*Tr));
388     //fk = eye(8) + dT*f;
389     fk1 = dT*-a;
390     fk2 = dT*we;

```

$$\begin{aligned}
391 \quad &fk3 = (dT*Lmk)/(\sigma*Ls*Ls*Tr); //dT*f3; \\
392 \quad &fk4 = (dT*Wrk*Lmk)/(\sigma*Ls*Ls); //dT*f4; \\
393 \quad &fk5 = dT*(iqsk+((fluxqrk*Lmk)/(\sigma*Ls*Ls))); //dT*f5; \\
394 \quad &fk6 = dT*(-idsk/(\sigma*Ls)); //dT*f6; \\
395 \quad &fk7 = dT*((fluxdrk-(Lmk*idsk))*(Lmk/(\sigma*Ls*Ls*Ls))); //dT*f7; \\
396 \quad &fk8 = dT*(((Rrk*fluxdrk)+(Wrk*Ls*fluxqrk) \\
397 \quad &\quad - (2*Lmk*Rrk*idsk))/(\sigma*Ls*Ls*Ls)); //dT*f8; \\
398 \quad &fl5 = dT*(-(idsk+((Lmk*fluxdrk)/(\sigma*Ls*Ls)))); //dT*fa5; \\
399 \quad &fl6 = dT*(-iqsk/(\sigma*Ls)); //dT*fa6; \\
400 \quad &fl7 = dT*((fluxqrk-(Lmk*iqsk))*(Lmk/(\sigma*Ls*Ls*Ls))); //dT*fa7; \\
401 \quad &fl8 = dT*(((Rrk*fluxqrk)-(Wrk*Ls*fluxdrk) \\
402 \quad &\quad - (2*Lmk*Rrk*iqsk))/(\sigma*Ls*Ls*Ls)); //dT*fa8; \\
403 \quad &fm1 = dT*Lmk/Tr; \\
404 \quad &fm3 = dT*(-1/Tr); \\
405 \quad &fm4 = dT*wsl; fm5 = dT*(-fluxqrk); \\
406 \quad &fm7 = dT*(((Lmk*idsk)-fluxdrk)/Ls); //dT*fb7; \\
407 \quad &fm8 = dT*idsk/Tr; \\
408 \quad &fn5 = dT*fluxdrk; \\
409 \quad &fn7 = dT*(((Lmk*iqsk)-fluxqrk)/Ls); //dT*fc7; \\
410 \quad &fn8 = dT*iqsk/Tr; \\
411 \quad &D1 = (fk1*Pk1*fk1)+(fk2*P12*fk2)+(fk3*Pm3*fk3)+(fk4*Pn4*fk4)+(fk5*Po5*fk5) \\
412 \quad &\quad +(fk6*Pp6*fk6)+(fk7*Pq7*fk7)+(fk8*Pr8*fk8)+q11; \\
413 \quad &D2 = (fk1*Pk1*-fk2)+(fk2*P12*fk1)+(fk3*Pm3*-fk4)+(fk4*Pn4*fk3)+(fk5*Po5*fk5) \\
414 \quad &\quad +(fk6*Pp6*fk6)+(fk7*Pq7*fk7)+(fk8*Pr8*fk8); \\
415 \quad &D3 = (fk1*Pk1*fm1)+(fk3*Pm3*fm3)+(fk4*Pn4*fm4)+(fk5*Po5*fm5) \\
416 \quad &\quad +(fk7*Pq7*fm7)+(fk8*Pr8*fm8); \\
417 \quad &D4 = (fk2*P12*fm1)+(fk3*Pm3*-fm4)+(fk4*Pn4*fm3)+(fk5*Po5*fn5) \\
418 \quad &\quad +(fk7*Pq7*fn7)+(fk8*Pr8*fn8); \\
419 \quad &D5 = (fk5*Po5*fo5); \\
420 \quad &D6 = (fk6*Pp6*fp6);
\end{aligned}$$

421 $D7 = (fk7*Pq7*fq7);$

422 $D8 = (fk8*Pr8*fr8);$

423 $Da2 = (fk2*Pk1*fk2)+(fk1*Pl2*fk1)+(fk4*Pm3*fk4)+(fk3*Pn4*fk3)$

424 $\quad + (fl5*Po5*fl5)+(fl6*Pp6*fl6)+(fl7*Pq7*fl7)+(fl8*Pr8*fl8)+q22;$

425 $Da3 = (-fk2*Pk1*fm1)+(-fk4*Pm3*fm3)+(fk3*Pn4*fm4)+(fl5*Po5*fm5)$

426 $\quad + (fl7*Pq7*fm7)+(fl8*Pr8*fm8);$

427 $Da4 = (fk1*Pl2*fm1)+(fk4*Pm3*fm4)+(fk3*Pn4*fm3)+(fl5*Po5*fm5)$

428 $\quad + (fl7*Pq7*fm7)+(fl8*Pr8*fm8);$

429 $Da5 = (fl5*Po5*fo5);$

430 $Da6 = (fl6*Pp6*fp6);$

431 $Da7 = (fl7*Pq7*fq7);$

432 $Da8 = (fl8*Pr8*fr8);$

433 $Db3 = (fm1*Pk1*fm1)+(fm3*Pm3*fm3)+(fm4*Pn4*fm4)+(fm5*Po5*fm5)$

434 $\quad + (fm7*Pq7*fm7)+(fm8*Pr8*fm8)+Q33;$

435 $Db4 = (fm3*Pm3*-fm4)+(fm4*Pn4*fm3)+(fm5*Po5*fm5)$

436 $\quad + (fm7*Pq7*fm7)+(fm8*Pr8*fm8);$

437 $Db5 = (fm5*Po5*fo5);$

438 $Db7 = (fm7*Pq7*fq7);$

439 $Db8 = (fm8*Pr8*fr8);$

440 $Dc4 = (fm1*Pl2*fm1)+(fm4*Pm3*fm4)+(fm3*Pn4*fm3)+(fm5*Po5*fm5)$

441 $\quad + (fm7*Pq7*fm7)+(fm8*Pr8*fm8)+Q44;$

442 $Dc5 = (fm5*Po5*fo5);$

443 $Dc7 = (fm7*Pq7*fq7);$

444 $Dc8 = (fm8*Pr8*fr8);$

445 $Dd5 = (fo5*Po5*fo5)+Q55;$

446 $De6 = (fp6*Pp6*fp6)+Q66;$

447 $Df7 = (fq7*Pq7*fq7)+Q77;$

448 $Dg8 = (fr8*Pr8*fr8)+Q88;$

449

450 $//Kk = Pk_ *H'*inv(H*Pk_ *H' + R) // c=1/det,matrix(c) = adj so c*matrix(c)=inv;$

451 $c = 1/(((D1+R11)*((Da2+R22)*(Dd5+R33))-(Da5*Da5))-(D2*((D2*(Dd5+R33))$
 452 $-(Da5*D5)))+(D5*((D2*Da5)-(D5*(Da2+R22)))));$
 453 $c1 = (((Da2+R22)*(Dd5+R33))-(Da5*Da5))*c; //c*c11$
 454 $c2 = -((D2*(Dd5+R33))-(D5*Da5))*c; //c*c21$
 455 $c5 = (((D1+R11)*(Dd5+R33))-(D5*D5))*c; //c*c22$
 456 $c3 = ((D2*Da5)-(D5*(Da2+R22)))*c; //c*c31$
 457 $c6 = -((Da5*(D1+R11))-(D5*D2))*c; //c*c32$
 458 $c9 = (((D1+R11)*(Da2+R22))-(D2*D2))*c; //c*c33$
 459 $Kk1 = (D1*c1)+(D2*c2)+(D5*c3);$
 460 $Kk2 = (D1*c2)+(D2*c5)+(D5*c6);$
 461 $Kk3 = (D1*c3)+(D2*c6)+(D5*c9);$
 462 $Kk4 = (D2*c1)+(Da2*c2)+(Da5*c3);$
 463 $Kk5 = (D2*c2)+(Da2*c5)+(Da5*c6);$
 464 $Kk6 = (D2*c3)+(Da2*c6)+(Da5*c9);$
 465 $Kk7 = (D3*c1)+(Da3*c2)+(Db5*c3);$
 466 $Kk8 = (D3*c2)+(Da3*c5)+(Db5*c6);$
 467 $Kk9 = (D3*c3)+(Da3*c6)+(Db5*c9);$
 468 $K11 = (D4*c1)+(Da4*c2)+(Dc5*c3);$
 469 $K12 = (D4*c2)+(Da4*c5)+(Dc5*c6);$
 470 $K13 = (D4*c3)+(Da4*c6)+(Dc5*c9);$
 471 $K14 = (D5*c1)+(Da5*c2)+(Dd5*c3);$
 472 $K15 = (D5*c2)+(Da5*c5)+(Dd5*c6);$
 473 $K16 = (D5*c3)+(Da5*c6)+(Dd5*c9);$
 474 $K17 = (D6*c1)+(Da6*c2)+(De5*c3);$
 475 $K18 = (D6*c2)+(Da6*c5)+(De5*c6);$
 476 $K19 = (D6*c3)+(Da6*c6)+(De5*c9);$
 477 $Km1 = (D7*c1)+(Da7*c2)+(Df5*c3);$
 478 $Km2 = (D7*c2)+(Da7*c5)+(Df5*c6);$
 479 $Km3 = (D7*c3)+(Da7*c6)+(Df5*c9);$
 480 $Km4 = (D8*c1)+(Da8*c2)+(Dg5*c3);$

```

481   Km5 = (D8*c2)+(Da8*c5)+(Dg5*c6);
482   Km6 = (D8*c3)+(Da8*c6)+(Dg5*c9);
483
484   //xkk = xk_ + Kk*(xz - H*xk_);
485   ids = idsk+(Kk1*(Ids-idsk))+(Kk2*(Iqs-iqsk))+(Kk3*(SPEED_FILTER-Wrk));
486   iqs = iqsk+(Kk4*(Ids-idsk))+(Kk5*(Iqs-iqsk))+(Kk6*(SPEED_FILTER-Wrk));
487   fluxdr = fluxdrk+(Kk7*(Ids-idsk))+(Kk8*(Iqs-iqsk))+(Kk9*(SPEED_FILTER-Wrk));
488   fluxqr = fluxqrk+(Kk11*(Ids-idsk))+(Kk12*(Iqs-iqsk))+(Kk13*(SPEED_FILTER-Wrk));
489   Wr = Wrk+(Kk14*(Ids-idsk))+(Kk15*(Iqs-iqsk))+(Kk16*(SPEED_FILTER-Wrk));
490   Rs = Rsk+(Kk17*(Ids-idsk))+(Kk18*(Iqs-iqsk))+(Kk19*(SPEED_FILTER-Wrk));
491   Rr = Rrk+(Kk21*(Ids-idsk))+(Kk22*(Iqs-iqsk))+(Kk23*(SPEED_FILTER-Wrk));
492   Lm = Lmk+(Kk4*(Ids-idsk))+(Kk5*(Iqs-iqsk))+(Kk6*(SPEED_FILTER-Wrk));
493
494   //Pk = (eye(8) - Kk*H)*Pk_;
495   Pk1 = D1-((Kk1*D1)+(Kk2*D2)+(Kk3*D5));
496   Pk2 = D2-((Kk1*D2)+(Kk2*Da2)+(Kk3*Da5));
497   Pk3 = D3-((Kk1*D3)+(Kk2*Da3)+(Kk3*Db5));
498   Pk4 = D4-((Kk1*D4)+(Kk2*Da4)+(Kk3*Dc5));
499   Pk5 = D5-((Kk1*D5)+(Kk2*Da5)+(Kk3*Dd5));
500   Pk6 = D6-((Kk1*D6)+(Kk2*Da6)+(Kk3*Dd6));
501   Pk7 = D7-((Kk1*D7)+(Kk2*Da7)+(Kk3*Dd7));
502   Pk8 = D8-((Kk1*D8)+(Kk2*Da8)+(Kk3*Dd8));
503   P11 = D2-((Kk4*D1)+(Kk5*D2)+(Kk6*D5));
504   P12 = Da2-((Kk4*D2)+(Kk5*Da2)+(Kk6*Da5));
505   P13 = Da3-((Kk4*D3)+(Kk5*Da3)+(Kk6*Db5));
506   P14 = Da4-((Kk4*D4)+(Kk5*Da4)+(Kk6*Dc5));
507   P15 = Da5-((Kk4*D5)+(Kk5*Da5)+(Kk6*Dd5));
508   P16 = Da6-((Kk4*D6)+(Kk5*Da6)+(Kk6*Dd6));
509   P17 = Da7-((Kk4*D7)+(Kk5*Da7)+(Kk6*Dd7));
510   P18 = Da8-((Kk4*D8)+(Kk5*Da8)+(Kk6*Dd8));

```


$$\begin{aligned}
511 \quad & Pm1 = D3 - ((Kk7 * D1) + (Kk8 * D2) + (Kk9 * D5)); \\
512 \quad & Pm2 = Da3 - ((Kk7 * D2) + (Kk8 * Da2) + (Kk9 * Da5)); \\
513 \quad & Pm3 = Db3 - ((Kk7 * D3) + (Kk8 * Da3) + (Kk9 * Db5)); \\
514 \quad & Pm4 = Db4 - ((Kk7 * D4) + (Kk8 * Da4) + (Kk9 * Dc5)); \\
515 \quad & Pm5 = Db5 - ((Kk7 * D5) + (Kk8 * Da5) + (Kk9 * Dd5)); \\
516 \quad & Pm6 = Db6 - ((Kk7 * D6) + (Kk8 * Da6) + (Kk9 * Dd6)); \\
517 \quad & Pm7 = Db7 - ((Kk7 * D7) + (Kk8 * Da7) + (Kk9 * Dd7)); \\
518 \quad & Pm8 = Db8 - ((Kk7 * D8) + (Kk8 * Da8) + (Kk9 * Dd8)); \\
519 \quad & Pn1 = D4 - ((Kl1 * D1) + (Kl2 * D2) + (Kl3 * D5)); \\
520 \quad & Pn2 = Da4 - ((Kl1 * D2) + (Kl2 * Da2) + (Kl3 * Da5)); \\
521 \quad & Pn3 = Db4 - ((Kl1 * D3) + (Kl2 * Da3) + (Kl3 * Db5)); \\
522 \quad & Pn4 = Dc4 - ((Kl1 * D4) + (Kl2 * Da4) + (Kl3 * Dc5)); \\
523 \quad & Pn5 = Dc5 - ((Kl1 * D5) + (Kl2 * Da5) + (Kl3 * Dd5)); \\
524 \quad & Pn6 = Dc6 - ((Kl1 * D6) + (Kl2 * Da6) + (Kl3 * Dd6)); \\
525 \quad & Pn7 = Dc7 - ((Kl1 * D7) + (Kl2 * Da7) + (Kl3 * Dd7)); \\
526 \quad & Pn8 = Dc8 - ((Kl1 * D8) + (Kl2 * Da8) + (Kl3 * Dd8)); \\
527 \quad & Po1 = D5 - ((Kl4 * D1) + (Kl5 * D2) + (Kl6 * D5)); \\
528 \quad & Po2 = Da5 - ((Kl4 * D2) + (Kl5 * Da2) + (Kl6 * Da5)); \\
529 \quad & Po3 = Db5 - ((Kl4 * D3) + (Kl5 * Da3) + (Kl6 * Db5)); \\
530 \quad & Po4 = Dc5 - ((Kl4 * D4) + (Kl5 * Da4) + (Kl6 * Dc5)); \\
531 \quad & Po5 = Dd5 - ((Kl4 * D5) + (Kl5 * Da5) + (Kl6 * Dd5)); \\
532 \quad & Po6 = Dd6 - ((Kl4 * D6) + (Kl5 * Da6) + (Kl6 * Dd6)); \\
533 \quad & Po7 = Dd7 - ((Kl4 * D7) + (Kl5 * Da7) + (Kl6 * Dd7)); \\
534 \quad & Po8 = Dd8 - ((Kl4 * D8) + (Kl5 * Da8) + (Kl6 * Dd8)); \\
535 \quad & Pp1 = D6 - ((Kl7 * D1) + (Kl8 * D2) + (Kl9 * D5)); \\
536 \quad & Pp2 = Da6 - ((Kl7 * D2) + (Kl8 * Da2) + (Kl9 * Da5)); \\
537 \quad & Pp3 = De3 - ((Kl7 * D3) + (Kl8 * Da3) + (Kl9 * Db5)); \\
538 \quad & Pp4 = De4 - ((Kl7 * D4) + (Kl8 * Da4) + (Kl9 * Dc5)); \\
539 \quad & Pp5 = De5 - ((Kl7 * D5) + (Kl8 * Da5) + (Kl9 * Dd5)); \\
540 \quad & Pp6 = De6 - ((Kl7 * D6) + (Kl8 * Da6) + (Kl9 * Dd6));
\end{aligned}$$

```

541   Pp7 = De7-((Kl7*D7)+(Kl8*Da7)+(Kl9*Dd7));
542   Pp8 = De8-((Kl7*D8)+(Kl8*Da8)+(Kl9*Dd8));
543   Pq1 = D7-((Km1*D1)+(Km2*D2)+(Km3*D5));
544   Pq2 = Da7-((Km1*D2)+(Km2*Da2)+(Km3*Da5));
545   Pq3 = Db7-((Km1*D3)+(Km2*Da3)+(Km3*Db5));
546   Pq4 = Dc7-((Km1*D4)+(Km2*Da4)+(Km3*Dc5));
547   Pq5 = Df5-((Km1*D5)+(Km2*Da5)+(Km3*Dd5));
548   Pq6 = Df6-((Km1*D6)+(Km2*Da6)+(Km3*Dd6));
549   Pq7 = Df7-((Km1*D7)+(Km2*Da7)+(Km3*Dd7));
550   Pq8 = Df8-((Km1*D8)+(Km2*Da8)+(Km3*Dd8));
551   Pr1 = D8-((Km4*D1)+(Km5*D2)+(Km6*D5));
552   Pr2 = Da8-((Km4*D2)+(Km5*Da2)+(Km6*Da5));
553   Pr3 = Db8-((Km4*D3)+(Km5*Da3)+(Km6*Db5));
554   Pr4 = Dc8-((Km4*D4)+(Km5*Da4)+(Km6*Dc5));
555   Pr5 = Dg5-((Km4*D5)+(Km5*Da5)+(Km6*Dd5));
556   Pr6 = Dg6-((Km4*D6)+(Km5*Da6)+(Km6*Dd6));
557   Pr7 = Dg7-((Km4*D7)+(Km5*Da7)+(Km6*Dd7));
558   Pr8 = Dg8-((Km4*D8)+(Km5*Da8)+(Km6*Dd8));
559       Wmax = SPEED_COM+(0.05*SPEED_COM);
560       Wmin = SPEED_COM-(0.05*SPEED_COM);
561       Filter_para(Rs,Rr,Lm,ids,iqs);
562       Cal_ids(Rsav,Rrav,Lmav);
563   /*ids_opt = sqrt(sqrt(-E/A));
564   if(ids_opt<0.2){ids_opt=0.2;}
565   if(ids_opt>0.9){ids_opt=0.9;}*/
566       Vout1 = Rs*16383/100;
567       Vout2 = Rr*16383/150;
568       Vout3 = Lm*16383/10;
569       Vout4 = ids_opt*9829/0.9;
570   DACport(Vout1,1);

```

```

571 DACport(Vout2,2);
572 DACport(Vout3,3);
573 DACport(Vout4,4);
574     count = 0;
575     k = k+1;      }
576     else{ //SPEED_FILTER=93;//k>=100000
577 if(SPEED_FILTER>Wmin && SPEED_FILTER<Wmax){
578     Vout1 = Rsav*16383/100;
579     Vout2 = Rrav*16383/150;
580     Vout3 = Lmav*16383/10;
581     Vout4 = ids_opt*9829/0.9;
582 DACport(Vout1,1);
583 DACport(Vout2,2);
584 DACport(Vout3,3);
585 DACport(Vout4,4);
586     }
587     else{
588     if(count>=0 && count<300000){
589 DACport(Vout1,1);
590 DACport(Vout2,2);
591 DACport(Vout3,3);
592 DACport(Vout4,4);
593     count = count+1;
594     }
595     if(count>=300000){ //0.8 sec
596 if(SPEED_FILTER>Wmin && SPEED_FILTER<Wmax){
597     Vout1 = Rsav*16383/100;
598     Vout2 = Rrav*16383/150;
599     Vout3 = Lmav*16383/10;
600     Vout4 = ids_opt*9829/0.9;

```

```

601 DACport(Vout1,1);
602 DACport(Vout2,2);
603 DACport(Vout3,3);
604 DACport(Vout4,4);}
605 else{count = 0;
606     k = 0;}
607     }
608     }
609     }
610 //=====End output process=====//
611 }
612 void Filter_para(float Rs,float Rr,float Lm,float ids,float iqs)
613 {
614     Rss = Rss + 0.0909*(Rs - Rss);Rsav = Rss;
615     Rrr = Rrr + 0.0909*(Rr - Rrr);Rrav = Rrr;
616     Lmm = Lmm + 0.0909*(Lm - Lmm);Lmav = Lmm;/0.0909
617     idss = idss + 0.0909*(ids - idss);idsav = idss;
618     iqss = iqss + 0.0909*(iqs - iqss);iqsav = iqss;
619 }
620 void Cal_ids(float Rsav,float Rrav,float Lmav)
621 {
622 //cal ids energy saving
623 //cal Rqfs,Rqfr,Rstray
624     if(TL <= 1) {
625         Rqfs = 1775.802+(987.396*TL);
626         Rstray = 238.938-(119.094*TL);}
627     if(TL <= 0.75) {Rqfr = 189.097-(71.088*TL);}
628     if(TL > 0.75 && TL <= 1) {Rqfr = 352.978-(289.596*TL);}
629     if(TL > 1 && TL <= 1.5) {Rqfr = 157.6-(94.218*TL);}
630     if(TL > 1 && TL <= 1.75) {

```

```

631     Rqfs = 2491.626+(271.572*TL);
632     Rstray = 125.3853-(5.5413*TL);}
633     if(TL > 1.75 && TL <= 2) {
634     Rqfs = 2057.507+(519.64*TL);
635     Rstray = 282.911-(95.556*TL);}
636     if(TL > 1.5 && TL <= 2) {Rqfr = 64.483-(32.14*TL);}
637     if(TL > 2 && TL <= 2.5) {
638     Rqfs = 700.839+(1197.974*TL);
639     Rqfr = 0.491-(0.144*TL);
640     Rstray = 154.599-(31.4*TL);}
641 //cal RR,Rd,Rq
642     vv = (Rrav+Rstray)*Rqfr;
643     ss = Rrav+Rqfr+Rstray;
644     tt = 2*SPEED_FILTER*Lmav; //2*Wm*Lm=W1*Lm
645     RR = vv/ss;
646     xx = Rqfs+RR;
647     uu = Rqfs*(Rqfs+RR);
648     yy = RR/(Rqfs+RR);
649     aa = Rqfs*(RR*RR);
650     Rd= Rsav+(((vv*tt*tt)/(ss*ss*xx*xx))*ss)+(((RR*tt*tt)/uu)*(yy-2))+((tt*tt/Rqfs);
651     Rq= Rsav+(((vv*Rqfs*Rqfs)/(ss*ss*xx*xx))*ss)+(aa/(xx*xx));
652 //start cal----coefficient of quartic equation-----A*x^4+E=0
653     A=2*Rd;
654     E=(-2*Rq*TL*TL)/(9*Lmav*Lmav); //Kt=1.5*Zp*Lm=3*Lm
655                                     ==> Kt*Kt=9*Lm
656     ids_opt = sqrt(sqrt(-E/A));
657     if(ids_opt<0.2){ids_opt=0.2;}
658     if(ids_opt>0.9){ids_opt=0.9;}
659 }
660 void DACport(int16 kkk,int Chan)

```

```

661 {if(kkk<0){kkk=0;}
662     if (Chan == 1)
663     {
664         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xffc0;           //initial
665         GpioDataRegs.GPCDAT.all = kkk;             //load data
666         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xffc0;
667         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xfec0;         //load input latch WR=1
668         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xfe80;         //WR=0
669         delay_loop();
670         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xfdc0;         //load D/A latch WR=1
671         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xfd80;         //WR=0
672         delay_loop();
673     }
674     if (Chan == 2)
675     {
676         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xffc0;           //initial
677         GpioDataRegs.GPCDAT.all = kkk;             //load data
678         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xffc0;
679         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xfbc0;         //load input latch WR=1
680         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xfb80;         //WR=0
681         delay_loop();
682         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xf7c0;         //load D/A latch WR=1
683         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xf780;         //WR=0
684         delay_loop();
685     }
686     if (Chan == 3)
687     {
688         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xffc0;           //initial
689         GpioDataRegs.GPCDAT.all = kkk;             //load data
690         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xffc0;

```

```

691     GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xefc0;           //load input latch WR=1
692     GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xef80;           //WR=0
693     delay_loop();
694     GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xdfc0;           //load D/A latch WR=1
695     GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xdf80;           //WR=0
696     delay_loop();
697     }
698     if (Chan == 4)
699     {
700         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xffc0;           //initial
701         GpioDataRegs.GPCDAT.all = kkk;             //load data
702         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xffc0;
703         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xbfc0;           //load input latch WR=1
704         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0xbf80;           //WR=0
705         delay_loop();
706         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0x7fc0;           //load D/A latch WR=1
707         GpioDataRegs.GPBDAT.all = 0x7f80;           //WR=0
708         delay_loop();
709     }
710 }
711
712 void delay_loop(void)
713 {short i;for (i = 0; i < 1; i++) {}}
714
715

```

การอธิบายรายละเอียดโปรแกรมการประมาณค่าพารามิเตอร์โดยใช้ตัวกรองคาลมาน

บรรทัดที่ 1 – 11	การประกาศเรียกใช้งานเฮดเดอร์ไฟล์ต่าง ๆ ของบอร์ด eZdsp™F28335
บรรทัดที่ 12 – 25	กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการอ่านค่าแอนะล็อกเป็นค่าดิจิทัล
บรรทัดที่ 26 – 34	ประกาศเรียกใช้งานฟังก์ชันต่าง ๆ ภายในบอร์ด eZdsp™F28335
บรรทัดที่ 35 – 41	กำหนดค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้งานสำหรับการควบคุม
บรรทัดที่ 42 – 46	กำหนดค่าตัวแปรของวงจรองความถี่ต่ำผ่านแบบดิจิทัล
บรรทัดที่ 47 – 131	กำหนดค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้งานสำหรับการควบคุม
บรรทัดที่ 132 – 169	ตารางค่าฟังก์ชันไซน์จำนวน 1 คาบสัญญาณ
บรรทัดที่ 170 – 207	ตารางค่าฟังก์ชันโคไซน์จำนวน 1 คาบสัญญาณ
บรรทัดที่ 208 – 285	เข้าสู่ฟังก์ชันการทำงานหลักเพื่อตั้งค่าส่วนต่าง ๆ ของบอร์ด eZdsp™F28335 ซึ่งประกอบด้วยการล้างค่าในรีจิสเตอร์ต่าง ๆ ภายในบอร์ดก่อนการเริ่มทำงาน การตั้งค่าพอร์ตอินพุตและเอาต์พุต การตั้งค่าเริ่มต้นของการสร้างสัญญาณ PWM กำหนดพอร์ตในการอ่านค่าแอนะล็อกจากอุปกรณ์ตรวจวัด
บรรทัดที่ 286	เข้าสู่ฟังก์ชันการทำงานแบบไม่รู้จบเพื่อเริ่มควบคุมระบบ
บรรทัดที่ 287 - 288	เรียกใช้งานฟังก์ชัน CalProgram() ซึ่งเป็นฟังก์ชันหลักของการคำนวณของตัวกรองคาลมาน
บรรทัดที่ 290 – 300	รายละเอียดฟังก์ชันเลือกใช้งานพอร์ตอินพุตเอาต์พุต (Gpio_select) ซึ่งมีหน้าที่สำหรับตั้งค่าพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตของบอร์ด eZdsp™F28335
บรรทัดที่ 303 – 321	ฟังก์ชันการรับค่าอินพุตที่ใช้ในการคำนวณของตัวกรองคาลมาน และการแปลงค่าจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล
บรรทัดที่ 322 – 333	คำนวณมุม θ สำหรับการแปลงแกนและการแปลงกลับ
บรรทัดที่ 334 – 342	ฟังก์ชันการแปลงกระแสและแรงดันบนแกนเอปซีให้อยู่บนแกนดีควด้วยการแปลงของปาร์ก
บรรทัดที่ 343 – 349	การคำนวณค่าคงที่ต่าง ๆ ที่ต้องใช้ในการคำนวณของตัวกรองคาลมาน
บรรทัดที่ 350 – 368	การคำนวณเมตริกซ์เปลี่ยนสถานะของแบบจำลองเวลาไม่ต่อเนื่อง (f_k)
บรรทัดที่ 369 – 372	การคำนวณเมตริกซ์เชื่อมต่ออินพุตแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (B_k)
บรรทัดที่ 373 – 383	การคำนวณค่าคาดการณของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะ (\hat{x}_{k+1}^-)
บรรทัดที่ 384 – 387	คำนวณค่าคงที่ใหม่โดยใช้ค่า \hat{x}_{k+1}^-

บรรทัดที่ 388 – 410	การคำนวณค่าเมตริกซ์เปลี่ยนสถานะที่ผ่านการแปลงให้เป็นเชิงเส้นด้วยวิธีอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง (\mathbf{F}_k)
บรรทัดที่ 411 – 448	การคำนวณค่าคาดการณ์ของเมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด (\mathbf{P}_{k+1}^-)
บรรทัดที่ 450 – 482	การคำนวณค่าอัตราขยายกาลมาน (\mathbf{K})
บรรทัดที่ 484 – 492	การคำนวณค่าอัปเดตของเวกเตอร์ตัวแปรสถานะ ($\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^+$)
บรรทัดที่ 494 – 558	การคำนวณค่าอัปเดตของเมตริกซ์ความแปรปรวนของค่าผิดพลาด (\mathbf{P}_{k+1}^+)
บรรทัดที่ 561	เรียกใช้ฟังก์ชัน Filter_para ซึ่งคำนวณหาค่าเฉลี่ยของพารามิเตอร์ที่ถูกประมาณค่า
บรรทัดที่ 562	เรียกใช้ฟังก์ชัน Cal_ids ซึ่งคำนวณค่ากระแสเดเตอร์บนแกนดีสำหรับการประหยัดพลังงาน โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการประมาณค่าในการคำนวณ
บรรทัดที่ 566 – 573	การส่งค่าเอาต์พุตออกนอกบอร์ด eZdsp™F28335 ผ่านทางพอร์ตเอาต์พุตเข้าสู่วงจรแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (ฟังก์ชัน DAC)
บรรทัดที่ 577 – 604	การตรวจสอบค่าความเร็วรอบว่าอยู่ในขอบเขตที่กำหนดไว้หรือไม่ โดยถ้าอยู่ในขอบเขต โปรแกรมจะส่งค่าสุดท้ายที่คำนวณต่อไปเรื่อยๆ จนกว่าสถานะการทำงานของมอเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลง โปรแกรมจะเริ่มการคำนวณใหม่
บรรทัดที่ 612 – 619	รายละเอียดของฟังก์ชัน Filter_para
บรรทัดที่ 620 – 659	รายละเอียดของฟังก์ชัน Cal_ids
บรรทัดที่ 660 – 710	รายละเอียดของฟังก์ชัน DAC
บรรทัดที่ 712 - 713	รายละเอียดของฟังก์ชันสำหรับหน่วงเวลา (delay_loop)



ภาคผนวก ค

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

- ศศิยา อุดมสุข, กองพล อารีรักษ์ และกองพัน อารีรักษ์, “การประหยัดพลังงานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 38 (EECON38), vol.1, หน้า 413 - 416
- ศศิยา อุดมสุข, กองพล อารีรักษ์, ชิดารัตน์ อารีรักษ์ และกองพัน อารีรักษ์, “การประมาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้ตัวกรองคาลมาน,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 39 (EECON39), หน้า 521 - 524
- S. Udomsuk, K-L. Areerak and K-N. Areerak, “**Power Loss Identification of Three-phase Induction Motor Using Adaptive Tabu Search,**” The 2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON2017), Pattaya, Thailand, March 8 - 10 2017., pp. 359-362
- S. Udomsuk, K-L. Areerak, T. Areerak and K-N. Areerak, “**Speed Estimation of Three-phase Induction Motor Using Kalman Filter,**” (2018) International Review of Electrical Engineering (IREE), 13(4), pp. 267 - 275

การประหยัดพลังงานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส The Energy Saving for Three-Phase Induction Motor Drive

ศศิยา อุดมสุข¹ กองพล อารีรักษ์¹ ธิดารัตน์ อารีรักษ์² และ กองพัน อารีรักษ์¹

¹กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
²สาขาวิชาคณิตศาสตร์ สำนักวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
Corresponding Author: kongpol@sut.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวิธีการประหยัดพลังงานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยทำการประมาณค่ากระแสแอสเตเตอร์บนแกนดีเพื่อให้มอเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด และการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การทดสอบการประหยัดพลังงานจากวิธีการที่นำเสนอเทียบกับวิธีการดั้งเดิมโดยจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคแบบฮาร์ดแวร์ในลูป ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ พบว่าวิธีการที่นำเสนอนี้ ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้สูงสุดถึง 43.21% เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม

คำสำคัญ: มอเตอร์เหนี่ยวนำ การประหยัดพลังงาน ฮาร์ดแวร์ในลูป

Abstract

This paper presents the energy saving method for three-phase induction motor drive. The value of the stator current on d-axis for minimum power losses is calculated by the proposed method. The speed control of induction motor uses the indirect vector control. The energy for driving the induction motor from the proposed method are compared with those from the conventional method. The hardware in the loop (HIL) technique is applied for simulation in the paper. From the simulation results, the proposed method can provide the good results in term of the energy saving. The maximum percent of energy saving is equal to 43.21%.

Keywords: Induction Motor, Energy Saving, Hardware In the Loop

1. บทนำ

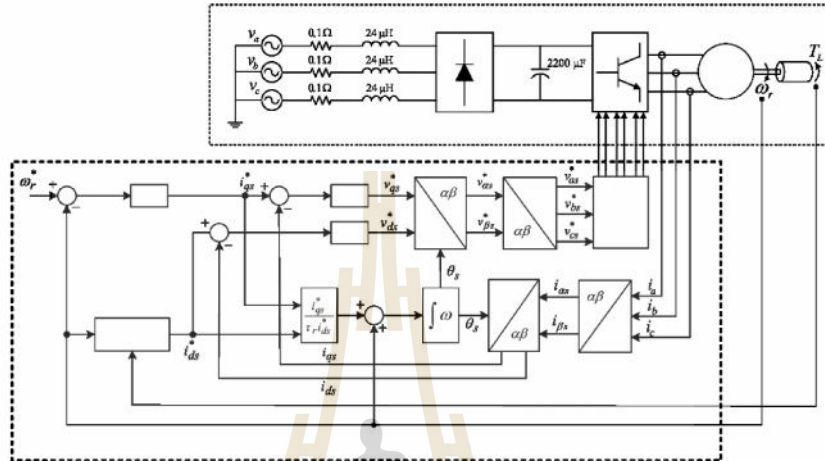
ปัจจุบันในภาคอุตสาหกรรม ได้มีการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำกันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมอเตอร์ชนิดนี้มีราคาถูก ทนทาน โครงสร้างไม่ซับซ้อน สะดวกในการบำรุงรักษา และมีประสิทธิภาพสูง ดังนั้นในโรงงานอุตสาหกรรมจึงนิยมใช้เป็นต้นกำลังเพื่อขับอุปกรณ์ต่าง ๆ [1] บทความนี้จึงได้นำเสนอการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีแผนภาพระบบที่ศึกษาดังรูปที่ 1 ซึ่งเป็น

ลักษณะของการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป ประกอบด้วยระบบสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนโปรแกรม Simulink ของ MATLAB และระบบควบคุมโดยโปรแกรมบนบอร์ด eZdspTM F28335 ซึ่งจะควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม และคำนวณกระแสแอสเตเตอร์บนแกนดีเพื่อประหยัดพลังงาน ทั้งนี้เนื่องจาก การประหยัดพลังงานไฟฟ้านี้เป็นปัญหาที่สำคัญอย่างยิ่ง โดยเฉพาะในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ซึ่งจะอาศัยการวิเคราะห์แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์บนแกนดีเพื่อคำนวณค่ากระแสแอสเตเตอร์บนแกนดี ที่ทำให้มอเตอร์มีกำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด ที่ความเร็วและแรงบิดโหลดใด ๆ ซึ่งจากการสำรวจวิธีที่สมัครกรมพบว่าผู้ใช้เทคนิควิธีประหยัดพลังงานโดยจะควบคุมปริมาณที่สนใจ ซึ่งปริมาณดังกล่าวมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ เพื่อให้เกิดการประหยัดพลังงาน เช่น การควบคุมแรงดันและความถี่ของมอเตอร์ [2-3], การควบคุมถักซ์ต่าง ๆ [4-8] และการหาอัตราส่วนที่เหมาะสมระหว่างกระแสแอสเตเตอร์บนแกนดีกับแกนคว [9-12] เป็นต้น

การนำเสนอเนื้อหาในบทความ ประกอบด้วย แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 2 ส่วนหัวข้อที่ 3 เป็นการนำเสนอวิธีหาค่าเหมาะที่สุดสำหรับการประหยัดพลังงาน ต่อมาหัวข้อที่ 4 จะนำเสนอผลการจำลองสถานการณ์และอภิปรายผล และสรุปในหัวข้อสุดท้ายของบทความ

2. แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิวที่มีการพิจารณา กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ โดยกำลังงานสูญเสียที่ใช้พิจารณา คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวด (P_{cu}, P_{rd}) กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก (P_f) และกำลังงานสูญเสียจากการไจรงาน (P_{prop}) นอกจากนี้ในการหาแบบจำลองไดวงฟลักซ์เชื่อมโยงถึงโรเตอร์ (λ_r') ไรบนแกนดี และไม่พิจารณาความเหนี่ยวนำเนื่องจากฟลักซ์รั่ว (L_{lr}, L_{lr}') และในสถานะอยู่ตัว แรงดันคคร่อมความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m) บนแกนดีจะมีค่าเป็นศูนย์ จากข้อกำหนดดังกล่าวจะได้แบบจำลองดังรูปที่ 2

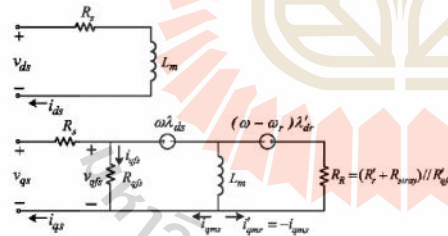


รูปที่ 1 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ eZdsp™ F28335

2.1 สมการกำลังงานสูญเสีย

จากแบบจำลองกำลังงานสูญเสียรูปที่ 2 สมการกำลังงานสูญเสียรวม แสดงได้ดังสมการที่ (1)

$$P_{loss} = P_{sc1} + P_{rc1} + P_i + P_{stray} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r' i_{qr}^2 + R_{gs} i_{gs}^2 + R_{gr}' i_{gr}^2 + R_{stray} i_{qr}^2 \quad (1)$$



รูปที่ 2 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สำหรับการประพจน์พลังงาน

จากสมการที่ (1) ใช้ความสัมพันธ์ของแรงบิดมอเตอร์สมการที่ (2) และจัดสมการให้อยู่ในรูปของกระแสสเตเตอร์บนแกนดี (\$i_{ds}\$) สำหรับคำนวณเพื่อประพจน์พลังงาน ดังนั้นสามารถเขียนสมการกำลังงานสูญเสียได้ใหม่เป็นสมการที่ (3)

$$T_L = K_t i_{ds} i_{qs} \quad (2)$$

$$P_{loss} = R_d i_{ds}^2 + R_q \left(\frac{T_L}{K_t i_{ds}} \right)^2 - \frac{R_{dq} T_L}{K_t} \quad (3)$$

โดยที่ $K_t = \frac{3}{2} Z_p L_m$

$$R_d = R_s + \frac{R_{gr}' (\omega_r L_m)^2 (R_r' + R_{stray})}{(R_r' + R_{stray} + R_{gr}')^2 (R_{gr}' + R_R)^2} (R_r' + R_{stray} + R_{gr}')^2$$

$$+ \frac{R_R (\omega_r L_m)^2}{R_{gr}' (R_{gr}' + R_R)} \left(\frac{R_R}{(R_{gr}' + R_R)} - 2 \right) + \frac{(\omega_r L_m)^2}{R_{gr}'}$$

$$R_q = R_s + \frac{R_{gr}' R_{gr}^2 (R_r' + R_{stray})}{(R_r' + R_{stray} + R_{gr}')^2 (R_{gr}' + R_R)^2} (R_r' + R_{stray} + R_{gr}')^2$$

$$+ \frac{R_R^2 R_{gr}'}{(R_{gr}' + R_R)^2}$$

$$R_{dq} = \left(\frac{2 R_{gr}' R_{gr}' \omega_r L_m (R_r' + R_{stray})}{(R_r' + R_{stray} + R_{gr}')^2 (R_{gr}' + R_R)^2} (R_r' + R_{stray} + R_{gr}')^2 \right)$$

$$+ \left(\frac{2 R_R \omega_r L_m}{(R_{gr}' + R_R)} \left(\frac{R_R}{R_{gr}' + R_R} - 1 \right) \right)$$

3. วิธีคำนวณสำหรับการประพจน์พลังงาน

3.1 การควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีดั้งเดิม

ในบทความนี้ นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (indirect vector control) ซึ่งหลักการควบคุมจะเลียนแบบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น คือ ในสภาวะการทำงานปกติกระแสสนาม (\$i_f\$) จะคงที่ที่ที่ติดและควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์ (\$i_a\$) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบหรือแรงบิด แต่ถ้าความเร็วรอบเกินพิกัดจะทำการปรับลด \$i_f\$ แทน ซึ่งการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

นั้น i_{ds} จะเปรียบเสมือน i_f ทำหน้าที่ควบคุมฟลักซ์โดยทั่วไปถูกกำหนดให้คงที่ที่ i_{ds}^* และ i_{ds} ทำหน้าที่เหมือนกับ i_d ที่ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์

3.2 วิธีหาค่าเหมาะที่สุดสำหรับการประหยัดพลังงาน

การประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะคำนวณค่า i_{ds}^* ที่ทำให้กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งวิธีหาค่า i_{ds}^* ที่เหมาะสมสำหรับการประหยัดพลังงาน ขาคัยการหาอนุพันธ์ของสมการกำลังงานสูญเสียรวมเทียบกับ i_{ds} เท่ากับศูนย์ แสดงได้ดังสมการที่ (4)

$$\frac{dP_{loss}}{di_{ds}} = \frac{d}{di_{ds}} \left[R_s i_{ds}^2 + R_g \left(\frac{T_L}{K_f i_{ds}} \right)^2 - \frac{R_{ds} T_L}{K_f} \right] = 0$$

$$= A i_{ds}^4 + E = 0 \quad (4)$$

โดยที่ $A = 2R_s$ และ $E = -2R_g T_L^2 / K_f^2$

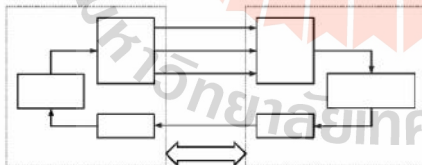
จากสมการที่ (4) สามารถแก้สมการเพื่อหาค่า i_{ds}^* ได้ดังสมการที่ (5)

$$i_{ds}^* = \sqrt[4]{\frac{-E}{A}} \quad (5)$$

สุดท้ายจะได้ผลเฉลยค่า i_{ds}^* ทั้งหมด 4 คำตอบ จากทั้ง 4 คำนี้มีเพียงค่าเดียวที่จะนำไปใช้ โดยเกณฑ์การเลือกคำตอบที่เหมาะสม คือ มีค่าเป็นจำนวนจริง มีค่าไม่ติดลบ และไม่เกินค่าพิคกิ้งของกระแส i_{ds} จากค่าที่ได้เมื่อนำไปแทนในสมการที่ (4) ถ้าค่า i_{ds}^* ที่แทนลงไปทำให้สมการเป็นจริงจึงสรุปได้ว่า i_{ds}^* นั้นทำให้กำลังงานสูญเสียมีค่าน้อยที่สุด

4. การจำลองสถานการณ์และอภิปราย

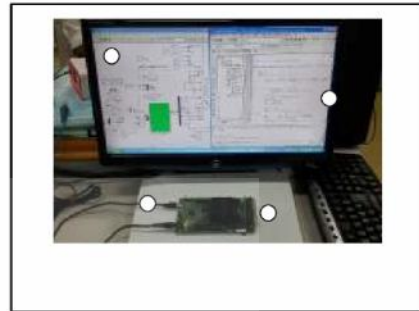
การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูปเพื่อทดสอบการประหยัดพลังงานในระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แสดงได้ดังรูปที่ 3 และรูปที่ 4 โดยค่าพิคกิ้งและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบระบุไว้ในตารางที่ 1



รูปที่ 3 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป

ตารางที่ 1 ค่าพิคกิ้งและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

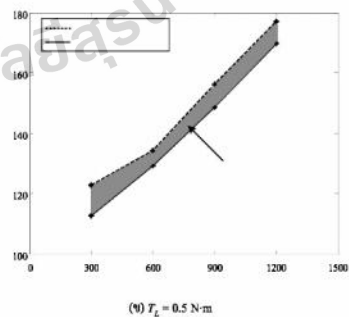
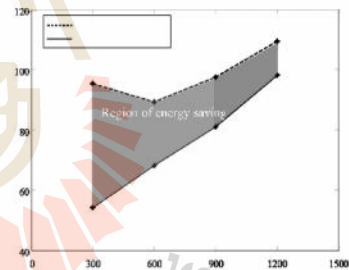
ค่าพิคกิ้งมอเตอร์	ค่าพารามิเตอร์จากการทดสอบ
$P = 370 \text{ W}$	$R_s = 25.13 \Omega$
$V_{LL} = 380 \text{ V}$	$R_g = 20.79 \Omega$
$I_L = 1.1 \text{ A}$	$L_{ls}, L_{lr} = 0.0866 \text{ H}$
Pole pairs (Z_p) = 2	$L_m = 0.9672 \text{ H}$

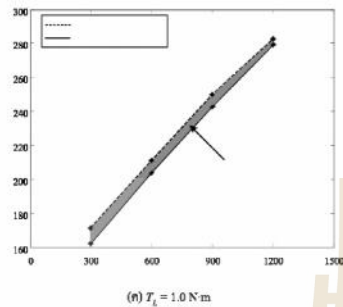


รูปที่ 4 การเชื่อมต่อสำหรับจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป

การจำลองสถานการณ์ทั้งแบบวิธีดั้งเดิมและแบบมีวิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอในบทความ มีเงื่อนไขเดียวกัน คือ ค่าแรงบิดโหลดสำหรับทดสอบ เท่ากับ 0.1 0.5 และ 1.0 N.m โดยความเร็วรอบที่แรงบิดโหลดต่าง ๆ คือ 300 600 900 และ 1200 rpm ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบค่ากำลังงานอินพุต (P_{in}) ของทั้งสองวิธีที่คำนวณตามสมการที่ (6) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5

$$P_{in} = 3V_g I_g \cos \theta \quad (6)$$





รูปที่ 5 กราฟเปรียบเทียบผลการประหยัดพลังงานในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบวิธีดั้งเดิมและวิธีที่นำเสนอในบทความ

จากผลการจำลองสถานการณ์ พบว่าที่สภาวะแรงบิดและความเร็วรอบต่าง ๆ ค่ากำลังงานอินพุตของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่มีวิธีการประหยัดพลังงาน มีค่าน้อยกว่ากำลังงานอินพุตของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม ซึ่งกำลังงานอินพุตที่น้อยกว่านี้แสดงถึงกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ที่มีค่าน้อยด้วย จากรูปที่ 5 จะเห็นว่าพื้นที่ของกราฟประหยัดพลังงานจะมีขนาดใหญ่โดยเฉพาะที่แรงบิดต่ำ ๆ ซึ่งบ่งบอกว่าสามารถประหยัดพลังงานได้มาก เมื่อแรงบิดเพิ่มขึ้นพื้นที่การประหยัดพลังงานจะลดลง ซึ่งหมายถึงการประหยัดพลังงานจะลดลง โดยมีสาเหตุคือ เมื่อแรงบิดสูงขึ้น ค่า i_{2s} จะมีค่ามากขึ้นตามความต้องการแรงบิด จนเกือบจะเท่ากับวิธีดั้งเดิม จึงทำให้การประหยัดพลังงานลดลง ดังนั้นจากผลการทดสอบทั้งหมดที่กล่าวมา ยืนยันได้ว่าวิธีการที่นำเสนอสามารถประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้

5. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอ วิธีประหยัดพลังงานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยหาค่ากระแสสแตเตอร์บนแกนดีที่เหมาะสมที่สุด ที่ทำให้มอเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียที่น้อยที่สุด โดยมีการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคแบบฮาร์ดแวร์ในรูป เพื่อเปรียบเทียบผลการประหยัดพลังงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ใช้วิธีตามที่นำเสนอในบทความ เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม จากผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่าการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีที่พัฒนาขึ้นทำให้กำลังงานสูญเสียที่น้อยที่สุดที่แรงบิดและความเร็วรอบใด ๆ โดยเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานสูงสุดมีค่าเท่ากับ 43.21% แต่ในกรณีที่แรงบิดสูง ๆ วิธีการที่นำเสนอจะประหยัดพลังงานได้น้อยลง

เอกสารอ้างอิง

[1] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 5th ed.: McGraw-Hall, 2012.

[2] A. Kusko and D. Galler, "Control means for minimization of losses in AC and DC motor drives," *IEEE Trans. on Industry Applications.*, vol. IA-19, no. 4, July/Aug 1983, pp. 561-570.

[3] P. Famouri and J.J. Cathev, "Loss minimization control of an induction motor drives," *IEEE Trans. on Industry Applications.*, vol. 27, no. 1, Jan./Feb. 1991, pp. 32-37.

[4] I. Kioskeridis and N. Margaris, "Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics.*, vol. 43, no. 1, Feb. 1996, pp. 226-231.

[5] D. S. Kirschen, D. W. Novotny and W. Suwanwisut, "Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives," *IEEE Trans. on Industry Applications.*, vol. IA-20, no. 5, Sep./Oct. 1984, pp. 1244-1250.

[6] L. Jian, L. He, T. Wan and C. Yu, "Efficiency-optimized space-vector-modulation direct torque control for AC motor drives," *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009)*, 2009, pp. 348-353.

[7] J. H. Chang and B. K. Kim, "Minimum-time minimum-loss speed control of induction motors under field-oriented control," *IEEE Trans. on Industrial Electronics.*, vol. 44, no. 6, Dec. 1997, pp. 809-815.

[8] K. Matsuse, T. Yoshizumi, S. Katsuta and S. Taniguchi, "High-response flux control of direct-field-oriented induction motor with high efficiency taking core losses into account," *IEEE Trans. on Industry Applications.*, vol. 35, no. 1, Jan./Feb. 1999, pp. 62-69.

[9] G. O. Garcia, J. C. Mendes Luis, R. M. Stephan and E. H. Watanane, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics.*, vol. 4, no. 5, Oct. 1994, pp. 533-539.

[10] M. N. Uddin and S. W. Nam, "New online loss-minimization based control of an induction motor drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics.*, vol. 23, no. 2, March. 2008, pp. 926-933.

[11] W-J. Wang and C-C. Wang, "Speed and efficiency control of an induction motor with input-output linearization," *IEEE Trans. on Energy Conversion.*, vol. 14, no. 3, Sep. 1999, pp. 373-378.

[12] A. Haddoun and M. H. Benbouzid, "A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors," *IEEE Trans. on Vehicular Technology.*, vol. 56, no. 1, Jan. 2007, pp. 81-88.

การประมาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้ตัวกรองกาลมาน Speed Estimation of Three-Phase Induction Motor using Kalman Filter

ศศิญา อุดมสุข¹ กองทศ อารีรัตน์¹ ธิลารัตน์ อารีรัตน์² และ กองพัน อารีรัตน์¹

¹กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
²สาขาวิชาคณิตศาสตร์ สำนักวิชาวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
Corresponding Author: kongpol@sut.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอวิธีตัวกรองกาลมาน เพื่อประมาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยวิธีการดังกล่าว มีตัวแปรสถานะคือ กระแสสเตเตอร์ และฟลักซ์โรเตอร์ ส่วนความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ต้องการประมาณค่า จะถูกพิจารณาเป็นตัวแปรสถานะเพิ่มเติมด้วย การคำนวณของวิธีตัวกรองกาลมานทำได้โดยอาศัยปริมาณที่สามารถวัดได้คือ แรงดันและกระแสสเตเตอร์ การตรวจสอบความถูกต้องของการประมาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์นี้ วิธีตัวกรองกาลมานจะทำการคำนวณเทียบกับการจำลองสถานการณ์ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งผลจากการเปรียบเทียบ แสดงให้เห็นว่าค่าความเร็วรอบที่ประมาณค่าวิธีนี้ที่นำเสนอ มีความใกล้เคียงและคู่ควมกับค่าความเร็วรอบจริงยิ่งแม้ว่าโหลดจะมีการเปลี่ยนแปลง

คำสำคัญ: มอเตอร์เหนี่ยวนำ การประมาณค่าความเร็ว ตัวกรองกาลมาน

Abstract

This paper presents the speed estimation of three-phase induction motor using Kalman filter. The state variables of this method are stator current and rotor flux. The speed for estimation is also considered as a state. The Kalman filter uses the measured quantities such as stator voltages and currents for calculation. For validation, the calculation results from Kalman filter are compared with the simulation. The comparison results show that the estimated values are nearly the actual value. These values can track the actual values even though the load are varied.

Keywords: Induction Motor, Speed Estimation, Kalman Filter

1. บทนำ

การวิเคราะห์ระบบใด ระบบหนึ่ง เพื่อต้องการทราบสถานะ (states) ของระบบ ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง และการเปลี่ยนแปลงไปของสถานะดังกล่าว ซึ่งการหาสถานะของระบบนั้นมีความยุ่งยาก เพราะอาจจะมีข้อจำกัดหลายอย่าง เช่น ไม่สามารถวัดได้โดยตรง หรือมีความคลาดเคลื่อนในการวัด เป็นต้น ในปัจจุบัน มีหลากหลายวิธีสำหรับการ

ประมาณค่าสถานะหรือการหาค่าที่เหมาะสม ซึ่งจากการศึกษางานวิจัยในอดีตจนถึงปัจจุบัน สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ วิธีการประมาณค่าแบบวิธีทางคณิตศาสตร์ และวิธีทางปัญญาประดิษฐ์ โดยจากการศึกษาพบว่าแต่ละวิธีมีข้อจำกัดแตกต่างกันไป เช่น การหาค่ากำลังสองน้อยที่สุด (Least-Squares) มีความไวต่อสัญญาณรบกวนจากข้อมูลที่ใช้ในการประมาณค่า และกระบวนการคำนวณที่ยุ่งยาก [1] ส่วนวิธีทางปัญญาประดิษฐ์นั้น มีความยืดหยุ่น และใช้งานง่าย แต่ความเร็วในการคำนวณที่คำนวณจะช้ากว่าวิธีทางคณิตศาสตร์ เนื่องจากมีการกำหนดค่าเริ่มต้นในการค้นหา [2] เป็นต้น แต่ข้อดีของวิธีตัวกรองกาลมาน คือสามารถใช้งานในระบบที่มีอินพุต เอาต์พุตหลายตัว รวมทั้งจัดการกับระบบที่ขึ้นอยู่กันเวลา และกระบวนการค้นหาผู้ใส่ค่าตอบได้เร็ว แม้สภาวะการทำงานมีการเปลี่ยนแปลง [3] บทความนี้เสนอวิธีดังกล่าวในการประมาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การนำเสนอข้อดีในบทความ ประกอบด้วย ตัวกรองกาลมานและการทำงานของตัวกรองกาลมาน ได้นี้นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 2 ส่วนหัวข้อที่ 3 เป็นการนำเสนอแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการคำนวณ ต่อมาหัวข้อที่ 4 นำเสนอการตรวจสอบความถูกต้องของการประมาณค่าด้วยวิธีที่นำเสนอกับการจำลองสถานการณ์ และสรุปในหัวข้อสุดท้ายของบทความ

2. ตัวกรองกาลมาน

ตัวกรองกาลมาน (Kalman Filter : KF) เป็นวิธีการทางคณิตศาสตร์ที่นิยมใช้ในการประมาณค่าตัวแปรสถานะของระบบ ข้อดีของตัวกรองกาลมาน คือ มีโครงสร้างการคำนวณแบบวนซ้ำ ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ในเมตริกซ์คอนนการคำนวณจะถูกปรับแก้ใช้ตามข้อมูลที่มือผู้ร่วมกับข้อมูลในขั้นตอนก่อนหน้า เพื่อปรับปรุงค่าที่ได้จากการประมาณในรอบถัดไป [4]

แบบจำลองทั่วไปของระบบแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (discrete-time system model) [5] แบ่งออกเป็นแบบจำลองระบบ (system model) และแบบจำลองการวัด (measurement model) แสดงได้ดังสมการที่ (1) และ (2) ตามลำดับ

$$x_k = A_{k-1}x_{k-1} + B_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} \quad (1)$$

CT008

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (2)$$

จากสมการข้างต้น A คือ เมทริกซ์สถานะ B คือ เมทริกซ์อินพุต H คือ เมทริกซ์เอาต์พุต ซึ่งมีความสัมพันธ์กับตัวแปรสถานะ x ที่สามารถวัดได้ ส่วนเมทริกซ์สัญญาณรบกวนจากระบบ w มีเมทริกซ์ความแปรปรวน (covariance matrix) คือ Q และเมทริกซ์สัญญาณรบกวนจากการวัด v มีเมทริกซ์ความแปรปรวน คือ R

การทำงานของตัวกรองคาลมาน [5] แสดงได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วย 2 ขั้นตอนหลัก คือ ขั้นตอนการคาดการณ์ (prediction) และขั้นตอนการปรับแก้ (correction) โดยขั้นตอนการคาดการณ์ จะคำนวณค่าคาดการณ์ของสถานะ (\hat{x}_k^-) ดังสมการที่ (3) และคำนวณค่าคาดการณ์ของเมทริกซ์ความแปรปรวนสถานะ (P_k^-) ตามสมการที่ (4)

$$\hat{x}_k^- = A_{k-1} \hat{x}_{k-1} + B_{k-1} u_{k-1} \quad (3)$$

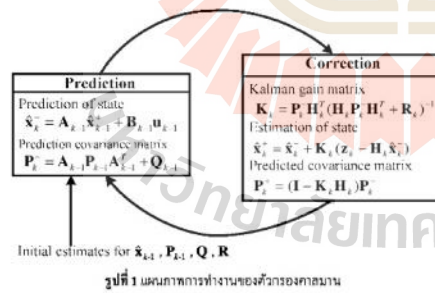
$$P_k^- = A_{k-1} P_{k-1} A_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (4)$$

ต่อมาขั้นตอนการปรับแก้ จะรับค่าจากขั้นตอนก่อนหน้าเพื่อคำนวณเมทริกซ์อัตราขยายตัวกรองคาลมาน (K_k) เพื่อลดหย่อนความคลาดเคลื่อนจากการคาดการณ์ ค่าคำนวณได้ดังสมการที่ (5) รวมทั้งยังคำนวณปรับแก้ค่าประมาณของสถานะ (\hat{x}_k^+) และค่าคาดการณ์ของเมทริกซ์ความแปรปรวนสถานะ (P_k^+) ดังสมการที่ (6) และ (7) ตามลำดับ

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (5)$$

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (6)$$

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (7)$$



3. แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

แบบจำลองทางพลวัตสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยพิจารณาแบบจำลองบนเฟรมอ้างอิงโรตอร์ แสดงได้ดังสมการที่ (8) ซึ่งมีกระแสเดือ (i_d, i_q) และฟลักซ์โรตอร์ (λ_d, λ_q) เป็นตัวแปร

สถานะ และในบทความนี้ต้องการประมาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ ($\hat{\omega}_r$) จึงพิจารณาความเร็วรอบดังกล่าวเป็นตัวแปรสถานะเพิ่มอีกหนึ่งตัว

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s}\right) i_d + \omega_r i_q + \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s} \lambda'_d + \frac{\omega_r L'_m}{\sigma L_s L'_s} \lambda'_q + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \dot{i}_q &= -\omega_r i_d - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s}\right) i_q - \frac{\omega_r L'_m}{\sigma L_s L'_s} \lambda'_d + \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s} \lambda'_q + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \dot{\lambda}'_d &= \frac{R'_s L'_m}{L'_s} i_d - \frac{R'_s}{L'_s} \lambda'_d + \omega_r \lambda'_q \\ \dot{\lambda}'_q &= \frac{R'_s L'_m}{L'_s} i_q - \omega_r \lambda'_d - \frac{R'_s}{L'_s} \lambda'_q \end{aligned} \quad (8)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (8) จัดสมการให้อยู่ในรูปแบบจำลองตามสมการที่ (1) และ (2) จะได้ตัวแปรของแต่ละเวกเตอร์ดังต่อไปนี้

- เวกเตอร์ตัวแปรสถานะ
$$x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \lambda'_{dr} \ \lambda'_{qr} \ \hat{\omega}_r]^T$$
- เวกเตอร์อินพุต
$$u = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$
- เวกเตอร์เอาต์พุต
$$z = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$$
- เมทริกซ์อินพุต
$$B = \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

- เมทริกซ์เอาต์พุต
$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

- เมทริกซ์สถานะ
$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s}\right) & \omega_r & \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s} & \frac{\omega_r L'_m}{\sigma L_s L'_s} & 0 \\ -\omega_r & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s}\right) & \frac{\omega_r L'_m}{\sigma L_s L'_s} & \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s} & 0 \\ \frac{R'_s L'_m}{L'_s} & 0 & -\frac{R'_s}{L'_s} & \omega_r & 0 \\ 0 & \frac{R'_s L'_m}{L'_s} & -\omega_r & -\frac{R'_s}{L'_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

จากการเพิ่มความเร็วย้อนเป็นตัวแปรสถานะ จะทำให้แบบจำลองของมอเตอร์กลายเป็นแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear model) ดังนั้นจึงต้องทำแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้น (linearization) โดยใช้วิธีอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่ง (first order Taylor series) [6] เพราะฉะนั้นเมทริกซ์สถานะ จะมีการเปลี่ยนแปลงไปดังสมการต่อไปนี้

$$f = \frac{\partial A}{\partial x} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s}\right) & \omega_r & \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s} & \frac{\omega_r L'_m}{\sigma L_s L'_s} & \left(i_q + \frac{L'_m}{\sigma L_s} \lambda'_q\right) \\ -\omega_r & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s}\right) & \frac{\omega_r L'_m}{\sigma L_s L'_s} & \frac{R'_s L'_m}{\sigma L_s L'_s} & -\left(i_d + \frac{L'_m}{\sigma L_s} \lambda'_d\right) \\ \frac{R'_s L'_m}{L'_s} & 0 & -\frac{R'_s}{L'_s} & \omega_r & -\lambda'_q \\ 0 & \frac{R'_s L'_m}{L'_s} & -\omega_r & -\frac{R'_s}{L'_s} & \lambda'_d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

4. การจำลองสถานการณ์และอภิปราย

การตรวจสอบความถูกต้องของการประมาณค่าความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยตัวกรองคาลมาน จะอาศัยการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB ร่วมกับการจำลองสถานการณ์ใน simulink เปรียบเทียบระหว่างค่าความเร็วที่ประมาณจากตัวกรองคาลมาน (estimation) กับค่าจากการจำลองสถานการณ์ (simulation) ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (indirect vector control) ซึ่งแผนภาพการตรวจสอบความถูกต้องแสดงดังรูปที่ 2 โดยคำพินิจและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์ แสดงไว้ในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ค่าพินิจมอเตอร์	ค่าพารามิเตอร์จากการทดลอง
$P = 370 \text{ W}$	$R_s = 25.13 \Omega$
$V_{L-L} = 380 \text{ V}$	$R'_r = 20.79 \Omega$
$I_L = 1.1 \text{ A}$	$L_{Ls}, L'_{Lr} = 0.0866 \text{ H}$
Pole = 4	$L_m = 0.9672 \text{ H}$

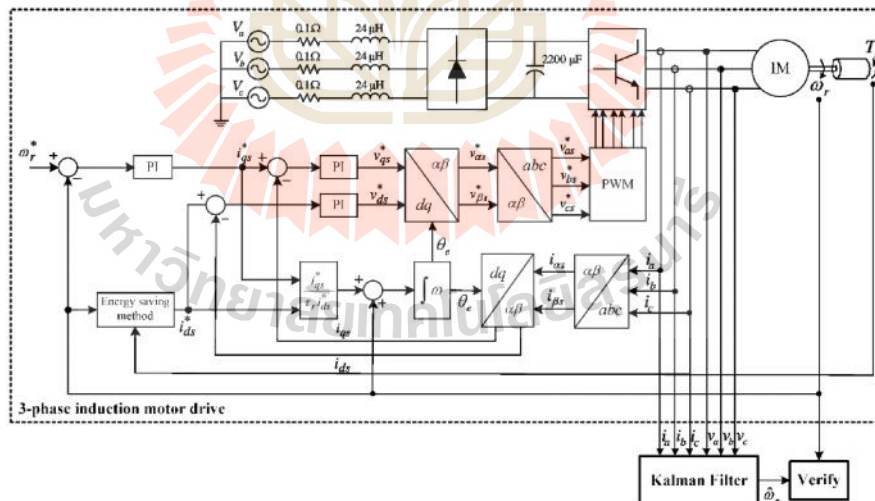
จากรูปที่ 2 จะเห็นว่าตัวกรองคาลมานมีการรับค่าแรงดันและกระแสสามเฟสจากระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อใช้ในการคำนวณ โดยแรงดันจะแปลงเป็นเวกเตอร์อินพุต และกระแสจะเป็น

เอาต์พุต สำหรับเปรียบเทียบกับค่าที่ประมาณได้ ซึ่งค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะนำไปปรับปรุงค่าต่าง ๆ ในการคำนวณของตัวกรองคาลมาน เพื่อให้การประมาณค่าในรอบต่อไปดียิ่งขึ้น

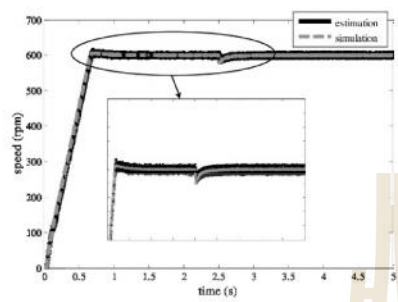
การจำลองสถานการณ์ มีกำหนดเงื่อนไข คือ เมื่อเริ่มต้นจะทำการจ่ายโหลดเท่ากับ 0.5 N-m ซึ่งระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ จะทำการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้ได้ตามต้องการ คือ 600 rpm และจะทำการจ่ายโหลดเพิ่มขึ้น 2.5 N-m ที่เวลา 2.5 วินาที ส่วนที่ความเร็วรอบ 1200 rpm ที่เช่นเดียวกันกับความเร็วรอบ 600 rpm แต่จะเพิ่มโหลดที่เวลา 3.0 วินาที ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบความเร็วของมอเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3 ส่วนค่ากระแสสเตเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 4

จากรูปที่ 3 แสดงค่าความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเปรียบเทียบระหว่างค่าประมาณจากตัวกรองคาลมาน และค่าจากการจำลองสถานการณ์ ซึ่งจะเห็นว่าค่าที่ได้จากวิธีทั้งสองนั้น ที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ ทั้งในช่วงสถานะอยู่ตัวและช่วงที่มีการจ่ายโหลดมากขึ้น ค่าความเร็วทั้งสอง มีลักษณะใกล้เคียงกัน

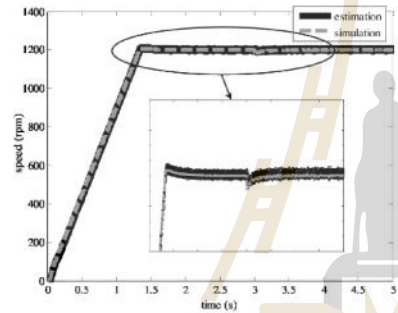
และจากรูปที่ 4 ค่ากระแสสเตเตอร์ที่ได้จากวิธีตัวกรองคาลมาน มีลักษณะเช่นเดียวกับค่ากระแสสเตเตอร์ที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด ค่ากระแสดังกล่าวยังคงมีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 2 แผนภาพการตรวจสอบความถูกต้อง

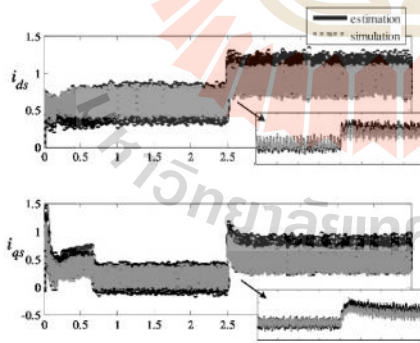


(ก) ความเร็วรอบ 600 rpm

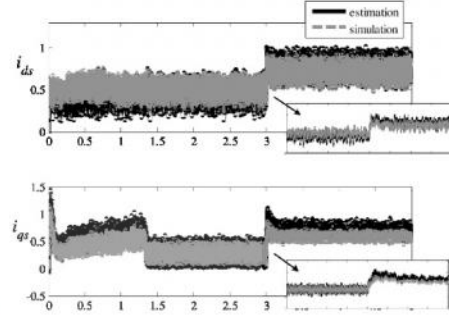


(ข) ความเร็วรอบ 1200 rpm

รูปที่ 3 กราฟเปรียบเทียบความเร็วรอบจากการ estimation และ simulation



(ก) กระแสสเตเตอร์ ที่ความเร็วรอบ 600 rpm



(ข) กระแสสเตเตอร์ ที่ความเร็วรอบ 1200 rpm

รูปที่ 4 กราฟเปรียบเทียบกระแสเตเตอร์จากการ estimation และ simulation

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอ การประมาณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เหนือน้ำสามเฟส โดยใช้วิธีตัวกรองคาลมาน ซึ่งการคำนวณด้วยวิธีที่นำเสนอ จะอาศัยค่าที่สามารถวัดได้คือ แรงดันและกระแสสเตเตอร์ โดยแรงดันจะเป็นอินพุตให้กับแบบจำลอง และกระแสสเตเตอร์จะเป็นเอาต์พุตเปรียบเทียบกับค่าประมาณ เพื่อปรับแก้ค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ ภายในการคำนวณของตัวกรองคาลมาน จนกระทั่งได้ค่าประมาณความเร็วรอบ ซึ่งเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ พบว่าผลการคอนเซนสนมีลักษณะคล้ายคลึงกัน แสดงให้เห็นว่าวิธีตัวกรองคาลมานประมาณค่าได้อย่างถูกต้อง จากผลดังกล่าวจะมีการสร้างจริง เพื่อประมาณค่าความเร็วรอบในอนาค

เอกสารอ้างอิง

- [1] C. Moons and B. D. Moor, "Parameter Identification of induction motor drives," in *Automatica*, vol. 31, no. 8, pp. 1137-1147, 1995.
- [2] S. Jangjit and P. Laohachai, "Parameter Estimation of Three-Phase Induction Motor by Using Dengtie Algorithm," in *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 4, no. 3, pp. 360-364, 2009.
- [3] S. Wasio, M. W. Dammann and B. W. Williams, "Parameter Identification for Vector Controlled Induction Machines," in *International Conference on Control*, vol. 2, pp. 1187-1192, 1994.
- [4] V. Smidl and Z. Peroutka, "Advantages of Square-Root Extended Kalman Filter for Sensorless Control AC Drives," in *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 59, issue. 11, pp. 4189-4196, 2012.
- [5] M. S. Grewal and A. P. Andrews, *Kalman Filtering Theory and Practice Using MATLAB*, 3rd ed. Wiley, 2008.
- [6] P. H. Lewis and C. Yang, *Basic Control Systems Engineering*, Prentice Hall, 1997.

Power Loss Identification of Three-phase Induction Motor Using Adaptive Tabu Search

Sasiya Udomsuk¹, Kongpol Areerak¹, Tidarat Areerak² and Kongpan Areerak¹

Power electronics, Energy, Machine and Control (PEMC) Research Group
¹School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology
²School of Mathematics, Institute of Science, Suranaree University of Technology
 Nakhon Ratchasima, Thailand
 e-mail: kongpol@sut.ac.th

Abstract—This paper presents the power loss identification of the three-phase induction motor. The power losses are considered in the model of three-phase induction motor called the power loss model. The artificial intelligence approach called the adaptive tabu search is used to identify the parameters in the power loss model. The results show that the adaptive tabu search algorithm can search the appropriate values of the power loss model.

Keywords—power loss identification; adaptive tabu search; induction motor

I. INTRODUCTION

The three-phase induction motor (IM) is the important machine in the industrial system. The advantages of IM are cheap, low maintenance and high efficiency [1]. Presently, many research works focus on the energy saving in electric motor. The power loss minimization of the IM can provide the energy saving. Therefore, the power loss identification is important process to find the suitable parameters of the power loss model. In the previous works, the power loss parameters are not considered in the conventional model of the three-phase IM. The three-phase IM model without the power loss parameters on dq-axis is illustrated in Fig. 1.

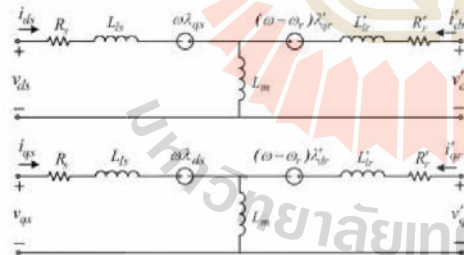


Fig. 1. Three-phase induction motor model without power losses of motor

The stray loss and friction and windage losses are neglected because these losses are small value compared with the copper losses and iron losses. However, the stray loss is equal to 10-15% of total losses in IM [2]. Therefore, this loss should be considered in the model of the three-phase IM.

The three-phase IM model including the power loss parameters is presented in this paper. These parameters are difficult to measure or calculate in the practical work. To solve this problem, the adaptive tabu search (ATS) is applied to identify the parameters in the power loss model. The results of the motor power loss from computation are compared with the power loss from experiment.

The detail of the power loss model is explained in section II. In section III, the power loss parameters identification is fully presented. The results of searching the power loss parameters using the ATS technique are shown in section IV. Finally, the section V concludes the advantages of the proposed model to identify the power loss parameters.

II. POWER LOSS MODEL

A. Loss Model Including Stray Loss

The three-phase IM model on dq-axis including losses can be seen in Fig. 2. The stator and rotor iron losses are represented by R_{dfs} , R_{qfs} and R_{dfr} , R_{qfr} , respectively. These parameters are added to the conventional model of IM [3]. From [2], the stray loss (P_{stray}) depends on the rotor current ($P_{stray} \propto i_r^2$). Thus, the R_{stray} is added in the IM model to represent the stray loss as shown in Fig. 2.

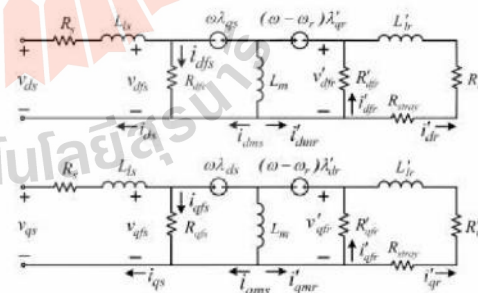


Fig. 2. Three-phase induction motor model by considering the iron loss and the stray loss

It can be seen in Fig. 2 that the loss model of IM is complicated. In the practice, the simple model is necessary for implementation. Thus, there are three assumptions in the paper to simplify the loss model of IM. For the first assumption, the leakage inductances (L_{ls}, L_{lr}) can be neglected because these parameters are small values compared with the magnetic inductance. Moreover, the rotor linkage flux (λ'_r) are defined on d-axis in the second assumption. Therefore, the rotor linkage flux on q-axis (λ'_{qr}) is zero. For the last assumption, the voltage across the magnetic inductance (L_m) on d-axis can be set to zero.

The simple model including losses of IM can be depicted in Fig. 3. This model is used to calculate the total losses of IM in the paper.

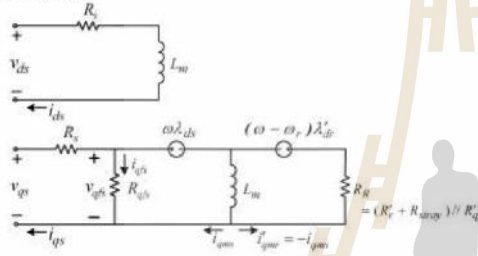


Fig. 3. The power loss model for the paper

B. Power Loss Equation

From Fig. 3, the total power losses of IM can be calculated by (1). In this equation, the known currents can be considered from Fig. 2. Finally, the power loss equation of IM is shown in (2).

$$P_{total} = P_{sc} + P_{ref} + P_1 + P_{stray} \tag{1}$$

$$= R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r i_{qr}^2 + R_{qs} i_{qs}^2 + R_{qr} i_{qr}^2 + R_{stray} i_{qr}^2$$

$$P_{loss} = R_s i_{ds}^2 + R_s \left(\frac{T_L}{K_t i_{ds}} \right)^2 - \frac{R_{sd} T_L}{K_t} \tag{2}$$

where $K_t = \frac{3}{2} Z_p L_m$

$$R_d = R_s + \left(\frac{R'_{qt} (\omega_r L_m)^2 (R'_r + R_{stray})}{(R'_r + R_{stray} + R'_{qt})^2 (R_{qs} + R_R)} \right) \cdot (R'_r + R_{stray} + R'_{qt})$$

$$+ \left(\frac{R_R (\omega_r L_m)^2}{R_{qs} (R_{qs} + R_R)} \right) \left(\frac{R_R}{(R_{qs} + R_R)} \right) + \frac{(\omega_r L_m)^2}{R_{qs}}$$

$$R_q = R_s + \left(\frac{R'_{qt} R_{qt}^2 (R'_r + R_{stray})}{(R'_r + R_{stray} + R'_{qt})^2 (R_{qs} + R_R)} \right) \cdot (R'_r + R_{stray} + R'_{qt})$$

$$+ \frac{R_R^2 R_{qs}}{(R_{qs} + R_R)^2}$$

$$R_{dq} = \left(\frac{2R_{qs} R'_{qt} \omega_r L_m (R'_r + R_{stray})}{(R'_r + R_{stray} + R'_{qt})^2 (R_{qs} + R_R)} \right) \cdot (R'_r + R_{stray} + R'_{qt})$$

$$+ \left(\frac{2R_R \omega_r L_m}{(R_{qs} + R_R)} \right) \left(\frac{R_R}{R_{qs} + R_R} - 1 \right)$$

III. POWER LOSS IDENTIFICATION

A. The Motor Testing

The rating of the three-phase IM in the paper is shown in Table I. From the Table I, the parameters of IM are tested from the motor.

TABLE I. THE RATING AND PARAMETERS OF IM

Rated Value	Parameter
P = 370 W	R _s = 25.13 Ω
V ₁₋₄ = 380 V _{rms}	R' _r = 20.79 Ω
I _L = 1.1 A _{rms}	L _s , L' _r = 0.0866 H
Pole pair (Z _p) = 2	L _m = 0.9672 H

The procedure to test the IM can be described as follows:

- Step 1: Start motor at rated voltage equal to 220 V_{phase}
 - Step 2: Adjust load torque (T_L). There are ten torque values for testing. The torque data is divided into two groups. First group, the T_L equal to 0.5, 0.75, 1.00, 1.50, 1.75, 2.00 and 2.50 N·m are used for identification. The T_L in second group equal to 0.25, 1.25 and 2.25 N·m are used for validation.
 - Step 3: Measure load torque and speed by sensor (T_L, ω). The T_L and ω are used to calculate the output power (P_{out}).
 - Step 4: Read the input power (P_{in}) by watt meter.
 - Step 5: Calculate the power loss (P_{loss}).
 - Step 6: Measure phase current (i_{phase}) by ammeter. The i_{phase} is transformed to the currents on dq-axis (i_{ds}, i_{qs}).
- The results from IM testing are shown in Table II.

TABLE II. THE RESULTS FROM IM TESTING

T _L (N·m)	ω (rad/s)	V _{phase} (V _{rms})	i _{phase} (A _{rms})	P _{in} (W)	P _{out} (W)	P _{loss} (W)
0.25	157.50	220	0.674	97.90	38.625	59.275
0.50	156.45	220	0.684	138.90	78.226	60.674
0.75	155.20	220	0.703	180.10	116.396	63.704
1.00	154.15	220	0.730	222.40	154.147	68.253
1.25	153.10	220	0.769	268.30	191.375	76.925
1.50	151.95	220	0.809	311.90	227.922	83.978
1.75	150.48	220	0.852	357.70	263.344	94.356
2.00	149.12	220	0.908	403.40	298.242	105.158
2.25	147.97	220	0.969	449.80	332.930	116.870
2.50	146.40	220	1.038	502.10	365.995	139.105

B. The parameters Identification Using Adaptive Tabu Search

The power loss model can be calculated by (2). The appropriate parameters in (2) are necessary to achieve the precise power loss value. Therefore, the identification of the power loss parameters is presented in this section. The T_L and ω_r values in (2) can be measured by sensors, while R_s , R'_r , I_m and Z_p are seen in Table I. Moreover, R_{qfs} , R'_{qfr} and R_{stray} are difficult to measure or calculate. The ATS is applied to identify the three parameters (R_{qfs} , R'_{qfr} , R_{stray}). The ATS method is developed by [4]. In order to perform its effectiveness, the ATS has been tested against several well-known benchmark functions, that is, Bohachevsky, Rastrigin, Shekel's foxholds, Shubert and Schwefel functions [5-9]. Moreover, the convergence property of the ATS has been proved to assure that it can reach the optimal solution within finite search time [5-10]. Thus, the ATS algorithm can provide the global solutions for system identification. The block diagram to identify the power loss parameters is illustrated in Fig. 4.

In Fig. 4, the cost value (W) can be calculated by (3). This equation is the root mean square error between the power loss values from experiment ($P_{loss(experiment)}$) and computation ($P_{loss(computation)}$) as given in (4).

$$W = \sqrt{\frac{\sum \text{error}^2}{n}} \quad (3)$$

$$\text{error} = |P_{loss(experiment)} - P_{loss(computation)}| \quad (4)$$

According to Fig. 4, the ATS process is used to search the R_{qfs} , R'_{qfr} and R_{stray} parameters. The new parameters from ATS searching are sent to calculate the power loss

($P_{loss(computation)}$). The new $P_{loss(computation)}$ value is subtracted with $P_{loss(experiment)}$ again. The ATS process is operated to tune the R_{qfs} , R'_{qfr} and R_{stray} values until the minimum W value can be achieved.

IV. SEARCHING RESULTS AND DISCUSSION

In the paper, the seven data for identification are separated to search. The ATS searching process was conducted 5 trials in each the data. The average values of R_{qfs} , R'_{qfr} and R_{stray} are shown in Fig. 5 (asterisk). These results can be approximated by linear interpolation. This approximation can be obtained the relation between torque and parameter in each torque range. The results from linear interpolation are depicted in Fig. 5.

The comparison between $P_{loss(computation)}$ and $P_{loss(experiment)}$ is addressed in Fig. 6. It can be seen that the $P_{loss(computation)}$ of each torque are nearly the $P_{loss(experiment)}$. The average error of this comparison is equal to 0.794%.

V. CONCLUSION

Normally, the parameters of IM can be determined from the testing. However, the testing for the power loss parameters is very complicated. Therefore, this paper presents the application of the ATS algorithm to identify the power loss model of the three-phase induction motor. The data from the experiment is used in the searching process. The paper shows that the $P_{loss(computation)}$ calculated by the parameters from ATS searching are nearly the $P_{loss(experiment)}$. Thus, the good results of the power loss confirm that the parameters from the proposed method are reliable.

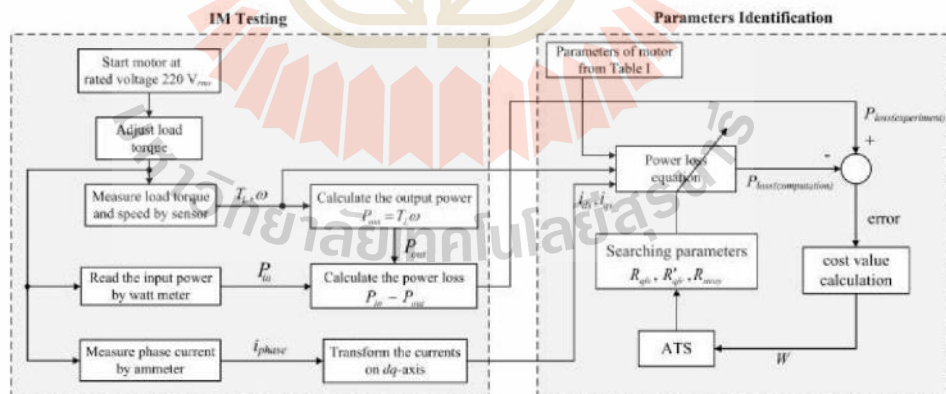


Fig. 4. The block diagram for the motor testing and the parameters identification

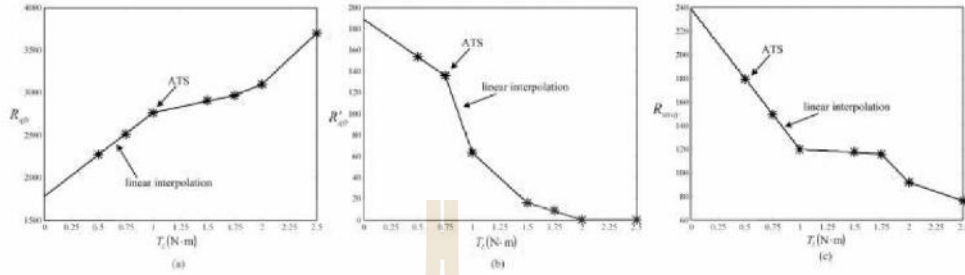


Fig. 5. The results from ATS searching compared with the linear approximation using linear interpolation method

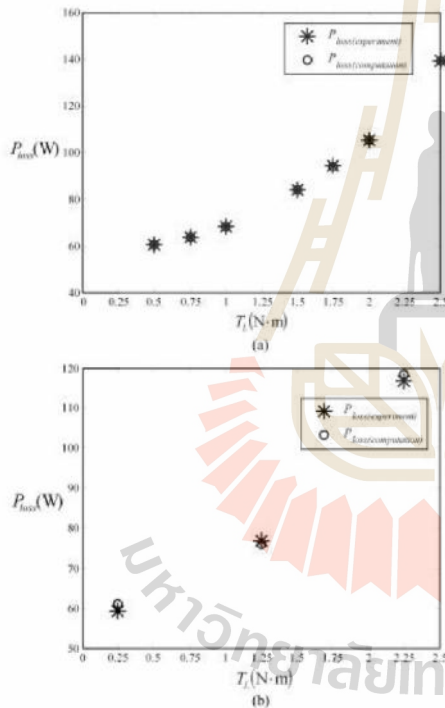


Fig. 6. The power loss from experiment and computation
(a) The data for identification (b) The data for validation

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by Suranaree University of Technology (SUT).

REFERENCES

- [1] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 5th ed., New York: McGraw-Hill, 2012.
- [2] C. I. Hubert, *Electric Machines Theory, Operation, Application, Adjustment, and Control*, 2nd ed., Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [3] G. O. Garcia, J. C. Mendes Luis, R. M. Stephan, and E. H. Watanane, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 4, no. 5, pp. 533-539, Oct. 1994.
- [4] D. Puangdownreong, K-N. Arerak, A. Srikaew, S. Sujitjorn, and P. Totrong, "System Identification via Adaptive Tabu Search," in Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'02), pp. 915-920, 2002.
- [5] J. Kluabwang, D. Puangdownreong, and S. Sujitjorn, "Multipath adaptive tabu search for a vehicle control problem," *Journal of Applied Mathematics.*, vol. 2012, Article ID 731623, 20 pages, 2012.
- [6] D. Puangdownreong, T. Kulworawanichpong, and S. Sujitjorn, "Finite convergence and performance evaluation of adaptive tabu search," in *Knowledge-Based Intelligent Information and Engineering Systems.*, vol. 3215 of Lecture Notes in Computer Science, M. G. Negoita, R. J. Howlett, and L. C. Jain, Ed. Heidelberg: Springer, pp. 710-717, 2004.
- [7] T. Kulworawanichpong, D. Puangdownreong, and S. Sujitjorn, "Finite convergence of adaptive tabu search," *ASEAN Journal on Science and Technology for Development.*, vol. 21, no. 2-3, pp. 103-115, 2004.
- [8] D. Puangdownreong, S. Sujitjorn, and T. Kulworawanichpong, "Convergence analysis of adaptive tabu search," *Science Asia Journal of the Science Society of Thailand.*, vol. 30, no. 2, pp. 183-190, 2004.
- [9] S. Sujitjorn, J. Kluabwang, D. Puangdownreong, and N. Sarasiri, "Adaptive tabu search and management agent," *The ECTI Trans. on Electrical Engineering, Electronics, and Communications.*, vol. 7, no. 2, pp. 1-10, 2009.
- [10] S. Sujitjorn, T. Kulworawanichpong, D. Puangdownreong and K-N. Arerak, "Adaptive Tabu Search and Applications in Engineering Design," in *Integrated Intelligent Systems for Engineering Design.*, X. F. Zha, and R. J. Howlett, Ed. Amsterdam, The Netherlands: IOS Press, pp. 233-257, 2006.

Speed Estimation of Three-Phase Induction Motor Using Kalman Filter

S. Udomsuk¹, K-L. Areerak¹, T. Areerak², K-N. Areerak¹

Abstract – This paper presents the speed estimation of three-phase induction motor using Kalman filter. The state variables of this method are stator current and rotor flux. The estimation of the speed is also considered as a state. The Kalman filter uses the measured quantities such as stator voltages and currents for calculation. The results obtained by the simulation and the experiment show that the estimated values of the proposed method are near to the actual value. These values can track the actual values even though the load are varied. **Copyright © 2018 Praise Worthy Prize S.r.l. - All rights reserved.**

Keywords: Induction Motor, Speed Estimation, Kalman Filter, Vector Control

Nomenclature

i_{ds}, i_{qr}	Stator currents on dq -frame
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$	Rotor fluxes on dq -frame
L_{ls}, L_{lr}	Stator and rotor leakage inductances
L_s, L_r	Stator and rotor inductances
L_m	Magnetizing inductance
R_s, R_r	Stator and rotor resistances
v_{ds}, v_{qr}	Stator voltages on dq -frame
T_L	Load torque
T_s	Sampling time
ω_r	Rotor angular speed
ω_{sl}	Slip angular speed
ω_s	Angular speed on synchronous rotating reference frame
A	State matrix
B	Input matrix
C	Output matrix
u	Input vector
x	State variable vector
z	Output vector
w	System noise
v	Measurement noise
Q	System noise covariance
R	Measurement noise covariance

and artificial intelligence (AI) techniques [20]-[24]. The aims of this paper are to study the process and the application of Kalman filter via the speed estimation of a three-phase induction motor. The choice of a Kalman filter is due to its ability to be used on multi-input and multi-output system, it can also manage time-varying systems and fast convergence even if the operating points are changed [13]. While the condition of the constrained optimization method is complicated. The least-squares method is sensitive to disturbance signal and slow convergence [2]. Moreover, the AI techniques are complex and they need large computation time [25], [26].

In the control techniques of induction motor, the vector control is widely used in many works. There are two types of this control: direct vector control and indirect vector control. The direct vector control uses the rotor flux measurement during control process [27], [28].

On the contrary, for the indirect vector control [29], [30], the rotor flux can be approximated by using motor parameters. For this reason, the indirect vector control has been selected to be applied to the induction motor drive system in the paper. In this paper, the simulation and the implementation of the speed estimation for a three-phase induction motor will be presented. These results can confirm the performance of speed estimation using Kalman filter. The system that uses the speed estimation (without the speed sensor) can reduce hardware complexity and it can provide a low cost for the drive system. The paper is structured as follows. In Section II, the three-phase induction motor model is fully presented. In Section III, the Kalman filter process is explained. The simulation results of the estimation by using the Kalman filter are illustrated in Section IV. Moreover, the experimental results are shown in Section V in order to confirm that the proposed method can estimate the speed. Finally, Section VI presents the conclusion of the proposed technique for the speed estimation.

I. Introduction

The identification of the state variables in any systems is difficult, because it cannot be directly measured. A solution to this problem is represented by the estimation method. From the literature reviews, several estimation methods are presented such as constrained optimization [1], least-squares method [2]-[9], Kalman filter [10]-[19]

II. Three-Phase Induction Motor Model

The dynamic model for a three-phase induction motor (IM) is considered on the synchronous reference frame [34]-[41]. The state variables of the model are the *dq*-stator currents (i_{ds}, i_{qs}) and the *dq*-rotor fluxes ($\lambda'_{dr}, \lambda'_{qr}$). In this paper, the motor speed is estimated. Thus, this value is included as an additional state variable. So, the IM model can be written in the general form of Kalman filter in (1) and (2). These model consist of the system model and the measurement model [31], respectively:

$$x_k = A_{k-1}x_{k-1} + B_{k-1}u_{k-1} + w_{k-1} \quad (1)$$

$$z_k = C_k x_k + v_k \quad (2)$$

The vectors in (1) and (2) are defined below: the state variable vector:

$$x = [i_{ds}, i_{qs}, \lambda'_{dr}, \lambda'_{qr}, \omega_r]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R'_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) T_s & \omega_s T_s & \frac{R'_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} T_s & \frac{\omega_r L_m}{\sigma L_s L_r'} T_s & 0 \\ -\omega_s T_s & 1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R'_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \right) T_s & -\frac{R'_r L_m}{\sigma L_s L_r'} T_s & \frac{R'_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} T_s & 0 \\ \frac{R'_r L_m}{L_r'} T_s & 0 & 1 - \frac{R'_r}{L_r'} T_s & \omega_{sl} T_s & 0 \\ 0 & \frac{R'_r L_m}{L_r'} T_s & -\omega_{sl} T_s & 1 - \frac{R'_r}{L_r'} T_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

In (1) and (2), w and v are the system noise and measurement noise, respectively. These noises are assumed to be a zero-mean Gaussian noise with covariance Q and R , respectively.

III. Kalman Filter

Kalman filter is widely used to estimate the variable state of a system. This method is a recursive estimator, which the coefficient values of the calculation in each step are adjusted by the data from previous step and the present data. These coefficients update the estimated value in next round [32]. The process of Kalman filter is illustrated in Fig. 1. There are two steps, namely prediction and correction. In the prediction step, the predicted state (\hat{x}_k^-) and the predicted covariance (P_k^-) can be calculated by (3) and (4), respectively:

$$\hat{x}_k^- = A_{k-1} \hat{x}_{k-1}^+ + B_{k-1} u_{k-1} \quad (3)$$

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1} F_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (4)$$

the input vector:

$$u = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$

the output vector:

$$z = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$$

the input matrix:

$$B = \begin{bmatrix} T_s / \sigma L_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_s / \sigma L_s & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

the output matrix:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

the state matrix:

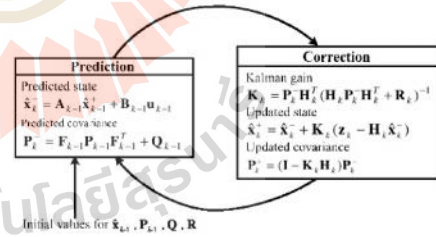


Fig. 1. The process of the Kalman filter

The computation of matrix F is linearized by using the first order Taylor approach [33]:

$$F_k = \frac{\partial A_k x}{\partial x}$$

Next, the correction step uses the values from the previous step to calculate the Kalman gain (K_k) by (5):

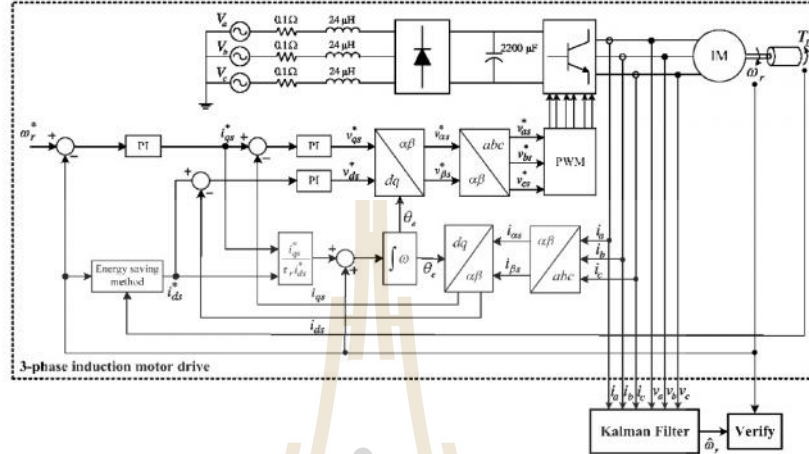


Fig. 2. Considered system

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (5)$$

The Kalman gain is used to improve the values from the prediction. The updated state (\hat{x}_k^+) and the updated covariance (P_k^+) are improved in this step. These values can be calculated by (6) and (7):

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k (z_k + H_k \hat{x}_k^-) \quad (6)$$

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (7)$$

where:

$$H_k = \frac{\partial C_k x}{\partial x}$$

IV. Simulation Results

The simulation for the speed estimation using Kalman filter is calculated by MATLAB.

The estimated speed from the proposed method is compared with the speed from the simulation of the three-phase IM drive system.

The diagram to verify the motor speed is depicted in Fig. 2 as the indirect vector control of a three-phase IM drive. The rating and the parameters of motor in the paper are shown in Table I.

From Fig. 2, the voltages (v_{abc}) and the currents (i_{abc}) from the IM drive system are used to calculate in the Kalman filter. The v_{abc} and i_{abc} are transformed by using Park's transformation. Therefore, the voltage (v_{dq}) is the input vector and the current (i_{dq}) is the output one to be compared with the estimated value.

TABLE I
THE RATED VALUES AND PARAMETERS OF IM

Rated values	IM parameters
$P = 370$ W	$R_r = 25.13$ Ω
$V_{LL} = 380$ V	$R_s' = 20.79$ Ω
$I_L = 1.1$ A	$L_{\sigma}, L_r' = 0.0866$ H
Pole = 4	$L_{\sigma} = 0.9672$ H

The comparison results between the estimation and the simulation are depicted in Figs. 3 and Figs. 4. For Fig. 3(a), the speed command is 600 rpm and the load torque is changed from 0.5 N m to 2.5 N m at $t = 2.5$ s.

For Fig. 3(b), the load torque is changed at $t = 3$ s from 0.5 N m to 2.5 N m and the speed command is 1200 rpm. The simulation results of the speed responses in Figs. 3 show that the estimated speeds at any operating points coincide with the speed by the simulation.

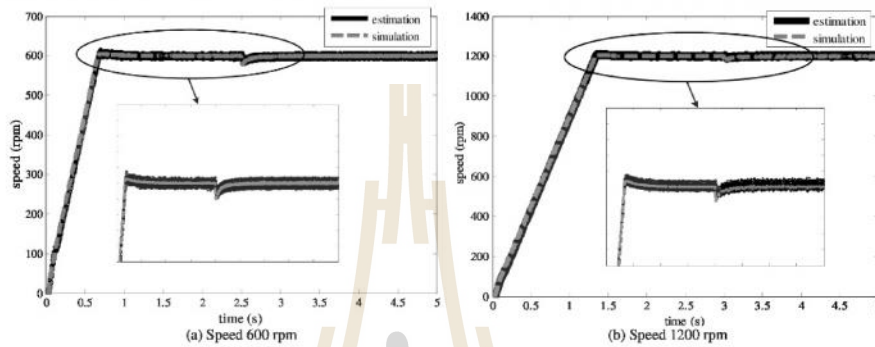
The comparison of the stator currents are shown in Figs. 4. It can be seen in Figs. 4 that the stator currents from Kalman filter are nearly the stator currents from simulation under the changing of load torque.

V. Experimental Results

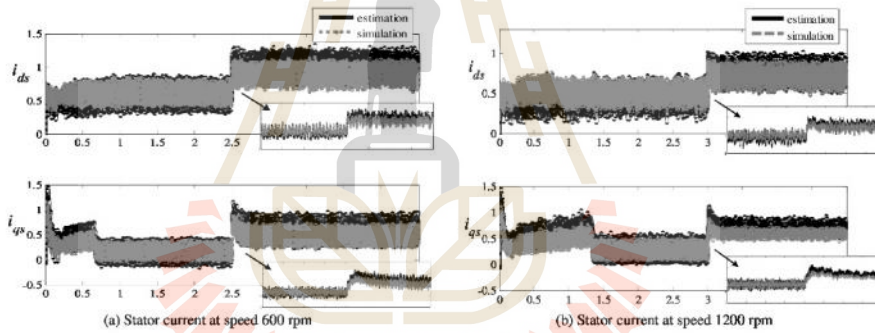
The test rig of the system illustrated in Fig. 2 is shown in Fig. 5. This rig has been implemented for the experimental validation. The indirect vector control of the rig has been implemented by using eZdsp™ F28335 board as shown in number 9, while the board in number 12 is used for the calculate in the Kalman filter process. The comparison results of the speed and the stator currents between the Kalman filter (estimated value) and the three-phase IM drive system (actual value) are depicted in Figs. 6-8.

For the testing, the load torque values are set to 0.5, 1.0 and 1.5 N m. The speed command for testing at any load torques are 600, 900 and 1200 rpm. The testing results at a speed command of 600 rpm in Fig. 6(a) show that the estimated speed is similar to the actual speed.

The average error of this comparison is equal to 1.58%. In addition, Figs. 6(b)-(d) show that the comparison of the stator currents depends on the load torques.



Figs. 3. The comparison results of speed between the estimation and the simulation



Figs. 4. The comparison results of stator currents between the estimation and the simulation

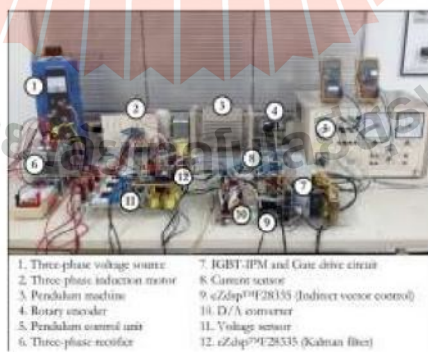
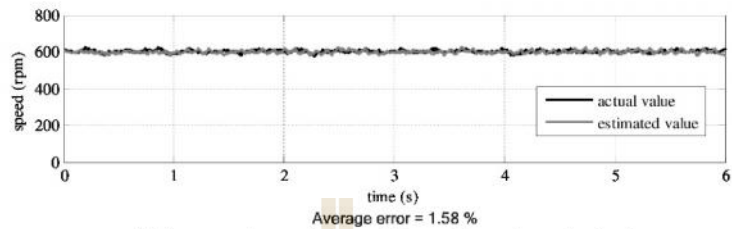
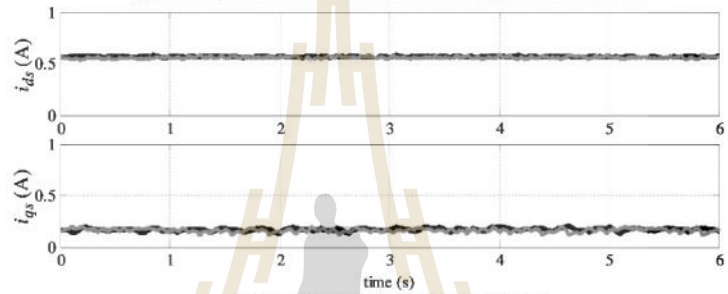


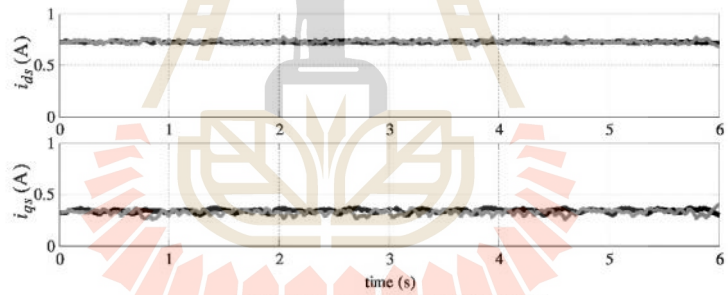
Fig. 5. The overall of experimental rig



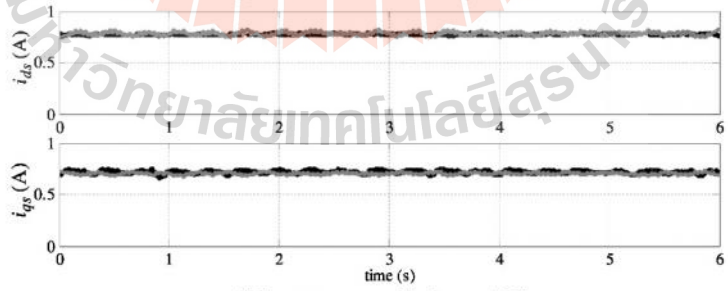
(a) The comparison result of speed between drive system and estimation



(b) The stator current of load torque 0.5 Nm

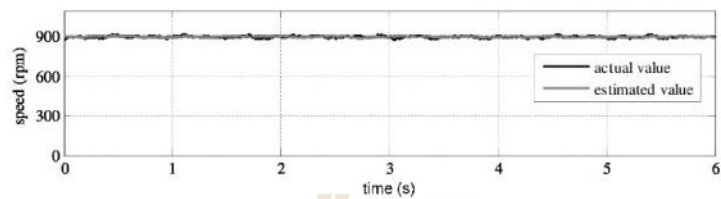


(c) The stator current of load torque 1.0 Nm



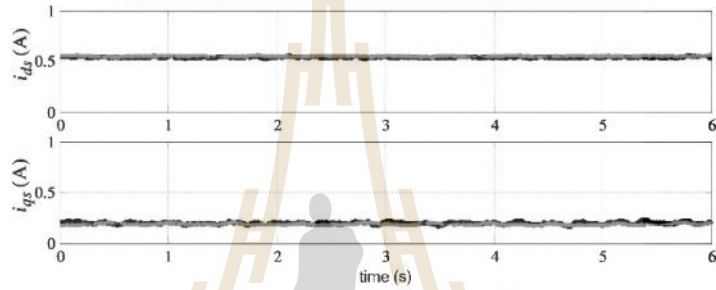
(d) The stator current of load torque 1.5 Nm

Figs. 6. The testing results at speed command 600 rpm

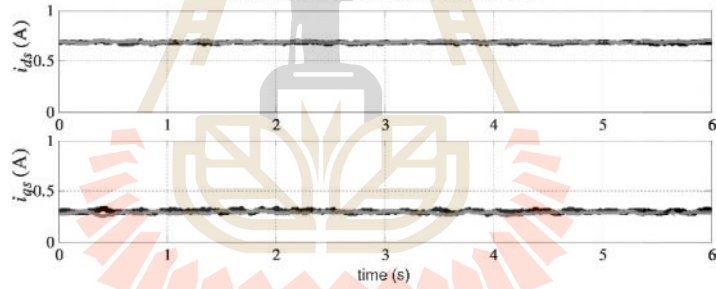


Average error = 0.93 %

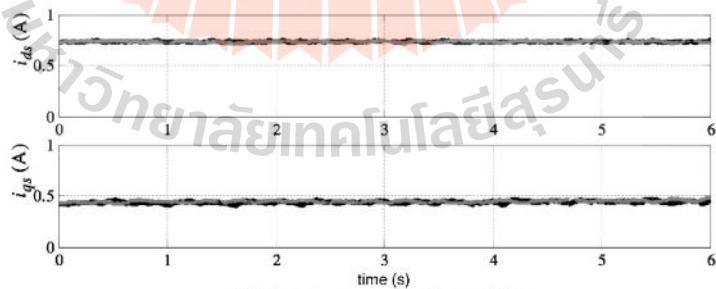
(a) The comparison result of speed between drive system and estimation



(b) The stator current of load torque 0.5 Nm

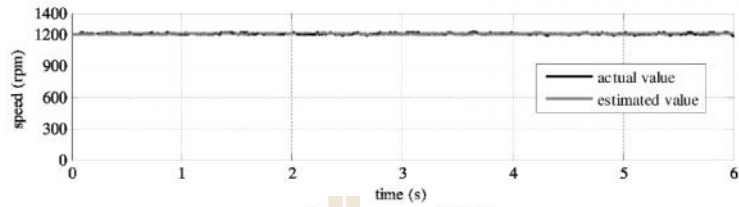


(c) The stator current of load torque 1.0 Nm



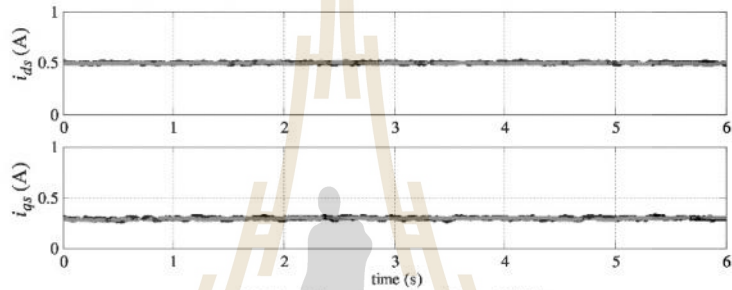
(d) The stator current of load torque 1.5 Nm

Figs. 7. The testing results at speed command 900 rpm

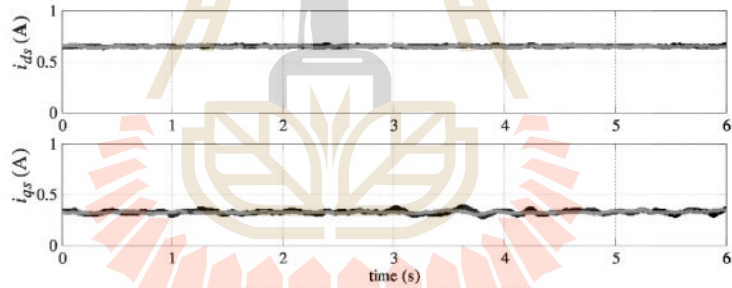


Average error = 0.57 %

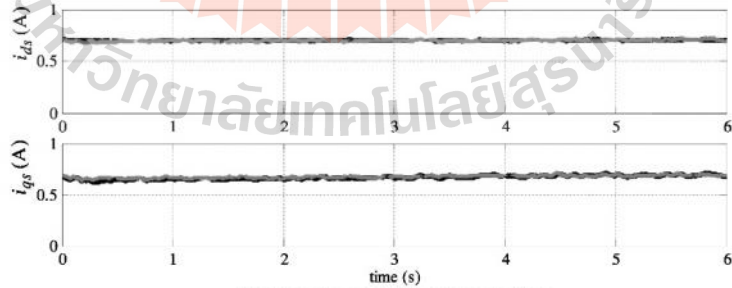
(a) The comparison result of speed between drive system and estimation



(b) The stator current of load torque 0.5 Nm



(c) The stator current of load torque 1.0 Nm



(d) The stator current of load torque 1.5 Nm

Figs. 8. The testing results at speed command 1200 rpm

Furthermore, the results at a speed command of 900 rpm in Figs. 7 show that the average error of the speed is equal to 0.93%. Furthermore, the results at a speed command of 1200 rpm are depicted in Figs. 8. The average error of the estimated speed compared with the actual speed is equal to 0.57%. The experimental results confirm that the proposed Kalman filter can provide more similar results compared to the actual results even though the load torques are varied.

VI. Conclusion

This paper presents the speed estimation of a three-phase induction motor using Kalman filter, showing the comparison result between the estimated values using the proposed method and the actual values. These results demonstrate that the Kalman filter can be applied to estimate the motor speed by measuring only the stator voltages and the currents for the calculation. Besides these measurement values, the appropriate parameters of the motor are needed to estimate the accurate speed of motor. If the size or the rated of the motor changes, the new parameters for the estimation are determined from the testing. The speed estimation using the proposed method is verified by the simulation and the hardware implementation. The results confirm that the Kalman filter can provide good results for the speed estimation compared with the actual results at any load torques and speeds, whose maximum average error of speed is equal to 1.58%. This value is satisfied because the objective error does not exceed 2%. Therefore, the proposed speed estimation approach can be used to replace the speed sensor of the drive system. The paper shows that the simple technique can be applied for this application and the eZdsp™ F28335 microcontroller board is used for the proposed technique. The performance of this microcontroller is high and the cost is lower compared with the other boards in literature reviews.

Acknowledgements

This work was supported by Suranaree University of Technology (SUT).

References

- [1] A. B. Proca, A. Keyhani, Identification of Variable Frequency Induction Motor Models from Operating Data, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17 n. 1, March 2002, pp. 24-31.
- [2] C. Moons, B. D. Moor, Parameter Identification of Induction Motor Drives, *Automatica*, vol. 31 n. 8, 1995, pp. 1137-1147.
- [3] M. F. Benkhoris, M. Ait-Ahmed, Discrete speed estimation from a position encoder for motor drives, *The 6th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, September 23-25, 1996, Nottingham, UK.
- [4] A. M. N. Lima, C. B. Jacobina, E. B. Filho, Nonlinear Parameter Estimation of Steady-State Induction Machine Models, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44 n. 3, June 1997, pp. 390-397.
- [5] D. Telford, M. W. Dunnigan, B. W. Williams, Online Identification of Induction Machine Electrical Parameters for Vector Control Loop Tuning, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50 n. 2, April 2003, pp. 253-261.
- [6] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, and G-A. Capolino, A New Experimental Application of Least-Squares Techniques for The Estimation of The Induction Motor Parameters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39 n. 5, September/October 2003, pp. 1247-1256.
- [7] K. Wang, J. Chiasson, M. Bodson, L. M. Tolbert, A Nonlinear Least-Squares Approach for Identification of The Induction Motor Parameters, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50 n. 10, October 2005, pp. 1622-1628.
- [8] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, G-A. Capolino, Constrained Minimization for Parameter Estimation of Induction Motors in Saturated and Unsaturated Conditions, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52 n. 5, October 2005, pp. 1391-1402.
- [9] D. C. Huynh, M. W. Dunnigan, S. J. Finney, On-line parameter estimation of an induction machine using a recursive least-squares algorithm with multiple time-varying forgetting factors, *IEEE International Conference on Power and Energy (PECON2010)*, November 29-December 1, 2010, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [10] L. Loron, G. Laliberte, Application of the extended kalman filter to parameters estimation of induction motors, *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, September 13-16, 1993, Brighton, UK.
- [11] Y. Kim, S. Sul, M. Park, Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30 n. 5, September/October 1994, pp. 1225-1233.
- [12] T. Kataoka, S. Toda, Y. Sato, On-line estimation of induction motor parameters by extended kalman filter, *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, September 13-16, 1993, Brighton, UK.
- [13] S. Wade, M. W. Dunnigan, B. W. Williams, Parameter identification for vector controlled induction machines, *International Conference on Control*, March 21-22, 1994, Coventry, UK.
- [14] S. Bolognani, R. Oboe, M. Zigliotto, Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46 n. 1, February 1999, pp. 184-191.
- [15] G. G. Soto, E. Mendes, A. Razeq, Reduced-order observers for rotor flux, rotor resistance and speed estimation for vector controlled induction motor drives using the extended kalman filter technique, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, May, 1999.
- [16] V. Leite, R. Araujo, D. Freitas, A new online identification methodology for flux and parameters estimation of vectrol controlled induction motors, *IEEE International Electric Machines and Driver Conference (IEMDC'03)*, June 1-4, 2003, Madison, WI, USA.
- [17] S. Aksoy, A. Muhurcu, H. Kizmaz, State and parameter estimation in induction motor using the extended kalman filtering algorithm, *Modern Electric Power Systems (MEPS), 2010 Proceedings of the International Symposium*, September 20-22, 2010, Wroclaw, Poland.
- [18] J. K. Al-Tayie, P. P. Acarnley, Estimation of speed, stator temperature and rotor temperature in cag induction motor drive using the extended kalman filter algorithm, *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, September, 1997.
- [19] M. Barut, S. Bogosyan, M. Gokasan, Speed-Sensorless Estimation of Induction Motors Using Extended Kalman Filters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54 n. 1, February 2007, pp. 272-280.
- [20] M. G. Simoes, B. K. Bose, Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive, *The IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, October 2-6, 1994, Denver, CO, USA.
- [21] S. A. Mir, D. S. Zinger, M. E. Elbuluk, Fuzzy controller for inverter fed induction machines, *The IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, October 4-9, 1992, Houston, TX, USA.
- [22] S-H. Kim, T-S. Park, J-Y. Yoo, G-T. Park, Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network

- Speed Estimation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48 n. 3, June 2001, pp. 609-614.
- [23] J. C. Lopez, L. Romeral, A. Arias, E. Aldabas, Novel Fuzzy Adaptive Sensorless Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53 n. 4, August 2006, pp. 1170-1178.
- [24] E. M. Tofighi, A. Mahdizadeh, M. R. Feyzi, Online estimation of induction motor parameters using a modified particle swarm optimization technique, *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, November 10-13, 2013, Vienna, Austria.
- [25] M. S. Zaky, M. Khater, H. Yasin, S. S. Shokralla, Review of Different Speed Estimation Schemes for Sensorless Induction Motor Drives, *Journal of Electrical Engineering*, 2008, pp. 102-140.
- [26] M. E. Elbuluk, M. D. Kankam, Speed sensorless induction motor drives for electrical actuators : schemes, trends and tradeoffs, *The IEEE National Aerospace and Electronics Conference*, July 14-17, 1997, Dayton, OH, USA.
- [27] K. S. Gaed, H. W. Ping, H. A. F. Mohamed, Indirect vector control of a variable frequency induction motor drive (VCIMD), *International Conference on Instrumentation, Communications, Information Technology, and Biomedical Engineering (ICICI-BME)*, November 23-25, 2009, Bandung, Indonesia.
- [28] A. Trzynadlowski, *Control of Induction Motors* (Academic Press, 2001).
- [29] S. Prasad, Indirect field-oriented control of induction motor, *12th International Power Electronics Congress (CIEP)*, August 22-25, 2010, San Luis Potosi, Mexico.
- [30] A. Onea, V. Horga, M. Ratoi, Indirect vector control of induction motor, *The 6th WSEAS International Conference on Simulation, Modelling, and Optimization (SMO'06)*, September 22-24, 2006, Lisbon, Portugal.
- [31] M. S. Grewal, A. P. Andrews, *Kalman Filtering Theory and Practice Using MATLAB* (Wiley-IEEE Press, 2008).
- [32] V. Smidl, Z. Peroutka, Advantages of Square-Root Extended Kalman Filter for Sensorless Control AC Drives, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 59 n. 11, December 2012, pp. 4189-4196.
- [33] P. H. Lewis, C. Yang, *Basic Control Systems Engineering* (Prentice Hall, 1997).
- [34] El-Faouri, F., Mohamed, O., Abu Elhajja, W., Comparison of Three-Phase Induction Motor Control Models Incorporating Mutual Flux Saturation Effect, (2017) *International Journal on Energy Conversion (IRECON)*, 5 (5), pp. 135-147. doi:https://doi.org/10.15866/irecon.v5i5.13871
- [35] Hanumanthakari, S., Kodad, S., Botlaguduru, S., Sensorless Direct Torque Control of Induction Motor Using AI Based Duty Ratio Controllers, (2016) *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, 9 (5), pp. 339-347. doi:https://doi.org/10.15866/iremos.v9i5.10034
- [36] Othmani, H., Sassi, F., Mezghani, D., Mami, A., Comparative Study between Fuzzy Logic Control and Sliding Mode Control for Optimizing the Speed Department of a Three Phase Induction Motor, (2016) *International Review of Automatic Control (IREACO)*, 9 (3), pp. 175-181. doi:https://doi.org/10.15866/ireaco.v9i3.9269
- [37] Zegai, L., Bendjebbar, M., Belhadri, K., Lakhdari, F., Adaptive Neuro-Fuzzy Speed Regulator Applied in Direct Torque Control for Induction Motor Drive Using Multilevel Inverter, (2016) *International Review of Automatic Control (IREACO)*, 9 (4), pp. 182-191. doi:https://doi.org/10.15866/ireaco.v9i4.9149
- [38] Habibkhah, S., Ghiyasi, M., Arasi, J., Li, L., Parameters Identification of Industrial Induction Motor Using Manufacturer Data Sheet and Power Quality Analyzer, (2017) *International Review of Automatic Control (IREACO)*, 10 (4), pp. 341-348. doi:https://doi.org/10.15866/ireaco.v10i4.11808
- [39] Chacko, S., Bhende, C., Jain, S., Nema, R., Model Reference Adaptive Controller Based Rotor Resistance Estimation for Vector Controlled Induction Motor Drive Using Artificial Intelligence, (2015) *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, 8 (4), pp. 418-426. doi:https://doi.org/10.15866/iremos.v8i4.7038
- [40] Boukhetala, D., Halbaoui, K., Boudjema, F., Design and Implementation of a Self-Tuning Adaptive Controller for Induction Motor Drives, (2017) *International Journal on Energy Conversion (IRECON)*, 5 (1), pp. 17-26. doi:https://doi.org/10.15866/irecon.v5i1.11974
- [41] Essalmi, A., Mahmoudi, H., Bennisar, A., Abbou, A., Zahraoui, Y., Akherraz, M., Real Time Implementation of Sliding Mode Control for Induction Motor Drives Using dSPACE, (2015) *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, 10 (1), pp. 36-41. doi:https://doi.org/10.15866/iree.v10i1.4315

Authors' information

¹School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000, Thailand.

²School of Mathematics, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand.



Sasiya Udomsuk was born in Nakhon Ratchasima, Thailand, in 1987. She received the B.S. degree and M.Eng. degree in electrical engineering from Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2008 and 2011, respectively where she is currently studying toward the Ph.D. degree in electrical engineering. Her main

research interests include the motor drive, power electronics, artificial intelligence applications and control system.



Kongpol Areerak received the B.Eng, M.Eng, and Ph.D. degrees in electrical engineering from Suranaree University of Technology (SUT), Thailand, in 2000, 2003, and 2007, respectively. Since 2007, he has been a lecturer and Head of Power Quality Research Unit (PQRU) in the School of Electrical Engineering, SUT. He received the Associate Professor in Electrical Engineering in 2015. His main research interests include active power filter, harmonic elimination, artificial intelligence applications, motor drive, and intelligence control systems.



Tidarut Areerak received the B.S. degree in Mathematics and M.S. degree in Applied Mathematics from Chiang Mai University (CMU), Chiang Mai, Thailand, in 2002 and 2004, respectively and Ph.D. degree in Applied Mathematics from Suranaree University of Technology (SUT), Thailand, in 2008. Since 2008 she has been a lecturer in the School of Mathematics, SUT. She received the Assistant Professor in Mathematics in 2014. Her main research interests include financial mathematics, stochastic process, and application of stochastic filtering.



Kongpan Areerak received the B.Eng, M.Eng degrees from Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2000 and 2001, respectively and the Ph.D. degree from the University of Nottingham, Nottingham, UK., in 2009, all in electrical engineering. In 2002, he was a lecturer in the Electrical and Electronic Department, Rangsit University, Thailand. Since 2003, he has been a Lecturer in the School of Electrical Engineering, SUT. He received the Associate Professor in Electrical Engineering in 2015. His main research interests include system identifications, artificial intelligence applications, stability analysis of power systems with constant power loads, modeling and control of power electronic based systems, and control theory.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวศศิญา อุดมสุข เกิดเมื่อวันที่ 5 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2530 ที่อำเภอเมืองนครราชสีมา จังหวัดนครราชสีมา จบการศึกษาระดับชั้นมัธยมศึกษาจากโรงเรียนสุนารีวิทยา จังหวัดนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2552 โดยหลังจากสำเร็จการศึกษา ได้รับใบอนุญาตเป็นผู้ประกอบวิชาชีพวิศวกรรมควบคุม ระดับภาคีวิศวกร สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า กำลัง จากนั้นในปี พ.ศ. 2554 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

ในปี พ.ศ. 2555 เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอก สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยได้รับทุนการศึกษาแก่นักศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาที่คณาจารย์ได้นับทุนวิจัยจากแหล่งทุนภายนอก (OROG) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ขณะศึกษา ผู้วิจัยได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในรายวิชาดังนี้ CONTROL SYSTEM LABORATORY, ELECTRICAL ENGINEERING LABORATORY I, ENGINEERING ELECTRONICS LABORATORY และ CIRCUIT & DEVICES LABORATORY

ผู้วิจัยมีความสนใจในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การประหยัดพลังงานในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ การควบคุมอัตโนมัติ และการประยุกต์ทางด้านปัญญาประดิษฐ์ นอกจากนี้ ผู้วิจัยมีผลงานทางด้านวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่จำนวน 4 บทความดังที่ได้รวบรวมไว้แล้วในภาคผนวก ค