

การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า  
ในระบบยานยนต์ไฟฟ้า



นายนันทการณ์ มังคลา

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2565

ENERGY SAVING FOR ELECTRIC MOTOR DRIVE  
IN ELECTRIC VEHICLE SYSTEM

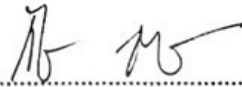


A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the  
Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering  
Suranaree University of Technology  
Academic Year 2022

## การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(รศ. ดร.กীরติ ชยะกุลศิรี)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร.กองพล อารีรักษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(ผศ. ดร.ทศพร ณรงค์ฤทธิ์)

กรรมการ



(อ. ดร.พลสิทธิ์ ศานติประพันธ์)

กรรมการ



(รศ. ดร.นัตถชัย โชติชชูยางกูร)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและประกันคุณภาพ



(รศ. ดร.พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

นันทการณ มังคลา : การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบ  
(ENERGY SAVING FOR ELECTRIC MOTOR DRIVE IN ELECTRIC VEHICLE SYSTEM)  
อาจารย์ที่ปรึกษา: รองศาสตราจารย์ ดร.กมล อารีรักษ์ , 175 หน้า.

คำสำคัญ : ยานยนต์ไฟฟ้า ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ประหยัดพลังงาน

ปัจจุบันยานยนต์ไฟฟ้าเข้ามามีบทบาทสำคัญต่อการคมนาคมและการขนส่ง เนื่องมาจากหลายปัจจัยร่วมกัน ทั้งปัจจัยด้านความต้องการอนุรักษ์สิ่งแวดล้อมของสังคมโลก ปัจจัยด้านนโยบายพลังงาน และการพัฒนาเทคโนโลยี ด้วยเหตุนี้ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นที่จะศึกษาหาแนวทางการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ให้สามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางที่เพิ่มมากขึ้นต่อหนึ่งรอบการชาร์จแบตเตอรี่ เมื่อเปรียบเทียบกับ การขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน โดยจะทำการศึกษา 2 ระบบ ประกอบไปด้วย ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร วิธีประหยัดพลังงานที่นำเสนอ ใช้หลักการปรับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  (กระแสควบคุมฟลักซ์ในการควบคุมแบบเวกเตอร์) ให้มีค่าที่เหมาะสมในสภาวะการขับเคลื่อนต่าง ๆ เพื่อทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน โดยพิจารณาการประหยัดพลังงานจากสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์ ที่ได้จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกน  $dq$  ด้วยวิธีหาค่าเหมาะที่สุดทางคณิตศาสตร์จากการหาค่าอนุพันธ์ของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์เทียบกับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  แล้วให้มีความเท่ากับศูนย์ และทำการเปรียบเทียบผลการประหยัดพลังงาน โดยการใช้การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป ซึ่งผลที่ได้ สามารถสรุปได้ว่า การใช้หลักการประหยัดพลังงานตามที่นำเสนอ ทำให้ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางเพิ่มขึ้น 27.39 กิโลเมตร ในขณะที่ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางเพิ่มขึ้น 140 เมตรต่อหนึ่งรอบการชาร์จแบตเตอรี่ การขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้หลักการประหยัดพลังงานตามวิธีที่เสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์สามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย ไม่แตกต่างจากการขับเคลื่อนที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน

จากผลดังกล่าว หลักการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าตามวิธีที่นำเสนอในงานวิจัย  
วิทยานิพนธ์นี้จะได้ผลดีเมื่อมอเตอร์ไฟฟ้าในการขับเคลื่อนเป็นชนิดมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2565

ลายมือชื่อนักศึกษา ..... *หะทกรณ* .....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ..... *122* .....

NONTAKAN MANGKALA : ENERGY SAVING FOR ELECTRIC MOTOR DRIVE IN ELECTRIC VEHICLE SYSTEM. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. KONGPOL AREERAK, Ph.D. , 175 PP.

Keyword : ELECTRIC VEHICLE/ELECTRIC MOTOR DRIVE SYSTEM/ENERGY SAVING

Nowadays, electric vehicles play an important role in transportation due to environmental conservation, energy policy, and technology development. Therefore, this thesis focuses on an energy-saving approach for driving an electric motor in electric vehicle systems to be able to drive more distance per one battery charge cycle compared with the conventional drive without the energy-saving approach. The three-phase induction motor and the permanent magnet synchronous motor are the electric motors considered in the electric vehicle drive systems in this thesis. The concept of the energy-saving method proposed in this thesis is the adjustment of an appropriate stator current value on the d-axis in various driving conditions to achieve energy savings. The motor input power equation from a mathematical model on dq-axis is used to determine the appropriate stator current value on the d-axis for energy savings. The derivative of the motor input power with respect to the stator current that is equal to zero is the optimization method applied in this thesis to minimize the consumed input power. The hardware in the loop technique is used in this thesis to simulate energy consumption between the drive method with and without an energy-saving approach. The simulation results show that the distance is increased to 27.39 km per one battery charge cycle when the electric vehicle uses the three-phase induction motor drive with the energy-saving approach. However, when the permanent magnet synchronous motor is used, the distance per battery charge cycle is slightly increased

to 140 m. It is no different from a drive without the energy-saving approach. Therefore, the energy-saving approach proposed in this thesis will be effective when the electric motor in the electric vehicle system is a three-phase induction motor.



School of Electrical Engineering  
Academic Year 2022

Student's Signature.....ชวบทมพร  
Advisor's Signature.....ป.อ.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี ในโอกาสนี้ ขอแสดงความขอบคุณผู้ที่มีส่วนเกี่ยวข้องในความสำเร็จครั้งนี้ ดังต่อไปนี้

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษาแนะนำแนวทางอันเป็นประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์ สละเวลาตรวจสอบ แนะนำการเขียนและเรียบเรียงเนื้อหาทางวิชาการ ทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้มีความถูกต้องสมบูรณ์มากยิ่งขึ้น รวมถึงให้กำลังใจและเป็นแบบอย่างที่ดีให้กับผู้วิจัยมาโดยตลอด

อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ให้ความรู้เป็นแบบอย่างที่ดี และเป็นแรงบันดาลใจให้กับผู้วิจัย

ดร.ศศิยา อุดมสุข ดร.ชาคริต ปานแป้น และบัณฑิตศึกษาในกลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และควบคุมทุกท่าน ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษาแลกเปลี่ยนความรู้ด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณคุณครูและอาจารย์ทุกท่าน ที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ อบรมสั่งสอน ทั้งในอดีตจนถึงปัจจุบัน รวมถึงคุณพ่อประยัญ คุณแม่ศิริกร และครอบครัวของผู้วิจัย ที่ได้อบรมเลี้ยงดู ให้กำลังใจ เป็นแบบอย่างที่ดี และส่งเสริมผู้วิจัยมาโดยตลอด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

นนทการณ มังคลา



# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย) .....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ) .....	ค
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ณ
สารบัญรูป.....	ญ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ต
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	5
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น .....	6
1.4 ขอบเขตของการวิจัย .....	6
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	6
1.6 การจัดรูปเล่มรายงาน.....	7
<b>2 ทัศนวิสัยวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....</b>	<b>9</b>
2.1 บทนำ.....	9
2.2 สรุป.....	20

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

<b>3</b>	<b>แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบยานยนต์ไฟฟ้า.....</b>	<b>22</b>
3.1	บทนำ.....	22
3.2	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโพลตทางกลในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า.....	23
3.3	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน .....	28
3.4	การแปลงแกนอ้างอิง (reference frame transformation) .....	32
3.4.1	การแปลงของคลาร์ก (Clark’s transformation) .....	33
3.4.2	การแปลงของปาร์ค (Park’s transformation).....	34
3.5	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส .....	37
3.6	แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร .....	58
3.7	สรุป.....	71
<b>4</b>	<b>การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ในระบบยานยนต์ไฟฟ้า.....</b>	<b>73</b>
4.1	บทนำ.....	73
4.2	การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส .....	74
4.3	การออกแบบตัวควบคุมในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	83
4.3.1	การออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมกระแส .....	84
4.3.2	การออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมความเร็วรอบ.....	87
4.4	การควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร .....	94
4.5	การออกแบบตัวควบคุมในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร .....	96
4.5.1	การออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมกระแส .....	97
4.5.2	การออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมความเร็วรอบ.....	100
4.6	สรุป.....	104

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

<b>5</b>	<b>การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า .....</b>	<b>105</b>
5.1	บทนำ.....	105
5.2	การประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	106
5.3	การประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร .....	114
5.4	ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน (Newton-Raphson method)..	119
5.5	สรุป.....	126
<b>6</b>	<b>ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ...</b>	<b>127</b>
6.1	บทนำ.....	127
6.2	หลักการการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป .....	128
6.3	การจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการ ขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส .....	129
6.4	การจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการ ขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร .....	143
6.5	สรุป.....	156
<b>7</b>	<b>สรุปและข้อเสนอแนะ .....</b>	<b>158</b>
7.1	สรุป.....	158
7.2	ข้อเสนอแนะ.....	160
	รายการอ้างอิง.....	162
	ภาคผนวก ก.....	169
	ประวัติผู้เขียน.....	175

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ..... 10
2.2	งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ..... 12
3.1	ข้อมูลทางกายภาพของยานยนต์ไฟฟ้า ..... 28
3.2	ข้อมูลและพารามิเตอร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน ..... 31
3.3	พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง ..... 55
3.4	พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง ..... 55
3.5	พารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง ..... 68
3.6	พิกัดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง ..... 69
4.1	ค่าอัตราส่วนการหมุนและความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ..... 84
4.2	ค่าอัตราส่วนการหมุนและความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ..... 97
5.1	ผลการตรวจสอบความถูกต้องของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุต ..... 110
5.2	ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงาน สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ..... 113
5.3	ผลการตรวจสอบความถูกต้องของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุต ..... 116
5.4	ผลการทดสอบเปรียบเทียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน ในการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน ..... 123
5.5	ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงาน สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ..... 125
6.1	การเปรียบเทียบระยะทางสะสมที่ค่าสถานะประจุต่าง ๆ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ..... 140
6.2	การเปรียบเทียบค่าสถานะประจุที่ระยะทางสะสมค่าต่าง ๆ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ..... 141

## สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.3	ค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากแบตเตอรี่ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ..... 142
6.4	การเปรียบเทียบระยะทางสะสมที่ค่าสถานะประจุต่าง ๆ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ..... 152
6.5	การเปรียบเทียบค่าสถานะประจุที่ระยะทางสะสมค่าต่าง ๆ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ..... 153
6.6	ผลการประหยัดพลังงาน สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ..... 153



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	โครงสร้างระบบส่งกำลังขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า..... 3
3.1	แรงที่กระทำต่อยานยนต์ไฟฟ้าขณะเคลื่อนที่ ..... 23
3.2	ระบบส่งกำลังขับเคลื่อนจากมอเตอร์ไฟฟ้าไปยังล้อรถ ..... 26
3.3	แผนภาพบล็อกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน..... 29
3.4	กราฟคุณลักษณะการปล่อยประจุของแบตเตอรี่ ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 31
3.5	กราฟคุณลักษณะการปล่อยประจุของแบตเตอรี่ ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ..... 32
3.6	การแปลงปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณบนแกน $\alpha\beta$ ..... 33
3.7	การแปลงปริมาณบนแกน $\alpha\beta$ ไปเป็นปริมาณบนแกน $dq$ ..... 35
3.8	วงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 38
3.9	ความสัมพันธ์ระหว่างมุมในการแปลงแกน $dq$ ..... 42
3.10	วงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน $\alpha\beta$ ..... 46
3.11	การเชื่อมต่อบล็อกเพื่อสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส .... 54
3.12	การสร้างบล็อกพารามิเตอร์ด้วยคำสั่ง Mask และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง ..... 54
3.13	ความเร็วทางกล..... 56
3.14	แรงบิดของมอเตอร์ ..... 56
3.15	ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $\alpha$ ..... 57
3.16	ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $\beta$ ..... 57
3.17	โครงสร้างโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ..... 58
3.18	วงจรมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร..... 59
3.19	ความสัมพันธ์ระหว่างมุมในการแปลงแกน $dq$ ..... 61

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.20	วงจรมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนแกน $dq$ ..... 64
3.21	การเชื่อมต่อบล็อกเพื่อสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ..... 67
3.22	การสร้างบล็อกพารามิเตอร์ด้วยคำสั่ง Mask และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง ..... 68
3.23	ความเร็วทางกล ..... 69
3.24	แรงบิดของมอเตอร์ ..... 70
3.25	กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ..... 70
3.26	กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $q$ ..... 71
4.1	ความสัมพันธ์ระหว่างมุมของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์และแกนหมุน $dq$ ..... 76
4.2	โครงสร้างระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ..... 81
4.3	ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ..... 82
4.4	บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแส ..... 86
4.5	ไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ..... 87
4.6	บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบ ..... 88
4.7	การเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์กับสัญญาณพาหุรูปสามเหลี่ยม ..... 89
4.8	การแปลงความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าในหน่วยกิโลเมตรต่อชั่วโมง ไปเป็นความเร็วรอบของมอเตอร์ในหน่วยรอบต่อนาที ..... 91
4.9	การแปลงความเร็วและความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้าเป็นค่าแรงบิดโพลดของมอเตอร์ไฟฟ้า ..... 91
4.10	การใช้คำสั่ง Mask ในการระบุค่าพารามิเตอร์ของยานยนต์ไฟฟ้า ..... 92
4.11	ผลการจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า ..... 93
4.12	ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ ..... 96
4.13	บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแส ..... 99
4.14	บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบ ..... 100

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15	การใช้คำสั่ง Mask ในการระบุค่าพารามิเตอร์ของยานยนต์ไฟฟ้า ..... 102
4.16	ผลการจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า ..... 103
5.1	วงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน $dq$ ..... 106
5.2	วงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน $dq$ เมื่อพิจารณาเงื่อนไขที่ 1 ..... 107
5.3	วงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน $dq$ เมื่อพิจารณาเงื่อนไขที่ 3 ..... 108
5.4	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่ค่าแรงบิดโหลดต่าง ๆ โดยกำหนดให้ความเร็วรอบคงที่เท่ากับ 2,000 รอบต่อนาที..... 111
5.5	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่ค่าความเร็วรอบต่าง ๆ โดยกำหนดให้แรงบิดโหลดคงที่เท่ากับ 80 นิวตันเมตร ..... 112
5.6	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่ค่าแรงบิดโหลดต่าง ๆ โดยกำหนดให้ความเร็วรอบคงที่เท่ากับ 2,000 รอบต่อนาที..... 117
5.7	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่ค่าความเร็วรอบต่าง ๆ โดยกำหนดให้แรงบิดโหลดคงที่เท่ากับ 80 นิวตันเมตร ..... 117
5.8	ผังงานระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน สำหรับการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน ..... 121
5.9	การเข้าสู่สู่ผลเฉลยของสมการของระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน ..... 124
6.1	การเชื่อมต่อบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 กับคอมพิวเตอร์ ..... 128
6.2	การเชื่อมต่อบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 กับบอร์ด docking station ..... 129
6.3	การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 130
6.4	ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 132
6.5	การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 00:00:00 ถึง 00:00:30 ..... 133
6.6	การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 00:11:00 ถึง 00:11:30 ..... 134
6.7	การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 00:31:05 ถึง 00:31:33 ..... 135



## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
6.8	การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 01:03:26 ถึง 01:04:18 .....	136
6.9	การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 01:54:27 ถึง 01:54:35 .....	137
6.10	การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร .....	143
6.11	ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร .....	145
6.12	การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 00:00:00 ถึง 00:00:30 .....	146
6.13	การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 01:44:19 ถึง 01:44:25 .....	147
6.14	การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 01:54:27 ถึง 01:54:35 .....	148
6.15	การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 02:24:35 ถึง 02:24:42 .....	149
6.16	การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 02:39:05 ถึง 02:39:55 .....	150

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

$a$	คือ ความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้า ( $\text{m/s}^2$ )
$A$	คือ แอมพลิจูดเซตเอ็กโพเนนเชียล ( $V$ )
$A_f$	คือ พื้นที่หน้าตัดของยานยนต์ ( $\text{m}^2$ )
$B$	คือ ความฝืดที่เกิดจากแรงเสียดทานของมอเตอร์ ( $\text{N}\cdot\text{s}$ )
$B_0$	คือ ค่าคงตัวทางเวลาผกผันเซตเอ็กโพเนนเชียล ( $(\text{Ah})^{-1}$ )
<i>count</i>	คือ ตัวแปรสำหรับการนับรอบค่านวม
$C_D$	คือ สัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศ
<i>distance<sub>1r</sub></i>	คือ ระยะทางขับเคลื่อนเมื่อล้อหมุนครบ 1 รอบ ( $\text{m}$ )
<i>DOD</i>	คือ ความลึกของการคายประจุไฟฟ้า (%)
$E$	คือ แรงดันไฟฟ้าภายในแบตเตอรี่ ( $V$ )
$E_{\text{Discharge}}$	คือ แรงดันไฟฟ้าภายในแบตเตอรี่สำหรับการทำงานในโหมดปล่อยประจุ ( $V$ )
$E_{\text{Charge}}$	คือ แรงดันไฟฟ้าภายในแบตเตอรี่สำหรับการทำงานในโหมดเก็บประจุ ( $V$ )
$E_0$	คือ ค่าแรงดันคงที่ของแบตเตอรี่ ( $V$ )
$f_a$	คือ ปริมาณทางไฟฟ้าเฟส $a$
$f_b$	คือ ปริมาณทางไฟฟ้าเฟส $b$
$f_c$	คือ ปริมาณทางไฟฟ้าเฟส $c$
$f_d$	คือ ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $d$
$f_q$	คือ ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $q$
$f_s$	คือ ความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์ ( $\text{Hz}$ )
$f_\alpha$	คือ ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha$
$f_\beta$	คือ ปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\beta$

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$f_{AD}$	คือ แรงต้านจากอากาศ (N)
$f_{Grade}$	คือ แรงต้านเนื่องจากน้ำหนักที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน (N)
$f_{Roll}$	คือ แรงต้านทานการกลิ้ง (N)
$f_T$	คือ แรงขับเคลื่อน (N)
$f(i_{ds})$	คือ สมการที่พิจารณาในการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$
$f'(i_{ds})$	คือ อนุพันธ์อันดับหนึ่งของสมการที่พิจารณาในการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$
$f(x_{(0)})$	คือ สมการที่พิจารณาในการหาผลเฉลี่ย
$f'(x_{(0)})$	คือ อนุพันธ์อันดับหนึ่งของสมการที่พิจารณาในการหาผลเฉลี่ย
$F_r$	คือ สัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้ง
$[f_{abc}]$	คือ เมตริกซ์ของปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน 3 เฟส
$[f_{dq0}]$	คือ เมตริกซ์ของปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $dq$
$[f_{\alpha\beta 0}]$	คือ เมตริกซ์ของปริมาณทางไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta$
$g$	คือ ความเร่งเนื่องจากแรงโน้มถ่วงของโลก ( $m/s^2$ )
$G_{df}$	คือ อัตราทดของเฟืองท้าย
$G_{df}G_{gb}$	คือ อัตราทดรวมของระบบขับเคลื่อน
$G_{gb}$	คือ อัตราทดของชุดเกียร์
$G_{(s)}$	คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน
$i$	คือ กระแสของแบตเตอรี่ (A)
$i^*$	คือ กระแสกรอง (A)
$i_{as}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์เฟส $a$ (A)
$i'_{ar}$	คือ กระแสที่โรเตอร์เฟส $a$ (A)
$i_{bs}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์เฟส $b$ (A)
$i'_{br}$	คือ กระแสที่โรเตอร์เฟส $b$ (A)
$i_{cs}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์เฟส $c$ (A)
$i'_{cr}$	คือ กระแสที่โรเตอร์เฟส $c$ (A)
$i'_{dr}$	คือ กระแสที่โรเตอร์บนแกน $d$ (A)

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$i_{ds}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ (A)
$i_{ds\_opt}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่เหมาะสม (A)
$i_{ds\_saving}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน (A)
$i_{ds}^*$	คือ กระแสอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $d$ (A)
$i_{ds(0)}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ค่าเริ่มต้นในการหาผลเฉลย (A)
$i_{ds(l)}$	คือ ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ค่าปัจจุบัน (A)
$i_{mr}$	คือ กระแสควบคุมฟลักซ์ที่โรเตอร์ (A)
$i'_{qr}$	คือ กระแสที่โรเตอร์บนแกน $q$ (A)
$i_{qs}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $q$ (A)
$i_{qs}^*$	คือ กระแสอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $q$ (A)
$it$	คือ ประจุมจริงของแบริเตอร์ (Ah)
$i_{\alpha s}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha$ (A)
$i'_{\alpha r}$	คือ กระแสที่โรเตอร์บนแกน $\alpha$ (A)
$i_{\beta s}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $\beta$ (A)
$i'_{\beta r}$	คือ กระแสที่โรเตอร์บนแกน $\beta$ (A)
$i'_{0r}$	คือ กระแสที่โรเตอร์บนแกน 0 (A)
$i_{0s}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน 0 (A)
$I_a$	คือ กระแสอาร์เมเจอร์ (A)
$I_{ds(s)}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ บนโดเมนเอส (A)
$I_{ds(s)}^*$	คือ กระแสอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $d$ บนโดเมนเอส (A)
$I_{qs(s)}$	คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน $q$ บนโดเมนเอส (A)
$I_{ds(s)}^*$	คือ กระแสอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $q$ บนโดเมนเอส (A)
$I_F$	คือ กระแสสนาม (A)
$[i_s^{dq}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $dq$ (A)
$[i_s^{dq0}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $dq0$ (A)
$[i_r^{dq}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่โรเตอร์บนแกน $dq$ (A)

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$[i_{r'}^{dq0}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่โรเตอร์บนแกน $dq0$ (A)
$[i_s^{\alpha\beta}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha\beta$ (A)
$[i_s^{\alpha\beta 0}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha\beta 0$ (A)
$[i_{r'}^{\alpha\beta}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่โรเตอร์บนแกน $\alpha\beta$ (A)
$[i_{r'}^{\alpha\beta 0}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่โรเตอร์บนแกน $\alpha\beta 0$ (A)
$[i_s^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน 3 เฟส (A)
$[i_{r'}^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ของกระแสที่โรเตอร์บนแกน 3 เฟส (A)
$J$	คือ โมเมนต์ความเฉื่อย ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ )
$k$	คือ ค่าคงที่ในการแปลงแกน
$K$	คือ ค่าคงที่โพลาริเซชัน ( $\text{V}/\text{Ah}$ ) หรือ ความต้านทานโพลาริเซชัน ( $\Omega$ )
$K_{id}$	คือ อัตราขยายของตัวควบคุมไอในลูบควบคุมกระแสบนแกน $d$
$K_{ii}$	คือ อัตราขยายของตัวควบคุมไอในลูบควบคุมกระแส
$K_{iq}$	คือ อัตราขยายของตัวควบคุมไอในลูบควบคุมกระแสบนแกน $q$
$K_{io}$	คือ อัตราขยายของตัวควบคุมไอในลูบควบคุมความเร็วรอบ
$K_{pd}$	คือ อัตราขยายของตัวควบคุมพีในลูบควบคุมกระแสบนแกน $d$
$K_{pi}$	คือ อัตราขยายของตัวควบคุมพีในลูบควบคุมกระแส
$K_{pq}$	คือ อัตราขยายของตัวควบคุมพีในลูบควบคุมกระแสบนแกน $q$
$K_{po}$	คือ อัตราขยายของตัวควบคุมพีในลูบควบคุมความเร็วรอบ
$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$	คือ ความเหนี่ยวนำภายในเฟสตัวเองของขดลวดสเตเตอร์ (H)
$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}$	คือ ความเหนี่ยวนำระหว่างเฟสของขดลวดสเตเตอร์ (H)
$L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$	คือ ความเหนี่ยวนำระหว่างเฟสของขดลวดสเตเตอร์ (H)
$L_{dq}$	คือ ค่าความแตกต่างระหว่างความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์บนแกน $dq$ (H)
$L_{ds}$	คือ ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์บนแกน $d$ (H)
$L'_{lr}$	คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดโรเตอร์ (H)
$L_{ls}$	คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดสเตเตอร์ (H)
$L_m$	คือ ความเหนี่ยวนำร่วม (H)

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$L_{mr}$	คือ ความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดโรเตอร์ (H)
$L_{ms}$	คือ ความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดสเตเตอร์ (H)
$L_{qs}$	คือ ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์บนแกน $q$ (H)
$L_s$	คือ ความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ (H)
$L_{sf}$	คือ ความเหนี่ยวนำการกระเพื่อม (H)
$L_{sl}$	คือ ความเหนี่ยวนำเนื่องจากฟลักซ์รั่วของขดลวดสเตเตอร์ (H)
$L_{sr}$	คือ ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์ (H)
$L_{0s}$	คือ ความเหนี่ยวนำเฉลี่ย (H)
$[L_{rr'}^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดโรเตอร์กับขดลวดโรเตอร์ (H)
$[L_{rs'}^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดโรเตอร์กับขดลวดสเตเตอร์ (H)
$[L_s]$	คือ เมตริกซ์ความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ (H)
$[L_{sr'}^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับขดลวดโรเตอร์ (H)
$[L_{ss}^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับขดลวดสเตเตอร์ (H)
$m_a$	คือ ดรรชนีการมอดูเลต
$M$	คือ มวลรวมของยานยนต์ไฟฟ้า (kg)
$n_r$	คือ ความเร็วโรเตอร์ (rpm)
$n_s$	คือ ความเร็วซิงโครนัส (rpm)
$N_r$	คือ จำนวนรอบการพันขดลวดโรเตอร์
$N_s$	คือ จำนวนรอบการพันขดลวดสเตเตอร์
$P$	คือ จำนวนขั้ว
$P_{ce}$	คือ กำลังสูญเสียจากการนำไฟฟ้าในอุปกรณ์สวิตช์ (W)
$P_f$	คือ กำลังสูญเสียจากการนำไฟฟ้าในไดโอด (W)
$P_{in,abc}$	คือ กำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์บนแกน 3 เฟส (W)
$P_{in,dq}$	คือ กำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์บนแกน $dq$ (W)
$P_{in,dq0}$	คือ กำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์บนแกน $dq0$ (W)
$P_{out,dq}$	คือ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของมอเตอร์บนแกน $dq$ (W)

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$P_{out,dq0}$	คือ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของมอเตอร์บนแกน $dq0$ (W)
$P_{stray}$	คือ กำลังสูญเสียจากภาระการใช้งาน (W)
$P_{sw}$	คือ กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ในอุปกรณ์สวิตช์และไดโอด (W)
$P_{sys}$	คือ กำลังสูญเสียของระบบ (W)
$P_{Core}$	คือ กำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก (W)
$P_{Cu}$	คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวด (W)
$P_{Cur}$	คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ (W)
$P_{Cus}$	คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์ (W)
$P_{Loss}$	คือ กำลังสูญเสีย (W)
$P_{Loss,d}$	คือ กำลังสูญเสียบนแกน $d$ (W)
$P_{Loss,q}$	คือ กำลังสูญเสียบนแกน $q$ (W)
$P.O.$	คือ เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (%)
$Q$	คือ ขนาดความจุของแบตเตอรี่ (Ah)
$R_{int}$	คือ ความต้านทานภายใน ( $\Omega$ )
$R'_r$	คือ ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ ( $\Omega$ )
$R_s$	คือ ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ ( $\Omega$ )
$R_D$	คือ ความต้านทานบนแกน $d$ ( $\Omega$ )
$R_Q$	คือ ความต้านทานบนแกน $q$ ( $\Omega$ )
$R_{Wheel}$	คือ รัศมีล้อของยานยนต์ไฟฟ้า (m)
$s$	คือ สลิป
$SOC$	คือ สถานะการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ (%)
$t_s$	คือ ช่วงเวลาเข้าที่ (s)
$T_{el}$	คือ แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (N·m)
$T_{em}$	คือ แรงบิดของมอเตอร์ (N·m)
$T_{em(s)}$	คือ แรงบิดของมอเตอร์บนโดเมนเอส (N·m)
$T_{rel}$	คือ แรงบิดต้านทานแม่เหล็ก (N·m)
$T_L$	คือ แรงบิดโหลด (N·m)

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$T_{L(s)}$	คือ แรงบิดโหลดบนโตะเมนเอส (N·m)
$T_T$	คือ แรงบิดขับเคลื่อน (N·m)
$T_{(s)}$	คือ ฟังก์ชันถ่ายโอน (N·m)
$[T_{dq0}]$	คือ เมตริกซ์การแปลงของพาร์ค
$[T_{dq0}]^{-1}$	คือ เมตริกซ์การแปลงกลับของพาร์ค
$[T_{\alpha\beta 0}]$	คือ เมตริกซ์การแปลงของคลาร์ก
$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}$	คือ เมตริกซ์การแปลงกลับของคลาร์ก
$v$	คือ ความเร็วของยานยนต์ (m/s)
$v'_{ar}$	คือ แรงดันที่โรเตอร์เฟส $a$ (V)
$v_{as}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์เฟส $a$ (V)
$v_{as}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์เฟส $a$ (V)
$v_{batt}$	คือ แรงดันของแบตเตอรี่ (V)
$v'_{br}$	คือ แรงดันที่โรเตอร์เฟส $b$ (V)
$v_{bs}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์เฟส $b$ (V)
$v_{bs}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์เฟส $b$ (V)
$v'_{cr}$	คือ แรงดันที่โรเตอร์เฟส $c$ (V)
$v_{cs}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์เฟส $c$ (V)
$v_{cs}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์เฟส $c$ (V)
$v'_{dr}$	คือ แรงดันที่โรเตอร์บนแกน $d$ (V)
$v_{ds}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $d$ (V)
$v_{ds}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $d$ (V)
$v'_{qr}$	คือ แรงดันที่โรเตอร์บนแกน $q$ (V)
$v_{qs}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $q$ (V)
$v_{qs}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $q$ (V)
$v_{wind}$	คือ ความเร็วลม (m/s)
$v'_{0r}$	คือ แรงดันที่โรเตอร์บนแกน 0 (V)



## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$v_{0s}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์บนแกน 0 (V)
$v'_{\alpha r}$	คือ แรงดันที่โรเตอร์บนแกน $\alpha$ (V)
$v_{\alpha s}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha$ (V)
$v_{\alpha s}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha$ (V)
$v'_{\beta r}$	คือ แรงดันที่โรเตอร์บนแกน $\beta$ (V)
$v_{\beta s}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $\beta$ (V)
$v_{\beta s}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $\beta$ (V)
$V_{control}$	คือ ค่ายอดของสัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์ (V)
$V_{dc}$	คือ แรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่ (V)
$V_{ds(s)}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $d$ บนโดเมนเอส (V)
$V_{ds(s)}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $d$ บนโดเมนเอส (V)
$V_{qs(s)}$	คือ แรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $q$ บนโดเมนเอส (V)
$V_{qs(s)}^*$	คือ แรงดันอ้างอิงที่สเตเตอร์บนแกน $q$ บนโดเมนเอส (V)
$V_{tri}$	คือ ค่ายอดของสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยม (V)
$V_{L-L}$	คือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามเฟส ( $V_{rms}$ )
$[v_r^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่โรเตอร์บนแกน 3 เฟส (V)
$[v_r^{dq}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่โรเตอร์บนแกน $dq$ (V)
$[v_r^{dq0}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่โรเตอร์บนแกน $dq0$ (V)
$[v_r^{\alpha\beta}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่โรเตอร์บนแกน $\alpha\beta$ (V)
$[v_r^{\alpha\beta0}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่โรเตอร์บนแกน $\alpha\beta0$ (V)
$[v_s^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่สเตเตอร์บนแกน 3 เฟส (V)
$[v_s^{dq}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $dq$ (V)
$[v_s^{dq0}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $dq0$ (V)
$[v_s^{\alpha\beta}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha\beta$ (V)
$[v_s^{\alpha\beta0}]$	คือ เมตริกซ์ของแรงดันที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha\beta0$ (V)
$w$	คือ ฟังก์ชันวัตถุประสงค์

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$x_{(0)}$	คือ ค่าเริ่มต้นในการหาผลเฉลย
$x_{(1)}$	คือ ผลเฉลยในรอบปัจจุบัน
$\alpha$	คือ มุมความลาดเอียงของพื้นถนน (rad)
$\xi$	คือ ความหนาแน่นของอากาศ ( $\text{kg/m}^3$ )
$\zeta$	คือ อัตราส่วนการหน่วง
$\zeta_i$	คือ อัตราการหน่วงที่ใช้ในการออกแบบลูปควบคุมกระแส
$\zeta_\omega$	คือ อัตราการหน่วงที่ใช้ในการออกแบบลูปควบคุมความเร็วรอบ
$\omega$	คือ ความเร็วแกนหมุนใด ๆ (rad/s)
$\omega_n$	คือ ความถี่ธรรมชาติ (rad/s)
$\omega_{ni}$	คือ ความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบลูปควบคุมกระแส (rad/s)
$\omega_{no}$	คือ ความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบลูปควบคุมความเร็วรอบ (rad/s)
$\omega_r$	คือ ความเร็วทางไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้า (rad/s)
$\omega_r^*$	คือ ความเร็วรอบอ้างอิง (rad/s)
$\omega_{rm}$	คือ ความเร็วทางกลของมอเตอร์ไฟฟ้า (rad/s)
$\omega_{r(s)}$	คือ ความเร็วทางไฟฟ้าของมอเตอร์ไฟฟ้าบนโดเมนเอส (rad/s)
$\omega_{r(s)}^*$	คือ ความเร็วรอบอ้างอิงบนโดเมนเอส (rad/s)
$\omega_{sl}$	คือ ความเร็วสลลิป (rad/s)
$\omega_{Wheel}$	คือ ความเร็วเชิงมุมของล้อยานยนต์ไฟฟ้า (rad/s)
$\psi'_{ar}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์เฟส $a$ (Wb)
$\psi'_{as}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์เฟส $a$ (Wb)
$\psi'_{br}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์เฟส $b$ (Wb)
$\psi'_{bs}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์เฟส $b$ (Wb)
$\psi'_{cr}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์เฟส $c$ (Wb)
$\psi'_{cs}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์เฟส $c$ (Wb)
$\psi'_{dr}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $d$ (Wb)
$\psi'_{dr\_optimum}$	คือ ฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน $d$ ที่เหมาะสม (Wb)

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$\psi'_{dr(s)}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $d$ บนโดเมนเอส (Wb)
$\psi_{ds}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน $d$ (Wb)
$\psi_m$	คือ แอมพลิจูดของฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดจากแม่เหล็กถาวร (Wb)
$\psi'_{qr}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $q$ (Wb)
$\psi_{qs}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน $q$ (Wb)
$\psi'_r$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ (Wb)
$\psi_{rm}$	คือ แอมพลิจูดของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ (Wb)
$\psi_s$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์ (Wb)
$\psi'_{0r}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน 0 (Wb)
$\psi_{0s}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน 0 (Wb)
$\psi'_{\alpha r}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $\alpha$ (Wb)
$\psi_{\alpha s}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha$ (Wb)
$\psi'_{\beta r}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $\beta$ (Wb)
$\psi_{\beta s}$	คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน $\beta$ (Wb)
$[\psi_m^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ของค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดจากแม่เหล็กถาวรบนแกน 3 เฟส (Wb)
$[\psi_r^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน 3 เฟส (Wb)
$[\psi_r^{dq}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $dq$ (Wb)
$[\psi_r^{dq0}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $dq0$ (Wb)
$[\psi_r^{\alpha\beta}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $\alpha\beta$ (Wb)
$[\psi_r^{\alpha\beta0}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $\alpha\beta0$ (Wb)
$[\psi_s^{abc}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน 3 เฟส (Wb)
$[\psi_s^{dq}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน $dq$ (Wb)
$[\psi_s^{dq0}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน $dq0$ (Wb)
$[\psi_s^{\alpha\beta}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha\beta$ (Wb)
$[\psi_s^{\alpha\beta0}]$	คือ เมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha\beta0$ (Wb)
$\tau_s$	คือ ค่าคงตัวทางเวลาของขดลวดฝั่งสเตเตอร์

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

$\tau_{sd}$	คือ ค่าคงตัวทางเวลาของขดลวดสเตเตอร์บนแกน $d$
$\tau_{sq}$	คือ ค่าคงตัวทางเวลาของขดลวดสเตเตอร์บนแกน $q$
$\theta$	คือ มุมแกนหมุนใด ๆ (rad)
$\theta_r$	คือ มุมโรเตอร์ (rad)
$\theta_s$	คือ มุมซิงโครไนส์ (rad)



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

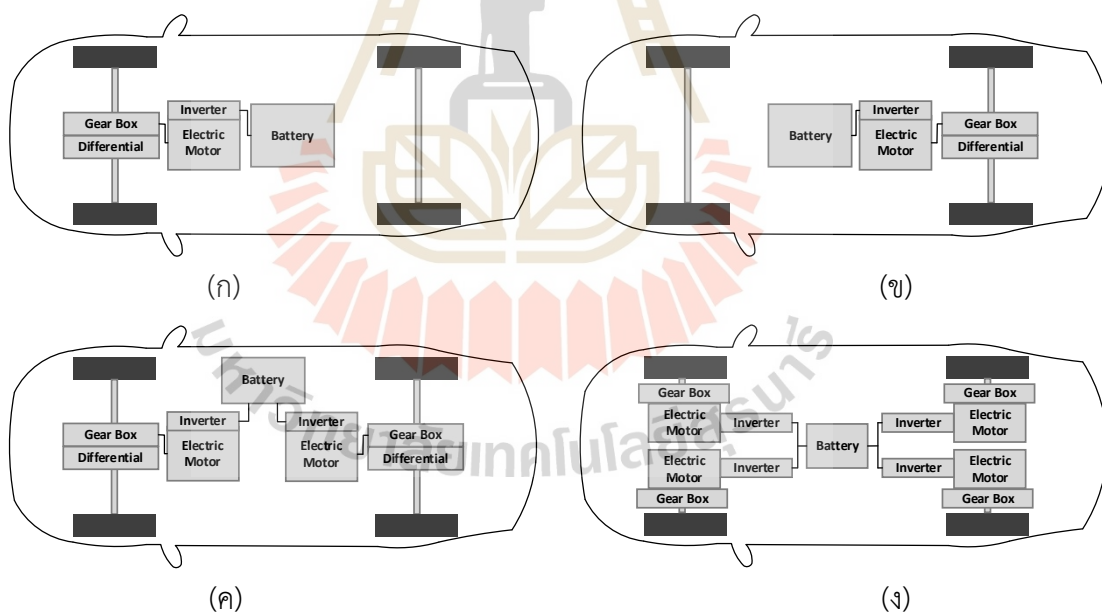
ในอดีตที่ผ่านมายานยนต์ไฟฟ้าเป็นคู่แข่งกับยานยนต์สันดาปภายในมาอย่างยาวนาน แต่เนื่องจากมอเตอร์ไฟฟ้ามีประสิทธิภาพในการทำงานสูงกว่าเครื่องยนต์สันดาปภายในรวมถึงมีคุณสมบัติทางด้านความเร็วและแรงบิดที่เหมาะสมสำหรับใช้งานในการขับเคลื่อนยานยนต์ ทำให้สามารถใช้อัตราทดแบบคงที่ได้ ส่งผลในด้านการลดชิ้นส่วนและลดความซับซ้อนของระบบส่งกำลังกำลังในการขับเคลื่อน อีกทั้งสามารถใช้งานได้ง่าย และไร้มลพิษทางเสียงและควัน จากข้อดีดังกล่าว จึงทำให้ยานยนต์ไฟฟ้าถูกพัฒนาและใช้งานอย่างแพร่หลาย โดยมียอดขายสูงสุดของตลาดยานยนต์ในสหรัฐอเมริกาเมื่อปี ค.ศ.1900 (Tom Denton, 2016) ต่อมาในปี ค.ศ.1908 ยานยนต์สันดาปภายใน Ford Model T ถูกนำเข้าสู่ตลาดด้วยราคาที่ถูกลงกว่ายานยนต์ไฟฟ้า เนื่องจากใช้หลักการผลิตแบบเน้นจำนวน จากนั้นในช่วงปี ค.ศ.1930 มีการค้นพบแหล่งน้ำมันเชื้อเพลิงเพิ่มขึ้นในสหรัฐอเมริกา ส่งผลให้ราคาน้ำมันถูกลง ประกอบกับมีการพัฒนายานยนต์สันดาปภายในให้สามารถใช้งานได้ง่ายขึ้น ในขณะที่ยานยนต์ไฟฟ้ามีข้อจำกัดในด้านแหล่งจัดเก็บและจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่ทำให้ไม่สามารถพัฒนาการขับเคลื่อนให้ได้ระยะทางที่เพียงพอต่อการใช้งานในหนึ่งรอบการชาร์จ ด้วยหลายปัจจัยดังกล่าว รวมถึงด้านความต้องการของผู้ใช้งานทำให้ยานยนต์สันดาปภายในเข้ามาแทนที่ยานยนต์ไฟฟ้า และถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องจนทำให้ยานยนต์ไฟฟ้าถูกลดบทบาทไปจากตลาดยานยนต์ในช่วงนี้ ต่อมาในปี ค.ศ. 1951 ราคาน้ำมันเชื้อเพลิงสูงขึ้นจากอดีตอย่างเห็นได้ชัด ทั่วโลกเล็งเห็นปัญหาด้านพลังงานเชื้อเพลิงที่มีอย่างจำกัด และปัญหาสภาพแวดล้อมด้านมลพิษที่เกิดจากการขนส่งโดยสาร ซึ่งส่วนใหญ่เกิดจากการขับเคลื่อนบนท้องถนน (อังคีร์ ศรีภคการ, 2554), (Peter du Pont, 2007) ในหลายประเทศมีการกำหนดนโยบายส่งเสริมการวิจัยและการซื้อขายยานยนต์ไฟฟ้า เช่น ในปี ค.ศ.2010 ประเทศได้วันให้การสนับสนุนการซื้อรถจักรยานยนต์ไฟฟ้า สหรัฐอเมริกามีการลดภาษีให้กับผู้ซื้อยานยนต์ไฟฟ้า และประเทศฝรั่งเศสมีการจัดสรรงบประมาณเพื่อการวิจัยด้านยานยนต์ไฟฟ้า ทำให้

ยานยนต์ไฟฟ้าเป็นประเด็นที่ถูกให้ความสำคัญในการพัฒนาด้านการวิจัยอีกครั้ง สิ่งที่ทำนายและเป็นปัญหาจากอดีตมาอย่างยาวนานในการพัฒนายานยนต์ไฟฟ้า คือ ข้อจำกัดในด้านอุปกรณ์เก็บและจ่ายพลังงานไฟฟ้าซึ่งส่วนใหญ่ใช้แบตเตอรี่ โดยไม่สามารถจ่ายพลังงานได้เพียงพอต่อระยะทางที่ต้องการในหนึ่งรอบการชาร์จประจุ ข้อจำกัดดังกล่าวทำให้มีการพัฒนายานยนต์ไฟฟ้าออกมาในรูปแบบที่หลากหลายเพื่อใช้งานในพื้นที่จำกัด เช่น รถจักรยานยนต์ไฟฟ้า (electric motorcycle) (Meifen Cao, J. Egashira and K. Kaneko, 2009) และรถจักรยานยนต์ไฟฟ้าขนาดเบา (electric scooter) (Meifen Cao and Nobukazu Hoshi, 2010) นอกจากนี้ยังมีการพัฒนายานยนต์ที่ใช้การทำงานร่วมกันระหว่างเครื่องยนต์สันดาปภายในกับมอเตอร์ไฟฟ้า ซึ่งมีชื่อเรียกว่า ยานยนต์ไฮบริด (hybrid car หรือ hybrid electric vehicle) เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพการทำงานสูงในทุกสภาวะการขับเคลื่อน โดยยานยนต์ไฮบริดถูกพัฒนาให้มีการทำงานแตกต่างกันหลายรูปแบบและจากการพัฒนาทางด้านแบตเตอรี่มาอย่างต่อเนื่องทำให้ในปัจจุบันมีแบตเตอรี่ที่มีน้ำหนักและขนาดที่เหมาะสมรวมทั้งสามารถจ่ายพลังงานให้กับยานยนต์ไฟฟ้าได้ระยะทางที่เพียงพอต่อการใช้งานมากขึ้น จึงทำให้เริ่มมีการพัฒนาและผลิตรถยนต์ไฟฟ้าในรูปแบบยานยนต์ไฟฟ้าแบตเตอรี่ (battery electric vehicle: BEV หรือ pure electric vehicle: PEV) เข้าสู่ตลาดมากยิ่งขึ้น โดยความสำเร็จที่เห็นได้ชัด คือ ยานยนต์ไฟฟ้ารุ่น Nissan Leaf ในปี ค.ศ.2011 (Tom Denton, 2016) หลังจากนั้นมียานยนต์ไฟฟ้าหลายรุ่นถูกผลิตเข้าสู่ตลาด เช่น Ford Focus Electric, Volvo C30, Chevy Volt และ Tesla Model S (Michael Nikowitz, 2016) จากความสำเร็จดังกล่าว ส่งผลให้บริษัทที่พัฒนาและผลิตรถยนต์ไฟฟ้ารายเก่ามียอดขายที่สูงขึ้น และมีบริษัทรายใหม่ที่ก้าวเข้าสู่ตลาดมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้ยังมีบริษัทในอดีตเคยผลิตรถยนต์แบบเครื่องยนต์สันดาปภายในเริ่มพัฒนาและเปิดตัวยานยนต์รุ่นใหม่ที่เป็น BEV มากขึ้นด้วย

จากการอธิบายข้างต้นแสดงให้เห็นถึงความต้องการของตลาดยานยนต์ที่เปลี่ยนไปจากอดีตจนถึงปัจจุบันและความต้องการในด้านการอนุรักษ์สิ่งแวดล้อมของสังคมโลก รวมถึงปัจจัยทางด้านพลังงานและการพัฒนาด้านเทคโนโลยี ทำให้อุตสาหกรรมยานยนต์ไฟฟ้ามียอดขายเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง การวิเคราะห์และคาดการณ์จากงานวิจัย รวมถึงการวางนโยบายและเป้าหมายของภาครัฐในหลายประเทศ ส่งผลให้ยานยนต์ไฟฟ้ามีแนวโน้มที่จะถูกผลิตและใช้งานมากขึ้นในอนาคต ดังนั้นการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้าจึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจในการพัฒนา ด้วยเหตุนี้ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงมุ่งเน้นที่จะศึกษาหาแนวทางการประหยัดพลังงานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ให้สามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางเพิ่มมากขึ้น

ต่อหนึ่งรอบการชาร์จแบตเตอรี่ เมื่อเปรียบเทียบกับ การขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัพลังงาน

ยานยนต์ไฟฟ้าที่มีระบบขับเคลื่อนคล้ายกับยานยนต์สันดาปภายใน โดยมีการเชื่อมต่อต้นกำลังในการขับเคลื่อนผ่านชุดเกียร์และเฟืองท้ายไปยังเพลาล้อ แต่สิ่งที่แตกต่างกัน คือ ต้นกำลังในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าจะเป็นมอเตอร์ไฟฟ้าพร้อมด้วยชุดวงจรควบคุมมอเตอร์และแบตเตอรี่ เนื่องจากมอเตอร์ไฟฟ้ามีขนาดเล็กและน้ำหนักที่เบากว่าเครื่องยนต์สันดาปจึงทำให้สามารถเลือกตำแหน่งการติดตั้งมอเตอร์ไฟฟ้าได้อย่างอิสระยิ่งขึ้น โดยส่วนใหญ่มอเตอร์ไฟฟ้าจะถูกติดตั้งบริเวณเดียวกันกับล้อที่ต้องการขับเคลื่อน จึงทำให้ไม่มีเพลตามแนวยาวของตัวรถ ซึ่งเป็นอีกหนึ่งข้อได้เปรียบเมื่อเทียบกับยานยนต์สันดาปภายใน ด้วยเหตุนี้ การออกแบบระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าจึงมีความยืดหยุ่น สามารถออกแบบได้หลากหลายรูปแบบ โครงสร้างระบบส่งกำลังขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่พบในปัจจุบันแสดงได้ดังรูปที่ 1.1 ที่เป็นระบบขับเคลื่อนล้อหน้า ระบบขับเคลื่อนล้อหลัง ระบบขับเคลื่อน 4 ล้อแบบมอเตอร์ 2 ตัว และระบบขับเคลื่อน 4 ล้อแบบมอเตอร์ 4 ตัว



รูปที่ 1.1 โครงสร้างระบบส่งกำลังขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า

(ก) ระบบขับเคลื่อนล้อหน้า (ข) ระบบขับเคลื่อนล้อหลัง

(ค) ระบบขับเคลื่อน 4 ล้อแบบมอเตอร์ 2 ตัว

(ง) ระบบขับเคลื่อน 4 ล้อแบบมอเตอร์ 4 ตัว

นอกจากโครงสร้างระบบส่งกำลังขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่นำเสนอข้างต้น มอเตอร์ไฟฟ้าสามารถติดตั้งที่บริเวณดุมล้อได้โดยตรง ทำให้มอเตอร์สามารถส่งกำลังขับเคลื่อนไปยังล้อโดยไม่ต้องผ่านอุปกรณ์อื่น ๆ เช่น ชุดเกียร์และเฟืองท้าย โครงสร้างการส่งกำลังขับเคลื่อนที่แตกต่างกันส่งผลให้คุณสมบัติในการขับเคลื่อนและการออกแบบภายในตัวรถมีความแตกต่างกันด้วยเช่นกัน ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกที่จะศึกษายานยนต์ไฟฟ้าที่เป็นระบบขับเคลื่อนล้อหลัง เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้าตัวเดียว ซึ่งเหมาะสมในการเริ่มต้นพัฒนาการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์

มอเตอร์ไฟฟ้าที่ถูกใช้สำหรับขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบันนิยมใช้มอเตอร์ 2 ชนิด คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (three-phase induction motor: IM) เนื่องจากข้อดีในด้านความทนทาน ต้องการการบำรุงรักษาต่ำ และราคาถูก และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (permanent magnet synchronous motor: PMSM) ซึ่งมีโครงสร้างคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แต่แตกต่างกันที่ขดลวดตัวนำบนโรเตอร์ถูกเปลี่ยนเป็นแม่เหล็กถาวรทำให้มอเตอร์มีน้ำหนักลดลง และด้วยการทำงานของแม่เหล็กถาวรจึงทำให้ไม่มีกำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ ส่งผลให้มอเตอร์ชนิดดังกล่าวมีประสิทธิภาพในการทำงานที่สูงขึ้น จากการสำรวจยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบัน PMSM ถูกนำมาใช้งานมากที่สุด ดังนั้นจึงเป็นมอเตอร์ที่น่าสนใจในการพิจารณาการประหยัดพลังงานรองลงมา คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งเป็นชนิดที่ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายจากในอดีตจนถึงปัจจุบัน จากข้อดีที่กล่าวมาและโครงสร้างที่ไม่มีส่วนผสมของแม่เหล็กเหมือนกับ PMSM ซึ่งอาจจะเกิดการขาดแคลนวัตถุดิบเมื่อยานยนต์ไฟฟ้าถูกผลิตและใช้งานมากขึ้นในอนาคต จึงทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเป็นประเด็นที่ไม่สามารถละความสนใจได้ ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงทำการพิจารณาการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ทั้ง 2 ชนิด

แบตเตอรี่ที่ถูกใช้ในยานยนต์ไฟฟ้าส่วนใหญ่ในปัจจุบัน คือ แบตเตอรี่ลิเทียมไอออน เนื่องจากมีความสามารถในการกักเก็บพลังงานทั้งในเชิงปริมาตร (volumetric energy density) และเชิงมวล (gravimetric energy density) สูงที่สุดเมื่อเทียบกับแบตเตอรี่ชนิดอื่น (นงลักษณ์ มีทอง, 2553), (R. C. Agrawal and G. P. Pandey, 2008) อัตราการสูญเสียประจุระหว่างไม่ใช้งาน (self-discharge rate) ต่ำ และไม่มีปรากฏการณ์ความจำ (memories effect) (บริษัท สิขร จำกัด, 2561) ดังนั้นแบตเตอรี่ชนิดดังกล่าวจึงถูกเลือกพิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

วิธีการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าที่ใช้งานอย่างแพร่หลายประกอบไปด้วยการควบคุมแบบสเกลาร์ (scalar control) และการควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control หรือ field oriented control) การควบคุมแบบสเกลาร์มีข้อเสีย คือ ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ส่วนการควบคุม



แบบเวกเตอร์มีข้อดี คือ สามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้อย่างอิสระต่อกัน จึงทำให้สามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรง นอกจากนี้การควบคุมวิธีดังกล่าวถูกใช้ในการพัฒนาชุดควบคุมมอเตอร์สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า (Damijan Miljavec, 2019) ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับการควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ส่วนการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีทั้งทางตรงและทางอ้อม งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (indirect vector control) เนื่องจากวิธีดังกล่าวใช้การประมาณค่าสลิปในการควบคุม จึงไม่ต้องติดตั้งเครื่องม้าวัดฟลักซ์ เหมือนกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง

จากที่นำเสนอมาทั้งหมดข้างต้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะทำการศึกษาหาแนวทางการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า เพื่อให้ได้ระยะทางในการขับเคลื่อนที่มากขึ้นต่อหนึ่งรอบการชาร์จ เมื่อเปรียบเทียบกับ การขับเคลื่อนที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ภายใต้สภาวะการขับเคลื่อนเดียวกัน โดยยานยนต์ไฟฟ้าที่จะทำการพิจารณาเป็นชนิดยานยนต์ไฟฟ้าแบตเตอรี่ที่มีโครงสร้างการขับเคลื่อนล้อหลัง มีแหล่งเก็บและจ่ายพลังงานเป็นแบตเตอรี่ชนิดลิเทียมไอออน ซึ่งจะทำการพิจารณามอเตอร์ไฟฟ้าทั้ง 2 ชนิด คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ เพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จะดำเนินการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป (hardware in the loop: HIL) ที่เป็นการผสมผสานการทำงานของ Simulink ในโปรแกรม MATLAB และบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งการจำลองสถานการณ์ด้วยวิธีดังกล่าวเป็นการจำลองสถานการณ์ที่ใกล้เคียงกับทางปฏิบัติ (Sharmila Bella Bellie, et al. 2021) โดยตัวควบคุมและการคำนวณต่าง ๆ จะประมวลผลด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ ในขณะที่ระบบยานยนต์ไฟฟ้าในส่วนอื่น ๆ จะโปรแกรมบน Simulink ในโปรแกรม MATLAB

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาและสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า
- 1.2.2 เพื่อศึกษาและออกแบบระบบควบคุมที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า
- 1.2.3 เพื่อศึกษาและดำเนินการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป

1.2.4 เพื่อหาวิธีประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ที่ทำให้ยานยนต์ไฟฟ้าสามารถวิ่งได้ระยะทางที่มากขึ้นต่อหนึ่งรอบการชาร์จ เมื่อเปรียบเทียบกับ การขับเคลื่อนที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ในสภาวะการขับเคลื่อนเดียวกัน

### 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 งานวิจัยวิทยานิพนธ์จะพิจารณาเฉพาะระบบขับเคลื่อน ซึ่งประกอบไปด้วย ระบบโพลิตทางกลของยานยนต์ไฟฟ้า แบตเตอรี่ มอเตอร์ไฟฟ้า และตัวควบคุม

1.3.2 การจำลองสถานการณ์ และการพิจารณาแนวทางการประหยัดพลังงาน จะไม่พิจารณาการขับเคลื่อนในโหมด Regenerative Braking

1.3.3 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ อ้างอิงมาจากพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าในงานวิจัยด้านยานยนต์ไฟฟ้า

1.3.4 การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าจะใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์

1.3.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าในงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะพิจารณาบนแกน  $dq$

### 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 การยืนยันผลการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้าจะพิจารณาที่ระยะทางที่ยานยนต์ไฟฟ้าวิ่งได้มากขึ้นต่อหนึ่งรอบการชาร์จ โดยจะเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ในสภาวะการขับเคลื่อนเดียวกัน

1.4.2 ระบบขับเคลื่อนที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์มี 2 ระบบ ประกอบไปด้วย ระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้องค์ความรู้เกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า

1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า

1.5.3 ได้องค์ความรู้ด้านการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป

1.5.4 ได้วิธีการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ที่ทำให้อานยนต์ไฟฟ้าสามารถวิ่งได้ระยะทางที่มากขึ้นต่อหนึ่งรอบการชาร์จ เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการขับเคลื่อนที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ในสภาวะการขับเคลื่อนเดียวกัน

## 1.6 การจัดรูปเล่มรายงาน

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วยเนื้อหาทั้งหมด 7 บท และภาคผนวก 1 บท ดังต่อไปนี้  
 บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ วัตถุประสงค์ของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของการวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 นำเสนอปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้า และสำหรับการใช้งานในระบบอื่น ๆ

บทที่ 3 นำเสนอการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ประกอบไปด้วย แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโหลดทางกลในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ หลักการแปลงแกนอ้างอิง และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้า ซึ่งประกอบไปด้วย มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้า จะพิจารณาบนแกน  $dq$  ด้วยการแปลงของพาร์ค ซึ่งการแปลงดังกล่าวทำให้ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรมุมของมอเตอร์เป็นค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ไม่ซับซ้อน สามารถใช้ในการศึกษาพฤติกรรมการทำงาน การออกแบบตัวควบคุม และการวิเคราะห์สมการในการประหยัดพลังงาน

บทที่ 4 นำเสนอการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร รวมถึงการออกแบบตัวควบคุมพีไอของระบบควบคุม โดยใช้สมการจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในบทที่ 3

บทที่ 5 นำเสนอวิธีการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

บทที่ 6 นำเสนอการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูสำหรับระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยทำการจำลองสถานการณ์ทั้งกรณีที่ไม่มีการประหยัดพลังงาน และกรณีที่มีการประหยัดพลังงาน

บทที่ 7 นำเสนอการสรุปผลงานวิจัยวิทยานิพนธ์ และข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนางานวิจัย  
ในอนาคต

ภาคผนวก ก บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา



## บทที่ 2

### ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์หลัก คือ การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า เพื่อให้ยานยนต์ไฟฟ้าสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางที่มากขึ้น ต่อหนึ่งรอบการชาร์จ เมื่อเปรียบเทียบกับรถขับเคลื่อนที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงานในสถานะการขับเคลื่อนเดียวกัน ดังนั้นการศึกษาปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องจึงเป็นจุดเริ่มต้นที่สำคัญสำหรับการดำเนินงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยในบทนี้จะนำเสนอผลการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน แสดงดังตารางที่ 2.1 โดยจะพิจารณาเฉพาะการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ซึ่งเป็นมอเตอร์ชนิดที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ นอกจากนี้เพื่อให้เห็นภาพรวมเกี่ยวกับวิธีการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ามากยิ่งขึ้น จึงได้ทำการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสำหรับระบบอื่น ๆ แสดงดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบ ยานยนต์ไฟฟ้า

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1	1996	T. Stefanski and S. Karys	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการควบคุมแบบเวกเตอร์ ทางอ้อมด้วยการปรับค่าพลาซซ์ให้เหมาะสม เพื่อทำให้กำลัง สูญเสียที่ขดลวดและกำลังสูญเสียที่แกนเหล็กมีค่าน้อยที่สุด โดยค่าพลาซซ์ที่เหมาะสมจะเกิดจากกระแสที่สเตเตอร์บน แกน $d$ ที่เหมาะสม ซึ่งคำนวณได้จากสมการ $\frac{dP_{Loss}}{di_{ds}}=0$
2	2012	D. Biswas, K. Mukherjee and Narayan C. Kar	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการควบคุมแบบเวกเตอร์โดย การควบคุมปริมาณพลาซซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ ( $\psi'_r$ ) ให้มีค่าที่ เหมาะสมในสภาวะโหลดต่าง ๆ ซึ่งสามารถพิจารณาได้จาก $\frac{dP_{Loss}}{d\psi'_r}=0$ ในขณะที่ $P_{Loss}=P_{Cur}+P_{Cus}+P_{Core}$ โดย $P_{Cur}$ คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ $P_{Cus}$ คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์ $P_{Core}$ คือ กำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก
3	2017	S. Das, A. Pal and M. Manohar	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการขับเคลื่อนมอเตอร์ เหนี่ยวนำด้วยวิธีควบคุมแบบ direct torque control โดย ใช้ search controller base on adaptive quadratic interpolation ในการหาจุดการทำงานที่ทำให้เกิดการ ประหยัดพลังงาน ซึ่งให้ผลการลู่เข้าที่รวดเร็วเพียงพอสำหรับ การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า

ตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบ ยานยนต์ไฟฟ้า (ต่อ)

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
4	2011	Z. Xinghua, Z. Houbei and S. Zhenxing	นำเสนอการการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสำหรับระบบ ยานยนต์ไฟฟ้าด้วยวิธี direct torque control และมีการ เพิ่มประสิทธิภาพด้วยการพิจารณาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่ สเตเตอร์ ( $\psi_s$ ) ที่ทำให้กำลังสูญเสียน้อยที่สุดได้จาก $\frac{dP_{Loss}}{d\psi_s} = 0$ ในขณะที่ $P_{Loss} = P_{Cu} + P_{Core}$ โดย $P_{Cu}$ คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวด $P_{Core}$ คือ กำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก
5	2012	Eleftheria S. Sergaki	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการขับเคลื่อน ยานยนต์ไฟฟ้าด้วยมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยอาศัยกระบวนการ ร่วมกันแบบอนุกรม คือ เริ่มต้นด้วยการคำนวณค่าฟลักซ์ เชื่อมโยงที่สเตเตอร์ด้วย loss model-based controller (LMC) จากนั้นใช้ค่าดังกล่าวเป็นปริมาณเริ่มต้นสำหรับ search controller เพื่อใช้ในการค้นหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยง ที่สเตเตอร์ ที่ทำให้กำลังสูญเสียน้อยที่สุด

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1	1997	Z. CUCEJ and D. BOROJEVIC	<p>นำเสนอการประหยัดพลังงานในการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมทั้งหมด 3 วิธี ประกอบไปด้วย</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- การพิจารณากระแสจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่เชื่อมต่อกับอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าน้อยที่สุด โดยประมาณให้แรงดันที่แหล่งจ่ายดังกล่าวมีค่าคงที่ทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุตมีค่าน้อยที่สุดที่ค่ากระแสที่เหมาะสมดังสมการ <math>i_{ds} = i_{qs} = \sqrt{\frac{T}{k_a}}</math></li> <li>- การพิจารณาสมการกำลังไฟฟ้าอินพุต ดังสมการ <math>P_{in} = \omega T + i_{sd}^2 R_D + i_{sq}^2 R_Q</math> จากนั้น <math>\frac{\partial P_{in}}{\partial i_{sd}} + \frac{\partial P_{in}}{\partial i_{sq}} = 0</math></li> <li>- การวัดกำลังไฟฟ้าอินพุตประกอบกับการปรับกระแสควบคุมฟลักซ์ ซึ่งมีกระบวนการที่แตกต่างกันหลายวิธีเพื่อให้ได้ค่ากระแสควบคุมฟลักซ์ที่เหมาะสม</li> </ul>



ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า (ต่อ)

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2	1997	A. Baba, E. Mendes and A. Razek	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียโดยพิจารณาเฉพาะกำลังสูญเสียที่ขดลวด ทำให้ได้ค่าฟลักซ์ที่ทำให้กำลังสูญเสียในขดลวดน้อยที่สุดเป็นฟังก์ชันของแรงบิดของมอเตอร์ ดังสมการ $\psi'_{dr} = K_{opt} \sqrt{T_{em}}$ นอกจากนี้มีการพิจารณาการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ (stator inductance) ตามกระแสควบคุมฟลักซ์ ทำให้สามารถลดกำลังสูญเสียได้ดีขึ้น โดยในสภาวะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ตัวควบคุมจะทำการปรับค่าฟลักซ์ให้อยู่ที่ค่าพิกัด เรียกรูปนี้ว่า mixed method
3	2001	Sheng-Ming Yang and Feng-Chieh Lin	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียด้วยการปรับค่าฟลักซ์ที่ทำให้กำลังสูญเสียที่ขดลวดและกำลังสูญเสียที่แกนเหล็กมีค่าน้อยที่สุด โดย $\frac{dP_{Loss}}{d\psi'_{dr}} = 0$ ทำให้ได้ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $d$ ที่เหมาะสม ( $\psi'_{dr\_optimum}$ ) แต่ตัวแปรดังกล่าวเป็นฟังก์ชันของแรงบิดของมอเตอร์ ( $T_{em}$ ) ซึ่งวัดได้ยากในทางปฏิบัติ ดังนั้นจึงทำการแทนค่า $\psi'_{dr} = \psi'_{dr\_optimum}$ ลงในสมการตัวประกอบกำลัง (power factor: PF) จึงทำให้ได้ค่า PF ที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียน้อยที่สุด โดยสมการดังกล่าวเป็นฟังก์ชันของความถี่รอบของมอเตอร์ ( $\omega_r$ ) และไม่มีเทอมของ $T_{em}$

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า (ต่อ)

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
4	2001	F. Zidani, M.E.H. Benbouzid and D. Diallo	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียโดยใช้ Fuzzy logic ในการหาจุดการทำงานที่กำลังสูญเสียที่ขดลวดและกำลังสูญเสียที่แกนเหล็กมีค่าน้อยที่สุดด้วยการปรับค่ากระแสควบคุมฟลักซ์ ( $i_{ds}$ )
5	2005	A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouli and K. Sraïri	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธี direct flux and torque control (DTC) โดยการจัดรูปสมการกำลังสูญเสียให้เป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนของกระแสบนแกน $dq$ ( $A_a = \frac{i_{sq}}{i_{sd}}$ ) จากนั้น $\frac{dP_{Loss}}{dA_a} = 0$ ด้วยกระบวนการดังกล่าวจะได้กำลังสูญเสียน้อยที่สุดเมื่อ $P_{Loss,d} = P_{Loss,q}$
6	2008	M. Nasir Uddin and Sang Woo Nam	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการควบคุมแบบเวกเตอร์ด้วยวงจรมุมลแบบใหม่ ซึ่งให้ผลการลดกำลังสูญเสียได้ดีกว่าแบบดั้งเดิม โดยค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ที่ทำให้กำลังสูญเสียน้อยที่สุด พิจารณาได้จาก $\frac{dP_{Loss}}{di_{ds}} = 0$ จึงได้ว่า $i_{ds,opt} = k_b i_{qs}$ ซึ่งผลที่ได้สามารถสรุปได้ว่า กำลังสูญเสียจะมีค่าน้อยที่สุด เมื่อกำลังสูญเสียบนแกน $d$ มีค่าเท่ากับกำลังสูญเสียบนแกน $q$ ( $P_{Loss,d} = P_{Loss,q}$ )

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า (ต่อ)

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
7	2009	M. Cao, J. Egashira and K. Kaneko	นำเสนอการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสำหรับจักรยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิค maximum torque per armature current control เริ่มต้นด้วยการทดสอบเพื่อหามุมเฟสของกระแสที่ทำให้ปริมาณกระแสน้อยที่สุดที่ค่าแรงบิดโหลดใด ๆ จากนั้นจัดทำ look-up table (LUT) เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมจากค่ามุมเฟสดังกล่าว
8	2010	M. Cao and N. Hoshi	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรโดยพัฒนามาจากเทคนิค maximum torque per armature current control ซึ่งในการคำนวณค่ามุมเฟสของกระแสจะพิจารณาจากวงจรสมมูลที่มีความต้านทานแกนเหล็กร่วมอยู่ด้วย จากนั้นทำการทดสอบเพื่อหามุมเฟสของกระแสที่ทำให้กำลังสูญเสียน้อยที่สุดที่ค่าความเร็วรอบและแรงบิดโหลดใด ๆ จากนั้นจัดทำ look-up table (LUT) เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมจากค่ามุมเฟสดังกล่าว
9	2012	Waheeda Beevi M, Dr.A Sukesh Kumar and Sabin H S	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการควบคุมแบบเวกเตอร์ เริ่มต้นโดยการวิเคราะห์สมการกำลังสูญเสียจากวงจรสมมูลบนแกน $dq$ ในสถานะคงตัว ทำให้กระแสควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์มีค่าเท่ากับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $d$ ( $i_{mr} = i_{ds}$ ) จากนั้นใช้ genetic algorithm (GA) ในการหาค่า $i_{mr}$ ที่ทำให้กำลังสูญเสียน้อยที่สุด ซึ่งจากการทดลองเป็นจุดที่กำลังสูญเสียที่แกนเหล็กมีค่าเท่ากับกำลังสูญเสียที่ขดลวด ( $P_{Core} = P_{Cu}$ ) นอกจากนี้ในการควบคุมใช้วิธีการคำนวณค่าแรงบิดของมอเตอร์ด้วยปริมาณกระแสนบนแกน $dq$

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า (ต่อ)

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
10	2015	O. Babayomi, A. Balogun and C. Osheku	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียสำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในพวงมาลัยไฟฟ้า (electric power steering: EPS) ของยานยนต์ จาก $\begin{vmatrix} \frac{\partial T_{em}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial T_{em}}{\partial \psi'_r} \\ \frac{\partial P_{Loss}}{\partial i_{qs}} & \frac{\partial P_{Loss}}{\partial i_{ds}} \end{vmatrix} = 0$ โดย $P_{Loss} = P_{Cu} + P_{Core} + P_{stray}$
11	2015	T. Jerpiü, D. Žarko, J. Matuško and M. Martinoviü	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เริ่มต้นด้วยการแยกสมการแรงบิดออกเป็น แรงบิดต้านทานแม่เหล็ก (reluctance torque: $T_{rel}$ ) และแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic torque: $T_{el}$ ) จึงได้สมการแรงบิดของมอเตอร์ดังนี้ $T_{em} = T_{el} + T_{rel}$ จากนั้นกำหนดให้ $k_c = \frac{T_{el}}{T_{em}}$ แล้ว $\frac{dP_{Loss}}{dk_c} = 0$ โดย $P_{Loss} = P_{Cu} + P_{Core}$

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า (ต่อ)

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
12	2015	Y. Liu and Ali M. Bazzi	<p>นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยการควบคุมฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน <math>d</math> ให้มีค่าที่เหมาะสม โดยพิจารณาจากสมการกำลังสูญเสียของระบบที่ประกอบไปด้วยกำลังสูญเสียในมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์</p> $P_{sys} = P_{Cu} + P_{Core} + 6(P_{ce} + P_f + P_{sw})$ <p>จากนั้น <math>\frac{dP_{sys}}{d\psi'_{dr}} = 0</math></p> <p>โดยกำลังสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ ประกอบไปด้วย</p> <ul style="list-style-type: none"> <li><math>P_{ce}</math> คือ กำลังสูญเสียจากการนำไฟฟ้า (conduction loss) ในอุปกรณ์สวิตช์</li> <li><math>P_f</math> คือ กำลังสูญเสียจากการนำไฟฟ้า (conduction loss) ในไดโอด</li> <li><math>P_{sw}</math> คือ กำลังสูญเสียจากการสวิตช์ (switching loss) ในอุปกรณ์สวิตช์และไดโอด</li> </ul>
13	2017	A. Strandt and L. Wei	<p>นำเสนอการเปรียบเทียบผลการประหยัดพลังงานระหว่าง minimize motor loss operation (MLO) ซึ่งพิจารณาเฉพาะกำลังสูญเสียในมอเตอร์ กับ minimize motor-drive system loss operation (SLO) ที่มีการพิจารณากำลังสูญเสียในอินเวอร์เตอร์ร่วมกับมอเตอร์ ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าทั้งสองวิธีมีการประหยัดพลังงานต่างกันเพียงเล็กน้อย เนื่องจากมอเตอร์ขนาด 30 hp ที่ใช้ในการทดลองมีกำลังสูญเสียที่สูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับกำลังสูญเสียที่อินเวอร์เตอร์</p>

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า (ต่อ)

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
14	2017	D. Hu, W. Xu, R. Dian, Y. Liu and J. Zhu	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดเคลื่อนที่แบบเชิงเส้น (linear induction motor: LIM) โดยสมการกำลังสูญเสียคล้ายกันกับสมการกำลังสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดเคลื่อนที่แบบหมุน (rotary induction motor: RIM) แตกต่างกันเพียงมีการเพิ่มกำลังสูญเสียเนื่องจากผลกระทบส่วนปลาย (end effect) ที่ไม่มีใน RIM เข้ามาในสมการ จากนั้นพิจารณา $\frac{dP_{Loss}}{d\psi'_{dr}}=0$ จะได้ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $d$ ( $\psi'_{dr}$ ) ที่เหมาะสมและถูกใช้เป็นตัวเริ่มต้นของ Newton-Raphson ในการหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $d$ ที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียน้อยที่สุดสำหรับสมการที่ซับซ้อนซึ่งรวมกำลังสูญเสียที่อินเวอร์เตอร์ร่วมด้วย ด้วยการเลือกใช้ค่าเริ่มต้นที่เหมาะสมทำให้กระบวนการหาค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน $d$ ทำงานได้อย่างรวดเร็ว
15	2018	Nguyen Anh Tan and Dong-Choon Lee	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการควบคุมแบบสเกลาร์ด้วยการประมาณค่าความเร็ว โดยจากการพิจารณาสมการกำลังสูญเสียเทียบกับค่าความเร็วสลลิป (slip speed: $\omega_{sl}$ ) พบว่าเป็นฟังก์ชันที่มีจุดต่ำสุด (convex function) จึงพิจารณาค่า $\omega_{sl}$ ที่ทำให้กำลังสูญเสียน้อยที่สุดได้จาก $\frac{dP_{Loss}}{d\omega_{sl}}=0$

ตารางที่ 2.2 งานวิจัยที่เกี่ยวกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า (ต่อ)

ลำดับ ที่	ปีที่พิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
16	2018	ศศิยา อุดม สุข, กองพล อารีรักษ์, ธิดารัตน์ อารีรักษ์ และ กองพันธ์ อารีรักษ์	นำเสนอการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการพิจารณาจุดการทำงานที่กำลังสูญเสียน้อยที่สุด ตั้งสมการ $\frac{dP_{Loss}}{di_{ds}}=0$ ในขณะที่ $P_{Loss}=P_{Cur}+P_{Cus}+P_{Core}+P_{stray}$ โดย $P_{stray}$ คือ กำลังสูญเสียจากภาระการใช้งาน
17	2019	S. R. Eftekhari, S. A. Davari, P. Naderi, C. Garcia and J. Rodriguez	นำเสนอการลดกำลังสูญเสียในการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบ direct torque control (DTC) ด้วยการควบคุมปริมาณ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์ให้มีค่าที่ทำให้กำลังสูญเสียน้อย ที่สุดจาก $\frac{dP_{Loss}}{d\psi_s}=0$
18	2020	Hamed Bizhani, S. M. Muyeen, Fatemeh R. Tatari, Fei Gao and Hua Geng	นำเสนอการเปรียบเทียบผลการใช้วิธีการทาง ปัญญาประดิษฐ์ประกอบไปด้วย SA, COA, GA, PSO และ ICA ในการหาจุดประหยัดพลังงานด้วยวิธี search algorithm based loss minimization techniques (SABLMTs)

## 2.2 สรุป

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าทั้ง 2 ชนิด สามารถสรุปได้ว่า โดยส่วนใหญ่จะดำเนินการด้วยวิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ เนื่องจากเป็นวิธีที่สามารถควบคุมฟลักซ์ด้วยการควบคุมค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  และสามารถควบคุมแรงบิดด้วยการควบคุมค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  ได้อย่างอิสระต่อกัน จึงทำให้สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ส่งผลให้ได้สมรรถนะในการควบคุมที่ดีกว่าการควบคุมแบบสเกลาร์

ในส่วนของกระบวนการประหยัดพลังงาน จะทำการพิจารณาและควบคุมค่าตัวแปรที่สนใจให้มีค่าที่เหมาะสมในสถานะโหลดต่าง ๆ เพื่อให้เกิดการประหยัดพลังงาน โดยกระบวนการประหยัดพลังงานที่ได้จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องสามารถจำแนกออกเป็น 3 วิธี ดังนี้

1) **วิธีฐานแบบจำลอง (model based method: MBM)** คือ การหาจุดการทำงาน ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยส่วนใหญ่จะใช้วิธีการหาค่าอนุพันธ์ของสมการทางคณิตศาสตร์จากแบบจำลองดังกล่าว เทียบกับค่าพารามิเตอร์ที่สนใจ ข้อดีของการใช้ MBM คือ สามารถให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว แต่ความแม่นยำในการหาจุดการทำงานที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน จะขึ้นอยู่กับลักษณะของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และความถูกต้องของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้

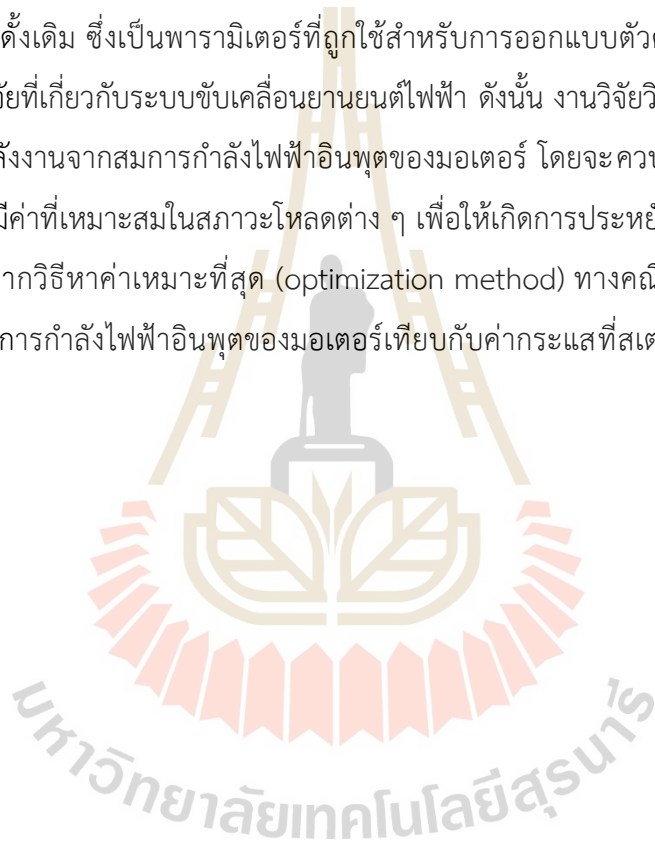
2) **วิธีแบบค้นหา (search method: SM)** คือ การปรับจูนค่าตัวแปรที่สนใจเพื่อหาค่าที่เหมาะสมในสถานะโหลดต่าง ๆ ซึ่งจะเป็นจุดการทำงานที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน เนื่องจากเป็นวิธีค้นหาด้วยการปรับจูนและวัดค่า จึงทำให้ไม่ต้องมีการพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองดังกล่าว แต่ความแม่นยำในการหาค่าตัวแปรที่สนใจสำหรับประหยัดพลังงานไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับเครื่องมือวัดกำลังไฟฟ้า นอกจากนี้ ข้อเสียของวิธีดังกล่าว คือ ให้ผลตอบสนองที่ช้ากว่าการใช้ MBM

3) **วิธีแบบผสมผสาน (MBM+SM)** คือ วิธีที่รวมทั้งสองรูปแบบเข้าด้วยกัน เพื่อผลตอบสนองที่เร็วและมีความแม่นยำเพิ่มมากขึ้น โดยส่วนใหญ่จะใช้ค่าเริ่มต้นในการปรับจูนค่าตัวแปรที่สนใจจาก MBM จากนั้นเริ่มทำการปรับจูนค่าตัวแปรดังกล่าวด้วย SM

จากที่นำเสนอมาทั้งหมดข้างต้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เนื่องจากให้สมรรถนะที่ดีในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ส่วนการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แบ่งออกเป็น 2 วิธี ประกอบไปด้วย การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง และการ



ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เนื่องจากเป็นวิธีที่ไม่ต้องติดตั้งเครื่องมือวัดค่าฟลักซ์ แต่จะใช้การประมาณค่าสลิปจากสมการทางคณิตศาสตร์ ส่วนกระบวนการประหยัดพลังงานจะเลือกใช้ MBM เนื่องจากสามารถให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว เหมาะสำหรับใช้งานในระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่มีสภาวะโหลดเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา และเป็นจุดเริ่มต้นที่ดีสำหรับการพัฒนาการประหยัดพลังงานในระบบยานยนต์ไฟฟ้า โดยในการควบคุมเพื่อให้เกิดการประหยัดพลังงานนั้น เมื่อพิจารณาสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์พบว่าสมการดังกล่าว เป็นสมการที่มีจุดต่ำสุด และประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ที่สามารถหาได้จากการทดสอบมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ถูกใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุม จึงทำให้สามารถหาได้จากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ดังนั้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะพิจารณาการประหยัดพลังงานจากสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์ โดยจะควบคุมค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ให้มีค่าที่เหมาะสมในสภาวะโหลดต่าง ๆ เพื่อให้เกิดการประหยัดพลังงาน ซึ่งค่าดังกล่าวสามารถหาได้จากวิธีหาค่าเหมาะที่สุด (optimization method) ทางคณิตศาสตร์ ด้วยการหาค่าอนุพันธ์ของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์เทียบกับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  แล้วให้ค่าเท่ากับศูนย์



## บทที่ 3

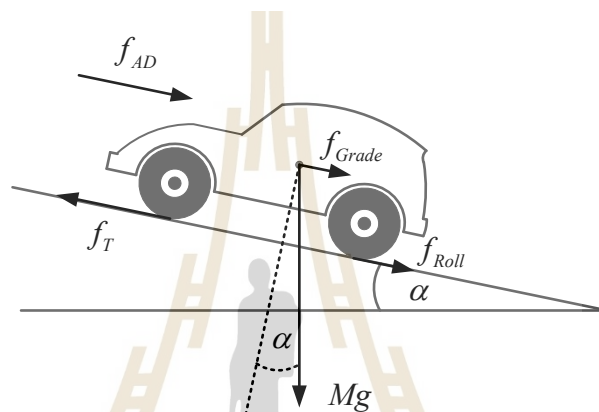
### แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบยานยนต์ไฟฟ้า

#### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งประกอบไปด้วย แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโพลททางกลในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า โดยอาศัยกฎข้อที่สองของนิวตัน ซึ่งจากการวิเคราะห์ดังกล่าวจะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ของแรงแต่ละชนิดและตัวแปรต่าง ๆ ที่จะถูกใช้ในการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า จากนั้นได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน ซึ่งเป็นแบตเตอรี่ที่ถูกใช้เป็นแหล่งกักเก็บและจ่ายพลังงานในระบบยานยนต์ไฟฟ้า นอกจากนี้ได้นำเสนอหลักการแปลงแกนอ้างอิง หลักการดังกล่าวจะถูกใช้ในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ผลจากการแปลงแกนอ้างอิงทำให้ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรมอเตอร์เป็นค่าที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant inductances) (Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk and Scott D. Sudhoff, n.d.) ส่งผลให้ลดความซับซ้อนในการศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์ และการวิเคราะห์สมการเพื่อหาวิธีการประหยัดพลังงาน นอกจากนี้เมื่อทำการแปลงแกนหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส จะทำให้สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ซึ่งเป็นหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ (นำเสนอในบทที่ 4) ในส่วนสุดท้ายของบทนี้ได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร พร้อมกับการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าวด้วยการจำลองสถานการณ์และเปรียบเทียบกับชุดบล็อกสำเร็จรูปใน SimPowerSystems ของ Simulink ในโปรแกรม MATLAB เพื่อเป็นการยืนยันว่า แบบจำลองที่ได้นำเสนอให้ผลตอบสนองที่ถูกต้องสามารถนำไปใช้งานได้

### 3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโหลดทางกลในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า

แรงที่กระทำต่อยานยนต์ไฟฟ้าขณะเคลื่อนที่แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 และเมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่ของยานยนต์ไฟฟ้าโดยอาศัยกฎข้อที่สองของนิวตัน จะได้ดังสมการที่ (3-1) โดย  $M$  คือ มวลรวมของยานยนต์ไฟฟ้า (kg) และ  $a$  คือ ความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้า ( $m/s^2$ ) สามารถแสดงความสัมพันธ์ของแรงขับเคลื่อน แรงต้านการเคลื่อนที่ มวลรวมของยานยนต์ไฟฟ้า และความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้า ได้ดังสมการที่ (3-2)



รูปที่ 3.1 แรงที่กระทำต่อยานยนต์ไฟฟ้าขณะเคลื่อนที่

$$\sum f = Ma \quad (3-1)$$

$$f_T - f_{AD} - f_{Roll} - f_{Grade} = Ma \quad (3-2)$$

- โดย  $f_T$  คือ แรงขับเคลื่อน (tractive force: N )  
 $f_{AD}$  คือ แรงต้านจากอากาศ (aerodynamic drag force: N )  
 $f_{Roll}$  คือ แรงต้านทานการกลิ้ง (rolling resistance force: N )  
 $f_{Grade}$  คือ แรงต้านเนื่องจากน้ำหนักที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน  
 (grading resistance force : N )

**แรงขับเคลื่อน ( $f_T$ )** คือ แรงที่ถูกส่งมาจากมอเตอร์ไฟฟ้าผ่านชุดเกียร์ (gear box หรือ transmission) เพื่อถ่าย (differential) และเพลาล้อ (wheel shaft) มายังล้อของยานยนต์ไฟฟ้าที่ติดอยู่กับพื้นถนน ซึ่งแรงดังกล่าวต้องเอาชนะแรงต้านการเคลื่อนที่ เพื่อให้เกิดการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยความเร่งและความเร็วที่ต้องการ

**แรงต้านจากอากาศ ( $f_{AD}$ )** เกิดจากการเคลื่อนที่ของยานยนต์ไฟฟ้าผ่านมวลอากาศ เนื่องจากรูปร่างที่ซับซ้อนของยานยนต์ไฟฟ้า ส่งผลให้การวิเคราะห์ลักษณะการไหลของอากาศรอบตัวของยานยนต์มีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น โดยทั่วไปจะทำการประมาณค่าแรงต้านจากอากาศ ดังสมการที่ (3-3) ซึ่งความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้ายกกำลังสองมีผลต่อแรงดังกล่าวเป็นอย่างมาก

$$f_{AD} = \frac{1}{2} \zeta C_D A_f (v + v_{wind})^2 \quad (3-3)$$

โดย	$\zeta$	คือ ความหนาแน่นของอากาศ (air mass density: $\text{kg/m}^3$ )
	$C_D$	คือ สัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศ (aerodynamic drag coefficient)
	$A_f$	คือ พื้นที่หน้าตัดของยานยนต์ (frontal area: $\text{m}^2$ )
	$v$	คือ ความเร็วของยานยนต์ (vehicle speed: $\text{m/s}$ )
	$v_{wind}$	คือ ความเร็วลม (wind speed: $\text{m/s}$ )

ค่าความหนาแน่นของอากาศขึ้นอยู่กับสภาพอากาศแวดล้อมในการขับเคลื่อน ประกอบไปด้วย อุณหภูมิ ความชื้น และความดันอากาศ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาที่ความสูงระดับน้ำทะเล (ความดันอากาศ 1 atm) อากาศแห้งและมีอุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส ซึ่งมีค่าความหนาแน่นอากาศเท่ากับ 1.1839 กิโลกรัมต่อลูกบาศก์เมตร

ค่าสัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศ โดยส่วนมากจะถูกระบุเอาไว้ในข้อมูลจำเพาะของยานยนต์ไฟฟ้าแต่ละรุ่น ในปัจจุบันมีค่าอยู่ในช่วง 0.25 - 0.35 สำหรับยานยนต์ไฟฟ้าที่ถูกออกแบบมาเพื่อการประหยัดพลังงานจะมีค่าต่ำกว่า 0.25 เช่น ยานยนต์ไฟฟารุ่น EV1 มีค่าอยู่ที่ 0.19 (M. Nikowitz, 2016) นอกจากนี้ค่าสัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศมีค่าสูงได้ถึง 0.5 สำหรับยานยนต์ไฟฟ้าเปิดประทุน สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้ค่าสัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศเท่ากับ 0.29

พื้นที่หน้าตัดของยานยนต์ไฟฟ้า เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับขนาดและรูปร่างของยานยนต์ไฟฟ้า สามารถพบได้ในแบบรายละเอียดยานยนต์ไฟฟ้าหรือผ่านการทดลองในอุโมงค์ลม (wind tunnel tests) ซึ่งโดยส่วนใหญ่ไม่ได้ระบุค่าดังกล่าวไว้ในข้อมูลจำเพาะอย่างเป็นทางการ ดังนั้นจึงมีหลายงานวิจัยที่ใช้การประมาณค่าพื้นที่หน้าตัดของยานยนต์ไฟฟ้า โดยกำหนดให้มีค่าประมาณ 79% – 90% ของผลคูณระหว่างความกว้างและความสูงของยานยนต์ (E. Grunditz, 2016) สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.38 ตารางเมตร

ความเร็วลมในสมการที่ (3-3) กรณีที่ความเร็วลมมีทิศตรงข้ามกับการเคลื่อนที่ ค่าดังกล่าวจะมีค่าเป็นบวก ซึ่งจะทำให้แรงต้านจากอากาศมีค่าเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้าม กรณีที่ความเร็วลมมีทิศทางเดียวกันกับการเคลื่อนที่ ค่าดังกล่าวจะมีค่าเป็นลบ ทำให้แรงต้านจากอากาศมีค่าลดลง ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะทำการจำลองสถานการณ์โดยกำหนดให้ความเร็วลมมีค่าเป็นศูนย์

**แรงต้านทานการกลิ้ง ( $f_{Roll}$ )** เกิดจากการสัมผัสกันของล้อกับพื้นถนนเพื่อให้เกิดการเคลื่อนที่ของยานยนต์ไฟฟ้า โดยแรงต้านทานการกลิ้งเกิดจากหลายปรากฏการณ์รวมกัน ผลกระทบที่สำคัญประการหนึ่งเกิดจากการบิดตัวของยางรถเข้า ๆ ขณะที่ล้อหมุน ทำให้เกิดฮิสเทอรีซิส (hysteresis) ภายในวัสดุของยาง การคำนวณค่าแรงต้านทานการกลิ้งมีหลายปรากฏการณ์ที่เกี่ยวข้อง โดยทั่วไปแล้วจะใช้การประมาณค่าด้วยสมการที่ (3-4) ซึ่งแรงดังกล่าวถูกพิจารณาผ่านน้ำหนักของยานยนต์ไฟฟ้าคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้ง ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวขึ้นอยู่กับชนิดของยาง แรงดันลมยาง และพื้นถนน โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้ยางยึดติดกับถนนได้ดีในขณะที่มีแรงต้านทานการกลิ้งน้อย ซึ่งมีค่าประมาณ 0.007-0.014

$$f_{Roll} = F_r Mg \cos \alpha \quad (3-4)$$

โดย  $F_r$  คือ สัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้ง (rolling resistance coefficient)  
 $g$  คือ ความเร่งเนื่องจากแรงโน้มถ่วงของโลก (gravity acceleration:  $m/s^2$ )  
 $\alpha$  คือ มุมความลาดเอียงของพื้นถนน (grade angle: rad)

ค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้งขึ้นอยู่กับหลายปัจจัย ประกอบไปด้วย วัสดุที่ใช้ในการผลิตและลักษณะการออกแบบยางของยานยนต์ไฟฟ้า รวมถึงสภาวะการทำงาน โดยปัจจัยในด้านสภาวะการทำงานประกอบไปด้วย แรงดันลมยาง (ค่า  $F_r$  แปรผกผันกับแรงดันลมยาง) อุณหภูมิของยาง (ค่า  $F_r$  แปรผกผันกับอุณหภูมิของยาง) ความเร็วของยานยนต์ (ค่า  $F_r$  แปรผันตรงกับ

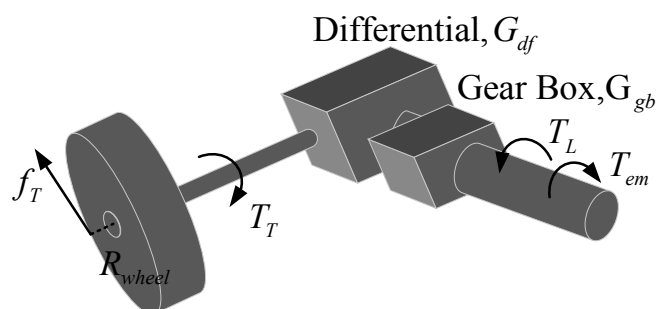
ความเร็วของยานยนต์) และลักษณะพื้นผิวถนน สำหรับการประเมินสมรรถนะการทำงานของยานยนต์ไฟฟ้า โดยทั่วไปจะกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้งเป็นค่าคงที่มีค่าอยู่ในช่วง 0.011-0.015 สำหรับพื้นคอนกรีตแห้ง และอาจจะมีค่าต่ำถึง 0.007-0.009 สำหรับยางชนิดที่ออกแบบพิเศษเพื่อการประหยัดพลังงาน (E. Grunditz, 2016) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ค่า 0.013 ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยสำหรับพื้นคอนกรีตแห้ง และเป็นค่าโดยทั่วไปสำหรับยานยนต์ส่วนบุคคลขนาดกลาง (อังคีร์ ศรีภคการ, 2554)

แรงเนื่องจากน้ำหนักที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน ( $f_{Grade}$ ) คือ แรงที่เกิดขึ้นเมื่อยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนขึ้นไปตามทางลาดชัน ทำให้เกิดแรงย่อยจากน้ำหนักของยานยนต์ที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน ซึ่งแรงดังกล่าวมีทิศทางตรงข้ามกับแรงขับเคลื่อน จึงเป็นแรงต้านการเคลื่อนที่ ในกรณีตรงกันข้าม หากยานยนต์ถูกขับลงทางลาดชัน แรงย่อยที่เกิดขึ้นจะมีทิศทางเดียวกันกับแรงขับเคลื่อน ซึ่งแรงดังกล่าวจะช่วยเสริมแรงขับเคลื่อน แรงเนื่องจากน้ำหนักที่ถ่ายเทไปตามทางลาดชัน แสดงได้ดังสมการที่ (3-5)

$$f_{Grade} = Mg \sin \alpha \quad (3-5)$$

จากแรงต้านการเคลื่อนที่ชนิดต่าง ๆ ในสมการที่ (3-3) ถึงสมการที่ (3-5) ทำการแทนค่าแรงต้านต่าง ๆ ลงในสมการที่ (3-2) จะได้สมการคำนวณแรงขับเคลื่อนที่ต้องใช้ในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ความเร็วและความเร่งใด ๆ ดังสมการที่ (3-6) ซึ่งแรงขับเคลื่อนจะถูกส่งจากมอเตอร์ไฟฟ้า ผ่านชุดเกียร์ และเฟืองท้าย มายังล้อของยานยนต์ไฟฟ้าที่ติดอยู่กับพื้นถนน แสดงดังรูปที่ 3.2

$$f_T = Ma + \frac{1}{2} \zeta C_D A_f v^2 + F_r Mg \cos \alpha + Mg \sin \alpha \quad (3-6)$$



รูปที่ 3.2 ระบบส่งกำลังขับเคลื่อนจากมอเตอร์ไฟฟ้าไปยังล้อรถ

จากรูปที่ 3.2 แรงบิดที่ถูกสร้างโดยมอเตอร์ไฟฟ้า ( $T_{em}$ ) ซึ่งจะต้องเอาชนะแรงบิดโหลด และแรงบิดเนื่องจากโมเมนต์ความเฉื่อย เพื่อให้เกิดการหมุนที่โรเตอร์ แล้วทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของยานยนต์ไฟฟ้า โดยแรงบิดโหลดของระบบยานยนต์ไฟฟ้า คือ แรงบิดขับเคลื่อน ( $T_T$ ) ที่ผ่านชุดเกียร์และเฟืองท้าย ซึ่งมีอัตราทด คือ  $G_{gb}$  และ  $G_{df}$  ตามลำดับ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดโหลดของมอเตอร์และแรงบิดขับเคลื่อนแสดงดังสมการที่ (3-7) ซึ่งไม่พิจารณากำลังงานสูญเสียในชุดเกียร์และเฟืองท้าย

$$T_L = \frac{T_T}{G_{df} G_{gb}} \quad (3-7)$$

แรงบิดขับเคลื่อนกับแรงขับเคลื่อน มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3-8) โดย  $R_{wheel}$  คือ รัศมีล้อของยานยนต์ไฟฟ้า

$$T_T = R_{wheel} f_T \quad (3-8)$$

เมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่ของยานยนต์ไฟฟ้า เมื่อล้อหมุนครบ 1 รอบ จะทำให้เกิดการเคลื่อนที่ได้ระยะทางในหน่วยเมตร ( $distance_{1r}$ ) ดังสมการที่ (3-9) จากความเร็วของยานยนต์ที่มีการเคลื่อนที่ในหน่วยเมตรต่อวินาที สามารถพิจารณาความเร็วเชิงมุมของล้อยานยนต์ไฟฟ้า ( $\omega_{wheel}$ ) ในหน่วยรอบต่อนาทีได้จากสมการที่ (3-10) และสมการความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วทางกลของมอเตอร์ไฟฟ้า ( $\omega_{rm}$ ) กับความเร็วเชิงมุมของล้อยานยนต์ไฟฟ้า แสดงดังสมการที่ (3-11)

$$distance_{1r} = 2\pi R_{wheel} \quad (3-9)$$

$$\omega_{wheel} = \frac{30v}{\pi R_{wheel}} \quad (3-10)$$

$$\omega_{rm} = G_{df} G_{gb} \omega_{wheel} \quad (3-11)$$

พารามิเตอร์ของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโพลิตทางกลในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า สำหรับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (ระบบที่ 1) และระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัส ชนิดแม่เหล็กถาวร (ระบบที่ 2) สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.1 โดยค่าดังกล่าวได้จากการอธิบาย ข้างต้นประกอบกับข้อมูลของยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบัน

ตารางที่ 3.1 ข้อมูลทางกายภาพของยานยนต์ไฟฟ้า

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้	
	ระบบที่ 1	ระบบที่ 2
น้ำหนักรวมของยานยนต์ไฟฟ้าที่ติดตั้งอุปกรณ์พื้นฐานในการทำงาน (curb weight)	1,620 kg	1,365 kg
น้ำหนักของผู้โดยสารและสัมภาระที่มากที่สุด (max. payload)	410 kg	405 kg
น้ำหนักมากที่สุดของยานยนต์ไฟฟ้า เมื่อรวมน้ำหนักของผู้โดยสาร และสัมภาระที่มากที่สุด (gross vehicle mass: GVM)	2,030 kg	1,770 kg
อัตราacarรวมของระบบขับเคลื่อน ( $G_{df} G_{gb}$ )	4.7	3.069
สัมประสิทธิ์แรงต้านอากาศ ( $C_D$ )	0.29	
พื้นที่หน้าตัดของยานยนต์ไฟฟ้า ( $A_f$ )	2.38 m <sup>2</sup>	
สัมประสิทธิ์ความต้านทานการกลิ้ง ( $F_r$ )	0.013	
รัศมีล้อของยานยนต์ไฟฟ้า ( $R_{wheel}$ )	0.31 m	

### 3.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน

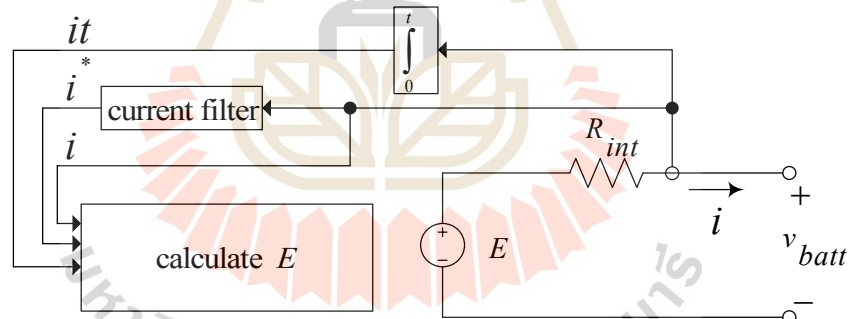
แบตเตอรี่ที่ถูกใช้ในยานยนต์ไฟฟ้าส่วนใหญ่ในปัจจุบัน คือ แบตเตอรี่ลิเทียมไอออน เนื่องจากมีความสามารถในการกักเก็บพลังงานทั้งในเชิงปริมาตร (volumetric energy density) และเชิงมวล (gravimetric energy density) สูงที่สุดเมื่อเทียบกับแบตเตอรี่ชนิดอื่น (นงลักษณ์ มีทอง, 2553), (R. C. Agrawal and G. P. Pandey, 2008) อัตราการสูญเสียประจุระหว่างไม่ใช้งาน (self-discharge rate) ต่ำ และไม่มีปรากฏการณ์ความจำ (memories effect) (บริษัท สีขร จำกัด, 2561) ดังนั้นแบตเตอรี่ชนิดดังกล่าวจึงถูกเลือกใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยการจำลองสถานการณ์ จะใช้แบบจำลองของ Olivier Tremblay and Louis-A. Dessaint (2009) ซึ่งเป็นแบบจำลอง ที่ผ่านการตรวจสอบความถูกต้องแล้วให้ผลใกล้เคียงกับการทดสอบในห้องปฏิบัติการ และได้ถูกจัดทำ



เอาไว้ใน SimPowerSystems ของ Simulink ในโปรแกรม MATLAB ข้อกำหนดของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ มีดังนี้

- กำหนดให้ค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่ (internal resistance) มีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามค่าแอมพลิจูดของกระแส
- ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลอง ซึ่งได้จากการวิเคราะห์กราฟคุณลักษณะการคายประจุ (discharge characteristics) จะถูกใช้ทั้งในกรณีการคายประจุและเก็บประจุ
- ค่าความจุของแบตเตอรี่คงที่ ไม่เปลี่ยนแปลงตามค่าแอมพลิจูดของกระแส (Peukert effect)
- ไม่พิจารณาผลของอุณหภูมิ อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ และการคายประจุด้วยตัวเอง (self-discharge)

แผนภาพบล็อกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออนแสดงดังรูปที่ 3.3 จากรูปดังกล่าวสามารถคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าภายในแบตเตอรี่ ( $E$ ) ได้จากสมการที่ (3-12) และสมการที่ (3-13) สำหรับการทำงานในโหมดปล่อยประจุและโหมดเก็บประจุ ตามลำดับ



รูปที่ 3.3 แผนภาพบล็อกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน

$$E_{\text{Discharge}} = E_0 - K \frac{Q}{Q-it} it - K \frac{Q}{Q-it} i^* + A e^{-B_0 it} \quad (3-12)$$

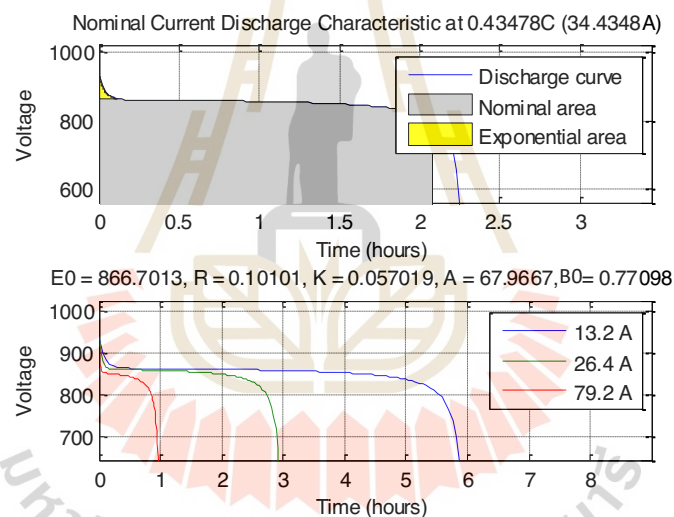
$$E_{\text{Charge}} = E_0 - K \frac{Q}{Q-it} it - K \frac{Q}{it-0.1Q} i^* + A e^{-B_0 it} \quad (3-13)$$

โดย	$E_0$	คือ ค่าแรงดันคงที่ของแบตเตอรี่ (battery constant voltage: V )
	$K$	คือ ค่าคงที่โพลาริเซชัน (polarization constant: V/Ah ) หรือ ความต้านทานโพลาริเซชัน (polarization resistance: $\Omega$ )
	$Q$	คือ ขนาดความจุของแบตเตอรี่ (battery capacity: Ah )
	$it$	คือ ประจุจริงของแบตเตอรี่ (actual battery charge: Ah )
	$A$	คือ แอมพลิจูดเขตเอ็กโพเนนเชียล (exponential zone amplitude: V )
	$B_0$	คือ ค่าคงตัวทางเวลาผกผันเขตเอ็กโพเนนเชียล (exponential zone time constant inverse: (Ah) <sup>-1</sup> )
	$R_{int}$	คือ ความต้านทานภายใน (internal resistance: $\Omega$ )
	$i$	คือ กระแสของแบตเตอรี่ (battery current: A )
	$v_{batt}$	คือ แรงดันของแบตเตอรี่ (battery voltage: V )
	$i^*$	คือ กระแสกรอง (filtered current: A )

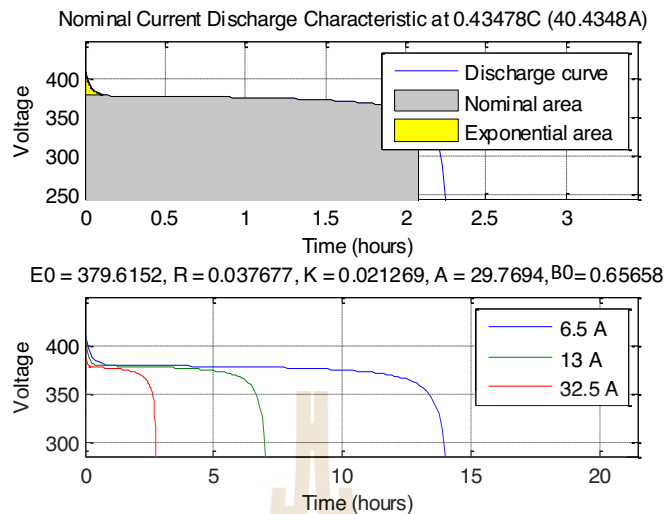
พารามิเตอร์ในสมการที่ (3-12) และสมการที่ (3-13) สามารถค้นหาและวิเคราะห์ได้จากเอกสารข้อมูลของแบตเตอรี่ รวมถึงสามารถใช้ฟังก์ชัน Use parameter based on Battery type and nominal values ด้วยบล็อก Generic battery model ใน SimPowerSystems ของ Simulink ในโปรแกรม MATLAB ในการประมาณค่าพารามิเตอร์จากชนิดและค่าที่ระบุของแบตเตอรี่ แบตเตอรี่ที่ถูกใช้ในยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบัน ส่วนใหญ่มีแรงดันไฟฟ้าอยู่ในช่วง 350 – 410 โวลต์ นอกจากนี้ยานยนต์ไฟฟารุ่นใหม่บางรุ่นที่เปิดตัวตั้งแต่ปี ค.ศ.2020 เป็นต้นไป ได้มีการใช้แบตเตอรี่แรงดันสูง 800 โวลต์ ซึ่งเป็นระดับแรงดันที่ถูกออกแบบมาสำหรับใช้งานร่วมกับเทคโนโลยีชาร์จเร็ว (Christian Jung, 2016) ขนาดความจุของแบตเตอรี่ที่ถูกใช้ในยานยนต์ไฟฟ้าที่พบในปัจจุบันอยู่ในช่วง 30 - 100 กิโลวัตต์ชั่วโมง ข้อมูลและพารามิเตอร์ของแบตเตอรี่ที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ สำหรับระบบที่ 1 และระบบที่ 2 แสดงดังตารางที่ 3.2 กราฟคุณลักษณะการปล่อยประจุ (discharge characteristic) ที่ได้จากสมการที่ (3-12) ของแบตเตอรี่ที่ใช้ในระบบที่ 1 และระบบที่ 2 แสดงดังรูปที่ 3.4 และรูปที่ 3.5 ตามลำดับ

ตารางที่ 3.2 ข้อมูลและพารามิเตอร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน

พารามิเตอร์	ระบบที่ 1	ระบบที่ 2
แรงดันไฟฟ้า	800 V	350.4 V
ขนาดความจุ ( $Q$ )	79.2 kWh	32.6 kWh
แรงดันคงที่ของแบตเตอรี่ ( $E_0$ )	886.7013 V	379.6152 V
ความต้านทานโพลาริเซชัน ( $K$ )	0.057019 $\Omega$	0.021269 $\Omega$
แอมพลิจูดเขตเอ็กโพเนนเชียล ( $A$ )	67.9667 V	29.7694 V
ค่าคงตัวทางเวลาผกผันเขตเอ็กโพเนนเชียล ( $B_0$ )	0.77098 (Ah) <sup>-1</sup>	0.65658 (Ah) <sup>-1</sup>
ความต้านทานภายใน ( $R_{int}$ )	0.10101 $\Omega$	0.037677 $\Omega$



รูปที่ 3.4 กราฟคุณลักษณะการปล่อยประจุของแบตเตอรี่ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนที่ใช้อัตราเร็วหนึ่งวินาทีสามเฟส



รูปที่ 3.5 กราฟคุณลักษณะการปล่อยประจุของแบตเตอรี่ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อน  
ที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

สถานะการประจุไฟฟ้าของแบตเตอรี่ (state of charge: *SOC*) สามารถคำนวณได้จากการประมาณค่าโดยใช้ความสัมพันธ์ของปริพันธ์กระแสไฟฟ้า ดังสมการที่ (3-14) ซึ่งปริมาณดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงปริมาณของประจุที่ยังคงเหลือในแบตเตอรี่โดยเป็นค่าที่แปรผกผันกับค่าความลึกของการคายประจุไฟฟ้า (depth of discharge: *DOD*) แสดงความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3-15)

$$SOC = 100 \left( 1 - \frac{1}{Q_0} \int i dt \right) \quad (3-14)$$

$$SOC = 100\% - DOD \quad (3-15)$$

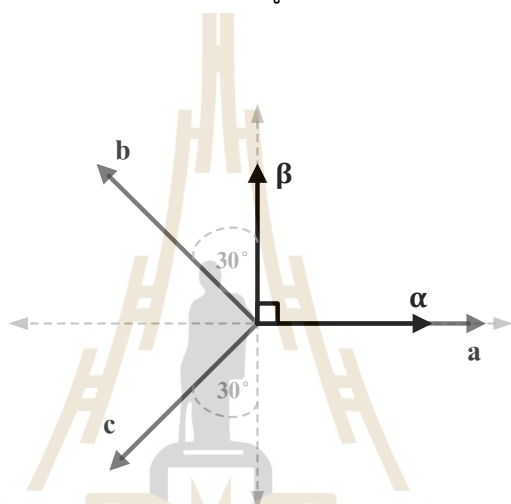
### 3.4 การแปลงแกนอ้างอิง (reference frame transformation)

การพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่เป็นปริมาณไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ประกอบไปด้วยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร แบบจำลองดังกล่าวมีรูปแบบสมการแรงดันไฟฟ้าสามเฟสที่มีเทอมของค่าความเหนี่ยวนำ ซึ่งเป็นตัวแปรที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time varying variable) โดยจะเปลี่ยนแปลงตามค่ามุมของโรเตอร์ ส่งผลให้เกิดความซับซ้อนในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ การวิเคราะห์หลักการทำงาน และการออกแบบตัวควบคุม ดังนั้น จึงใช้หลักการ

แปลงแกนอ้างอิง ซึ่งเป็นการแปลงปริมาณต่าง ๆ ที่เป็นปริมาณไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส ไปเป็นปริมาณสองเฟสบนแกนหมุนใด ๆ ผลจากการแปลงแกนอ้างอิง ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำในสมการดังกล่าวเป็นค่าคงที่ที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งช่วยลดความซับซ้อนของสมการแรงดันไฟฟ้า นอกจากนี้หลักการแปลงแกนอ้างอิง เป็นหลักการพื้นฐานในการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งจะถูกนำเสนอในบทที่ 4

### 3.4.1 การแปลงของคลาร์ก (Clark's transformation)

การแปลงของคลาร์กเป็นการแปลงปริมาณสามเฟส ( $abc$ -axis) ไปเป็นปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$  ( $\alpha\beta$ -axis) โดยมีหลักการแปลงแกนดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การแปลงปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$

พิจารณารูปที่ 3.6 จะได้สมการในการแปลงปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$  ดังสมการที่ (3-16) และ (3-17)

$$f_\alpha = f_a - \frac{1}{2}f_b - \frac{1}{2}f_c \quad (3-16)$$

$$f_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}f_b - \frac{\sqrt{3}}{2}f_c \quad (3-17)$$

จากสมการที่ (3-16) และ (3-17) สามารถเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (3-18) โดยเมตริกซ์การแปลง ( $[T_{\alpha\beta 0}]$ ) แสดงดังสมการที่ (3-19) จากสมการดังกล่าว ตัวแปร  $k$  คือ ค่าคงที่ในการแปลงแกน

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{abc}] \quad (3-18)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}] = k \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

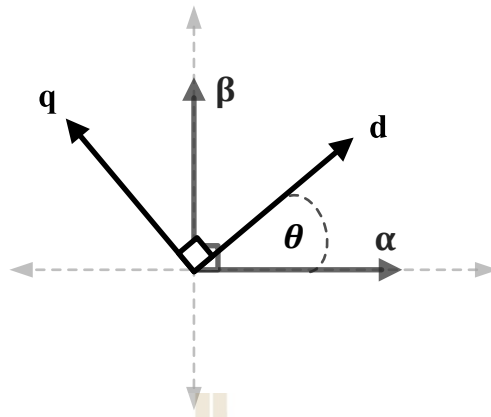
ในทางกลับกัน สามารถแปลงปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$  ไปเป็นปริมาณสามเฟสได้ดังสมการที่ (3-20) โดยมีเมตริกซ์การแปลงกลับ ( $[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}$ ) แสดงดังสมการที่ (3-21)

$$[f_{abc}] = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1}[f_{\alpha\beta 0}] \quad (3-20)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3-21)$$

### 3.4.2 การแปลงของพาร์ค (Park's transformation)

การแปลงของพาร์คเป็นการแปลงปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณบนแกน  $dq$  ( $dq$ -axis) โดยการแปลงแกนดังกล่าวเป็นขั้นตอนที่ต่อยอดจากการแปลงของคลาร์ก แสดงหลักการแปลงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การแปลงปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$  ไปเป็นปริมาณบนแกน  $dq$

พิจารณารูปที่ 3.7 เป็นการหมุนแกน  $dq$  ด้วยมุม  $\theta$  ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ทำให้ได้สมการการแปลงจากแกนหยุดนิ่งเป็นแกนหมุน โดยความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณบนแกน  $dq$  และปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$  แสดงได้ดังสมการที่ (3-22)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

แทนสมการที่ (3-18) และ (3-19) ลงในสมการที่ (3-22) จะได้ดังสมการที่ (3-23) จากนั้นจัดรูปสมการด้วยความสัมพันธ์ทางตรีโกณมิติ จะได้ดังสมการที่ (3-24)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos\theta & \frac{1}{2}\cos\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta & \frac{1}{2}\cos\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\theta \\ -\sin\theta & \frac{1}{2}\sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta & \frac{1}{2}\sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

จากสมการที่ (3-24) สามารถเขียนเมตริกซ์สำหรับรูปแบบการแปลงของพาร์คได้  
 ดังสมการที่ (3-25) โดยเมตริกซ์การแปลง ( $[T_{dq0}]$ ) แสดงดังสมการที่ (3-26) จากสมการดังกล่าว  
 ตัวแปร  $k$  คือ ค่าคงที่ในการแปลงแกน ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ค่า  $k=\frac{2}{3}$  เนื่องจากพิจารณา  
 การแปลงเป็นการแปลงค่ายอด (peak convention)

$$[f_{dq0}] = k[T_{dq0}][f_{abc}] \quad (3-25)$$

$$[T_{dq0}] = k \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

ในทางกลับกัน สามารถแปลงปริมาณบนแกน  $dq$  ไปเป็นปริมาณสามเฟส  
 ได้ดังสมการที่ (3-27) โดยมีเมตริกซ์การแปลงกลับ ( $[T_{dq0}]^{-1}$ ) แสดงดังสมการที่ (3-28)

$$[f_{abc}] = [T_{dq0}]^{-1}[f_{dq0}] \quad (3-27)$$

$$[T_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3-28)$$



### 3.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

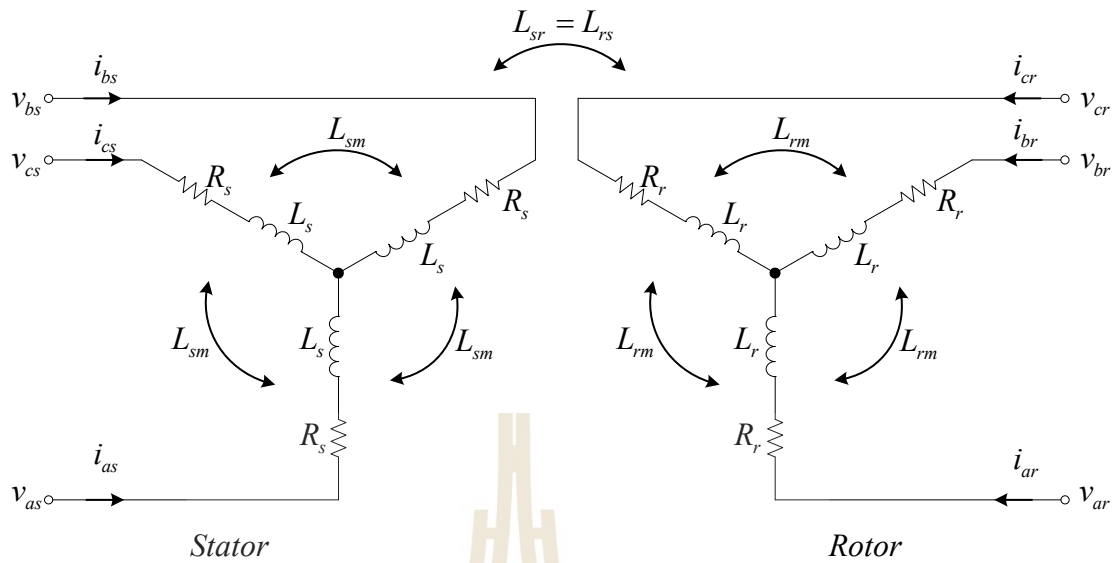
มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมือถือประกอบหลักประกอบไปด้วยสเตเตอร์ (stator) ซึ่งเป็นส่วนที่อยู่กับที่ และโรเตอร์ (rotor) ซึ่งเป็นส่วนที่มีการหมุน โดยสเตเตอร์มีโครงสร้างเป็นขดลวดสามเฟสพันอยู่บนร่องสเตเตอร์ โดยแต่ละเฟสห่างกันด้วยมุม 120 องศา ส่วนโรเตอร์มีทั้งแบบพันขดลวด (wound rotor) และแบบกรงกระรอก (squirrel-cage rotor) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดที่มีโรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอก และขดลวดสเตเตอร์ต่อแบบวาย เมื่อทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเข้าไปที่ขดลวดสเตเตอร์ ผลของกระแสที่ไหลในขดลวดจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุน โดยความเร็วเชิงมุมในการหมุนของสนามแม่เหล็กจะเรียกว่าความเร็วซิงโครนัส (synchronous speed:  $n_s$ ) ความเร็วดังกล่าวจะแปรผันตรงกับความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์ ( $f_s$ ) แต่แปรผกผันกับจำนวนขั้ว ( $P$ ) สามารถคำนวณในหน่วยรอบต่อนาที ได้จากสมการที่ (3-29)

$$n_s = \frac{120 f_s}{P} \quad (3-29)$$

สนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นจะกระจายตัวผ่านช่องว่างอากาศ (air gap) ไปเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ที่มีการต่อแบบลัดวงจรตามกฎของเลนซ์ (Lenz's law) โดยกระแสดังกล่าวจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่โรเตอร์ ซึ่งขั้วแม่เหล็กของโรเตอร์และสเตเตอร์ที่เป็นชนิดขั้วเดียวกันจะผลักกัน และชนิดขั้วต่างกันจะดูดกัน ทำให้โรเตอร์เกิดการหมุนไปกับสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ โดยความเร็วในการหมุนของโรเตอร์จะต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัส เนื่องจากกระแสในโรเตอร์เกิดจากการเหนี่ยวนำของกระแสที่สเตเตอร์ โดยความแตกต่างของความเร็วระหว่างความเร็วโรเตอร์ ( $n_r$ ) กับความเร็วซิงโครนัส จะเรียกว่า สลิป ( $s$ ) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3-30)

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (3-30)$$

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อยู่ในสมมติฐานว่า มอเตอร์มีความสมมาตร ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเท่ากันทุกเฟส และแรงดันที่จ่ายเป็นแบบสามเฟสสมดุล โดยวงจรสมมูลแสดงได้ดังรูปที่ 3.8 จากรูปดังกล่าว วงจรทางด้านซ้ายมือ คือ วงจรสเตเตอร์ และวงจรทางด้านขวามือ คือ วงจรโรเตอร์



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากรูปที่ 3.8 ทำการวิเคราะห์วงจรด้วยกฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) จะได้สมการแรงดันที่สเตเตอร์และสมการแรงดันที่โรเตอร์ ดังสมการที่ (3-31) และสมการที่ (3-32) ตามลำดับ

$$[v_s^{abc}] = [i_s^{abc}]R_s + \frac{d}{dt}[\psi_s^{abc}] \quad (3-31)$$

$$[v_r^{abc}] = [i_r^{abc}]R_r + \frac{d}{dt}[\psi_r^{abc}] \quad (3-32)$$

จากสมการที่ (3-31) และ (3-32) ตัวแปร  $\psi_s^{abc}$  และ  $\psi_r^{abc}$  คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์ และฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ ตามลำดับ โดยฟลักซ์เชื่อมโยงจะอยู่ในเทอมของกระแสและค่าความเหนี่ยวนำ แสดงดังสมการที่ (3-33) เมตริกซ์ย่อยของค่าความเหนี่ยวนำในสมการดังกล่าวประกอบไปด้วยความเหนี่ยวนำในขดลวดตัวเอง และระหว่างขดลวด แสดงเมตริกซ์ย่อยดังสมการที่ (3-34) ถึง (3-37)

$$\begin{bmatrix} \psi_s^{abc} \\ \psi_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss}^{abc} & L_{sr}^{abc} \\ L_{rs}^{abc} & L_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

$[L_{ss}^{abc}]$  คือ เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับขดลวดสเตเตอร์ แสดงดังสมการที่ (3-34)

$$[L_{ss}^{abc}] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3-34)$$

$[L_{rr}^{abc}]$  คือ เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดโรเตอร์กับขดลวดโรเตอร์ แสดงดังสมการที่ (3-35)

$$[L_{rr}^{abc}] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (3-35)$$

$[L_{sr}^{abc}]$  คือ เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดสเตเตอร์กับขดลวดโรเตอร์ แสดงดังสมการที่ (3-36)

$$[L_{sr}^{abc}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (3-36)$$

$[L_{rs}^{abc}]$  คือ เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำระหว่างขดลวดโรเตอร์กับขดลวดสเตเตอร์ แสดงดังสมการที่ (3-37)

$$[L_{rs}^{abc}] = [L_{sr}^{abc}]^T \quad (3-37)$$

จากเมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำในสมการที่ (3-34) ถึง (3-37) จะประกอบไปด้วยค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง (self-inductance) และความเหนี่ยวนำร่วม (mutual inductance) (Magnus Hedin and Linda Lundstrom, 2007) โดย  $L_{ms}$  คือ ความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดสเตเตอร์  $L_{ls}$  คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดสเตเตอร์  $L_{mr}$  คือ ความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดโรเตอร์  $L_{lr}$  คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดโรเตอร์ และ  $L_{sr}$  คือ ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์

จากวงจรในรูปที่ 3.8 ทำการถ่ายโอนปริมาณทางด้านโรเตอร์มาอ้างอิงทางด้านสเตเตอร์เพื่อเชื่อมต่อทั้งสองวงจรเป็นวงจรเดียวกัน ทำได้โดยการอาศัยค่าอัตราส่วนของจำนวนรอบการพันขดลวดสเตเตอร์ ( $N_s$ ) กับจำนวนรอบการพันขดลวดโรเตอร์ ( $N_r$ ) ในการคำนวณ การคำนวณค่าแรงดันที่โรเตอร์ กระแสที่โรเตอร์ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ ความต้านทานโรเตอร์ ความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดโรเตอร์ ความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดโรเตอร์ และความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวดสเตเตอร์ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-38) ถึงสมการที่ (3-44) ตามลำดับ (Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk and Scott D. Sudhoff, n.d.)

$$[v_{r'}^{abc}] = \frac{N_s}{N_r} [v_r^{abc}] \quad (3-38)$$

$$[i_{r'}^{abc}] = \frac{N_r}{N_s} [i_r^{abc}] \quad (3-39)$$

$$[\psi_{r'}^{abc}] = \frac{N_s}{N_r} [\psi_r^{abc}] \quad (3-40)$$

$$R_r' = \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 R_r \quad (3-41)$$

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} \quad (3-42)$$

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \quad (3-43)$$

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} \quad (3-44)$$

จากสมการที่ (3-32) สมการแรงดันที่โรเตอร์ถูกถ่ายโอนมาทางด้านสเตเตอร์ แสดงดังสมการที่ (3-45)

$$[v_{r'}^{abc}] = [i_{r'}^{abc}] R'_r + \frac{d}{dt} [\psi_{r'}^{abc}] \quad (3-45)$$

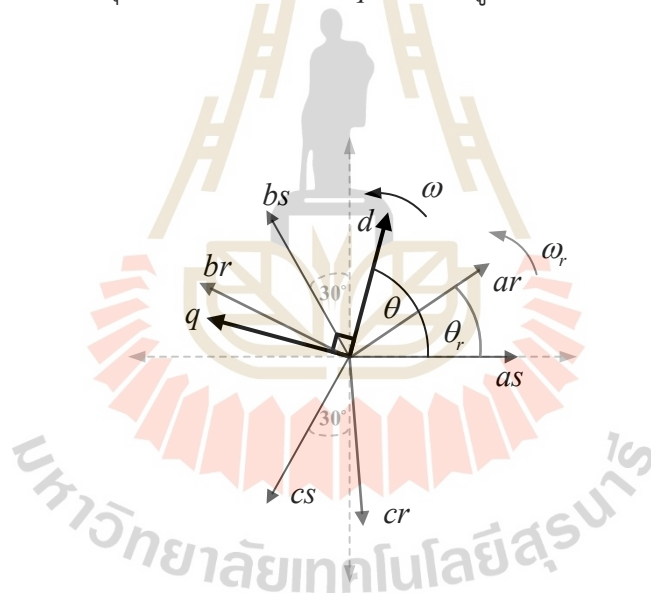
จากเมทริกซ์ลักซ์เชื่อมโยงในสมการที่ (3-33) ทำการถ่ายโอนปริมาณทางด้านวงจรรอเตอร์มาทางด้านสเตเตอร์โดยอาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3-42) ถึงสมการที่ (3-44) จะได้ดังสมการที่ (3-46) โดยผลการถ่ายโอนเมทริกซ์ย่อยแสดงดังสมการที่ (3-47) และ (3-48)

$$\begin{bmatrix} \psi_s^{abc} \\ \psi_{r'}^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss}^{abc} & L_{sr'}^{abc} \\ (L_{sr'}^{abc})^T & L_{rr'}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_{r'}^{abc} \end{bmatrix} \quad (3-46)$$

$$\begin{aligned} [L_{sr'}^{abc}] &= \frac{N_s}{N_r} [L_{sr}^{abc}] \\ &= L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-47)$$

$$\begin{aligned}
 [L_{rr'}^{abc}] &= \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 [L_{rr}^{abc}] \\
 &= \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3-48}$$

จากการอธิบายข้างต้น ปริมาณกระแส แรงดัน และฟลักซ์แม่เหล็กทางด้านวงจรรอเตอร์ ถูกถ่ายโอนมาทางด้านวงจรสเตเตอร์ ขั้นตอนต่อไปเป็นการแปลงแกนอ้างอิง เริ่มต้นด้วยการแปลงสมการแรงดันที่สเตเตอร์ จากสมการที่ (3-31) ให้อยู่บนแกน  $dq$  จะได้ดังสมการที่ (3-49) โดยความสัมพันธ์ระหว่างมุมในการแปลงแกน  $dq$  แสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมในการแปลงแกน  $dq$

$$[T_{dq0}]^{-1} [v_s^{dq0}] = [T_{dq0}]^{-1} [i_s^{dq0}] R_s + \frac{d}{dt} \left( [T_{dq0}]^{-1} [\psi_s^{dq0}] \right) \tag{3-49}$$

ทำการคูณสมการที่ (3-49) ด้วยเมตริกซ์การแปลง  $[T_{dq0}]$  จะได้ดังสมการที่ (3-50)

$$[\mathbf{v}_s^{dq0}] = [\mathbf{i}_s^{dq0}] R_s + [T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}]) \quad (3-50)$$

จากสมการที่ (3-50) พิจารณาเฉพาะเทอม  $[T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}])$  จะได้ดังสมการที่ (3-51)

$$\begin{aligned} [T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}]) &= [T_{dq0}] \left( [T_{dq0}]^{-1} \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] + \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] \right) \\ &= \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] + [T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] \end{aligned} \quad (3-51)$$

จากสมการที่ (3-51) พิจารณาเทอม  $[T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1}$  เมื่อใช้ค่า  $k = \frac{2}{3}$  ในการแปลงแกน จะได้ดังสมการที่ (3-52) โดย  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

$$[T_{dq0}] \frac{d}{dt} [T_{dq0}]^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-52)$$

แทนสมการที่ (3-52) ในสมการที่ (3-51) จะได้ดังสมการที่ (3-53)

$$[T_{dq0}] \frac{d}{dt} ([T_{dq0}]^{-1} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}]) = \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] \quad (3-53)$$

แทนสมการที่ (3-53) ลงในสมการที่ (3-50) จะได้สมการแรงดันที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  ดังสมการที่ (3-54)

$$[v_s^{dq0}] = [i_s^{dq0}]R_s + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\psi_s^{dq0}] + \frac{d}{dt} [\psi_s^{dq0}] \quad (3-54)$$

จากสมการที่ (3-46) ทำการแปลงฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์ซึ่งเป็นปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณบนแกน  $dq$  ด้วยสมการที่ (3-55) ได้ผลการแปลงดังสมการที่ (3-56) โดย  $L_m = \frac{3}{2}L_{ms}$

$$[\psi_s^{dq0}] = \left[ (T_{(\theta)dq0}) [L_{ss}^{abc}] (T_{(\theta)dq0})^{-1} \quad (T_{(\theta)dq0}) [L_{sr'}^{abc}] (T_{(\theta-\theta_r)dq0})^{-1} \right] \begin{bmatrix} i_s^{dq0} \\ i_r' \\ i_{0s} \end{bmatrix} \quad (3-55)$$

$$[\psi_s^{dq0}] = \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \\ i_{dr}' \\ i_{qr}' \\ i_{0r}' \end{bmatrix} \quad (3-56)$$

สำหรับการแรงดันที่โรเตอร์ในสมการที่ (3-45) สามารถดำเนินการได้เช่นเดียวกับสมการแรงดันที่สเตเตอร์ แต่มุมในการแปลงแกนจะมีค่าเท่ากับ  $\theta - \theta_r$  ตามความสัมพันธ์ของมุมดังรูปที่ 3.9 จะได้ผลการแปลงสมการแรงดันที่โรเตอร์ที่อยู่บนแกน  $dq$  ดังสมการที่ (3-57)

$$[v_{r'}^{dq0}] = [i_{r'}^{dq0}]R_r' + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\psi_{r'}^{dq0}] + \frac{d}{dt} [\psi_{r'}^{dq0}] \quad (3-57)$$

การแปลงสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ไปอยู่บนแกน  $dq$  แสดงดังสมการที่ (3-58) และผลการแปลงจะได้ดังสมการที่ (3-59)



$$[\psi_{r', dq0}] = \begin{bmatrix} (T_{(\theta-\theta_r), dq0}) [L_{sr'}^{abc}]^T (T_{(\theta), dq0})^{-1} \\ (T_{(\theta-\theta_r), dq0}) [L_{rr'}^{abc}] (T_{(\theta-\theta_r), dq0})^{-1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_s^{dq0} \\ i_{r'}^{dq0} \end{bmatrix} \quad (3-58)$$

$$[\psi_{r', dq0}] = \begin{bmatrix} \psi'_{dr} \\ \psi'_{qr} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 & L'_r + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L'_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \\ i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (3-59)$$

จากการอธิบายข้างต้น จะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกนหมุนใด ๆ จากนั้นจะทำการเลือกชนิดแกนหมุน ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้งานและปัญหาที่ต้องการพิจารณา โดยในส่วนของโครงสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้แกนหมุนหยุดนิ่ง ( $\omega=0$ ) เพื่อลดความซับซ้อนของสมการแรงดันที่สเตเตอร์ ซึ่งการเลือกแกนหมุนดังกล่าวทำให้แกน  $d$  ตรงกับแกน  $\alpha$  และแกน  $q$  ตรงกับแกน  $\beta$  ดังนั้นสมการแรงดันที่สเตเตอร์และสมการแรงดันที่โรเตอร์ จึงสามารถปรับใหม่ในรูปปริมาณสองเฟสบนแกนหยุดนิ่งดังสมการที่ (3-60) และ (3-62) ตามลำดับ โดยพลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์และโรเตอร์ แสดงดังสมการที่ (3-61) และ (3-63) ตามลำดับ

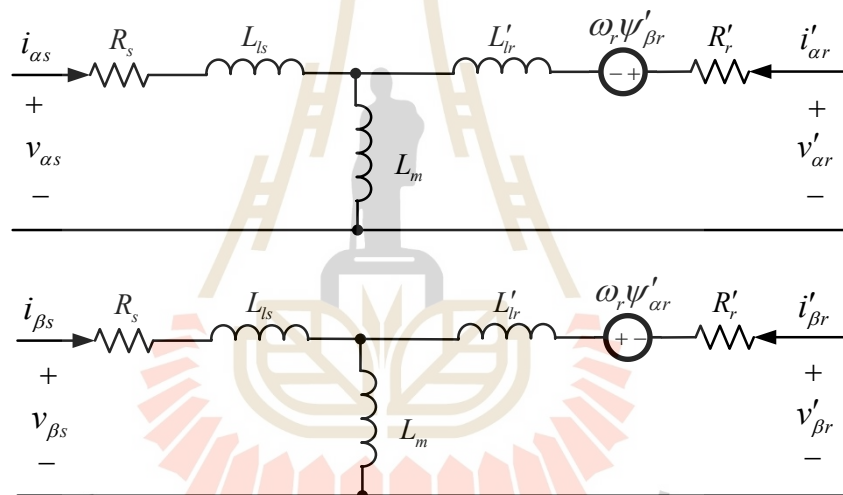
$$[v_s^{\alpha\beta 0}] = [i_s^{\alpha\beta 0}] R_s + \frac{d}{dt} [\psi_s^{\alpha\beta 0}] \quad (3-60)$$

$$[\psi_s^{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \\ \psi_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \\ i'_{\alpha r} \\ i'_{\beta r} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (3-61)$$

$$[v_{r'}^{\alpha\beta 0}] = [i_{r'}^{\alpha\beta 0}] R'_r - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\psi_{r'}^{\alpha\beta 0}] + \frac{d}{dt} [\psi_{r'}^{\alpha\beta 0}] \quad (3-62)$$

$$[\psi_{r'}^{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} \psi'_{ar} \\ \psi'_{\beta r} \\ \psi'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{ar} \\ i'_{\beta r} \\ i'_{0r} \\ i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \quad (3-63)$$

จากสมการที่ (3-60) และ (3-62) สามารถเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $\alpha\beta$  ได้ดังรูปที่ 3.10 ซึ่งจะไม่พิจารณาวงจรสมมูลที่แกนศูนย์ เนื่องจากการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถูกพิจารณาอยู่บนแกนสามเฟสสมดุล



รูปที่ 3.10 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $\alpha\beta$

เมื่อดำเนินการจัดรูปสมการดังกล่าวให้เหลือเฉพาะตัวแปรที่วัดได้ในทางกายภาพและตัวแปรที่จะทำการควบคุม ซึ่งตัวแปรที่จะทำการกำจัดมีอยู่ด้วยกัน 2 ตัวแปร คือ กระแสที่โรเตอร์บนแกน  $\alpha\beta$  ( $[i_r^{\alpha\beta}]$ ) เนื่องจากเป็นปริมาณที่ไม่สามารถวัดได้ในทางกายภาพ และ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน  $\alpha\beta$  ( $[\psi_s^{\alpha\beta}]$ ) เพราะจะใช้แค่ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $\alpha\beta$  ( $[\psi_r^{\alpha\beta}]$ ) ในการพิจารณาการทำงานของมอเตอร์

จากสมการที่ (3-63) ทำการจัดรูปใหม่จะได้สมการที่ (3-64)

$$[i_{r'}^{\alpha\beta}] = \frac{[\psi_{r'}^{\alpha\beta}]}{(L_{lr}' + L_m)} - \frac{L_m}{(L_{lr}' + L_m)} [i_s^{\alpha\beta}] \quad (3-64)$$

จัดรูปสมการที่ (3-61) แทนค่า  $[i_{r'}^{\alpha\beta}]$  จากสมการที่ (3-64) จะได้สมการที่ (3-65)

$$[\psi_s^{\alpha\beta}] = \left( (L_{ls} + L_m) - \frac{L_m^2}{(L_{lr}' + L_m)} \right) [i_s^{\alpha\beta}] + L_m \frac{[\psi_{r'}^{\alpha\beta}]}{(L_{lr}' + L_m)} \quad (3-65)$$

แทนค่า  $[\psi_s^{\alpha\beta}]$  จากสมการที่ (3-65) ลงในสมการที่ (3-60) จะได้สมการที่ (3-66)

$$[v_s^{\alpha\beta 0}] = [i_s^{\alpha\beta 0}] R_s + \left( (L_{ls} + L_m) - \frac{L_m^2}{(L_{lr}' + L_m)} \right) \frac{d}{dt} [i_s^{\alpha\beta}] + \frac{L_m}{(L_{lr}' + L_m)} \frac{d}{dt} [\psi_{r'}^{\alpha\beta}] \quad (3-66)$$

จัดรูปสมการที่ (3-62) จะได้สมการที่ (3-67) จากนั้นแทนค่า  $[i_{r'}^{\alpha\beta}]$  จากสมการที่ (3-64) จะได้สมการที่ (3-68)

$$[v_{r'}^{\alpha\beta}] = [i_{r'}^{\alpha\beta}] R_r' + \frac{d}{dt} [\psi_{r'}^{\alpha\beta}] \pm \omega_r [\psi_{r'}^{\beta\alpha}] \quad (3-67)$$

$$[v_{r'}^{\alpha\beta}] = \frac{R_r'}{(L_{lr}' + L_m)} [\psi_{r'}^{\alpha\beta}] - \frac{R_r' L_m}{(L_{lr}' + L_m)} [i_s^{\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\psi_{r'}^{\alpha\beta}] \pm \omega_r [\psi_{r'}^{\beta\alpha}] \quad (3-68)$$

จากสมการที่ (3-66) และ (3-68) สามารถแสดงสมการแรงดันที่สเตเตอร์และที่โรเตอร์เพื่อใช้ในการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังสมการที่ (3-69) ถึงสมการที่ (3-72) ซึ่งเป็นสมการที่ผ่านการกำจัดตัวแปร  $[i_{r'}^{\alpha\beta}]$  และ  $[\psi_s^{\alpha\beta}]$

$$v_{\alpha s} = i_{\alpha s} R_s + \left( (L_{ls} + L_m) - \frac{L_m^2}{(L'_{lr} + L_m)} \right) \frac{d}{dt} i_{\alpha s} + \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)} \frac{d}{dt} \psi'_{\alpha r} \quad (3-69)$$

$$v_{\beta s} = i_{\beta s} R_s + \left( (L_{ls} + L_m) - \frac{L_m^2}{(L'_{lr} + L_m)} \right) \frac{d}{dt} i_{\beta s} + \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)} \frac{d}{dt} \psi'_{\beta r} \quad (3-70)$$

$$v'_{\alpha r} = \frac{R'_r}{(L'_{lr} + L_m)} \psi'_{\alpha r} - \frac{R'_r L_m}{(L'_{lr} + L_m)} i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \psi'_{\alpha r} + \omega_r \psi'_{\beta r} = 0 \quad (3-71)$$

$$v'_{\beta r} = \frac{R'_r}{(L'_{lr} + L_m)} \psi'_{\beta r} - \frac{R'_r L_m}{(L'_{lr} + L_m)} i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \psi'_{\beta r} - \omega_r \psi'_{\alpha r} = 0 \quad (3-72)$$

สมการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $dq$  แสดงดังสมการที่ (3-73)

$$P_{out,dq0} = T_{em} \omega_{rm} \quad (3-73)$$

โดย  $\omega_{rm}$  คือ ค่าความเร็วทางกลของโรเตอร์ ซึ่งสามารถแปลงให้อยู่ในรูปความเร็วทางไฟฟ้าของโรเตอร์ได้ดังสมการที่ (3-74)

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm} \quad (3-74)$$

จัดรูปสมการที่ (3-74) จะได้ว่า  $\omega_{rm} = \frac{2}{P} \omega_r$  จากนั้นแทนค่าลงในสมการที่ (3-73) จะได้ดังสมการที่ (3-75)

$$P_{out,dq0} = \frac{2}{P} T_{em} \omega_r \quad (3-75)$$

จัดรูปสมการที่ (3-75) ให้อยู่ในรูปสมการแรงบิดทางไฟฟ้า จะได้ดังสมการที่ (3-76)

$$T_{em} = \frac{P}{2\omega_r} P_{in,dq0} \quad (3-76)$$

ผลรวมของกำลังไฟฟ้าอินพุตพิจารณาได้จากขดลวดสเตเตอร์และขดลวดโรเตอร์ รวมทั้งหมด 6 ขดลวด แสดงดังสมการที่ (3-77) จากนั้นจัดสมการให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ จะได้ดังสมการที่ (3-78) และ (3-79)

$$P_{in,abc} = v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} + v'_{ar} i'_{ar} + v'_{br} i'_{br} + v'_{cr} i'_{cr} \quad (3-77)$$

$$P_{in,abc} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v'_{ar} \\ v'_{br} \\ v'_{cr} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} i'_{ar} \\ i'_{br} \\ i'_{cr} \end{bmatrix} \quad (3-78)$$

$$P_{in,abc} = [v_s^{abc}]^t [i_s^{abc}] + [v_{r'}^{abc}]^t [i_{r'}^{abc}] \quad (3-79)$$

จากสมการที่ (3-79) สามารถเขียนให้อยู่บนแกน  $dq$  ได้ดังสมการที่ (3-80)

$$P_{in,dq0} = \left( [T_{dq0}]^{-1} [v_s^{dq0}] \right)^t [T_{dq0}]^{-1} [i_s^{dq0}] + \left( [T_{dq0}]^{-1} [v_{r'}^{dq0}] \right)^t [T_{dq0}]^{-1} [i_{r'}^{dq0}] \quad (3-80)$$

จัดรูปสมการที่ (3-80) จะได้ดังสมการที่ (3-81) โดยเทอม  $\left( [T_{dq0}]^{-1} \right)^t [T_{dq0}]^{-1}$  แสดงดังสมการที่ (3-82)

$$P_{in,dq0} = [v_s^{dq0}]^t \left( [T_{dq0}]^{-1} \right)^t [T_{dq0}]^{-1} [i_s^{dq0}] + [v_{r'}^{dq0}]^t \left( [T_{dq0}]^{-1} \right)^t [T_{dq0}]^{-1} [i_{r'}^{dq0}] \quad (3-81)$$

$$\left( [T_{dq0}]^{-1} \right)' [T_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \quad (3-82)$$

แทนสมการที่ (3-82) ลงในสมการที่ (3-81) จะได้ดังสมการที่ (3-83) จากนั้นทำการคูณเมตริกซ์ จะได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (3-84)

$$P_{in,dq0} = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v'_{dr} \\ v'_{qr} \\ v'_{0r} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{dr} \\ i'_{qr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (3-83)$$

$$P_{in,dq0} = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} + 2v_{0s} i_{0s} + v'_{dr} i'_{dr} + v'_{qr} i'_{qr} + 2v'_{0r} i'_{0r}) \quad (3-84)$$

แทนค่า  $[v_s^{dq0}]$  และ  $[v_r^{dq0}]$  จากสมการที่ (3-54) และ (3-57) ตามลำดับ ลงในสมการที่ (3-84) จากนั้นจัดรูปสมการจะได้ดังสมการที่ (3-85)

$$P_{in,dq0} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} i_{ds}^2 R_s - \omega i_{ds} \psi_{qs} + i_{ds} \frac{d}{dt} \psi_{ds} + i_{qs}^2 R_s + \omega i_{qs} \psi_{ds} \\ + i_{qs} \frac{d}{dt} \psi_{qs} + 2i_{0s}^2 R_s + 2i_{0s} \frac{d}{dt} \psi_{0s} + i'_{dr}{}^2 R_r' \\ - (\omega - \omega_r) i'_{dr} \psi'_{qr} + i'_{dr} \frac{d}{dt} \psi'_{dr} + i'_{qr}{}^2 R_r' + (\omega - \omega_r) i'_{qr} \psi'_{dr} \\ + i'_{qr} \frac{d}{dt} \psi'_{qr} + 2i'_{0r}{}^2 R_r' + 2i'_{0r} \frac{d}{dt} \psi'_{0r} \end{pmatrix} \quad (3-85)$$

จากสมการที่ (3-85) เทอม  $i^2 R$  คือ กำลังสูญเสียที่ขดลวด เทอม  $i \frac{d}{dt} \psi$  คือ อัตราการสับเปลี่ยนของกำลังงานสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างขดลวด และเทอม  $\omega \psi i$  คือ อัตราของการแปลงกำลังไฟฟ้าไปเป็นกำลังงานทางกล (ภักดี สวัสดิ์นะที, 2556) ในการคำนวณค่าแรงบิดจะพิจารณา

เฉพาะเทอม  $\omega\psi_i$  ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของมอเตอร์ ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการ  $P_{out,dq0}$  ได้ดังสมการที่ (3-86) และจัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (3-87)

$$P_{out,dq0} = \frac{3}{2} \left( -\omega i_{ds} \psi_{qs} + \omega i_{qs} \psi_{ds} - (\omega - \omega_r) i'_{dr} \psi'_{qr} + (\omega - \omega_r) i'_{qr} \psi'_{dr} \right) \quad (3-86)$$

$$P_{out,dq0} = \frac{3}{2} \left( \omega (i_{qs} \psi_{ds} - i_{ds} \psi_{qs}) + (\omega - \omega_r) (i'_{qr} \psi'_{dr} - i'_{dr} \psi'_{qr}) \right) \quad (3-87)$$

แทนสมการที่ (3-87) ลงในสมการที่ (3-76) จะได้ดังสมการที่ (3-88)

$$T_{em} = \frac{3}{2\omega_r} \left( \omega (i_{qs} \psi_{ds} - i_{ds} \psi_{qs}) + (\omega - \omega_r) (i'_{qr} \psi'_{dr} - i'_{dr} \psi'_{qr}) \right) \quad (3-88)$$

จากสมการที่ (3-56) และสมการที่ (3-59) สามารถเขียนสมการของฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  และฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $dq$  ได้ดังสมการที่ (3-89) และ (3-90) ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i'_{dr} \\ (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i'_{qr} \end{bmatrix} \quad (3-89)$$

$$\begin{bmatrix} \psi'_{dr} \\ \psi'_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L'_{lr} + L_m) i'_{dr} + L_m i_{ds} \\ (L'_{lr} + L_m) i'_{qr} + L_m i_{qs} \end{bmatrix} \quad (3-90)$$

พิจารณาเทอม  $i_{qs} \psi_{ds} - i_{ds} \psi_{qs}$  ในสมการที่ (3-88) โดยแทนค่า  $\psi_{ds}$  และ  $\psi_{qs}$  ที่ได้จากสมการที่ (3-89) จะได้ดังสมการที่ (3-91)

$$i_{qs} \psi_{ds} - i_{ds} \psi_{qs} = L_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (3-91)$$

พิจารณาเทอม  $i'_{qr} \psi'_{dr} - i'_{dr} \psi'_{qr}$  ในสมการที่ (3-88) โดยแทนค่า  $\psi'_{dr}$  และ  $\psi'_{qr}$  ที่ได้จากสมการที่ (3-90) จะได้ดังสมการที่ (3-92)

$$i'_{qr}\psi'_{dr} - i'_{dr}\psi'_{qr} = -L_m(i'_{qs}i'_{dr} - i'_{ds}i'_{qr}) \quad (3-92)$$

จากสมการที่ (3-91) และ (3-92) จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3-93)

$$i'_{qs}\psi_{ds} - i'_{ds}\psi_{qs} = L_m(i'_{qs}i'_{dr} - i'_{ds}i'_{qr}) = -(i'_{qr}\psi'_{dr} - i'_{dr}\psi'_{qr}) \quad (3-93)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (3-93) สามารถเขียนสมการที่ (3-88) ใหม่ได้ดังสมการที่ (3-94)

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3P}{22}(i'_{dr}\psi'_{qr} - i'_{qr}\psi'_{dr}) \\ &= \frac{3P}{22}(i'_{qs}\psi_{ds} - i'_{ds}\psi_{qs}) \\ &= \frac{3P}{22}L_m(i'_{qs}i'_{dr} - i'_{ds}i'_{qr}) \end{aligned} \quad (3-94)$$

เนื่องจากการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะพิจารณาบนแกนหยุดนิ่ง ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการแรงบิดดังกล่าวให้อยู่บนแกน  $\alpha\beta$  ได้ดังสมการที่ (3-95)

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3P}{22}(i'_{\alpha r}\psi'_{\beta r} - i'_{\beta r}\psi'_{\alpha r}) \\ &= \frac{3P}{22}(i'_{\beta s}\psi_{\alpha s} - i'_{\alpha s}\psi_{\beta s}) \\ &= \frac{3P}{22}L_m(i'_{\beta s}i'_{\alpha r} - i'_{\alpha s}i'_{\beta r}) \end{aligned} \quad (3-95)$$

สมการอนุพันธ์ของความเร็ทางไฟฟ้าของโรเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (3-96)

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{P}{2}\left(\frac{T_{em} - T_L}{J}\right) \quad (3-96)$$

จากสมการที่ได้ ทำการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการสร้างบล็อกบน Simulink ในโปรแกรม MATLAB เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองด้วยขั้นตอนต่อไป



จากสมการ (3-71) จัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (3-97)

$$\frac{d}{dt}\psi'_{\alpha r} = -\frac{R'_r}{(L'_{lr} + L_m)}\psi'_{\alpha r} + \frac{R'_r L_m}{(L'_{lr} + L_m)}i_{\alpha s} - \omega_r \psi'_{\beta r} \quad (3-97)$$

จากสมการ (3-72) จัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่ (3-98)

$$\frac{d}{dt}\psi'_{\beta r} = -\frac{R'_r}{(L'_{lr} + L_m)}\psi'_{\beta r} + \frac{R'_r L_m}{(L'_{lr} + L_m)}i_{\beta s} + \omega_r \psi'_{\alpha r} \quad (3-98)$$

แทนค่า  $\frac{d}{dt}\psi'_{\alpha r}$  ในสมการ (3-97) ลงในสมการที่ (3-69) จะได้ดังสมการที่ (3-99)

$$\left( (L'_{ls} + L_m) - \frac{L_m^2}{(L'_{lr} + L_m)} \right) \frac{d}{dt}i_{\alpha s} = v_{\alpha s} - \left( \frac{R'_r L_m^2}{(L'_{lr} + L_m)^2} + R'_s \right) i_{\alpha s} + \frac{L_m R'_r}{(L'_{lr} + L_m)^2} \psi'_{\alpha r} + \frac{L_m \omega_r}{(L'_{lr} + L_m)} \psi'_{\beta r} \quad (3-99)$$

แทนค่า  $\frac{d}{dt}\psi'_{\beta r}$  ในสมการ (3-98) ลงในสมการที่ (3-70) จะได้ดังสมการที่ (3-100)

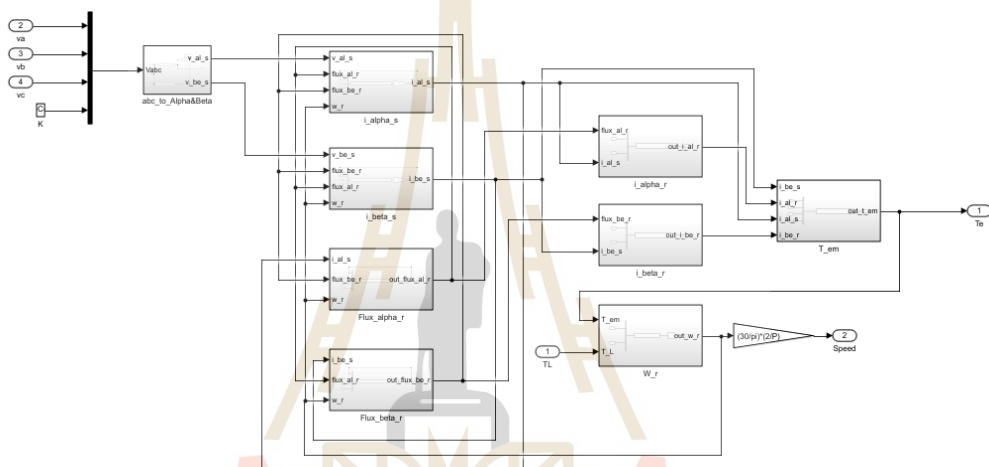
$$\left( (L'_{ls} + L_m) - \frac{L_m^2}{(L'_{lr} + L_m)} \right) \frac{d}{dt}i_{\beta s} = v_{\beta s} - \left( R'_s + \frac{R'_r L_m^2}{(L'_{lr} + L_m)^2} \right) i_{\beta s} + \frac{L_m R'_r}{(L'_{lr} + L_m)^2} \psi'_{\beta r} - \frac{L_m \omega_r}{(L'_{lr} + L_m)} \psi'_{\alpha r} \quad (3-100)$$

จากสมการที่ (3-90) สามารถแสดงสมการกระแสที่โรเตอร์บนแกน  $\alpha$  และสมการกระแสที่โรเตอร์บนแกน  $\beta$  ได้ดังสมการที่ (3-101) และ (3-102) ตามลำดับ

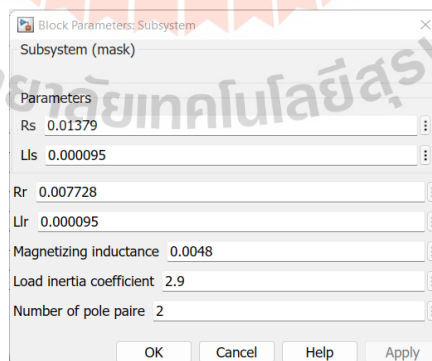
$$i'_{\alpha r} = \frac{\psi'_{\alpha r}}{(L'_{lr} + L_m)} - \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)} i_{\alpha s} \quad (3-101)$$

$$i'_{\beta r} = \frac{\psi'_{\beta r}}{(L'_{lr} + L_m)} \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)} i_{\beta s} \quad (3-102)$$

ทำการสร้างบล็อกด้วยสมการที่ (3-95) ถึงสมการที่ (3-102) จากนั้นเชื่อมต่อบล็อกที่ได้รวมเข้าด้วยกัน ทำให้ได้บล็อกของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้นำเสนอ ดังรูปที่ 3.11 จากนั้นสร้างบล็อกพารามิเตอร์ด้วยคำสั่ง Mask เพื่อใช้ในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.11 การเชื่อมต่อบล็อกเพื่อสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



รูปที่ 3.12 การสร้างบล็อกพารามิเตอร์ด้วยคำสั่ง Mask และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

ทำการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (IM model) ที่ได้นำเสนอ โดยจำลองสถานการณ์เทียบกับ exact topological model ที่ได้จาก SimPowerSystems ของ Simulink ในโปรแกรม MATLAB ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้งสองแบบจำลองใช้ค่าเดียวกันแสดงดังตารางที่ 3.3 ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในยานยนต์ไฟฟ้า (Chedd study, n.d.) และพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกใช้ในการพิจารณาการประหยัดพลังงานในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ด้วยเช่นกัน ในขณะที่พิกัดของมอเตอร์ดังกล่าวแสดงดังตารางที่ 3.4

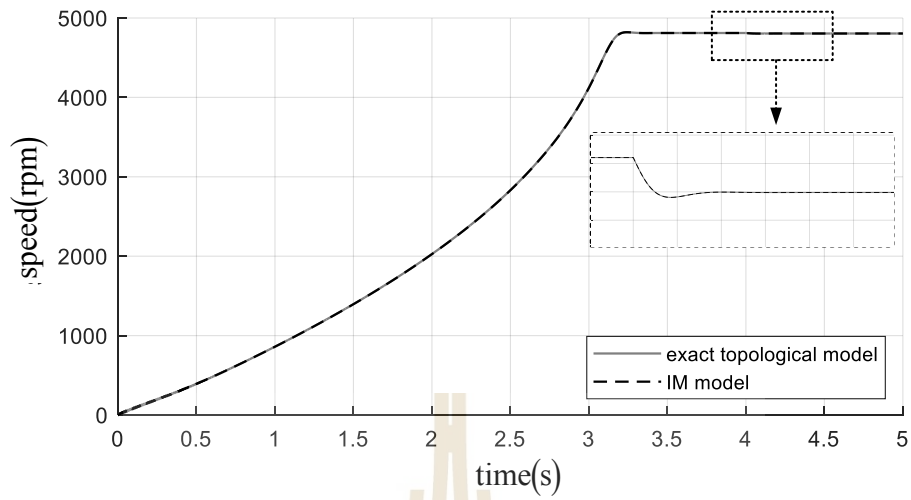
ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$R_s$	13.79 m $\Omega$	ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
$R_r'$	7.728 m $\Omega$	ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ที่ถ่ายโอนมาทางด้านสเตเตอร์
$L_{ls}$	95 $\mu$ H	ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์
$L_{lr}'$	95 $\mu$ H	ความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์ที่ถ่ายโอนมาทางด้านสเตเตอร์
$L_m$	4.8 mH	ความเหนี่ยวนำร่วม
$J$	2.9 kg·m <sup>2</sup>	โมเมนต์ความเฉื่อย
$P$	2 poles	จำนวนขั้วแม่เหล็กไฟฟ้า

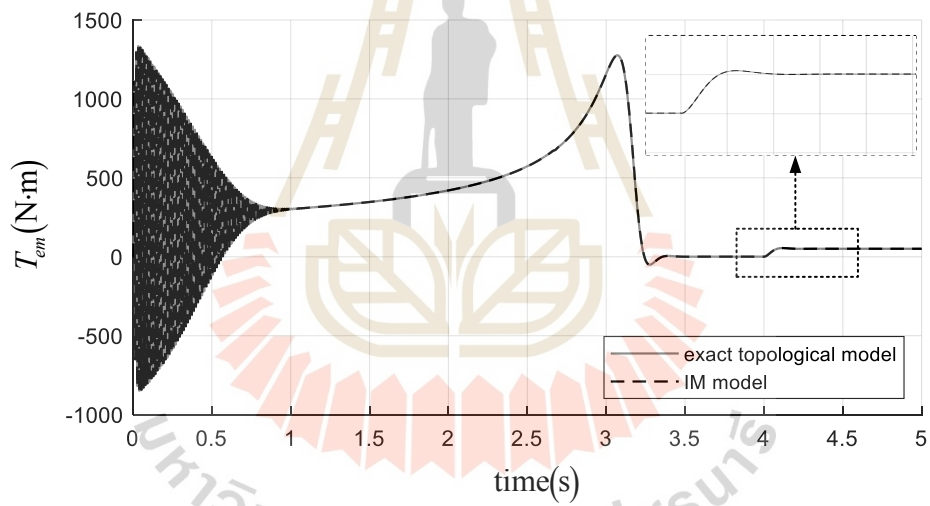
ตารางที่ 3.4 พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

พารามิเตอร์	รายละเอียด
พิกัดกำลัง	170 HP (125 kW)
ความถี่ที่พิกัด	80 Hz
แรงดันที่พิกัด	400 V <sub>L-L</sub>
ความเร็วที่พิกัด	4,768 rpm

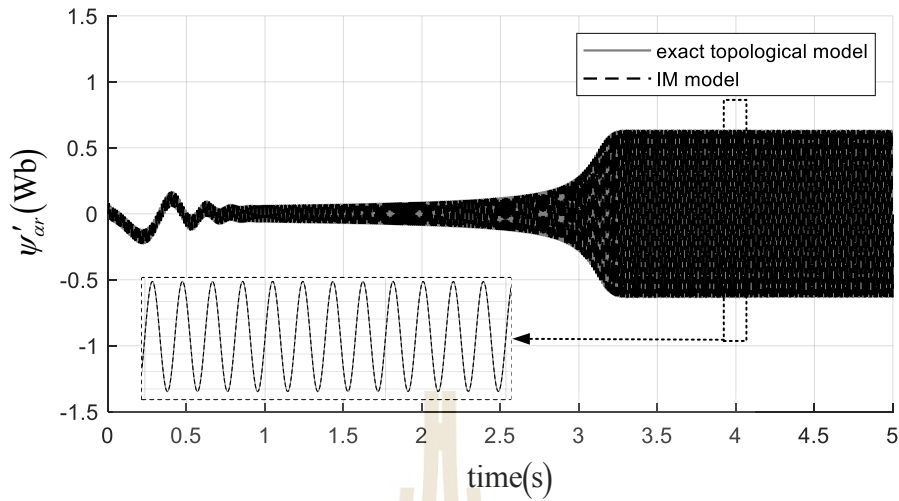
การจำลองสถานการณ์เริ่มต้นด้วยการเดินเครื่องมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจนกระทั่งเข้าสู่สภาวะคงตัว จากนั้นปรับค่าแรงบิดโหลดจาก 0 เป็น 50 นิวตันเมตร ที่เวลา 4 วินาที แสดงกราฟผลการเปรียบเทียบค่าแรงบิดของมอเตอร์ ค่าความเร็วทางกล ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $\alpha$  และค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $\beta$  ดังรูปที่ 3.13 ถึงรูปที่ 3.16 ตามลำดับ



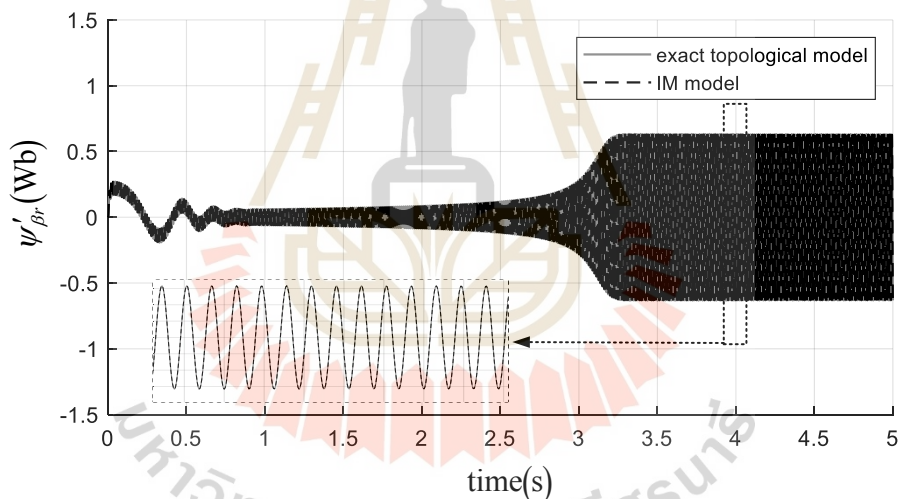
รูปที่ 3.13 ความเร็วทางกล



รูปที่ 3.14 แรงบิดของมอเตอร์



รูปที่ 3.15 พล็อตซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $\alpha$



รูปที่ 3.16 พล็อตซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $\beta$

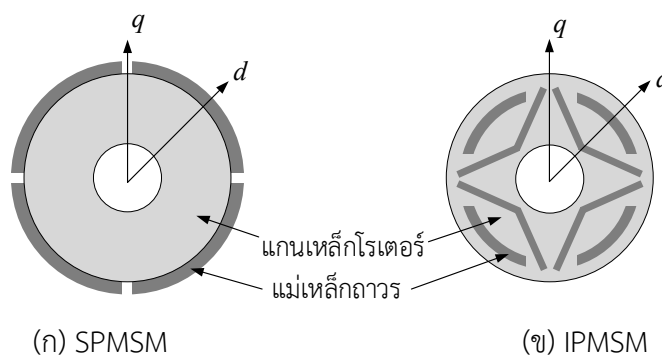
ผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่า แบบจำลองดังกล่าวให้ผลตอบสนองที่ถูกต้องแม่นยำทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะคงตัว ดังนั้นจึงสามารถใช้แบบจำลองที่สร้างขึ้นสำหรับการศึกษาพฤติกรรมการทำงาน และนำผลการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 รวมถึงสามารถใช้ในการหาแนวทางในการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งจะนำเสนอในบทที่ 5

### 3.6 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีโครงสร้างคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส คือ มอเตอร์ประกอบด้วยหลักประกอบไปด้วยสเตเตอร์เป็นส่วนที่อยู่กับที่ และโรเตอร์เป็นส่วนที่มีการหมุน โดยสเตเตอร์มีโครงสร้างเป็นขดลวดสามเฟสพันอยู่บนร่องสเตเตอร์ แต่ละเฟสห่างกันด้วยมุม 120 องศา แต่จุดที่แตกต่างกัน คือ โรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีลักษณะเป็นแกนเหล็กและมีการติดตั้งแม่เหล็กถาวรเพื่อใช้ในการสร้างฟลักซ์ที่โรเตอร์ โดยการจัดเรียงแม่เหล็กถาวรมีรูปแบบที่แตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับการออกแบบของผู้ผลิต ทั้งนี้ สามารถจำแนกออกเป็น 2 ชนิด ประกอบไปด้วย

1) มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรติดตั้งบนผิวโรเตอร์ (surface-mounted permanent magnet synchronous motor: SPMSM) เป็นชนิดที่แม่เหล็กถาวร (permanent magnet) ถูกติดตั้งเอาไว้บริเวณผิวของแกนเหล็กโรเตอร์ (rotor iron) จึงทำให้มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน ส่งผลให้เป็นชนิดที่มีราคาถูก เมื่อเปรียบเทียบกับชนิดที่แม่เหล็กถาวรถูกฝังเอาไว้ในแกนเหล็กโรเตอร์ เนื่องจากความซาบซึมได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ (relative permeability) ของแม่เหล็กมีค่าใกล้เคียงกับอากาศ ( $\mu_r \approx 1$ ) จึงทำให้โรเตอร์เป็นแบบไอโซทรอปิก (isotropic) คือ  $L_{ds} \approx L_{qs}$  (Daniel Martinez, 2012) โดยโรเตอร์ของ SPMSM แสดงดังรูปที่ 3.17 (ก)

2) มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรติดตั้งภายในโรเตอร์ (interior permanent magnet synchronous motor: IPMSM) เป็นชนิดที่แม่เหล็กถาวรถูกฝังเอาไว้ในแกนเหล็กโรเตอร์ จึงทำให้มีความหนาสูง แต่ด้วยโครงสร้างที่ซับซ้อน จึงทำให้มีราคาที่สูง เนื่องด้วยการวางตัวของแม่เหล็กที่มีค่าความซาบซึมได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ต่างจากแกนเหล็กจึงทำให้โรเตอร์ไม่เป็นแบบไอโซทรอปิก คือ  $L_{ds} \neq L_{qs}$  (Rong Yang, B. Sc. and M. Sc., 2016) โดยโรเตอร์ของ IPMSM แสดงดังรูปที่ 3.17 (ข)

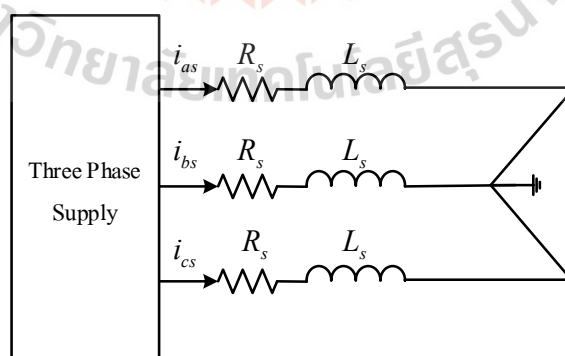


รูปที่ 3.17 โครงสร้างโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาโครงสร้างของโรเตอร์ในรูปแบบ IPMSM เนื่องจากเป็นชนิดที่ถูกใช้ในยานยนต์ไฟฟ้าส่วนใหญ่ในปัจจุบัน (Damijan Miljavec, 2020) หลักการทำงานของมอเตอร์ชนิดดังกล่าวเริ่มต้นด้วยการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเข้าไปที่ขดลวดสเตเตอร์ ผลของกระแสที่ไหลในขดลวดจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนเช่นเดียวกันกับการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยความเร็วเชิงมุมในการหมุนของสนามแม่เหล็กจะเรียกว่าความเร็วซิงโครนัส (synchronous speed:  $n_s$ ) ความเร็วดังกล่าวจะแปรผันตรงกับความเร็วของกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดสเตเตอร์ ( $f_s$ ) แต่แปรผกผันกับจำนวนขั้ว ( $P$ ) สามารถคำนวณในหน่วยรอบต่อนาที ได้จากสมการที่ (3-29)

สนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าสามเฟสที่ไหลในขดลวดสเตเตอร์จะกระจายตัวผ่านช่องว่างอากาศ ในขณะที่แม่เหล็กถาวรทำหน้าที่ในการสร้างสนามแม่เหล็กที่โรเตอร์ ซึ่งขั้วแม่เหล็กของโรเตอร์และสเตเตอร์ที่เป็นชนิดขั้วเดียวกันจะผลักกัน และชนิดขั้วต่างกันจะดูดกัน ทำให้โรเตอร์เกิดการหมุนไปกับสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ โดยความเร็วในการหมุนของโรเตอร์จะเท่ากับความเร็วซิงโครนัส

มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่จะพิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้อยู่ในสมมติฐานที่ว่ามีความสมมาตร ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเท่ากันทุกเฟส และแรงดันที่จ่ายเป็นแบบสามเฟสสมดุล โดยวงจรสมมูลแสดงได้ดังรูปที่ 3.18 ซึ่งเป็นวงจรของขดลวดสเตเตอร์เชื่อมต่อแบบวาย เนื่องจากสนามแม่เหล็กที่โรเตอร์ถูกสร้างด้วยแม่เหล็กถาวร จึงทำให้ไม่มีวงจรสมมูลของขดลวดโรเตอร์



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

จากวงจรสมมูล ทำการวิเคราะห์ห้วงจรด้วยกฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) จะได้สมการแรงดันที่สเตเตอร์ดังสมการที่ (3-103)

$$[v_s^{abc}] = [i_s^{abc}]R_s + \frac{d}{dt}[\psi_s^{abc}] \quad (3-103)$$

จากสมการที่ (3-103) เมตริกซ์  $[\psi_s^{abc}]$  คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์ ซึ่งจะอยู่ในเทอมของกระแสและค่าความเหนี่ยวนำ และเทอมของค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดจากแม่เหล็กถาวร ( $[\psi_m^{abc}]$ ) แสดงดังสมการที่ (3-104) โดยทุก ๆ เฟสของขดลวดสเตเตอร์จะมีฟลักซ์เชื่อมโยงทั้งภายในเฟสตัวเอง และระหว่างเฟส แสดงดังสมการที่ (3-105) (Wang Han, 2017) โดย  $\psi_m$  คือ ค่าแอมพลิจูดของฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดจากแม่เหล็กถาวร

$$[\psi_s^{abc}] = [L_s][i_s^{abc}] + [\psi_m^{abc}] \quad (3-104)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3-105)$$

จากสมการที่ (3-105) ประกอบไปด้วยเทอม  $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำภายในเฟสตัวเองของขดลวดสเตเตอร์ แสดงดังสมการที่ (3-106) ถึงสมการที่ (3-108) และเทอม  $L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำระหว่างเฟสของขดลวดสเตเตอร์ แสดงดังสมการที่ (3-109) ถึงสมการที่ (3-111)

$$L_{aa} = L_{sl} + L_{0s} - L_{sf} \cos(2\theta_r) \quad (3-106)$$

$$L_{bb} = L_{sl} + L_{0s} - L_{sf} \cos\left(2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3-107)$$



$$L_{cc} = L_{sl} + L_{0s} - L_{sf} \cos\left(2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3-108)$$

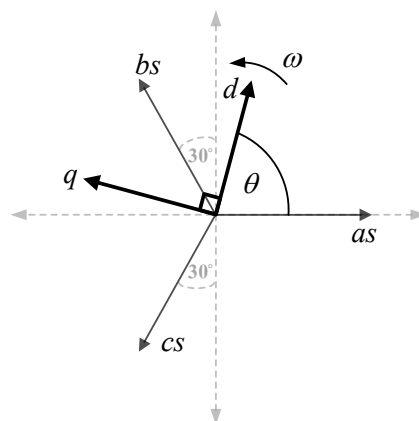
$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{sf} \cos\left(2\left(\theta_r - \frac{\pi}{3}\right)\right) \quad (3-109)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{sf} \cos(2(\theta_r + \pi)) \quad (3-110)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{sf} \cos\left(2\left(\theta_r + \frac{\pi}{3}\right)\right) \quad (3-111)$$

จากสมการที่ (3-106) ถึง (3-111) ตัวแปร  $L_{sl}$  คือ ความเหนี่ยวนำเนื่องจากฟลักซ์รั่วของขดลวดสเตเตอร์ (stator leakage inductance)  $L_{0s}$  คือ ความเหนี่ยวนำเฉลี่ย (average inductance) เนื่องจากฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ (air-gap flux) และ  $L_{sf}$  คือ ความเหนี่ยวนำการกระเพื่อม (inductance fluctuation) เนื่องจากความเป็นขั้วยื่น (saliency)

จากสมการที่ (3-103) ทำการแปลงแกนให้อยู่บนแกน  $dq$  โดยเลือกแกนหมุนที่ความเร็วโรเตอร์ ( $\omega = \omega_r$ ) (มีค่าเท่ากับความเร็วซิงโครนัส) ความสัมพันธ์ระหว่างมุมในการแปลงแกนแสดงดังรูปที่ 3.19 เนื่องจากการเลือกแกนหมุนดังกล่าว จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำเป็นค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ในทางตรงกันข้าม หากเลือกแกนหมุนเป็นแกนหยุดนิ่ง (stationary frame:  $\omega = 0$ ) ตามหลักการแปลงของคลาร์ก จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-varying variable) (Qingqing Xie, 2018) ผลการแปลงแกนหมุนแสดงดังสมการที่ (3-112)



รูปที่ 3.19 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมในการแปลงแกน  $dq$

$$[T_{dq0}]^{-1}[\mathbf{v}_s^{dq0}] = [T_{dq0}]^{-1}[\mathbf{i}_s^{dq0}]R_s + \frac{d}{dt}([T_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}]) \quad (3-112)$$

ทำการคูณสมการที่ (3-112) ด้วยเมตริกซ์การแปลง  $[T_{dq0}]$  จะได้ดังสมการที่ (3-113)

$$[\mathbf{v}_s^{dq0}] = [\mathbf{i}_s^{dq0}]R_s + [T_{dq0}] \frac{d}{dt}([T_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}]) \quad (3-113)$$

จากสมการที่ (3-113) พิจารณาเฉพาะเทอม  $[T_{dq0}] \frac{d}{dt}([T_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}])$  จะได้ดังสมการที่ (3-114)

$$\begin{aligned} [T_{dq0}] \frac{d}{dt}([T_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}]) &= [T_{dq0}] \left( [T_{dq0}]^{-1} \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] + \frac{d}{dt}[T_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] \right) \\ &= \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] + [T_{dq0}] \frac{d}{dt}[T_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] \end{aligned} \quad (3-114)$$

จากสมการที่ (3-114) พิจารณาเทอม  $[T_{dq0}] \frac{d}{dt}[T_{dq0}]^{-1}$  เมื่อใช้ค่า  $k = \frac{2}{3}$  ในการแปลงแกน จะได้ดังสมการที่ (3-115) โดย  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

$$[T_{dq0}] \frac{d}{dt}[T_{dq0}]^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-115)$$

แทนสมการที่ (3-115) ลงในสมการที่ (3-114) จะได้ดังสมการที่ (3-116)

$$[T_{dq0}] \frac{d}{dt}([T_{dq0}]^{-1}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}]) = \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\boldsymbol{\psi}_s^{dq0}] \quad (3-116)$$

แทนสมการที่ (3-116) ลงในสมการที่ (3-113) และแทนค่า  $\omega = \omega_r$  เนื่องจากเลือกแกนหมุนที่ความเร็วโรเตอร์ จะได้ตั้งสมการที่ (3-117) โดยไม่พิจารณาวงจรสมมูลที่แกนศูนย์ เนื่องจากการสร้างแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรถูกพิจารณาอยู่บนแกนสามเฟสสมดุล

$$[v_s^{dq}] = [i_s^{dq}]R_s + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} [\psi_s^{dq}] + \frac{d}{dt} [\psi_s^{dq}] \quad (3-117)$$

จากสมการที่ (3-104) ทำการแปลงสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์ให้ไปอยู่บนแกน  $dq$  ด้วยสมการที่ (3-118) จะได้ผลการแปลงดังสมการที่ (3-119)

$$[\psi_s^{dq0}] = (T_{dq0}) [L_s] (T_{dq0})^{-1} [i_s^{dq0}] + (T_{dq0}) [\psi_m^{abc}] \quad (3-118)$$

$$[\psi_s^{dq0}] = \begin{bmatrix} L_{sl} + \frac{3}{2}L_{0s} - \frac{3}{2}L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sl} + \frac{3}{2}L_{0s} + \frac{3}{2}L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-119)$$

เนื่องจากปริมาณทางไฟฟ้าที่พิจารณาอยู่บนแกนสามเฟสสมดุล ดังนั้นสมการที่ (3-119) สามารถเขียนใหม่ได้ตั้งสมการที่ (3-120) โดยค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $dq$  แสดงตั้งสมการที่ (3-121) และ (3-122) ตามลำดับ

$$[\psi_s^{dq}] = \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-120)$$

$$L_{ds} = L_{sl} + \frac{3}{2}L_{0s} - \frac{3}{2}L_{sf} \quad (3-121)$$

$$L_{qs} = L_{sl} + \frac{3}{2}L_{0s} + \frac{3}{2}L_{sf} \quad (3-122)$$

จากสมการที่ (3-117) จะได้สมการแรงดันที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  ดังสมการที่ (3-123) และ (3-124) ตามลำดับ

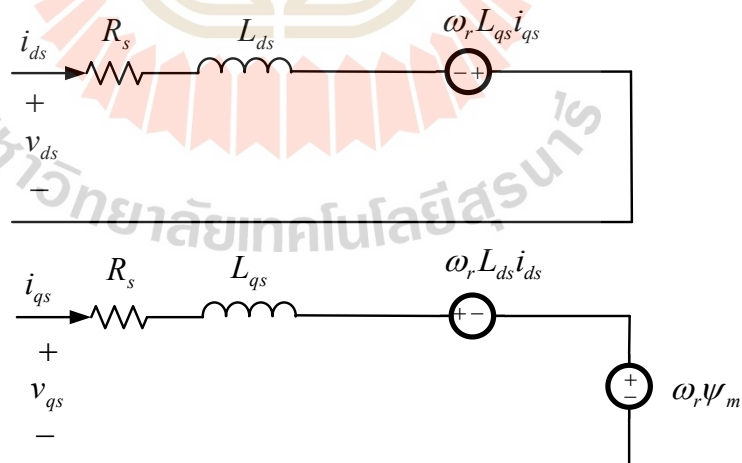
$$v_{ds} = i_{ds} R_s - \omega_r \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \quad (3-123)$$

$$v_{qs} = i_{qs} R_s + \omega_r \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \quad (3-124)$$

แทนสมการที่ (3-120) ลงในสมการที่ (3-123) และสมการที่ (3-124) ได้ผลดังสมการที่ (3-125) และสมการที่ (3-126) ตามลำดับ จากสมการดังกล่าวสามารถแสดงวงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนแกน  $dq$  ได้ดังรูปที่ 3.20

$$v_{ds} = i_{ds} R_s - \omega_r L_{qs} i_{qs} + L_{ds} \frac{d}{dt} i_{ds} \quad (3-125)$$

$$v_{qs} = i_{qs} R_s + \omega_r L_{ds} i_{ds} + \omega_r \psi_m + L_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs} \quad (3-126)$$



รูปที่ 3.20 วงจรสมมูลของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนแกน  $dq$

สมการความเร็วทางไฟฟ้าของโรเตอร์ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรบนแกน  $dq$  และสมการแรงบิดทางไฟฟ้า จะมีรูปแบบเดียวกันกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังแสดงในสมการที่ (3-74) ถึง (3-76) ตามลำดับ

ผลรวมของกำลังไฟฟ้าอินพุตพิจารณาได้จากขดลวดสเตเตอร์ รวมทั้งหมด 3 ขดลวด แสดงดังสมการที่ (3-127) จากนั้นจัดสมการให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ จะได้ดังสมการที่ (3-128)

$$P_{in,abc} = v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} \quad (3-127)$$

$$P_{in,abc} = [v_s^{abc}]^t [i_s^{abc}] \quad (3-128)$$

จากสมการที่ (3-128) สามารถเขียนให้อยู่บนแกน  $dq$  ได้ดังสมการที่ (3-129)

$$P_{in,dq0} = \left( [T_{dq0}]^{-1} [v_s^{dq0}] \right)^t [T_{dq0}]^{-1} [i_s^{dq0}] \quad (3-129)$$

จัดรูปสมการที่ (3-129) จะได้ดังสมการที่ (3-130) โดยเทอม  $\left( [T_{dq0}]^{-1} \right)^t [T_{dq0}]^{-1}$  แสดงดังสมการที่ (3-131)

$$P_{in,dq0} = [v_s^{dq0}]^t \left( [T_{dq0}]^{-1} \right)^t [T_{dq0}]^{-1} [i_s^{dq0}] \quad (3-130)$$

$$\left( [T_{dq0}]^{-1} \right)^t [T_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \quad (3-131)$$

แทนสมการที่ (3-131) ลงในสมการที่ (3-130) จะได้ดังสมการที่ (3-132) และเมื่อทำการคูณเมตริกซ์ จะได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (3-133) โดยไม่พิจารณาปริมาณบนแกนศูนย์

$$P_{in,dq0} = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \quad (3-132)$$

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (3-133)$$

แทนค่า  $v_{ds}$  และ  $v_{qs}$  จากสมการที่ (3-125) และสมการที่ (3-126) ตามลำดับ ลงในสมการที่ (3-133) จะได้ตั้งสมการที่ (3-134)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} i_{ds}^2 R_s - \omega L_{qs} i_{ds} i_{qs} + L_{ds} i_{ds} \frac{d}{dt} i_{ds} + i_{qs}^2 R_s \\ + \omega L_{ds} i_{ds} i_{qs} + \omega \psi_m i_{qs} + L_{qs} i_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs} \end{pmatrix} \quad (3-134)$$

จากสมการที่ (3-134) ประกอบไปด้วยเทอมต่าง ๆ ที่มีรูปแบบคล้ายกันกับสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้นำเสนอก่อนหน้านี้ ซึ่งในการคำนวณค่าแรงบิดจะพิจารณาเฉพาะเทอม  $\omega \psi_m i_{qs}$  ดังนั้น สมการ  $P_{out,dq}$  จึงสามารถเขียนได้ตั้งสมการที่ (3-135)

$$P_{out,dq} = \frac{3}{2} (\omega \psi_m i_{qs} + i_{ds} i_{qs} \omega (L_{ds} - L_{qs})) \quad (3-135)$$

แทนสมการที่ (3-135) ลงในสมการที่ (3-76) จะได้ตั้งสมการที่ (3-136)

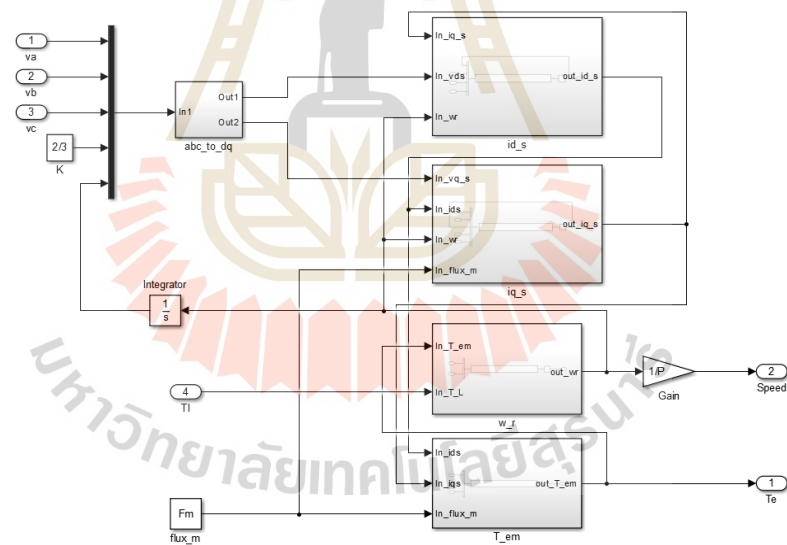
$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega_r} (\omega \psi_m i_{qs} + i_{ds} i_{qs} \omega (L_{ds} - L_{qs})) \quad (3-136)$$

จากสมการที่ (3-125) และ (3-126) สามารถจัดรูปเป็นสมการอนุพันธ์กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  ได้ตั้งสมการที่ (3-137) และ (3-138) ตามลำดับ

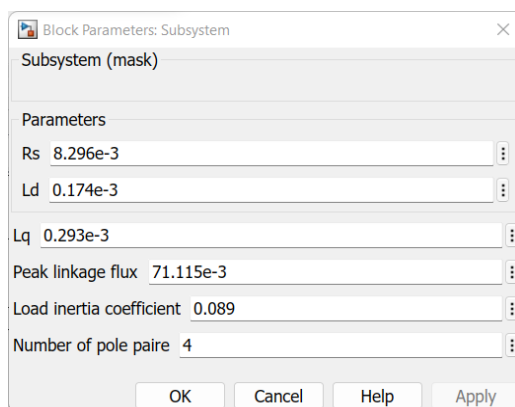
$$\frac{d}{dt}i_{ds} = \frac{v_{ds} + \omega_r L_{qs} i_{qs} - i_{ds} R_s}{L_{ds}} \quad (3-137)$$

$$\frac{d}{dt}i_{qs} = \frac{v_{qs} - \omega_r L_{ds} i_{ds} - i_{qs} R_s - \omega_r \psi_m}{L_{qs}} \quad (3-138)$$

จากสมการที่ (3-136) ถึงสมการที่ (3-138) รวมถึงสมการอนุพันธ์ของความเร็วทางไฟฟ้าของมอเตอร์ ซึ่งเป็นสมการเดียวกันมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ดังแสดงในสมการที่ (3-96) ทำการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ด้วยการสร้างบล็อกจากสมการดังกล่าว จากนั้นเชื่อมต่อบล็อกที่ได้รวมเข้าด้วยกัน ทำให้ได้บล็อกแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร แสดงได้ดังรูปที่ 3.21 และทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ด้วยคำสั่ง Mask ดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.21 การเชื่อมต่อบล็อกเพื่อสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์  
ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร



รูปที่ 3.22 การสร้างบล็อกพารามิเตอร์ด้วยคำสั่ง Mask และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

ทำการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (PMSM model) โดยจำลองสถานการณ์และเปรียบเทียบกับ exact topological model ที่ได้จาก SimPowerSystems ของ Simulink ในโปรแกรม MATLAB ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรทั้งสองแบบจำลองใช้ค่าเดียวกัน แสดงดังตารางที่ 3.5 ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในงานวิจัยด้านยานยนต์ไฟฟ้า (Namju Jeon and Hyeongcheol Lee, 2016) และพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกใช้ในการพิจารณาการประหยัดพลังงานในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ด้วยเช่นกัน ในขณะที่พิกัดของมอเตอร์ดังกล่าวแสดงดังตารางที่ 3.6

ตารางที่ 3.5 พารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

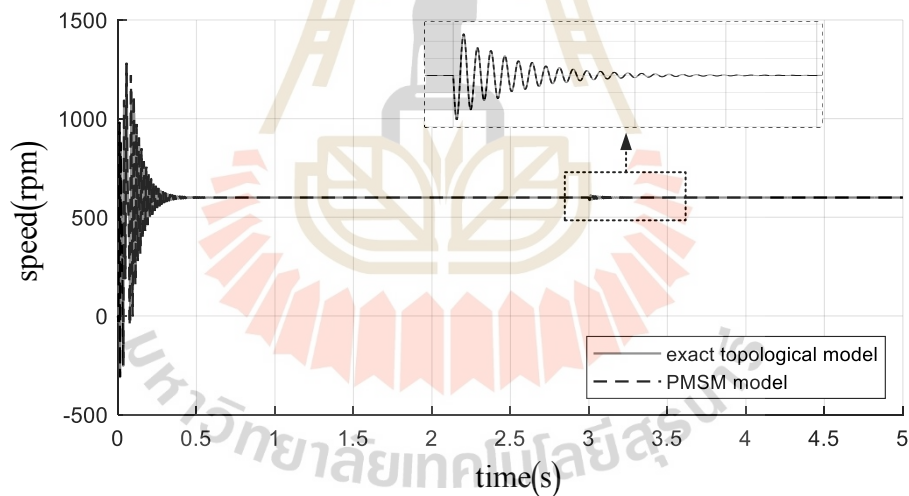
พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$R_s$	8.296 mΩ	ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
$L_{ds}$	174 μH	ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์บนแกน $d$
$L_{qs}$	293 μH	ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์บนแกน $q$
$\psi_m$	71.115 mV·s	แอมพลิจูดของฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดจากแม่เหล็กถาวร
$J$	0.089 kg·m <sup>2</sup>	โมเมนต์ความเฉื่อย
$P$	8 poles	จำนวนขั้วแม่เหล็กไฟฟ้า



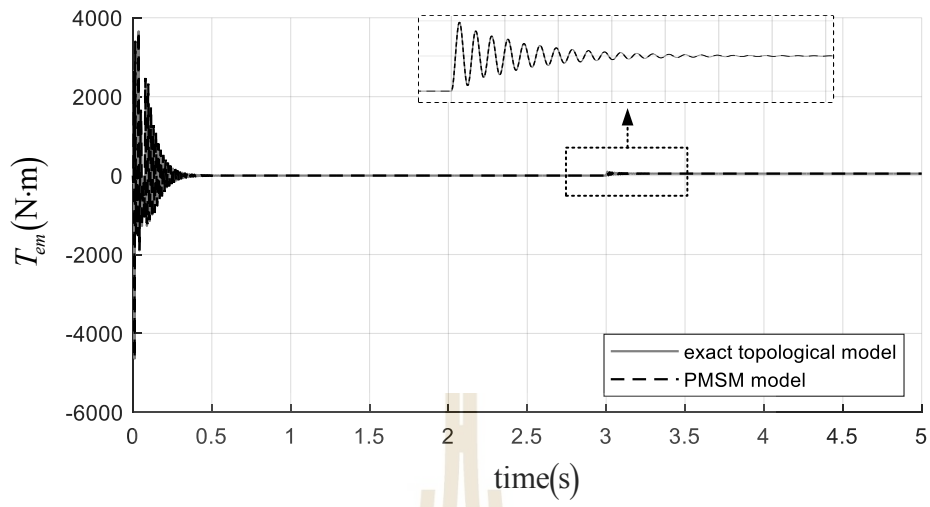
ตารางที่ 3.6 พิกัดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

พารามิเตอร์	รายละเอียด
พิกัดกำลัง	134 HP (100 kW)
ความถี่ที่พิกัด	200 Hz
แรงดันที่พิกัด	176 V <sub>L-L</sub>
ความเร็วที่พิกัด	3,000 rpm

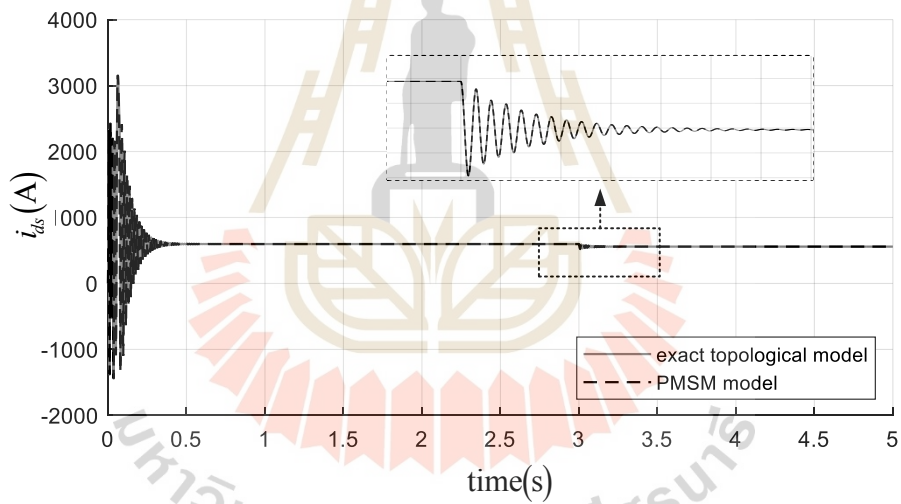
การจำลองสถานการณ์เริ่มต้นด้วยการเดินเครื่องมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจนกระทั่งเข้าสู่สภาวะคงตัว จากนั้นปรับค่าแรงบิดโหลดจาก 0 เป็น 50 นิวตันเมตร ที่เวลา 3 วินาที โดยกราฟผลการเปรียบเทียบค่าแรงบิดของมอเตอร์ ค่าความเร็วทางกล กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  และกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  แสดงได้ดังรูปที่ 3.23 ถึงรูปที่ 3.26 ตามลำดับ



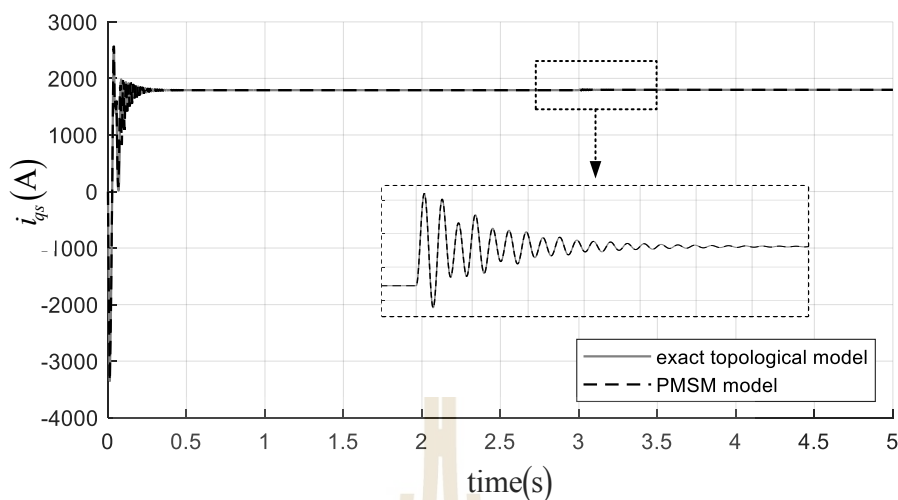
รูปที่ 3.23 ความเร็วทางกล



รูปที่ 3.24 แรงบิดของมอเตอร์



รูปที่ 3.25 กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$



รูปที่ 3.26 กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$

ผลการตรวจสอบความถูกต้องแสดงให้เห็นว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่นำเสนอให้ผลตอบสนองที่ถูกต้องแม่นยำทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะคงตัว ดังนั้นจึงสามารถใช้แบบจำลองดังกล่าวสำหรับการศึกษาพฤติกรรมการทำงาน และนำสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 รวมถึงสามารถใช้ในการหาแนวทางในการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งจะนำเสนอในบทที่ 5

### 3.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และพารามิเตอร์ทั้งหมดของระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งประกอบไปด้วย 2 ระบบ คือ ระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเป็นต้นกำลังขับเคลื่อน และระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรเป็นต้นกำลังในการขับเคลื่อน ดังนั้นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในบทนี้ จึงประกอบไปด้วย แบบจำลองโหลดทางกลของระบบยานยนต์ไฟฟ้า แบบจำลองของแบตเตอรี่ แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร แบบจำลองของมอเตอร์ทั้งสองชนิดเป็นสมการที่อยู่บนแกนอ้างอิง โดยผ่านวิธีการแปลงแกนของคลาร์ก และของพาร์ค ซึ่งเป็นวิธีที่ถูกใช้ในการสร้างแบบจำลองของระบบที่เป็นปริมาณกระแสสลับสามเฟส โดยในตอนท้ายของหัวข้อแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ทั้งสองชนิด ได้มีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าวด้วยการจำลอง

สถานการณ์เปรียบเทียบผลกับ exact topological model ที่ได้จาก SimPowerSystems ของ Simulink ในโปรแกรม MATLAB ผลการจำลองสถานการณ์ยืนยันได้ว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ทั้ง 2 ชนิดที่ได้นำเสนอ ให้ผลที่ถูกต้องตลอดการจำลองสถานการณ์ ทั้งในสถานะชั่วคราวและสถานะคงตัว ดังนั้นจึงสามารถนำแบบจำลองดังกล่าวไปใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมในระบบควบคุม ศึกษาพฤติกรรมการทำงาน และวิเคราะห์หลักการประหยัดพลังงาน



## บทที่ 4

### การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ในระบบยานยนต์ไฟฟ้า

#### 4.1 บทนำ

ในบทนี้ได้นำเสนอการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วย มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยส่วนใหญ่จะใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control) ในการควบคุมมอเตอร์ชนิดดังกล่าว เนื่องจากมีข้อดีในด้านการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรง จึงทำให้ได้ผลตอบสนองที่ดี ด้วยเหตุดังกล่าว การควบคุมแบบเวกเตอร์จึงถูกใช้สำหรับการควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า และถูกใช้ในการพัฒนาชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสำหรับยานยนต์ไฟฟ้า (Damijan Miljavec, 2020) การควบคุมแบบเวกเตอร์จะใช้หลักการแปลงแกนหมุนของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกน  $dq$  ด้วยความเร็วซิงโครนัส สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสามารถวัดค่าความเร็วซิงโครนัสได้โดยตรง โดยมีค่าเท่ากับความเร็วรอบของโรเตอร์ แต่สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสไม่สามารถวัดค่าความเร็วซิงโครนัสผ่านการวัดค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ได้โดยตรง การควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ คือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง (direct vector control) และการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม (indirect vector control) โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงต้องมีการติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศ ซึ่งมีความยุ่งยากในการติดตั้ง และมีราคาแพง ในทางปฏิบัติจึงไม่นิยมใช้การควบคุมรูปแบบดังกล่าว ส่วนการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้การประมาณค่าสลลิป (slip) จากสมการทางคณิตศาสตร์เพื่อใช้ในการควบคุม จึงไม่ต้องการติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศ เหมือนกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกพิจารณาระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม สำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยในบทนี้จะนำเสนอ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และการควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร รวมถึงการออกแบบตัวควบคุมพีไอ และทำการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าโดยใช้วิธีการควบคุมที่ได้นำเสนอด้วย Simulink ในโปรแกรม MATLAB

## 4.2 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่คำนวณอยู่บนแกนอ้างอิงที่หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ทำให้สมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสสลับมีรูปแบบที่คล้ายกับสมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก (separated exciting DC motor) ดังสมการที่ (4-1)

$$T_{em} = K_{dc}(I_a \times I_F) \quad (4-1)$$

จากสมการที่ (4-1)  $K_{dc}$  คือ ค่าคงที่  $I_F$  คือ กระแสสนาม และ  $I_a$  คือ กระแสอาร์เมเจอร์ การควบคุมฟลักซ์ทำได้โดยการปรับค่ากระแสสนาม และการควบคุมแรงบิดทำได้โดยการปรับค่ากระแสอาร์เมเจอร์ ซึ่งปริมาณทั้งสองเป็นอิสระจากกัน ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก มี 2 วิธีในย่านความเร็วรอบที่แตกต่างกัน ประกอบไปด้วย

1) การควบคุมความเร็วรอบด้วยแรงดันอาร์เมเจอร์ เป็นการควบคุมที่ความเร็วรอบไม่เกินพิกัด ดำเนินการโดยปรับให้กระแสสนามมีค่าคงที่ที่พิกัดของมอเตอร์ เมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบ จะทำการควบคุมค่าแรงดันอาร์เมเจอร์ โดยความเร็วของมอเตอร์จะแปรผันตรงกับค่าแรงดันอาร์เมเจอร์ ส่วนค่ากระแสอาร์เมเจอร์จะแปรผันตรงตามค่าแรงบิดของมอเตอร์

2) การควบคุมความเร็วรอบด้วยกระแสสนาม เป็นการควบคุมความเร็วรอบได้ตั้งแต่ความเร็วพิกัดขึ้นไป แต่ต้องไม่เกินความเร็วรอบสูงสุดของมอเตอร์ ดำเนินการโดยปรับให้แรงดันอาร์เมเจอร์มีค่าคงที่ที่พิกัด จากนั้นจะควบคุมค่ากระแสสนามให้มีค่าลดลงจากพิกัด จะทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น จึงสรุปได้ว่า ความเร็วของมอเตอร์จะแปรผกผันกับค่ากระแสสนาม ในย่านการทำงานนี้

จากหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ เพื่อให้สมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีรูปแบบที่คล้ายกับสมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก จะต้องทำการแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกน  $dq$  ด้วยแกนหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส สมการที่ได้จากหัวข้อแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำเสนอในบทที่ 3 แสดงดังสมการที่ (4-2) ถึงสมการที่ (4-10)

$$v_{ds} = i_{ds} R_s - \omega \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \quad (4-2)$$

$$v_{qs} = i_{qs} R_s + \omega \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \quad (4-3)$$

$$v'_{dr} = i'_{dr} R'_r - (\omega - \omega_r) \psi'_{qr} + \frac{d}{dt} \psi'_{dr} = 0 \quad (4-4)$$

$$v'_{qr} = i'_{qr} R'_r + (\omega - \omega_r) \psi'_{dr} + \frac{d}{dt} \psi'_{qr} = 0 \quad (4-5)$$

$$\psi_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i'_{dr} \quad (4-6)$$

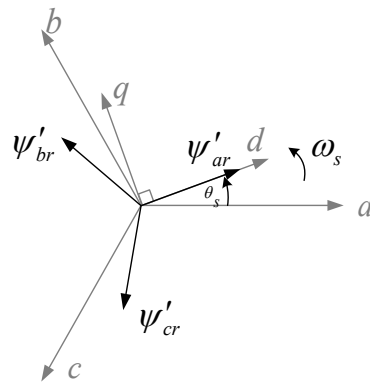
$$\psi_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i'_{qr} \quad (4-7)$$

$$\psi'_{dr} = (L'_{lr} + L_m) i'_{dr} + L_m i_{ds} \quad (4-8)$$

$$\psi'_{qr} = (L'_{lr} + L_m) i'_{qr} + L_m i_{qs} \quad (4-9)$$

$$T_{em} = \frac{3P}{22} (i'_{dr} \psi'_{qr} - i'_{qr} \psi'_{dr}) \quad (4-10)$$

เริ่มต้นด้วยการพิจารณาเวกเตอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ซึ่งเป็นปริมาณสามเฟส แสดงดังรูปที่ 4.1 ปริมาณดังกล่าวหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส (ศศิยา อุดมสุข, 2561) ดังนั้นเมื่อทำการแปลงไปเป็นปริมาณบนแกน  $dq$  ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส จะทำให้ ปริมาณฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $d$  ( $\psi'_{dr}$ ) เป็นค่าคงที่ และปริมาณฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $q$  ( $\psi'_{qr}$ ) มีค่าเป็นศูนย์ แสดงขั้นตอนการแปลงได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมของฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์และแกนหมุน  $dq$

จากรูปที่ 4.1 สามารถแสดงสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ทั้งสามเฟสได้ดังสมการที่ (4-11) ซึ่งหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส

$$\begin{bmatrix} \psi'_{ar} \\ \psi'_{br} \\ \psi'_{cr} \end{bmatrix} = \psi_{rm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) \\ \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4-11)$$

จากสมการที่ (4-11) ทำการแปลงจากปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$  ด้วยการแปลงของคลาร์กดังสมการที่ (4-12) ได้ผลการแปลงดังสมการที่ (4-13)

$$[\psi_{r'}^{\alpha\beta}] = [T_{\alpha\beta}] [\psi_{r'}^{abc}] \quad (4-12)$$

$$\begin{bmatrix} \psi'_{\alpha r} \\ \psi'_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \frac{3}{2} \psi_{rm} \cos(\theta_s) \\ k \frac{3}{2} \psi_{rm} \sin(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (4-13)$$



จากนั้นแปลงปริมาณบนแกน  $\alpha\beta$  ที่ได้ในสมการที่ (4-13) ไปเป็นปริมาณบนแกน  $dq$  ด้วยการแปลงของปาร์ค ดังสมการที่ (4-14) ได้ผลการแปลงดังสมการที่ (4-15)

$$[\psi_{r'}^{dq}] = [T_{dq}] [\psi_{r'}^{\alpha\beta}] \quad (4-14)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{dr}' \\ \psi_{qr}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \frac{3}{2} \psi_{rm} (\cos(\theta_s) \cos(\theta) + \sin(\theta_s) \sin(\theta)) \\ k \frac{3}{2} \psi_{rm} (-\cos(\theta_s) \sin(\theta) + \sin(\theta_s) \cos(\theta)) \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

จากสมการที่ (4-15) กำหนดแกนหมุนให้หมุนที่ความเร็วเชิงโรตอรัส ดังนั้นมุมในการหมุนเท่ากับมุมเชิงโรตอรัส ( $\theta = \theta_s$ ) ได้ดังสมการที่ (4-16)

$$\begin{bmatrix} \psi_{dr}' \\ \psi_{qr}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \frac{3}{2} \psi_{rm} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

จากสมการที่ (4-16) สามารถสรุปได้ว่าการกำหนดแกนหมุนที่ความเร็วเชิงโรตอรัสจะทำให้ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $q$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ( $\psi_{qr}' = 0$ ) และฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $d$  เป็นค่าคงที่ ( $\psi_{dr}' = k \frac{3}{2} \psi_{rm}$ ) จึงทำให้ค่าอนุพันธ์ของตัวแปรดังกล่าวมีค่าเท่ากับศูนย์ดังสมการที่ (4-17)

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr}' = 0 \quad (4-17)$$

แทนค่าสมการที่ (4-16) ลงในสมการที่ (4-9) แล้วจัดรูปเป็นสมการกระแสที่โรเตอร์บนแกน  $q$  ได้ดังสมการที่ (4-18)

$$i_{qr}' = -\frac{L_m}{(L_r' + L_m)} i_{qs} \quad (4-18)$$

แทนค่าสมการที่ (4-16) และ (4-17) ลงในสมการ (4-4) จะได้ตั้งสมการที่ (4-19) จากสมการดังกล่าว เนื่องจากค่าความต้านทานเป็นค่าคงที่และไม่เท่ากับศูนย์ จึงสรุปได้ว่า เมื่อใช้เงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์ ค่ากระแสที่โรเตอร์บนแกน  $d$  จะเท่ากับศูนย์เสมอตั้งสมการที่ (4-20)

$$i'_{dr} R'_r = 0 \quad (4-19)$$

$$i'_{dr} = 0 \quad (4-20)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (4-20) ลงในสมการที่ (4-8) จะได้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $d$  ตั้งสมการที่ (4-21) จากสมการดังกล่าว สามารถสรุปได้ว่า ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $d$  จะขึ้นอยู่กับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  เท่านั้น

$$\psi'_{dr} = L_m i_{ds} \quad (4-21)$$

แทนสมการที่ (4-20) และ (4-21) ลงในสมการที่ (4-10) จะได้ตั้งสมการที่ (4-22)

$$T_{em} = \frac{3P}{22} (-i'_{qr} L_m i_{ds}) \quad (4-22)$$

แทนสมการที่ (4-18) ลงในสมการที่ (4-22) จะได้ตั้งสมการที่ (4-23) โดย  $K_T$  คือ ค่าคงที่สามารถคำนวณได้ตั้งสมการที่ (4-24)

$$T_{em} = K_T i_{ds} i_{qs} \quad (4-23)$$

$$K_T = \frac{3P}{22} \frac{L_m^2}{(L'_r + L_m)} \quad (4-24)$$

จากสมการที่ (4-23) สามารถสรุปได้ว่า สมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $dq$  มีลักษณะคล้ายกับสมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกในสมการที่ (4-1) เนื่องจากการกำหนดแกนหมุนให้หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส จึงทำให้ได้เงื่อนไขในการควบคุมแบบ

เวกเตอร์ คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $q$  มีค่าเท่ากับศูนย์ จึงทำให้การควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์จะอยู่บนแกน  $d$  เท่านั้น ซึ่งปริมาณดังกล่าวขึ้นอยู่กับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ( $i_{ds}$ ) ดังสมการที่ (4-21) ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การควบคุมฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ จะดำเนินการผ่านการควบคุมกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  โดยที่การควบคุมแรงบิดจะควบคุมผ่านกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  ( $i_{qs}$ )

จากการอธิบายข้างต้น การควบคุมแบบเวกเตอร์มีหลักการสำคัญ คือ การควบคุมฟลักซ์ด้วยกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  และการควบคุมแรงบิดด้วยกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  ซึ่งปริมาณทั้งสองเป็นอิสระจากกัน โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวได้จากการพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกน  $dq$  ที่หมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส ดังนั้นจะต้องมีการวัดมุมเชิงโคโรนัส ( $\theta_s$ ) เพื่อใช้ในการแปลงแกนหมุน การควบคุมแบบเวกเตอร์แบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ คือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง และการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงจะต้องติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ที่มีความซับซ้อน และไม่สามารถให้ประสิทธิภาพที่ดีได้เมื่อมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วต่ำ (Paul, C. K., Oleg, W. and Scott D. S., n.d.) ด้วยข้อด้อยทางเทคนิคและด้านเศรษฐศาสตร์ การควบคุมด้วยวิธีดังกล่าวจึงไม่เป็นที่นิยมในทางปฏิบัติ ตรงกันข้ามกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งเป็นวิธีที่ไม่ต้องติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ แต่จะใช้สมการทางคณิตศาสตร์ในการประมาณค่าความเร็วสลิป ( $\omega_{sr}$ ) ร่วมกับการวัดความเร็วรอบของโรเตอร์ในการคำนวณมุมเชิงโคโรนัส โดยเมื่อแทนค่าสมการที่ (4-16) ลงในสมการ (4-5) จะได้ดังสมการที่ (4-25)

$$(\omega - \omega_r) = \frac{i'_{qr} R'_r}{\psi'_{dr}} \quad (4-25)$$

แทนสมการที่ (4-18) และ (4-21) ลงในสมการที่ (4-25) จะได้ดังสมการที่ (4-26)

$$\omega - \omega_r = \frac{R'_r i_{qs}}{(L'_{lr} + L_m) i_{ds}} \quad (4-26)$$

เนื่องจากการกำหนดแกนหมุนให้หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส ( $\omega = \omega_s$ ) จึงทำให้สมการที่ (4-26) มีค่าเท่ากับความเร็วสลิป ดังสมการที่ (4-27) โดยค่าคงที่  $\tau_r$  สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (4-28)

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \quad (4-27)$$

$$\tau_r = \frac{(L'_r + L_m)}{R'_r} \quad (4-28)$$

ในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  จะมีการเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสอ้างอิงบนแกน  $dq$  ( $i_{ds}^*$  และ  $i_{qs}^*$ ) อย่างรวดเร็ว ดังนั้นการคำนวณค่าความเร็วสลิปในสมการที่ (4-27) สามารถคำนวณได้โดยตรงด้วยค่ากระแสอ้างอิง ดังสมการที่ (4-29)

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \quad (4-29)$$

ความสัมพันธ์ของมุมเชิงโคโรนัสกับความเร็วรอบของโรเตอร์และความเร็วสลิป แสดงดังสมการที่ (4-30)

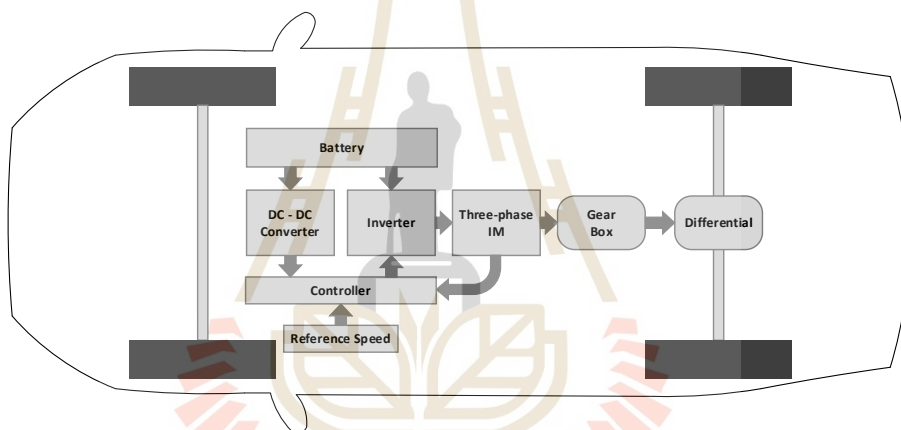
$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (4-30)$$

แทนสมการที่ (4-29) ลงในสมการที่ (4-30) จะได้ดังสมการที่ (4-31)

$$\theta_s = \int \left( \omega_r + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \right) dt \quad (4-31)$$

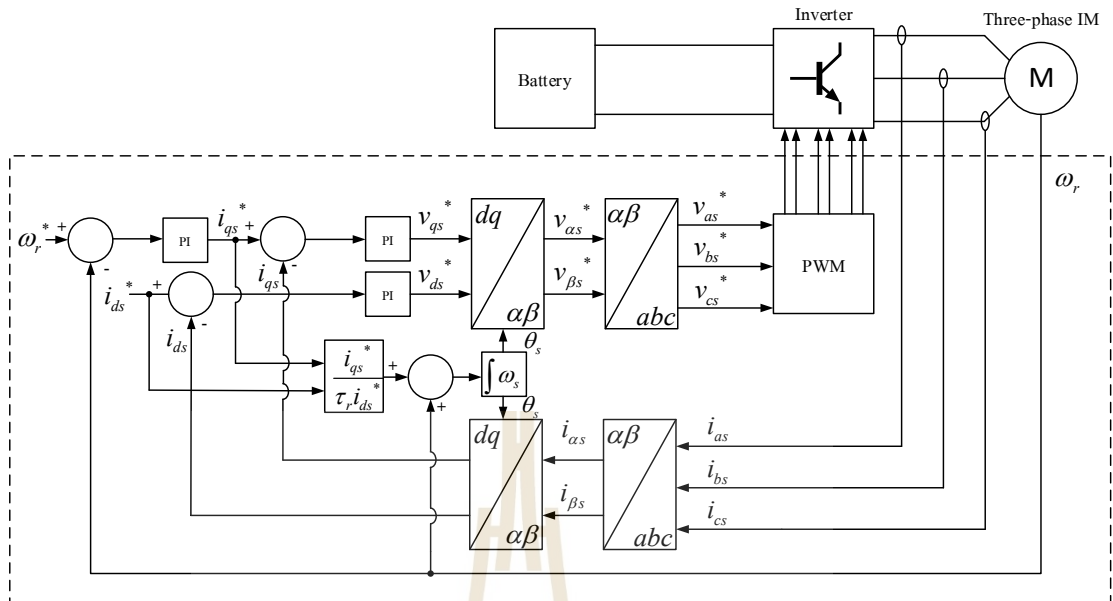
การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้มุมในการหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสดังสมการที่ (4-31) ทั้งการแปลงจากปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณบนแกน  $dq$  และการแปลงปริมาณบนแกน  $dq$  กลับไปเป็นปริมาณสามเฟส จากสมการดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่า ในการคำนวณค่ามุมเชิงโคโรนัส จะต้องใช้การวัดความเร็วรอบของโรเตอร์ ( $\omega_r$ ) ประกอบกับการประมาณค่าความเร็วสลิป ( $\omega_{sl}$ )

โครงสร้างระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 4.2 ประกอบไปด้วยแบตเตอรี่ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอินเวอร์เตอร์สามเฟส เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในขณะที่เพลาของโรเตอร์ต่ออยู่กับชุดเกียร์และเฟืองท้าย เพื่อส่งกำลังขับเคลื่อนไปยังล้อของยานยนต์ไฟฟ้า ทำให้เกิดการเคลื่อนที่โดยมีระบบควบคุมทำหน้าที่ในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เพื่อให้ได้ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าตามที่คุณขับที่ต้องการ ในขณะที่วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC-DC converter) ทำหน้าที่ลดระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เหมาะสม เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในส่วนต่าง ๆ รวมถึงตัวควบคุมของระบบยานยนต์ไฟฟ้า โดยวงจรแปลงผันดังกล่าวไม่ใช่วงจรหลักในการขับเคลื่อน วงจรหลักในการขับเคลื่อน คือ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ (inverter)



รูปที่ 4.2 โครงสร้างระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.2 พิจารณาโครงสร้างของระบบควบคุม ซึ่งใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม แสดงรายละเอียดดังรูปที่ 4.3 โดยมีการส่งค่ากลับเข้าสู่ระบบควบคุมทั้งหมด 4 ค่า ประกอบไปด้วยค่ากระแสที่สเตเตอร์สามเฟส ( $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  และ  $i_{cs}$ ) และความเร็วรอบของโรเตอร์ จากนั้นระบบควบคุมจะทำหน้าที่ในการวิเคราะห์และส่งสัญญาณพัลส์ไปยังอินเวอร์เตอร์สามเฟสของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ทำให้มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบที่ต้องการ



รูปที่ 4.3 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมดังรูปที่ 4.3 มีตัวควบคุม 3 ชุด ประกอบไปด้วย ตัวควบคุมพีไอลูบควบคุมความเร็วรอบ 1 ชุด และตัวควบคุมพีไอลูบควบคุมกระแสที่สเตเตอร์ 2 ชุด โดยลูบควบคุมความเร็วรอบจะรับค่าความเร็วรอบที่ต้องการ ( $\omega_r^*$ ) มาลบกับค่า  $\omega_r$  ที่วัดจาก เซนเซอร์ ทำให้ได้ค่าความผิดพลาดเป็นอินพุตให้กับตัวควบคุมพีไอของลูบความเร็วรอบ แล้วได้ เอาต์พุตจากตัวควบคุมพีไอเป็นค่า  $i_{qs}^*$  เพื่อใช้สำหรับลูบควบคุมกระแสในขั้นตอนต่อไป โดยในส่วน ของลูบควบคุมกระแส จะเริ่มด้วยการวัดค่า  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  และ  $i_{cs}$  จากนั้นจะทำการแปลงปริมาณสามเฟส ดังกล่าวไปเป็นปริมาณบนแกน  $dq$  ด้วยการแปลงของพาร์ค ซึ่งมุมในการแปลง คือ มุมซิงโครนัส ดังสมการที่ (4-31) ผลจากการแปลงทำให้ได้ค่า  $i_{ds}$  และ  $i_{qs}$  สำหรับการควบคุมในลูบควบคุมกระแส โดย  $i_{ds}$  จะถูกลบกับค่า  $i_{ds}^*$  ซึ่งถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ที่ค่ากระแส พิกัดของมอเตอร์ จากนั้นค่าความคลาดเคลื่อนจะเป็นอินพุตให้กับตัวควบคุมพีไอของลูบควบคุม กระแสบนแกน  $d$  แล้วได้เอาต์พุตเป็นค่าแรงดันอ้างอิงบนแกน  $d$  ( $v_{ds}^*$ ) ส่วนค่า  $i_{qs}$  จะถูกลบกับ ค่า  $i_{qs}^*$  ที่ได้จากลูบควบคุมความเร็วรอบ จากนั้นจะส่งค่าที่ได้เป็นอินพุตให้กับตัวควบคุมพีไอของ ลูบควบคุมกระแสบนแกน  $q$  ได้ค่าเอาต์พุตเป็นแรงดันอ้างอิงบนแกน  $q$  ( $v_{qs}^*$ ) ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า หลังจากผ่านตัวควบคุมทั้ง 3 ชุด จะได้ค่าแรงดันอ้างอิงบนแกน  $dq$  ( $v_{ds}^*$  และ  $v_{qs}^*$ ) ซึ่งจะถูกแปลง จากปริมาณบนแกน  $dq$  กลับไปเป็นปริมาณสามเฟส คือ สัญญาณแรงดันอ้างอิงสามเฟส ( $v_{as}^*$ ,  $v_{bs}^*$  และ  $v_{cs}^*$ ) ต่อมาสัญญาณดังกล่าวจะเป็นสัญญาณควบคุม (control signal) ในวงจรพีดับเบิลยูเอ็ม

แบบไซน์ (sinusoidal pulse width modulation: SPWM) ทำให้ได้สัญญาณพัลส์เพื่อสวิตช์การทำงานของ IGBT ทั้ง 6 ตัวในอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่อยู่กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

### 4.3 การออกแบบตัวควบคุมในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีโอของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งมีตัวควบคุมทั้งหมด 3 ชุด ประกอบไปด้วย ตัวควบคุมพีโอลูบควบคุมความเร็วรอบ ตัวควบคุมพีโอลูบควบคุมกระแสบนแกน  $d$  และตัวควบคุมพีโอลูบควบคุมกระแสบนแกน  $q$  โดยตัวควบคุมกระแสบนแกน  $d$  จะเหมือนกับบนแกน  $q$  ในการออกแบบตัวควบคุมจะทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function :  $T(s)$ ) ของระบบที่พิจารณา จากนั้นจะออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_p$  และ  $K_i$  ของตัวควบคุมพีโอ โดยใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอนกับพหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ดังสมการที่ (4-32)

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-32)$$

โดย  $\zeta$  คือ อัตราส่วนการหน่วง (damping ratio)

$\omega_n$  คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency: rad/s)

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมลูบควบคุมกระแสและความเร็วรอบ ดังตารางที่ 4.1 โดยพิจารณาจากสมการที่ (4-33) และ (4-34) ซึ่งเป็นสมการที่ได้จากการกำหนดให้ค่าผิดพลาดในสภาวะคงตัว (steady-state error) เท่ากับ  $\pm 2\%$  โดยในการออกแบบกำหนดให้การตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย เป็นแบบหน่วงวิกฤต (critically damped) ซึ่งมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (percent overshoot:  $P.O.$ ) เท่ากับ 0 % ทั้งลูบควบคุมกระแสและลูบควบคุมความเร็วรอบ ช่วงเวลาเข้าที่ (settling time:  $t_s$ ) ของลูบควบคุมกระแส กำหนดให้มีความเร็วเป็น 2 เท่าของพิกัดความถี่ของมอเตอร์ (พิจารณาจากคาบซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.0125 วินาที) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.006 วินาที และช่วงเวลาเข้าที่ของลูบควบคุมความเร็วรอบ กำหนดให้มีความเร็วเป็น 2 เท่าของพิกัดความถี่ของมอเตอร์

ที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่จ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับมอเตอร์โดยตรง ซึ่งมีค่าเท่ากับ 3 วินาที ในขณะที่ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใช้ค่าจากตารางที่ 3.3

$$P.O.=100e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (4-33)$$

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta t_s} \quad (4-34)$$

ตารางที่ 4.1 ค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$\omega_{ni}$	$202\pi \text{ rad/s}$	ความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบลู่วควบคุมกระแส
$\zeta_i$	1	อัตราส่วนการหน่วงที่ใช้ในการออกแบบลู่วควบคุมกระแส
$\omega_{no}$	$0.42\pi \text{ rad/s}$	ความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบลู่วควบคุมความเร็วรอบ
$\zeta_o$	1	อัตราส่วนการหน่วงที่ใช้ในการออกแบบลู่วควบคุมความเร็วรอบ

#### 4.3.1 การออกแบบตัวควบคุมของลู่วควบคุมกระแส

ในการออกแบบตัวควบคุมจะต้องใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งสามารถหาได้จากขั้นตอนต่อไปนี้

จากสมการ (4-8) และ (4-9) จัดรูปให้อยู่ในรูปสมการกระแสฝั่งขดลวดโรเตอร์ จะได้ดังสมการที่ (4-35) และ (4-36) ตามลำดับ

$$i'_{dr} = \frac{1}{(L'_r + L_m)} \psi'_{dr} - \frac{L_m}{(L'_r + L_m)} i_{ds} \quad (4-35)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{(L'_r + L_m)} \psi'_{qr} - \frac{L_m}{(L'_r + L_m)} i_{qs} \quad (4-36)$$

แทนค่าสมการที่ (4-35) ลงในสมการ (4-6) และแทนค่าสมการที่ (4-36) ลงในสมการ (4-7) จะได้ดังสมการที่ (4-37) และ (4-38) ตามลำดับ โดยค่าคงที่  $\sigma$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-39)



$$\psi_{ds} = (L_{ls} + L_m)\sigma i_{ds} + \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)}\psi'_{dr} \quad (4-37)$$

$$\psi_{qs} = (L_{ls} + L_m)\sigma i_{qs} + \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)}\psi'_{qr} \quad (4-38)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{(L'_{lr} + L_m)(L_{ls} + L_m)} \quad (4-39)$$

แทนค่าสมการที่ (4-37) และ (4-38) ลงในสมการ (4-2) และ (4-3) จะได้ดังสมการที่ (4-40) และ (4-41) ตามลำดับ

$$v_{ds} = i_{ds}R_s - \omega(L_{ls} + L_m)\sigma i_{qs} + (L_{ls} + L_m)\sigma \frac{d}{dt}i_{ds} + \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)}\frac{d}{dt}\psi'_{dr} \quad (4-40)$$

$$v_{qs} = i_{qs}R_s + \omega(L_{ls} + L_m)\sigma i_{ds} + \omega \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)}\psi'_{dr} + (L_{ls} + L_m)\sigma \frac{d}{dt}i_{qs} \quad (4-41)$$

ทำการแปลงสมการที่ (4-40) และ (4-41) ให้อยู่บนโดเมนเอส ด้วยการแปลงลาปลาซ ซึ่งผลการแปลงลาปลาซจะเป็นดังสมการที่ (4-42) และ (4-43) ตามลำดับ

$$V_{ds(s)} = \begin{pmatrix} I_{ds(s)}R_s + s(L_{ls} + L_m)\sigma I_{ds(s)} \\ -\omega(L_{ls} + L_m)\sigma I_{qs(s)} + s \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)}\psi'_{dr(s)} \end{pmatrix} \quad (4-42)$$

$$V_{qs(s)} = \begin{pmatrix} I_{qs(s)}R_s + s(L_{ls} + L_m)\sigma I_{qs(s)} \\ +\omega(L_{ls} + L_m)\sigma I_{ds(s)} + \omega \frac{L_m}{(L'_{lr} + L_m)}\psi'_{dr(s)} \end{pmatrix} \quad (4-43)$$

สองเทอมสุดท้ายของสมการที่ (4-42) และสมการที่ (4-43) คือ เทอมของค่าแรงดันชดเชยแบบไปหน้า (feedforward compensation) เพื่อเพิ่มสมรรถนะในการควบคุมที่ความเร็วรอบต่ำ (ศศิยา อุดมสุข, 2561) และเนื่องจากสามารถอนุมานได้ว่าพลวัตของระบบขึ้นอยู่กับ

กับค่าโพลเป็นสำคัญ (Espina, Arias, Balcells and Ortega, 2009) ดังนั้นสมการดังกล่าว สามารถลดรูปเป็นรูปแบบอย่างง่ายเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ดังสมการที่ (4-44) และ (4-45) ตามลำดับ

$$V_{ds(s)} = I_{ds(s)} R_s + s(L_{ls} + L_m) \sigma I_{ds(s)} \quad (4-44)$$

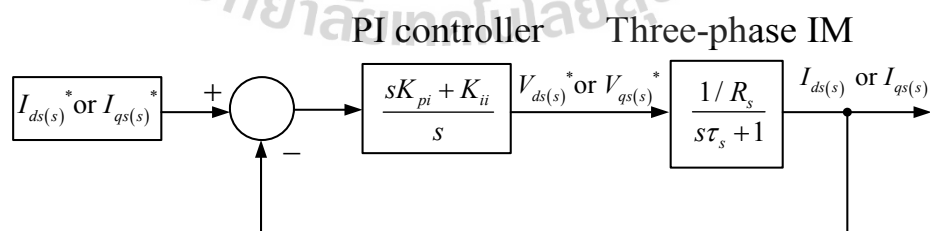
$$V_{qs(s)} = I_{qs(s)} R_s + s(L_{ls} + L_m) \sigma I_{qs(s)} \quad (4-45)$$

จากนั้นจัดให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้ดังสมการที่ (4-46) โดยค่าคงตัวทางเวลาของขดลวดฝั่งสเตเตอร์ ( $\tau_s$ ) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-47)

$$\frac{I_{ds(s)}}{V_{ds(s)}} = \frac{I_{qs(s)}}{V_{qs(s)}} = \frac{1/R_s}{s\tau_s + 1} \quad (4-46)$$

$$\tau_s = \frac{(L_{ls} + L_m) \sigma}{R_s} \quad (4-47)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้ แสดงให้เห็นว่ารูปแบบสมการบนแกน  $d$  และแกน  $q$  เป็นสมการเดียวกัน ดังนั้นในการออกแบบตัวควบคุมจึงสามารถใช้ค่าเดียวกัน เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา จึงแสดงขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมกระแสบนแกนทั้งสองไว้ด้วยกันดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแส

จากรูปที่ 4.4 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดได้ดังสมการที่ (4-48)

$$\frac{I_{ds(s)}}{I_{ds(s)}^*} = \frac{I_{qs(s)}}{I_{qs(s)}^*} = \frac{(sK_{pi} + K_{ii})/R_s\tau_s}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pi}}{R_s\tau_s}\right)s + \frac{K_{ii}}{R_s\tau_s}} \quad (4-48)$$

จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์พหุนามลักษณะเฉพาะกับฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานในสมการที่ (4-32) แล้วจัดรูปสมการ จะได้สมการสำหรับออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  ดังสมการที่ (4-49) และ (4-50) ตามลำดับ

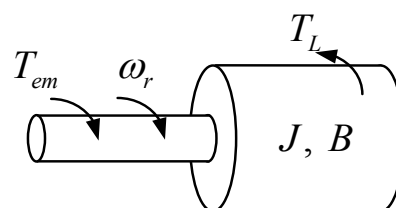
$$K_{pi} = 2\zeta_i\omega_{ni}R_s\tau_s - R_s \quad (4-49)$$

$$K_{ii} = \omega_{ni}^2 R_s\tau_s \quad (4-50)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากตารางที่ 3.3 และค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติจากตารางที่ 4.1 ลงในสมการที่ (4-49) และ (4-50) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลูบควบคุมกระแสบนแกน  $dq$  คือ  $K_{pi} = 0.23$  และ  $K_{ii} = 75.77$

#### 4.3.2 การออกแบบตัวควบคุมของลูบควบคุมความเร็วรอบ

จากหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์พบว่าแรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสสเตเตอร์บนแกน  $q$  ซึ่งแรงบิดมีความสัมพันธ์กับความเร็วรอบดังแสดงในไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รูปที่ 4.5 และสมการแรงบิดดังสมการที่ (4-51) ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการควบคุมความเร็วรอบจะควบคุมด้วยกระแสสเตเตอร์บนแกน  $q$



รูปที่ 4.5 ไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

$$T_{em} - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (4-51)$$

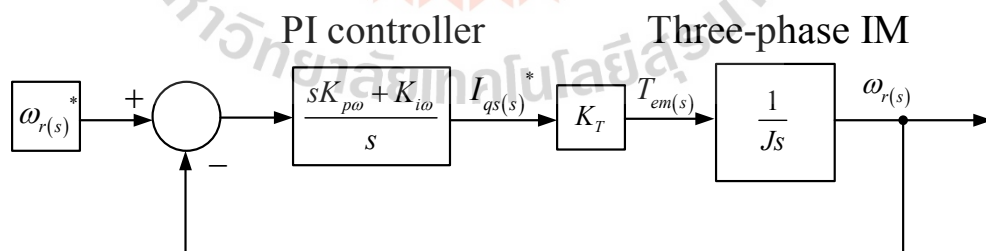
เมื่อดำเนินการแปลงสมการที่ (4-51) ให้อยู่บนโดเมนเอส ด้วยการแปลงลาปลาซ จะได้ดังสมการที่ (4-52)

$$T_{em(s)} - T_{L(s)} = sJ\omega_{r(s)} + B\omega_{r(s)} \quad (4-52)$$

ในการออกแบบตัวควบคุมจะพิจารณาในสภาวะที่ไม่มีแรงบิดต้านของโหลด ( $T_L$ ) ซึ่งเป็นการออกแบบในสภาวะไม่มีการรบกวน และค่าความฝืดที่เกิดจากแรงเสียดทานของมอเตอร์ ( $B$ ) มีค่าน้อยมาก จึงกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถลดรูปสมการที่ (4-52) และจัดรูปให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (4-53)

$$\frac{\omega_{r(s)}}{T_{em(s)}} = \frac{1}{sJ} \quad (4-53)$$

จากรูปที่ 4.3 สามารถแสดงลูปควบคุมความเร็วรอบได้ดังรูปที่ 4.6 ซึ่งจะไม่พิจารณา ลูปควบคุมกระแส เนื่องจากมีการตอบสนองที่เร็วมากเมื่อเปรียบเทียบกับลูปควบคุมความเร็วรอบจากระบบควบคุมวงปิดดังกล่าว สามารถแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดได้ดังสมการที่ (4-54)



รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบ

$$\frac{\omega_{r(s)}}{\omega_{r(s)}^*} = \frac{(sK_T K_{p\omega} + K_T K_{i\omega})/J}{s^2 + \frac{sK_T K_{p\omega}}{J} + \frac{K_T K_{i\omega}}{J}} \quad (4-54)$$

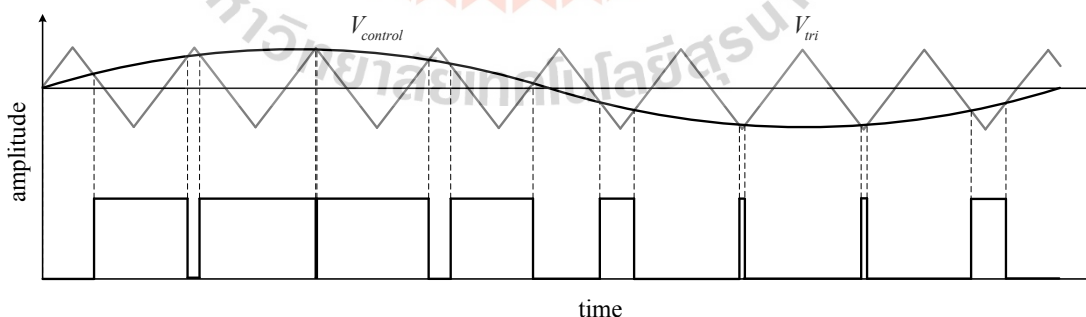
จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์พจน์พหุนามลักษณะเฉพาะกับฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานในสมการที่ (4-32) จะได้สมการสำหรับออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม  $K_{p\omega}$  และ  $K_{i\omega}$  ดังสมการที่ (4-55) และ (4-56) ตามลำดับ

$$K_{p\omega} = \frac{2J\zeta\omega_{n\omega}}{K_T} \quad (4-55)$$

$$K_{i\omega} = \frac{J\omega_{n\omega}^2}{K_T} \quad (4-56)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากตารางที่ 3.3 และค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติจากตารางที่ 4.1 ลงในสมการที่ (4-55) และ (4-56) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลูบควบคุมความเร็วรอบ คือ  $K_{p\omega} = 1083.94$  และ  $K_{i\omega} = 715.11$

เมื่อพิจารณาการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสด้วยวิธีที่ดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ สัญญาณพัลส์ที่ใช้ในการควบคุมการสวิตช์ของ IGBT เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณควบคุม (control signal) รูปคลื่นไซน์ กับสัญญาณพาห้ (carrier signal) รูปสามเหลี่ยมแสดงดังรูปที่ 4.7 ซึ่งเป็นการแสดงสัญญาณแบบต่อเฟส สำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะมีการทำงานดังรูปที่ 4.7 จำนวน 3 ชุด โดยแต่ละชุดจะมีเฟสต่างกัน 120 องศา และมีแรงดันเอาต์พุตดังสมการที่ (4-57) (S. Vempalli, J. Ramprabhakar, S. Shankar & G. Prabhakar, 2018)



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์กับสัญญาณพาห้รูปสามเหลี่ยม

$$V_{L-L} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_{dc} = 0.6124 m_a V_{dc} \quad (4-57)$$

จากสมการที่ (4-57)  $V_{dc}$  คือ แรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่  $V_{L-L}$  คือ แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามเฟส และ  $m_a$  คือ ดรรชนีการมอดูเลต (modulation index) ซึ่งมีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่างค่ายอดของสัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์กับสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (4-58) โดย  $V_{control}$  คือ ค่ายอดของสัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์ และ  $V_{tri}$  คือ ค่ายอดของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยม งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดไว้ที่ 1 โวลต์ และมีความถี่เท่ากับ 15 กิโลเฮิรตซ์

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (4-58)$$

จากสมการที่ (4-57) แทนค่าแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่เท่ากับ 800 โวลต์ ซึ่งเป็นแบตเตอรี่ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ดังแสดงในตารางที่ 3.2 และแทนค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเท่ากับแรงดันพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ในระบบดังกล่าว ซึ่งมีค่าเท่ากับ 400 โวลต์ จะได้ค่าอัตราส่วน  $m_a$  ดังสมการที่ (4-59)

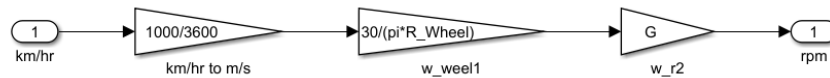
$$m_a = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}\sqrt{3}} V_{L-L} = 0.939 \quad (4-59)$$

จากสมการที่ (4-58) แทนค่ายอดของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 1 โวลต์ จะได้ค่ายอดของสัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์ดังสมการที่ (4-60)

$$V_{control} = m_a V_{tri} = 0.939 \quad (4-60)$$

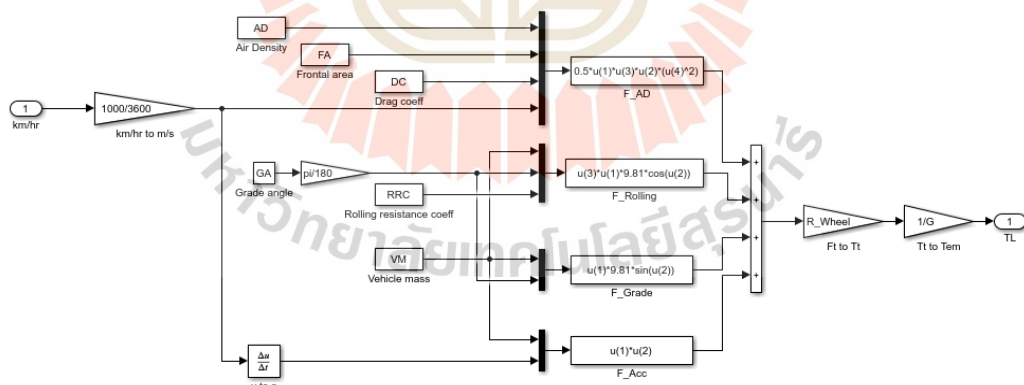
พิกัดแรงดันของมอเตอร์มีค่ายอดเท่ากับ 375.59 โวลต์ ดังนั้นจึงต้องทำการลดทอนด้วยการคูณค่าอัตราขยาย  $\frac{1}{400}$  เพื่อให้  $V_{control}$  มีค่าเท่ากับ 0.939 โวลต์

การจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะใช้การแปลงความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าในหน่วยกิโลเมตรต่อชั่วโมง ไปเป็นความเร็วรอบในหน่วยรอบต่อนาที ด้วยสมการที่ (3-10) และ (3-11) โดยการสร้างบล็อก แสดงได้ดังรูปที่ 4.8

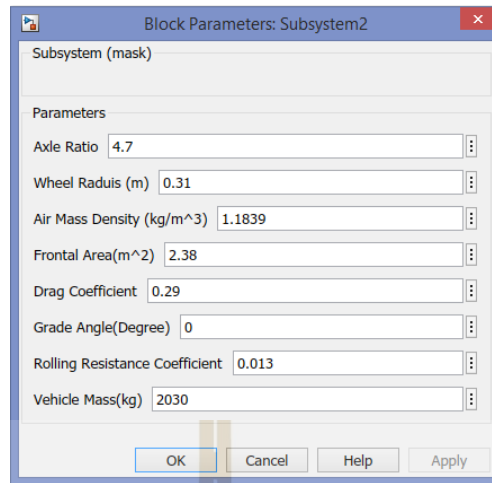


รูปที่ 4.8 การแปลงความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าในหน่วยกิโลเมตรต่อชั่วโมง ไปเป็นความเร็วรอบของมอเตอร์ในหน่วยรอบต่อนาที

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3-6) ถึงสมการที่ (3-8) จะได้ว่าแรงบิดโพลตของมอเตอร์ไฟฟ้าสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความเร็วและความเร่งในการขับเคลื่อน ซึ่งสามารถใช้สมการดังกล่าวสร้างบล็อกคำนวณแรงบิดโพลตได้ดังรูปที่ 4.9 และใช้คำสั่ง Mask ในการระบุค่าพารามิเตอร์ดังรูปที่ 4.10



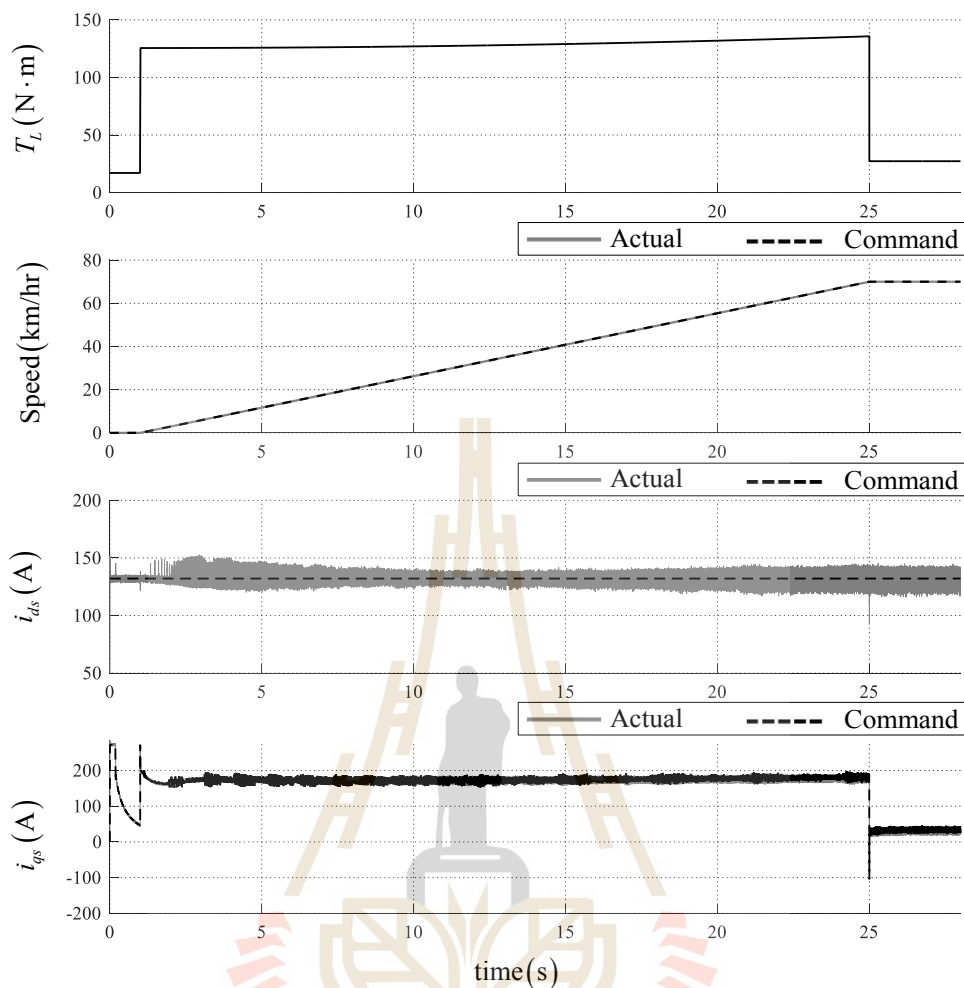
รูปที่ 4.9 การแปลงความเร็วและความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้าเป็นค่าแรงบิดโพลตของมอเตอร์ไฟฟ้า



รูปที่ 4.10 การใช้คำสั่ง Mask ในการระบุค่าพารามิเตอร์ของยานยนต์ไฟฟ้า

จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยเป็นการจำลองการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่มีน้ำหนักผู้โดยสารและสัมภาระสูงสุดที่ค่า 2,030 กิโลกรัม และวิ่งอยู่บนทางราบ (มุมความลาดเอียงของถนนเท่ากับศูนย์) โดยเริ่มต้นจากจุดหยุดนิ่ง จากนั้นที่เวลา 1 วินาที เพิ่มความเร็วอย่างสม่ำเสมอจนกระทั่งคงที่ที่ความเร็วเท่ากับ 70 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ที่เวลา 25 วินาที ได้ผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.11





รูปที่ 4.11 ผลการจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า

จากกราฟผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 4.11 กราฟแรก คือ ค่าแรงบิดโพลตของมอเตอร์ไฟฟ้า โดยแรงบิดดังกล่าวเปลี่ยนแปลงตามแรงขับเคลื่อน ซึ่งโดยส่วนใหญ่จะเป็นแรงที่ต้องเอาชนะความเฉื่อยในการเคลื่อนที่ ทำให้ในช่วงแรกที่ยานยนต์มีอัตราเร่งจะส่งผลให้แรงบิดโพลตมีค่าสูงและมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยในเวลาถัดมา เนื่องจากแรงต้านจากอากาศที่แปรผันตรงกับความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้ายกกำลังสอง จนกระทั่งเวลา 25 วินาที ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าคงที่ ความเร่งมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจุดดังกล่าวจะมีเพียงแรงต้านจากอากาศและแรงต้านทานการกลิ้ง ทำให้ค่าแรงบิดโพลตของมอเตอร์ไฟฟ้ามักมีค่าต่ำ กราฟลำดับที่สอง คือ ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งแปรผันตรงกับความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้า กราฟดังกล่าวยืนยันได้ว่า การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอจากการออกแบบตามขั้นตอนที่ได้นำเสนอ สามารถควบคุม

ความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ตามที่ต้องการ ในขณะที่ค่าแรงบิดโพลตมีการเปลี่ยนแปลงตามความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า กราฟลำดับที่สาม คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  หรือกระแสควบคุมฟลักซ์ ซึ่งค่าดังกล่าวถูกกำหนดให้มีค่าคงที่ที่พิกัดของมอเตอร์ คือ 132.1 แอมแปร์ ตามเงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์ และผลที่ได้ คือ ระบบควบคุมสามารถควบคุมปริมาณดังกล่าวให้คงที่ตลอดช่วงเวลาการทำงาน และกราฟลำดับสุดท้าย คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  หรือกระแสควบคุมแรงบิด จากผลการจำลองสถานการณ์กระแสดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงตามค่าแรงบิดโพลตของมอเตอร์ ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์ นอกจากนี้การเริ่มเดินเครื่องในช่วงเริ่มต้นของการจำลองสถานการณ์ กระแสดังกล่าวมีค่าพุ่งสูง แต่ได้ถูกจำกัดเอาไว้ให้มีค่าเท่ากับ 272 แอมแปร์ ซึ่งได้จากการกำหนดขอบเขตบนและขอบเขตล่างของเอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอลูบควบคุมกระแสบนแกน  $q$  โดยค่าดังกล่าวเป็นค่ากระแสบนแกน  $q$  เมื่อมอเตอร์ทำงานที่พิกัด จึงสามารถยืนยันได้ว่า ตัวควบคุมกระแสบนแกน  $dq$  สามารถควบคุมค่ากระแสได้ตามค่าอ้างอิง และไม่เกินพิกัดของค่ากระแสที่กำหนด

#### 4.4 การควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

จากหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ จะต้องทำให้สมการแรงบิดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีรูปแบบที่คล้ายกับสมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก ซึ่งทำได้โดยการแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกน  $dq$  ด้วยแกนหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส จากหัวข้อที่ 3.6 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร แบบจำลองดังกล่าวอยู่บนแกน  $dq$  ที่หมุนด้วยความเร็วรอบของโรเตอร์ สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัส ความเร็วรอบของโรเตอร์มีค่าเท่ากับความเร็วซิงโครนัส ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า แบบจำลองดังกล่าวอยู่บนแกน  $dq$  ที่หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส จากสมการแรงบิดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรในสมการที่ (3-136) เพื่อความสะดวกในการพิจารณา แสดงใหม่ดังสมการที่ (4-61)

$$T_{em} = \frac{3}{22\omega_r} P (\omega \psi_{m'q_s} + i_{ds} i_{qs} \omega (L_{ds} - L_{qs})) \quad (4-61)$$

จากสมการดังกล่าว เมื่อกำหนดแกนหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส ( $\omega = \omega_s = \omega_r$ ) จะทำให้ได้สมการแรงบิดของมอเตอร์ดังสมการที่ (4-62) โดยค่าคงที่  $K_{T2}$  คำนวณได้ดังสมการที่ (4-63)

$$T_{em} = K_{T2} (\psi_m + i_{ds} (L_{ds} - L_{qs})) i_{qs} \quad (4-62)$$

$$K_{T2} = \frac{3P}{22} \quad (4-63)$$

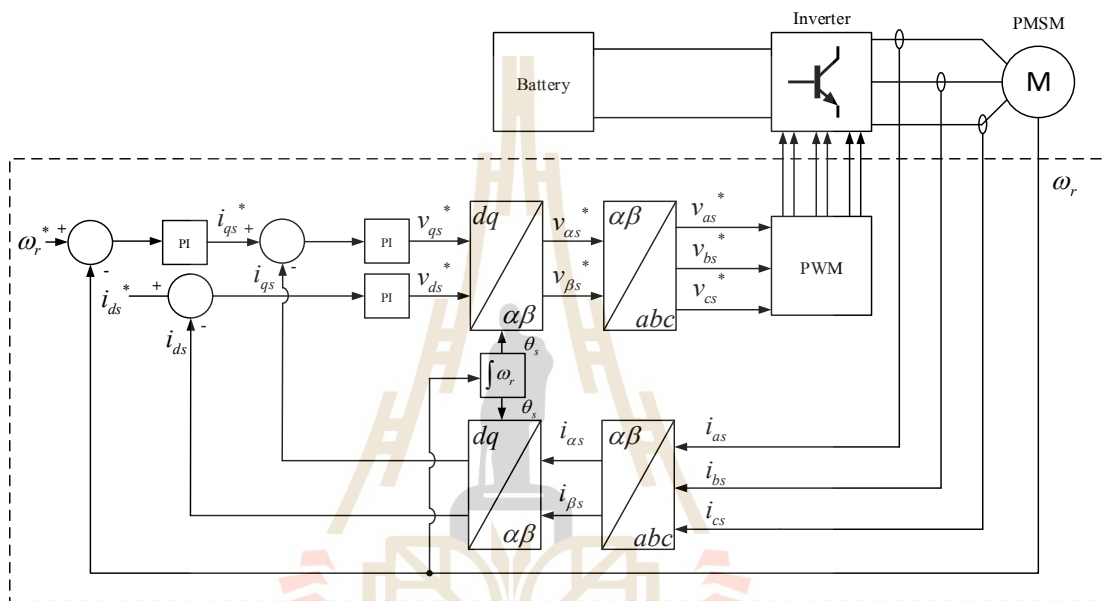
จากสมการที่ (4-62) สมการแรงบิดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีรูปแบบที่คล้ายกันกับมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก ประกอบไปด้วย 3 เทอม คือ เทอมของค่าคงที่ ( $K_{T2}$ ) เทอมของค่าฟลักซ์ ( $\psi_m + i_{ds} (L_{ds} - L_{qs})$ ) และเทอมของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  โดยเทอมของค่าฟลักซ์ ประกอบไปด้วย เทอมของฟลักซ์ที่สร้างจากแม่เหล็กถาวร ( $\psi_m$ ) เป็นฟลักซ์ที่ทำให้เกิดแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic torque) โดยเทอมดังกล่าวเป็นค่าคงที่บนแกน  $d$  ซึ่งได้จากการแปลงแกนอ้างอิงที่หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ดังสมการที่ (3-120) และเทอมค่าฟลักซ์ที่เกิดจากความแตกต่างของค่าความเหนี่ยวนำบนแกน  $d$  กับแกน  $q$  ( $i_{ds} (L_{ds} - L_{qs})$ ) เป็นฟลักซ์ที่ทำให้เกิดแรงบิดต้านทานแม่เหล็ก (reluctance torque) (Tino Jercic, Damir Zarko, Jadranko Matusko and Marijan Martinovic, 2015) โดยปริมาณฟลักซ์ดังกล่าวขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  เท่านั้น ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า เทอมของค่าฟลักซ์ในสมการแรงบิดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จะขึ้นอยู่กับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  เท่านั้น เมื่อควบคุมปริมาณดังกล่าวให้เป็นค่าคงที่ แรงบิดจะเปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  เท่านั้น ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การควบคุมแรงบิด จะควบคุมผ่านกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  ซึ่งเป็นไปตามหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์

จากการอธิบายข้างต้น การควบคุมแบบเวกเตอร์มีหลักสำคัญ คือ การควบคุมฟลักซ์ด้วยกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  และการควบคุมแรงบิดด้วยกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  ซึ่งปริมาณทั้งสองเป็นอิสระจากกัน โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวได้จากการพิจารณาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์บนแกน  $dq$  ที่หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ดังนั้นจะต้องมีการวัดมุมซิงโครนัส เพื่อใช้ในการแปลงแกนหมุน เนื่องจากมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีค่าความเร็วรอบของโรเตอร์เท่ากับความเร็วซิงโครนัส ดังนั้นจึงสามารถวัดค่าความเร็วซิงโครนัสได้โดยตรงด้วยการวัดค่าความเร็วรอบของโรเตอร์

เมื่อพิจารณาโครงสร้างระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ซึ่งมีลักษณะคล้ายกันกับโครงสร้างระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังแสดงในรูปที่ 4.2 แตกต่างกันเพียงมอเตอร์ที่ใช้ จากเดิมเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะเปลี่ยนเป็นมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เมื่อพิจารณาโครงสร้างของระบบควบคุม จึงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งระบบ

ดังกล่าวมีหลักการการทำงานเช่นเดียวกับกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม แตกต่างกันเพียงไม่มีขั้นตอนการประมาณค่าสลิป เนื่องจากสามารถคำนวณมุมซิงโครนัสได้โดยตรงจากค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ ดังสมการที่ (4-64)

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \omega_r dt \quad (4-64)$$



รูปที่ 4.12 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์

#### 4.5 การออกแบบตัวควบคุมในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 4.12 ซึ่งมีตัวควบคุมทั้งหมด 3 ชุด ประกอบไปด้วย ตัวควบคุมพีไอลู่วัดควบคุมความเร็วรอบ ตัวควบคุมพีไอลู่วัดควบคุมกระแสบนแกน  $d$  และตัวควบคุมพีไอลู่วัดควบคุมกระแสบนแกน  $q$  ในการออกแบบตัวควบคุมจะดำเนินการเช่นเดียวกับกับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมลู่วควบคุมกระแสและความเร็วรอบ ดังตารางที่ 4.2 โดยพิจารณาจากสมการที่ (4-33) และ (4-34) เช่นเดียวกันกับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยในการออกแบบ กำหนดให้การตอบสนองต่อสัญญาณอินพุตแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย เป็นแบบหน่วงวิกฤต ซึ่งมีค่าเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกินเท่ากับ 0 % ทั้งลู่วควบคุมกระแสและลู่วควบคุมความเร็วรอบ ช่วงเวลาเข้าที่ของลู่วควบคุมกระแส กำหนดให้มีความเร็วเป็น 4 เท่าของพิกัดความถี่ของมอเตอร์ (พิจารณาจากคาบซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.005 วินาที) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.00127 วินาที และช่วงเวลาเข้าที่ของลู่วควบคุมความเร็วรอบ กำหนดให้ช้ากว่าลู่วควบคุมกระแส 50 เท่า ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.0637 วินาที ในขณะที่ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรใช้ค่าจากตารางที่ 3.5

ตารางที่ 4.2 ค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$\omega_{ni}$	$1000\pi$ rad/s	ความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบลู่วควบคุมกระแส
$\zeta_i$	1	อัตราส่วนการหน่วงที่ใช้ในการออกแบบลู่วควบคุมกระแส
$\omega_{no}$	$20\pi$ rad/s	ความถี่ธรรมชาติที่ใช้ในการออกแบบลู่วควบคุมความเร็วรอบ
$\zeta_o$	1	อัตราส่วนการหน่วงที่ใช้ในการออกแบบลู่วควบคุมความเร็วรอบ

#### 4.5.1 การออกแบบตัวควบคุมของลู่วควบคุมกระแส

ในการออกแบบตัวควบคุมจะต้องใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรซึ่งสามารถหาได้จากขั้นตอนต่อไปนี้

สมการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $dq$  แสดงดังสมการที่ (4-65) และ (4-66)

ตามลำดับ

$$v_{ds} = i_{ds} R_s - \omega_r L_{qs} i_{qs} + L_{ds} \frac{d}{dt} i_{ds} \quad (4-65)$$

$$v_{qs} = i_{qs} R_s + \omega_r L_{ds} i_{ds} + \omega_r \psi_m + L_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs} \quad (4-66)$$

ทำการแปลงสมการที่ (4-65) และ (4-66) ให้อยู่บนโดเมนเอส ด้วยการแปลงลาปลาซ ซึ่งผลการแปลงลาปลาซจะเป็นดังสมการที่ (4-67) และ (4-68) ตามลำดับ

$$V_{ds(s)} = I_{ds(s)} R_s + sL_{ds} I_{ds(s)} - \omega_{r(s)} L_{qs} I_{qs(s)} \quad (4-67)$$

$$V_{qs(s)} = I_{qs(s)} R_s + sL_{qs} I_{qs(s)} + \omega_{r(s)} L_{ds} I_{ds(s)} + \omega_{r(s)} \psi_m \quad (4-68)$$

จากเทอมสุดท้ายของสมการที่ (4-67) และสองเทอมสุดท้ายของสมการที่ (4-68) คือเทอมของค่าแรงดันชดเชยแบบไปหน้า และเนื่องจากสามารถอนุมานได้ว่าพลวัตของระบบขึ้นอยู่กับค่าโพลเป็นสำคัญ (Espina, Arias, Balcells and Ortega, 2009) ดังนั้น จึงสามารถลดรูปสมการดังกล่าวเป็นรูปแบบอย่างง่ายเพื่อใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ได้ดังสมการที่ (4-69) และ (4-70) ตามลำดับ

$$V_{ds(s)} = I_{ds(s)} R_s + sL_{ds} I_{ds(s)} \quad (4-69)$$

$$V_{qs(s)} = I_{qs(s)} R_s + sL_{qs} I_{qs(s)} \quad (4-70)$$

จากนั้นจัดรูปสมการที่ (4-69) และ (4-70) ให้อยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอน จะได้ดังสมการที่ (4-71) และสมการที่ (4-72) ตามลำดับ โดยค่าคงตัวทางเวลาของขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $d$  ( $\tau_{sd}$ ) และแกน  $q$  ( $\tau_{sq}$ ) แสดงดังสมการที่ (4-73) และ (4-74) ตามลำดับ

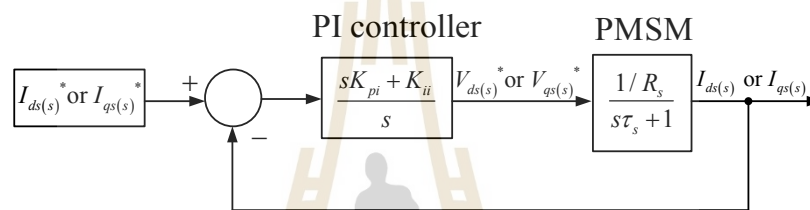
$$\frac{I_{ds(s)}}{V_{ds(s)}} = \frac{1}{(R_s + sL_{ds})} = \frac{1/R_s}{s\tau_{sd} + 1} \quad (4-71)$$

$$\frac{I_{qs(s)}}{V_{qs(s)}} = \frac{1}{(R_s + sL_{qs})} = \frac{1/R_s}{s\tau_{sq} + 1} \quad (4-72)$$

$$\tau_{sd} = \frac{L_{ds}}{R_s} \quad (4-73)$$

$$\tau_{sq} = \frac{L_{qs}}{R_s} \quad (4-74)$$

เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของกระแสเตเตอร์บนแกน  $dq$  ดังแสดงในสมการที่ (4-71) และ (4-72) มีรูปแบบที่คล้ายกัน เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา จึงแสดงขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมกระแสบนแกนทั้งสองไว้ด้วยกัน โดยค่าคงตัวทางเวลาของขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $dq$  แทนด้วยตัวแปร  $\tau_s$  แสดงดังรูปที่ 4.13 จากรูปดังกล่าว สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดได้ดังสมการที่ (4-75)



รูปที่ 4.13 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแส

$$\frac{I_{ds(s)}}{I_{ds(s)}^*} = \frac{I_{qs(s)}}{I_{qs(s)}^*} = \frac{(sK_{pi} + K_{ii})/R_s \tau_s}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pi}}{R_s \tau_s}\right)s + \frac{K_{ii}}{R_s \tau_s}} \quad (4-75)$$

จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์พจน์พหุนามลักษณะเฉพาะกับฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานในสมการที่ (4-32) จะได้สมการสำหรับออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  ดังสมการที่ (4-76) และ (4-77) ตามลำดับ

$$K_{pi} = 2\zeta_i \omega_{ni} R_s \tau_s - R_s \quad (4-76)$$

$$K_{ii} = \omega_{ni}^2 R_s \tau_s \quad (4-77)$$

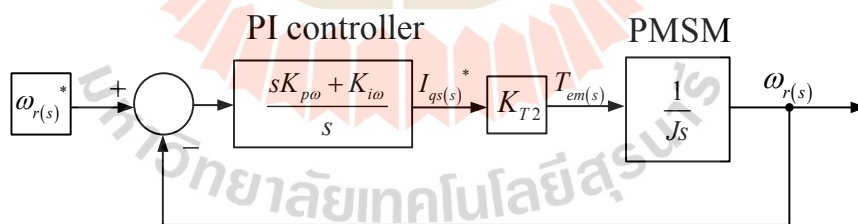
แทนค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจากตารางที่ 3.5 และค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติจากตารางที่ 4.2 ลงในสมการที่ (4-76) และ (4-77) จะได้

ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลู่วควบคุมกระแสบนแกน  $d$  คือ  $K_{pd} = 1.08$  และ  $K_{id} = 1717.30$  และจะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลู่วควบคุมกระแสบนแกน  $q$  คือ  $K_{pq} = 1.83$  และ  $K_{iq} = 2891.80$

#### 4.5.2 การออกแบบตัวควบคุมของลู่วควบคุมความเร็วรอบ

จากสมการแรงบิดของมอเตอร์ซึ่งโครน์สชนิดแม่เหล็กถาวร ในสมการที่ (4-62) เมื่อกำหนดกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ซึ่งเป็นกระแสควบคุมฟลักซ์ให้มีค่าคงที่ พบว่าแรงบิดจะถูกควบคุมด้วยกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  เท่านั้น ซึ่งแรงบิดมีความสัมพันธ์กับความเร็วรอบดังแสดงในไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์ซึ่งโครน์สชนิดแม่เหล็กถาวร ซึ่งมีรูปแบบเดียวกันกับไดอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในรูปที่ 4.5 และมีสมการแรงบิดดังแสดงในสมการที่ (4-51) ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การควบคุมความเร็วรอบจะดำเนินการบนแกน  $q$  โดยการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบทางกลจะใช้หลักการเดียวกันกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4-53)

จากรูปที่ 4.12 สามารถแสดงลู่วควบคุมความเร็วรอบได้ดังรูปที่ 4.14 ซึ่งจะไม่พิจารณาลู่วควบคุมกระแสเนื่องจากมีการตอบสนองที่เร็วมากเมื่อเปรียบเทียบกับลู่วควบคุมความเร็วรอบจากระบบควบคุมวงปิดดังกล่าวสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดได้ดังสมการที่ (4-78)



รูปที่ 4.14 บล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบ

$$\frac{\omega_{r(s)}}{\omega_{r(s)}^*} = \frac{(sK_T K_{pw} + K_T K_{iw})/J}{s^2 + \frac{sK_T K_{pw}}{J} + \frac{K_T K_{iw}}{J}} \quad (4-78)$$



จากนั้นทำการเทียบสัมประสิทธิ์พจน์พหุนามลักษณะเฉพาะกับฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐานในสมการที่ (4-32) จะได้สมการสำหรับออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม  $K_{p\omega}$  และ  $K_{i\omega}$  ดังสมการที่ (4-79) และ (4-80) ตามลำดับ

$$K_{p\omega} = \frac{2J\zeta\omega_{n\omega}}{K_T} \quad (4-79)$$

$$K_{i\omega} = \frac{J\omega_{n\omega}^2}{K_T} \quad (4-80)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจากตารางที่ 3.5 และค่าอัตราส่วนการหน่วงและความถี่ธรรมชาติจากตารางที่ 4.2 ลงในสมการที่ (4-79) และ (4-80) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลูบควบคุมความเร็วรอบ คือ  $K_{p\omega} = 26.21$  และ  $K_{i\omega} = 823.45$

เมื่อพิจารณาการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟสด้วยวิธีพีดีบีเบิลยูเอ็มแบบไซน์สัญญาณพัลส์ที่ใช้ในการควบคุมการสวิตช์ของ IGBT มีหลักการทำงานเช่นเดียวกับในระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่แสดงในรูปที่ 4.7 จากสมการแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามเฟส ในสมการที่ (4-57) แทนค่าแรงดันไฟฟ้าของแบตเตอรี่เท่ากับ 350.4 โวลต์ ซึ่งเป็นแบตเตอรี่ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ดังแสดงในตารางที่ 3.2 และแทนค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์สามเฟสเท่ากับแรงดันพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ในระบบดังกล่าว ซึ่งมีค่าเท่ากับ 176 โวลต์ จะได้ค่าอัตราส่วน  $m_a$  ดังสมการที่ (4-81)

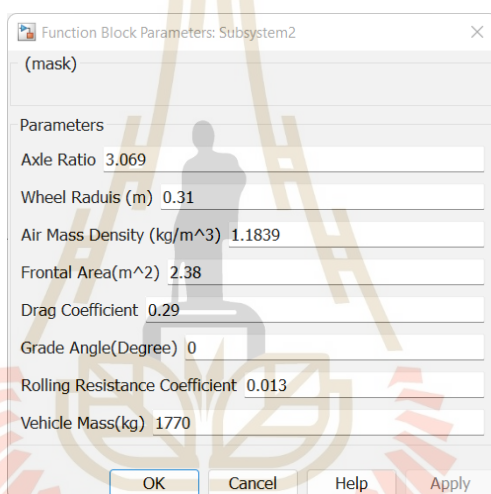
$$m_a = \frac{2\sqrt{2}}{V_{dc}\sqrt{3}}V_{L-L} = 0.820 \quad (4-81)$$

จากสมการที่ (4-58) แทนค่ายอดของสัญญาณพาร์รูปสามเหลี่ยมเท่ากับ 1 โวลต์ จะได้ค่ายอดของสัญญาณควบคุมรูปคลื่นไซน์ดังสมการที่ (4-82)

$$V_{control} = m_a V_{tri} = 0.820 \quad (4-82)$$

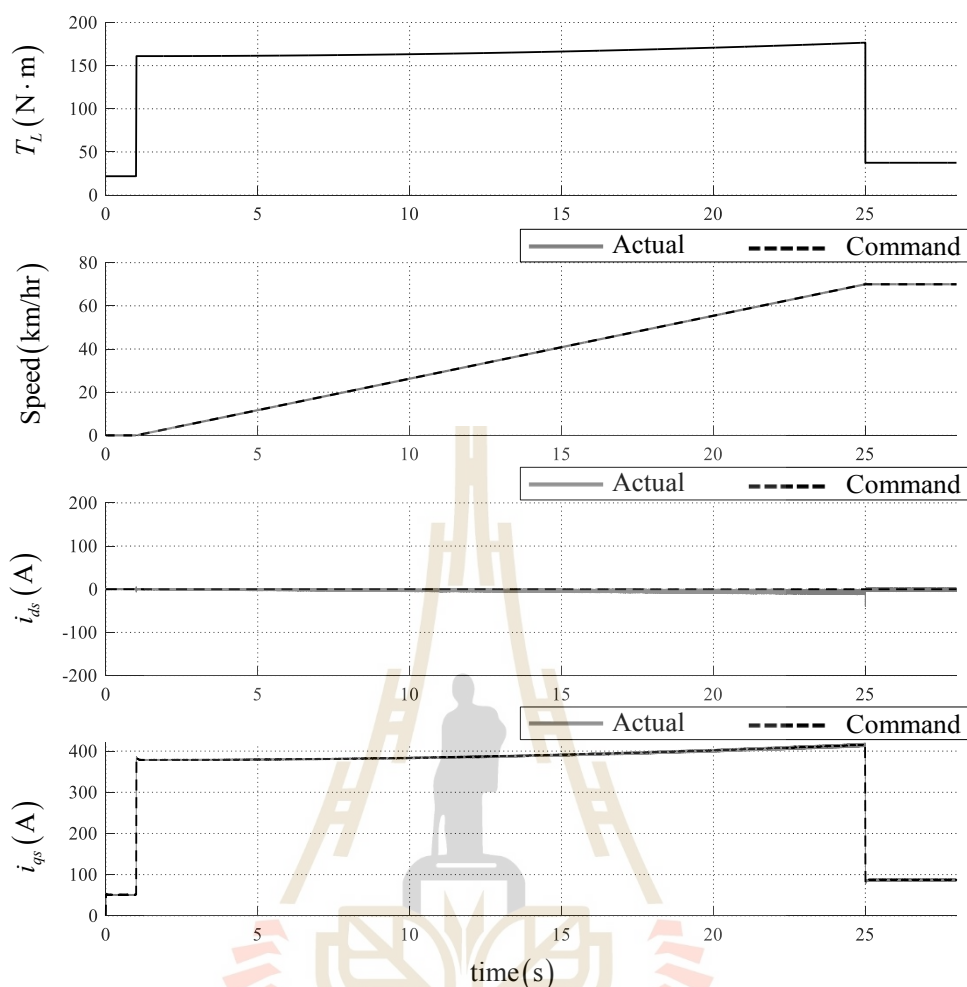
พิกัดแรงดันของมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร มีค่ายอดเท่ากับ 143.70 โวลต์ ดังนั้นจึงต้องทำการลดทอนด้วยการคูณค่าอัตราขยาย  $\frac{1}{175}$  เพื่อให้  $V_{control}$  มีค่าเท่ากับ 0.820 โวลต์

การจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ จะใช้การแปลงความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าในหน่วยกิโลเมตรต่อชั่วโมงไปเป็นความเร็วรอบในหน่วยรอบต่อนาที เช่นเดียวกับกับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่แสดงการสร้างบล็อกในรูปที่ 4.8 และบล็อกคำนวณแรงบิดโพลต์ที่แสดงในรูปที่ 4.9 จากนั้นใช้คำสั่ง Mask ในการระบุค่าพารามิเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 การใช้คำสั่ง Mask ในการระบุค่าพารามิเตอร์ของยานยนต์ไฟฟ้า

จากนั้นทำการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ โดยเป็นการจำลองการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่มีน้ำหนักผู้โดยสารและสำภาระสูงสุดเท่ากับ 1,770 กิโลกรัม และขับเคลื่อนอยู่บนทางราบ (มุมความลาดเอียงของถนนเท่ากับศูนย์) โดยเริ่มต้นจากจุดหยุดนิ่ง จากนั้นที่เวลา 1 วินาที ทำการเพิ่มความเร็วอย่างสม่ำเสมอจนกระทั่งคงที่ที่ความเร็วเท่ากับ 70 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ที่เวลา 25 วินาที ได้ผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 ผลการจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า

จากกราฟผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 4.16 กราฟแรก คือ แรงบิดโพลของมอเตอร์ไฟฟ้า กราฟดังกล่าวมีแนวโน้มคล้ายกับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แต่จะมีค่าที่แตกต่างเนื่องจากการใช้อัตราทดรวมของระบบที่แตกต่างกัน รวมถึงน้ำหนักรวมของยานยนต์ไฟฟ้าที่ต่างกันไป โดยแรงบิดดังกล่าวเปลี่ยนแปลงตามแรงขับเคลื่อน ซึ่งโดยส่วนใหญ่จะเป็นแรงที่ต้องเอาชนะความเฉื่อยในการเคลื่อนที่ ทำให้ในช่วงแรกที่ยานยนต์มีอัตราเร่ง จะส่งผลให้แรงบิดโพลมีค่าสูง และมีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อยในเวลาถัดมา เนื่องจากแรงต้านจากอากาศที่แปรผันตรงกับความเร็วของยานยนต์ยกกำลังสอง จนกระทั่งที่เวลา 25 วินาที ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าคงที่ ความเร่งมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจุดดังกล่าวจะมีเพียงแรงต้านจากอากาศและแรงต้านทานการกลิ้ง ทำให้ค่าแรงบิดโพลของมอเตอร์มีค่าต่ำ กราฟลำดับที่สอง คือ ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งแปรผันตรงกับ

ความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้า กราฟดังกล่าวยืนยันได้ว่า การควบคุมแบบเวกเตอร์โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบตามขั้นตอนที่ได้นำเสนอ สามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้าได้ตามที่ต้องการ ในขณะที่ค่าแรงบิดโหลดมีการเปลี่ยนแปลงตามความเร่งและความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า กราฟลำดับที่สาม คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  หรือ กระแสควบคุมฟลักซ์ ซึ่งค่าดังกล่าวถูกกำหนดให้คงที่เท่ากับศูนย์ เนื่องจากในการขับเคลื่อนจะใช้ฟลักซ์ที่โรเตอร์ที่ได้จากแม่เหล็กถาวรเป็นหลัก และผลที่ได้คือระบบควบคุมสามารถควบคุมปริมาณดังกล่าวให้คงที่ตลอดช่วงเวลาการทำงาน และกราฟลำดับสุดท้าย คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  หรือกระแสควบคุมแรงบิด จากผลการจำลองสถานการณ์ กระแสดังกล่าวมีการเปลี่ยนแปลงตามค่าแรงบิดโหลดของมอเตอร์ ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์

#### 4.6 สรุป

จากผลการจำลองสถานการณ์ทั้ง 2 ระบบ คือ ระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร สรุปได้ว่า ตัวควบคุมที่ออกแบบตามขั้นตอนที่ได้นำเสนอสำหรับทั้ง 2 ระบบ สามารถควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าได้ตามค่าความเร็วอ้างอิง ในขณะที่แรงบิดโหลดมีการเปลี่ยนแปลงตามความเร็วและความเร่งของยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งตัวควบคุมดังกล่าว สามารถควบคุมปริมาณต่าง ๆ ให้เป็นไปตามเงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์ คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ทำหน้าที่ในการควบคุมฟลักซ์ ซึ่งถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ที่พิกัดของมอเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และกำหนดให้มีค่าคงที่เท่ากับศูนย์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร และกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  ทำหน้าที่ในการควบคุมแรงบิด จะมีค่าที่เปลี่ยนแปลงตามแรงบิดโหลดของมอเตอร์ ในบทถัดไปจะนำเสนอหลักการการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า และการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานด้วยหลักการที่นำเสนอ ตามลำดับ ซึ่งหลักการการประหยัดพลังงานที่นำเสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะมีการควบคุมค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ให้มีค่าที่เหมาะสม เพื่อทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน โดยตัวควบคุมที่ถูกออกแบบด้วยหลักการที่นำเสนอในบทนี้ จะถูกใช้ในกระบวนการดังกล่าว

## บทที่ 5

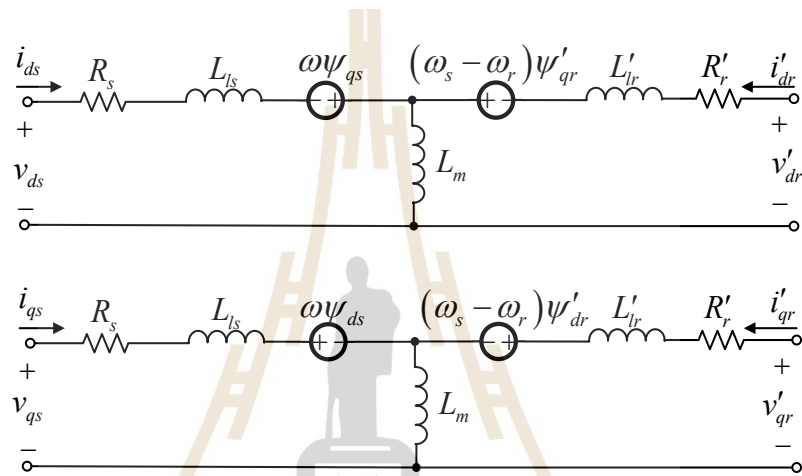
# การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ในระบบยานยนต์ไฟฟ้า

### 5.1 บทนำ

เนื่องจากความต้องการในด้านการอนุรักษ์สิ่งแวดล้อมของสังคมโลก ปัจจัยด้านพลังงาน และการพัฒนาเทคโนโลยี ทำให้ยานยนต์ไฟฟ้าถูกพัฒนาและใช้งานมากขึ้นในปัจจุบัน และมีแนวโน้มที่จะถูกผลิตและใช้งานมากขึ้นในอนาคต ดังนั้นการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า เพื่อให้สามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางเพิ่มมากขึ้นต่อหนึ่งรอบการชาร์จ เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน จึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจในการพัฒนา ด้วยเหตุนี้ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงมีวัตถุประสงค์ คือ การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า โดยเลือกใช้วิธีฐานแบบจำลอง เนื่องจากให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว เหมาะสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่มีสถานะโพลเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามลักษณะการขับเคลื่อน โดยทั่วไปจะทำการปรับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ซึ่งเป็นกระแสควบคุมหลักในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ ให้มีค่าที่เหมาะสมที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน ในการพิจารณากระแสดังกล่าวจะดำเนินการผ่านสมการที่แตกต่างกัน โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาจากสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตที่จ่ายให้กับมอเตอร์ไฟฟ้า ด้วยวิธีหาค่าเหมาะที่สุด (optimization method) ทางคณิตศาสตร์ เนื่องจากสมการดังกล่าวสามารถหาได้จากวงจรสมมูลของมอเตอร์บนแกน  $dq$  ที่นำเสนอในบทที่ 4 ได้โดยตรง โดยพารามิเตอร์ที่ใช้เป็นพารามิเตอร์พื้นฐานที่สามารถหาได้ทั่วไปจากงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง หรือจากการทดสอบมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม จึงทำให้เป็นวิธีที่สามารถดำเนินการได้โดยไม่ต้องมีการทดสอบมอเตอร์เพิ่มเติม ดังนั้น ในบทนี้ จึงนำเสนอการหาจุดการทำงานที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยพิจารณากำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ จากนั้นจะทำการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับสถานะการขับเคลื่อนต่าง ๆ เพื่อเป็นการยืนยันผลการประหยัดพลังงาน

## 5.2 การประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $dq$  แสดงดังรูปที่ 5.1 เมื่อพิจารณาสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจร จะได้ดังสมการที่ (5-1) โดยสมการพลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  แสดงดังสมการที่ (5-2) และ (5-3) ตามลำดับ และสมการพลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $dq$  แสดงดังสมการที่ (5-4) และ (5-5) ตามลำดับ



รูปที่ 5.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $dq$

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} i_{ds}^2 R_s - \omega i_{ds} \psi_{qs} + i_{ds} \frac{d}{dt} \psi_{ds} + i_{qs}^2 R_s + \omega i_{qs} \psi_{ds} \\ + i_{qs} \frac{d}{dt} \psi_{qs} + i_{dr}'^2 R_r' - (\omega - \omega_r) i_{dr}' \psi_{qr}' + i_{dr}' \frac{d}{dt} \psi_{dr}' \\ + i_{qr}'^2 R_r' + (\omega - \omega_r) i_{qr}' \psi_{dr}' + i_{qr}' \frac{d}{dt} \psi_{qr}' \end{pmatrix} \quad (5-1)$$

$$\psi_{ds} = (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr}' \quad (5-2)$$

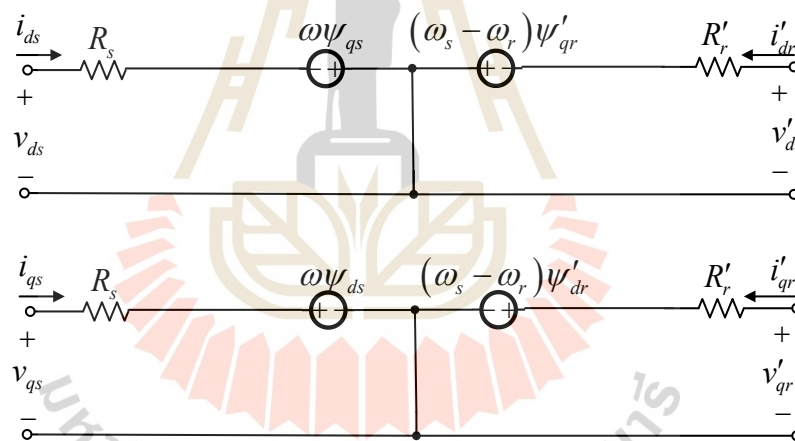
$$\psi_{qs} = (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr}' \quad (5-3)$$

$$\psi_{dr}' = (L_{lr}' + L_m) i_{dr}' + L_m i_{ds} \quad (5-4)$$

$$\psi'_{qr} = (L'_r + L_m)i'_{qr} + L_m i_{qs} \quad (5-5)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (5-1) ให้อยู่ในรูปของค่ากระแสบนแกน  $d$  เนื่องจากเป็นปริมาณที่จะพิจารณาในการประหยัดพลังงาน เพื่อลดความซับซ้อนของสมการ จึงมีการกำหนดเงื่อนไขเพื่อให้สมการอยู่ในรูปที่ง่ายขึ้นสำหรับการนำไปใช้ในขั้นตอนต่อไป การกำหนดเงื่อนไขสามารถอธิบายได้ดังนี้

เงื่อนไขที่ 1 : เมื่อพิจารณาในสภาวะคงตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์มีค่าเป็นศูนย์ ( $\frac{d}{dt}\psi=0$ ) จึงทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในวงจรมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นวงจรสมมูลของมอเตอร์ดังรูปที่ 5.1 จึงเปลี่ยนเป็นดังรูปที่ 5.2 และเมื่อแทนค่า  $\frac{d}{dt}\psi=0$  ลงในสมการที่ (5-1) จะได้ดังสมการที่ (5-6)



รูปที่ 5.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $dq$  เมื่อพิจารณาเงื่อนไขที่ 1

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( \begin{aligned} & i_{ds}^2 R_s - \omega i_{ds} \psi_{qs} + i_{qs}^2 R_s + \omega i_{qs} \psi_{ds} \\ & + i'_{dr}{}^2 R'_r - (\omega - \omega_r) i'_{dr} \psi'_{qr} + i'_{qr}{}^2 R'_r + (\omega - \omega_r) i'_{qr} \psi'_{dr} \end{aligned} \right) \quad (5-6)$$

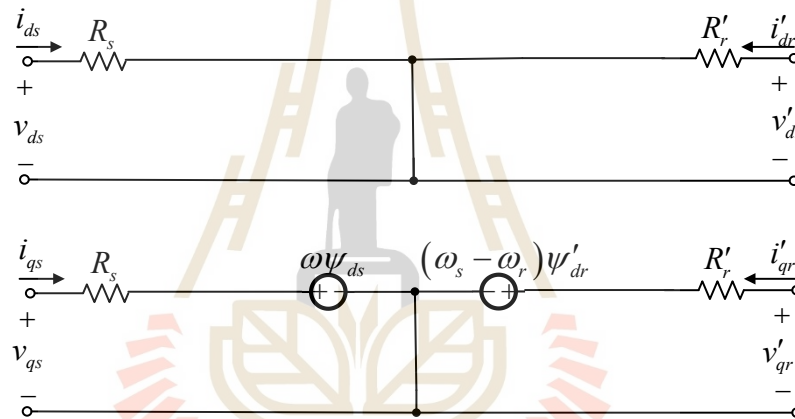
เงื่อนไขที่ 2 : เนื่องจากโดยทั่วไปแล้วค่าความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวด ( $L_s, L'_r$ ) มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำร่วม ( $L_m$ ) ดังนั้นค่า  $L_s$  และ  $L'_r$  ในสมการที่ (5-2) ถึง (5-5) จะไม่ถูกนำมาพิจารณา ทำให้ได้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงดังสมการที่ (5-7) และ (5-8)

$$\psi_{ds} = \psi'_{dr} = (i_{ds} + i'_{dr})L_m \quad (5-7)$$

$$\psi_{qs} = \psi'_{qr} = (i_{qs} + i'_{qr})L_m \quad (5-8)$$

เงื่อนไขที่ 3 : จากหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ ค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $q$  จะมีค่าเป็นศูนย์ ( $\psi'_{qr} = 0$ ) ดังนั้นวงจรสมมูลของมอเตอร์ดังรูปที่ 5.2 จึงเปลี่ยนเป็นดังรูปที่ 5.3 และเมื่อแทนค่า  $\psi'_{qr} = 0$  ลงในสมการที่ (5-8) จะได้ดังสมการที่ (5-9)

$$\psi_{qs} = \psi'_{qr} = 0 = (i_{qs} + i'_{qr})L_m \quad (5-9)$$



รูปที่ 5.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $dq$  เมื่อพิจารณาเงื่อนไขที่ 3

จากสมการที่ (5-9) จะได้ความสัมพันธ์ของกระแสบนแกน  $q$  ดังสมการที่ (5-10)

$$i'_{qr} = -i_{qs} \quad (5-10)$$

จากวงจรสมมูลบนแกน  $dq$  ในรูปที่ 5.3 จะได้ค่ากระแสที่โรเตอร์บนแกน  $d$  ดังสมการที่ (5-11)

$$i'_{dr} = 0 \quad (5-11)$$



แทนสมการที่ (5-11) ลงในสมการที่ (5-7) ได้ดังสมการที่ (5-12)

$$\psi_{ds} = \psi'_{dr} = i_{ds} L_m \quad (5-12)$$

จากสมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในสมการที่ (4-23) กำหนดให้แรงบิดของมอเตอร์ดังกล่าว มีค่าประมาณเท่ากับแรงบิดโพลด์ ( $T_{em} \approx T_L$ ) จากนั้นจัดรูปเป็นสมการกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  จะได้ดังสมการที่ (5-13) โดยค่าคงที่  $K_T$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (5-14)

$$i_{qs} = \frac{T_L}{K_T i_{ds}} \quad (5-13)$$

$$K_T = \frac{3P}{22} \frac{L_m^2}{(L_r + L_m)} \quad (5-14)$$

แทนสมการที่ (5-11) ลงในสมการที่ (5-6) จะได้ดังสมการที่ (5-15)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( i_{ds}^2 R_s - \omega i_{ds} \psi_{qs} + i_{qs}^2 R_s + \omega i_{qs} \psi_{ds} \right) + i_{qr}^2 R_r' + (\omega - \omega_r) i_{qr}' \psi_{dr}' \quad (5-15)$$

แทนสมการที่ (5-12) ลงในสมการที่ (5-15) จะได้ดังสมการที่ (5-16)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( i_{ds}^2 R_s - \omega i_{ds} \psi_{qs} + i_{qs}^2 R_s + \omega i_{qs} i_{ds} L_m \right) + i_{qr}^2 R_r' + (\omega - \omega_r) i_{qr}' i_{ds} L_m \quad (5-16)$$

แทนสมการที่ (5-8) ลงในสมการที่ (5-16) จะได้ดังสมการที่ (5-17)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( i_{ds}^2 R_s - (i_{qs} + i_{qr}') \omega i_{ds} L_m + i_{qs}^2 R_s + \omega i_{qs} i_{ds} L_m \right) + i_{qr}^2 R_r' + (\omega - \omega_r) i_{qr}' i_{ds} L_m \quad (5-17)$$

แทนสมการที่ (5-10) ลงในสมการที่ (5-17) จะได้ดังสมการที่ (5-18)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( \frac{i_{ds}^2 R_s + i_{qs}^2 R_s + \omega i_{qs} i_{ds} L_m}{+(i_{qs})^2 R_r' + (\omega_r - \omega) i_{qs} i_{ds} L_m} \right) \quad (5-18)$$

แทนสมการที่ (5-13) ลงในสมการที่ (5-18) จะได้ดังสมการที่ (5-19)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( i_{ds}^2 R_s + \left( \frac{T_L}{K_T i_{ds}} \right)^2 (R_s + R_r') + \frac{\omega_r T_L L_m}{K_T} \right) \quad (5-19)$$

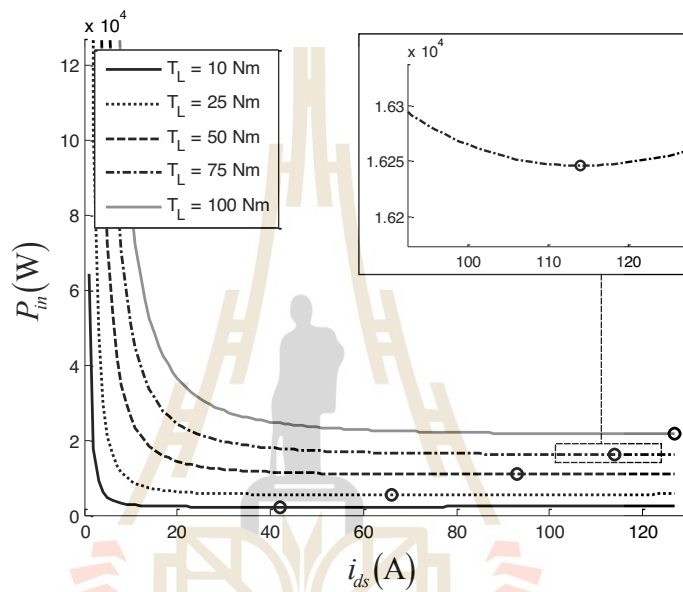
จากการอธิบายที่ผ่านมาทำให้ได้สมการกำลังไฟฟ้าอินพุตที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ดังแสดงในสมการที่ (5-19) เพื่อยืนยันความถูกต้องของสมการดังกล่าว จึงทำการเปรียบเทียบผลจากการคำนวณกับผลจากการจำลองสถานการณ์ แสดงผลการตรวจสอบความถูกต้องดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุต

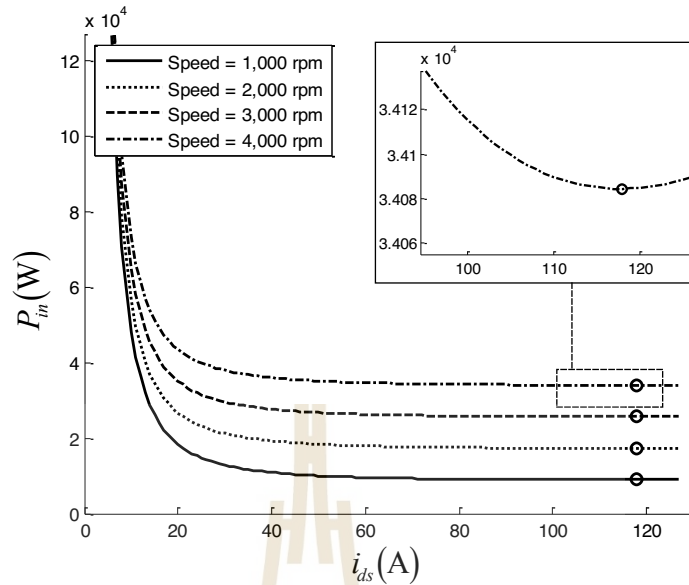
$T_L$ (N·m)	$\omega_r$ (rad/s)	$i_{ds}$ (A)	$P_{in,Simulation}$ (W)	$P_{in,Calculation}$ (W)	%Error
25	502.3	130.5	12,910	12,930	0.155
50	502.0	129.2	25,520	25,540	0.078
100	501.4	128.1	50,830	50,860	0.059
150	500.7	127.9	76,260	76,300	0.052
200	500.1	127.8	101,800	101,880	0.079
250	499.4	127.8	127,500	127,570	0.055
255	499.3	127.8	130,100	130,140	0.031

จากผลการตรวจสอบความถูกต้องของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตที่ได้ สามารถยืนยันได้ว่าสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตที่มีการกำหนดเงื่อนไขทั้ง 3 ข้อ ให้ผลการคำนวณที่ถูกต้อง มีความคลาดเคลื่อนต่ำ สามารถนำไปใช้สำหรับพิจารณาการประหยัดพลังงานได้ โดยจากสมการดังกล่าวเมื่อทำการปรับสภาวะโหลด คือ ปรับแรงบิดโหลดในขณะที่ความเร็วรอบคงที่เท่ากับ 2,000 รอบต่อ

นาที่ และปรับความเร็วรอบในขณะที่แรงบิดโหลดคงที่เท่ากับ 80 นิวตันเมตร ได้ผลการคำนวณดังรูปที่ 5.4 และ 5.5 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่า สามารถหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุตมีค่าต่ำที่สุด (จุดวงกลมในกราฟ) ซึ่งจะทำให้เกิดการประหยัดพลังงานเมื่อเปรียบเทียบกับการควบคุมแบบดั้งเดิมที่ใช้การกำหนดค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ไว้ที่ค่าพิกัด



รูปที่ 5.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ค่าแรงบิดโหลดต่าง ๆ โดยกำหนดให้ความเร็วรอบคงที่เท่ากับ 2,000 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ค่าความเร็วรอบต่าง ๆ โดยกำหนดให้แรงบิดโหลดคงที่เท่ากับ 80 นิวตันเมตร

การหาจุดการทำงานเพื่อประหยัดพลังงาน สามารถดำเนินการโดยใช้วิธีหาค่าเหมาะที่สุดทางคณิตศาสตร์ ด้วยการหาอนุพันธ์อันดับหนึ่งของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์เทียบกับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ให้เท่ากับศูนย์ แสดงดังสมการที่ (5-20)

$$\frac{dP_{in}}{di_{ds}} = 0 \quad (5-20)$$

แทนสมการที่ (5-19) ลงในสมการที่ (5-20) จากนั้นทำการหาค่าอนุพันธ์ของสมการดังกล่าว และจัดรูปใหม่ จะได้ดังสมการที่ (5-21) โดย  $A_0$  คือ ค่าคงที่ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (5-22)

$$i_{ds} = A_0 \sqrt{|T_L|} \quad (5-21)$$

$$A_0 = 4 \sqrt{\frac{(R_s + R_r')}{R_s K_T^2}} \quad (5-22)$$

ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานในสมการที่ (5-21) จะถูกใช้ในการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่สภาวะโหลดต่าง ๆ เปรียบเทียบกับการขับเคลื่อนด้วยวิธีดั้งเดิมที่ทำการปรับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ให้มีค่าที่พิกัด โดยผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังตารางที่ 5.2 จากผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันได้ว่า หลักการประหยัดพลังงานที่นำเสนอ สามารถทำให้เกิดการประหยัดพลังงานได้จริงในขณะที่มอเตอร์ยังสามารถขับโหลดได้เช่นเดิม จากการวิเคราะห์สมการโหลดทางกลในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า พบว่าแรงบิดโหลดของมอเตอร์จะมีค่าแปรผันตรงกับน้ำหนักและความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า และจากตารางผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าว พบว่าเมื่อน้ำหนักและความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้ามีค่าสูง กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่จะทำให้เกิดการประหยัดพลังงานจะมีค่าที่สูงขึ้นด้วย จึงสรุปได้ว่า กระแสดังกล่าวจะแปรผันตรงกับค่าแรงบิดโหลดของมอเตอร์ไฟฟ้า ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (5-21) เมื่อยานยนต์ไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงความเร็ว หรือเปลี่ยนแปลงน้ำหนัก ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานจะถูกคำนวณใหม่ตลอดเวลาเพื่อให้สอดคล้องกับค่าแรงบิดโหลด ณ ขณะนั้น โดยมีการตั้งขอบเขตของกระแสดังกล่าวไม่ให้เกินค่าพิกัดของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  นอกจากนี้เมื่อสังเกตผลการประหยัดพลังงานจะสามารถสรุปได้ว่า เมื่อใช้หลักการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในระบบยานยนต์ไฟฟ้าตามวิธีการที่นำเสนอ จะสามารถทำให้เกิดการประหยัดพลังงานได้สูงเมื่อน้ำหนักของยานยนต์มีค่าน้อยและวิ่งด้วยความเร็วต่ำ (แรงบิดโหลดมีค่าต่ำ) ในทางตรงข้าม เมื่อน้ำหนักของยานยนต์มีค่ามากและวิ่งด้วยความเร็วสูง (แรงบิดโหลดมีค่าสูง) จะทำให้เกิดการประหยัดพลังงานได้น้อยลง

ตารางที่ 5.2 ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในระบบยานยนต์ไฟฟ้า

น้ำหนัก (kg)	ความเร็ว (km/hr)	ไม่มีการประหยัดพลังงาน		มีการประหยัดพลังงาน		ผลการประหยัด พลังงาน (W)
		$i_{ds}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$i_{ds}$ (A)	$P_{in}$ (W)	
1,620	40	132.1	3,218	54.23	2,978	240
	80		9,513	68.36	9,268	245
	100		14,860	77.28	14,750	110
1,800	40		3,491	56.60	3,247	244
	80		9,911	70.25	9,747	164
	100		15,490	78.96	15,390	100

ตารางที่ 5.2 ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในระบบยานยนต์ไฟฟ้า (ต่อ)

น้ำหนัก (kg)	ความเร็ว (km/hr)	ไม่มีการประหยัดพลังงาน		มีการประหยัดพลังงาน		ผลการประหยัด พลังงาน (W)
		$i_{ds}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$i_{ds}$ (A)	$P_{in}$ (W)	
1,900	40		3,668	57.88	3,391	277
	80		10,290	71.29	10,090	200
	100		15,820	79.88	15,750	70
2,030	40		3,796	59.50	3,583	213
	80		10,570	72.60	10,460	110
	100		16,400	81.06	16,320	80

### 5.3 การประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

สมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่นำเสนอในบทที่ 3 แสดงได้ดังสมการที่ (5-23) เนื่องจากจะพิจารณาการประหยัดพลังงานด้วยการปรับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ดังนั้น จึงจัดรูปสมการดังกล่าวให้อยู่ในรูปของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  เพื่อลดความซับซ้อนของสมการ จึงมีการกำหนดเงื่อนไขเพิ่มเติม เพื่อให้สมการอยู่ในรูปแบบที่ง่าย การกำหนดเงื่อนไขเพิ่มเติมสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( \begin{aligned} & i_{ds}^2 R_s - \omega_r L_{qs} i_{ds} i_{qs} + L_{ds} i_{ds} \frac{d}{dt} i_{ds} + i_{qs}^2 R_s \\ & + \omega_r L_{ds} i_{ds} i_{qs} + \omega_r \psi_m i_{qs} + L_{qs} i_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs} \end{aligned} \right) \quad (5-23)$$

เงื่อนไขที่ 1 : เมื่อพิจารณาในสภาวะคงตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสบนแกน  $dq$  มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นสมการที่ (5-23) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (5-24)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} (i_{ds}^2 R_s + i_{qs}^2 R_s + \omega_r \psi_m i_{qs} + \omega_r L_{ds} i_{ds} i_{qs} - \omega_r L_{qs} i_{ds} i_{qs}) \quad (5-24)$$

จัดรูปสมการที่ (5-24) ได้ตั้งสมการที่ (5-25) โดยกำหนดให้  $L_{dq} = L_{ds} - L_{qs}$  จากนั้นจัดรูปใหม่ จะได้ตั้งสมการที่ (5-26)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} (i_{ds}^2 R_s + i_{qs}^2 R_s + \omega_r \psi_m i_{qs} + \omega_r i_{ds} i_{qs} L_{dq}) \quad (5-25)$$

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} (i_{ds}^2 R_s + i_{qs}^2 R_s + \omega_r i_{qs} (\psi_m + i_{ds} L_{dq})) \quad (5-26)$$

จากสมการแรงบิดของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ในสมการที่ (4-61) กำหนดให้แรงบิดของมอเตอร์ดังกล่าวมีค่าประมาณเท่ากับแรงบิดโหลด ( $T_{em} \approx T_L$ ) จากนั้นจัดรูปเป็นสมการกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  จะได้ตั้งสมการที่ (5-27)

$$i_{qs} = \frac{4T_L}{3P} \frac{1}{(\psi_m + i_{ds} L_{dq})} \quad (5-27)$$

แทนสมการที่ (5-27) ลงในสมการที่ (5-26) จะได้ตั้งสมการที่ (5-28) จากนั้นจัดรูปใหม่ จะได้ตั้งสมการที่ (5-29)

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( i_{ds}^2 R_s + \left( \frac{4T_L}{3P} \frac{1}{(\psi_m + i_{ds} L_{dq})} \right)^2 R_s + \omega_r (\psi_m + i_{ds} L_{dq}) \left( \frac{4T_L}{3P} \frac{1}{(\psi_m + i_{ds} L_{dq})} \right) \right) \quad (5-28)$$

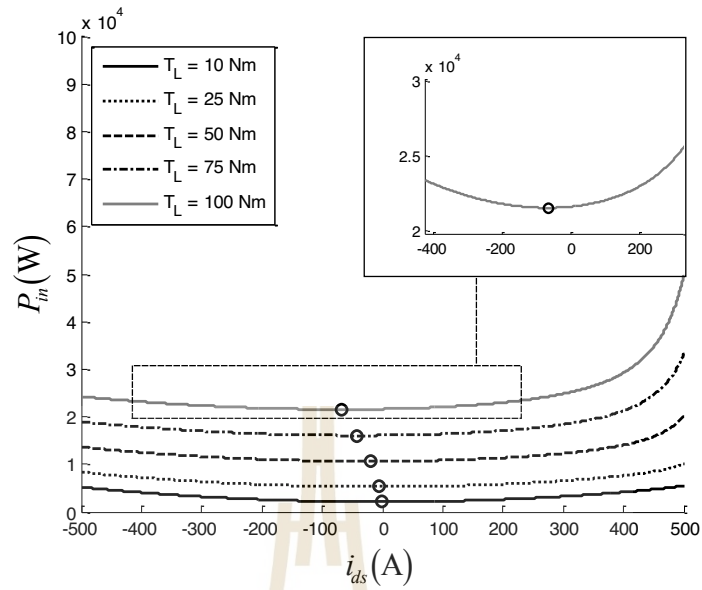
$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \left( R_s i_{ds}^2 + \frac{16R_s}{9P^2} \frac{T_L^2}{(\psi_m + i_{ds} L_{dq})^2} + \frac{4\omega_r T_L}{3P} \right) \quad (5-29)$$

จากการอธิบายที่ผ่านมาทำให้ได้สมการกำลังไฟฟ้าอินพุตที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ดังแสดงในสมการที่ (5-29) เพื่อยืนยันความถูกต้องของสมการดังกล่าว จึงทำการตรวจสอบความถูกต้อง ด้วยการเปรียบเทียบผลการคำนวณกับผลการจำลองสถานการณ์ ดังตารางที่ 5.3 จากผลที่ได้สามารถยืนยันได้ว่า สมการกำลังไฟฟ้าอินพุตที่มีการกำหนดเงื่อนไขเพิ่มเติม 1 ข้อ เพื่อลดความซับซ้อน ให้ผลการคำนวณที่ถูกต้อง ความคลาดเคลื่อนต่ำ สามารถนำไปใช้ในการพิจารณาการประหยัดพลังงานได้ โดยจากสมการดังกล่าว เมื่อทำการปรับสภาวะโหลด คือ ปรับแรงบิดโหลดในขณะที่ความเร็วรอบคงที่เท่ากับ 2,000 รอบต่อนาที และปรับความเร็วรอบในขณะที่แรงบิดโหลดคงที่เท่ากับ 80 นิวตันเมตร ได้ผลการคำนวณดังรูปที่ 5.6 และ 5.7 ตามลำดับ จากรูปดังกล่าวสามารถสรุปได้ว่า สามารถหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้กำลังไฟฟ้าอินพุตมีค่าต่ำที่สุด (จุดวงกลมในกราฟ) ซึ่งจะทำให้เกิดการประหยัดพลังงานเมื่อเปรียบเทียบกับการควบคุมแบบดั้งเดิมที่ใช้การกำหนดค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ให้มีค่าเท่ากับศูนย์

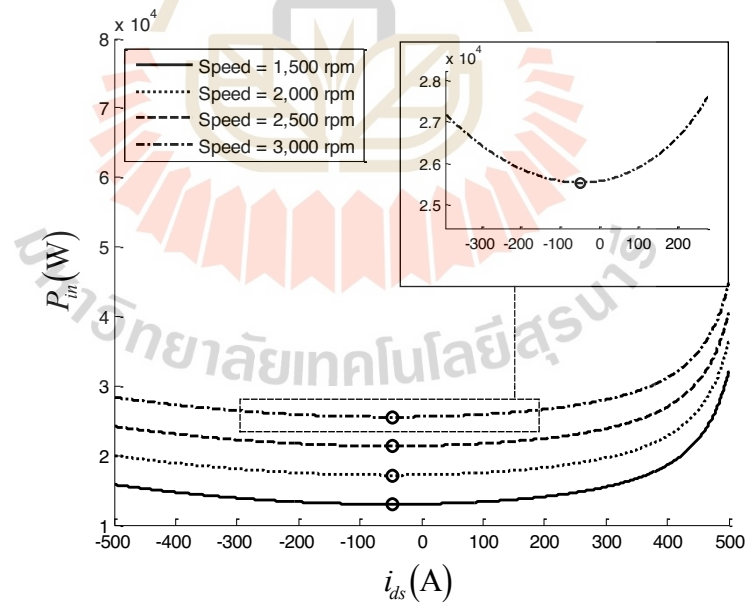
ตารางที่ 5.3 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุต

$T_L$ (N·m)	$\omega_r$ (rad/s)	$i_{ds}$ (A)	$P_{in,Simulation}$ (W)	$P_{in,Calculation}$ (W)	%Error
25	314.2	0	7,850.00	7,896.70	0.59
25	157.1	0	3,940.60	3,969.71	0.74
150	314.2	0	48,606.69	48,661.75	0.11
150	157.1	0	25,054.30	25,099.81	0.18
200	314.2	0	65,524.25	65,565.83	0.06
200	157.1	0	34,090.18	34,149.90	0.18





รูปที่ 5.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ค่าแรงบิดโหลดต่าง ๆ โดยกำหนดให้ความเร็วรอบคงที่เท่ากับ 2,000 รอบต่อนาที



รูปที่ 5.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุตกับกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ค่าความเร็วรอบต่าง ๆ โดยกำหนดให้แรงบิดโหลดคงที่เท่ากับ 80 นิวตันเมตร

ในการหาจุดการทำงานเพื่อประหยัดพลังงาน สามารถดำเนินการได้ด้วยการหาอนุพันธ์อันดับหนึ่งของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์เทียบกับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ให้เท่ากับศูนย์ เช่นเดียวกันกับที่พิจารณามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในสมการที่ (5-20)

แทนสมการที่ (5-29) ลงในสมการที่ (5-20) จากนั้นหาค่าอนุพันธ์ของสมการดังกล่าว จะได้ดังสมการที่ (5-30)

$$2R_s i_{ds} - \frac{32R_s}{9} \frac{T_L^2}{P^2 (\psi_m + i_{ds} L_{dq})^3} (L_{dq}) = 0 \quad (5-30)$$

จากสมการที่ (5-30) จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปสมการพหุนามดีกรีสี่ จะได้ดังสมการที่ (5-31) โดยตัวแปร  $A_1$ ,  $B_1$ ,  $C_1$  และ  $D_1$  คือ ค่าสัมประสิทธิ์หน้าพจน์พหุนามที่เป็นค่าคงที่ แสดงดังสมการที่ (5-32) ถึง (5-35) ตามลำดับ และตัวแปร  $E_1$  คือ สัมประสิทธิ์หน้าพจน์พหุนามที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงบิดโหลด แสดงดังสมการที่ (5-36)

$$A_1 i_{ds}^4 + B_1 i_{ds}^3 + C_1 i_{ds}^2 + D_1 i_{ds} + E_1 = 0 \quad (5-31)$$

$$A_1 = \frac{9}{16} P^2 L_{dq}^2 \quad (5-32)$$

$$B_1 = \frac{27}{16} P^2 \psi_m L_{dq} \quad (5-33)$$

$$C_1 = \frac{27}{16} P^2 \psi_m^2 \quad (5-34)$$

$$D_1 = \frac{9}{16} \frac{P^2 \psi_m^3}{L_{dq}} \quad (5-35)$$

$$E_1 = -T_L^2 \quad (5-36)$$

เนื่องจากสมการที่ (5-31) เป็นสมการพหุนามดีกรีสี่ และจากการพิจารณาพบว่าไม่สามารถตัดเทอมใด ๆ เพื่อลดรูปสมการได้ เนื่องจากจะทำให้ผลเฉลยของสมการคลาดเคลื่อน ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลข (numerical method) ในการหาผลเฉลยของสมการดังกล่าว ซึ่งรายละเอียดจะนำเสนอในหัวข้อที่ 5.4

#### 5.4 ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน (Newton-Raphson method)

ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลข เป็นวิธีที่ถูกใช้ในการหาผลเฉลยของสมการที่มีความซับซ้อนยากต่อการหาผลเฉลยของสมการโดยตรง เช่น สมการพหุนามที่มีดีกรีอันดับสูง ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือ วิธีแบบกำหนดขอบเขต (bracketing method) และวิธีแบบเปิด (open method) (บัณฑิต กฤตาคม, ม.ป.ป.) วิธีแบบกำหนดขอบเขตจะใช้หลักการกำหนดขอบเขตของคำตอบ 2 ค่า คือ ขอบเขตล่าง และขอบเขตบน จากนั้นจะคำนวณแบบวนรอบเพื่อบีบขอบเขตให้แคบลงจนกระทั่งเข้าใกล้ผลเฉลยของสมการ เป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับสมการที่ทราบขอบเขตของผลเฉลยอย่างแน่ชัด และเป็นวิธีที่กระบวนการคำนวณจะลู่เข้าสู่ผลเฉลยของสมการอย่างแน่นอน แต่มีข้อเสีย คือ จะใช้จำนวนรอบในการคำนวณสูงกว่าวิธีแบบเปิด ในส่วนของวิธีแบบเปิดจะใช้หลักการกำหนดค่าเริ่มต้นในการหาผลเฉลย จากนั้นจะใช้กระบวนการคำนวณแบบวนรอบเพื่อลู่เข้าสู่ผลเฉลยของสมการ เป็นวิธีที่ใช้จำนวนรอบในการคำนวณน้อยกว่าแบบแรก แต่มีข้อเสีย คือ ถ้ากำหนดค่าเริ่มต้นไม่เหมาะสม การคำนวณอาจจะไม่มีการลู่เข้าสู่ผลเฉลยของสมการ (divergence)

จากสมการที่ (5-31) เป็นสมการพหุนามดีกรีสี่ ซึ่งมีความซับซ้อนในการหาผลเฉลยของสมการโดยตรง ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขในการหาผลเฉลยของสมการ จากการพิจารณาจุดต่ำสุดด้วยวิธีการสร้างกราฟที่สถานะโหนดต่าง ๆ พบว่ากระแสที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานจะมีค่าติดลบเสมอ และมีค่าสูงสุดเท่ากับศูนย์ คือ ที่สถานะแรงบิดโหนดเท่ากับศูนย์ (มอเตอร์หมุนตัวเปล่า) และกระแสที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานมีแนวโน้มที่จะติดลบมากขึ้นเมื่อแรงบิดโหนดมีค่าสูงขึ้น ด้วยเหตุนี้จึงสามารถคาดการณ์ขอบเขตผลเฉลยของสมการได้ ทั้งนี้เนื่องจากระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้ามีสถานะโหนดที่เปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาตามลักษณะการขับเคลื่อน ความเร็วในการคำนวณจึงเป็นจุดสำคัญในการเลือกระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลข ดังนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขแบบเปิด ซึ่งใช้จำนวนรอบในการคำนวณที่น้อยกว่าแบบปิด ทำให้ได้ผลการคำนวณที่เร็วกว่า สำหรับการกำหนดค่าเริ่มต้นในการหาผลเฉลย จะคำนวณจากค่าเฉลี่ยของขอบเขตบนและขอบเขตล่างของผลเฉลยของสมการที่พิจารณา นอกจากนี้ผลเฉลยของสมการที่พิจารณามีค่าเป็นจำนวนจริงและมีค่าเป็นลบเพียงจุดเดียว

จึงยืนยันได้ว่า ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขแบบเปิด จะลู่เข้าสู่ผลเฉลยของสมการได้ในทุกสภาวะ โหลด

ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขแบบเปิด มีหลายวิธีที่แตกต่างกัน งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ ระเบียบวิธีของนิวตัน-ราฟสัน ซึ่งเป็นวิธีที่นิยมใช้ในการหาผลเฉลยของสมการในเชิงวิศวกรรม (Steven C. Chapra and Raymond P. Canale, n.d.) (บัณฑิต กฤตาคม, ม.ป.ป.) เนื่องจากใช้การ กำหนดค่าเริ่มต้นเพียงค่าเดียว แต่ให้ผลการทำงานที่ลู่เข้าสู่ผลเฉลยของสมการอย่างรวดเร็ว สมการ ที่ใช้ในการคำนวณแบบวนรอบสำหรับระเบียบวิธีของนิวตัน-ราฟสัน แสดงดังสมการที่ (5-37)

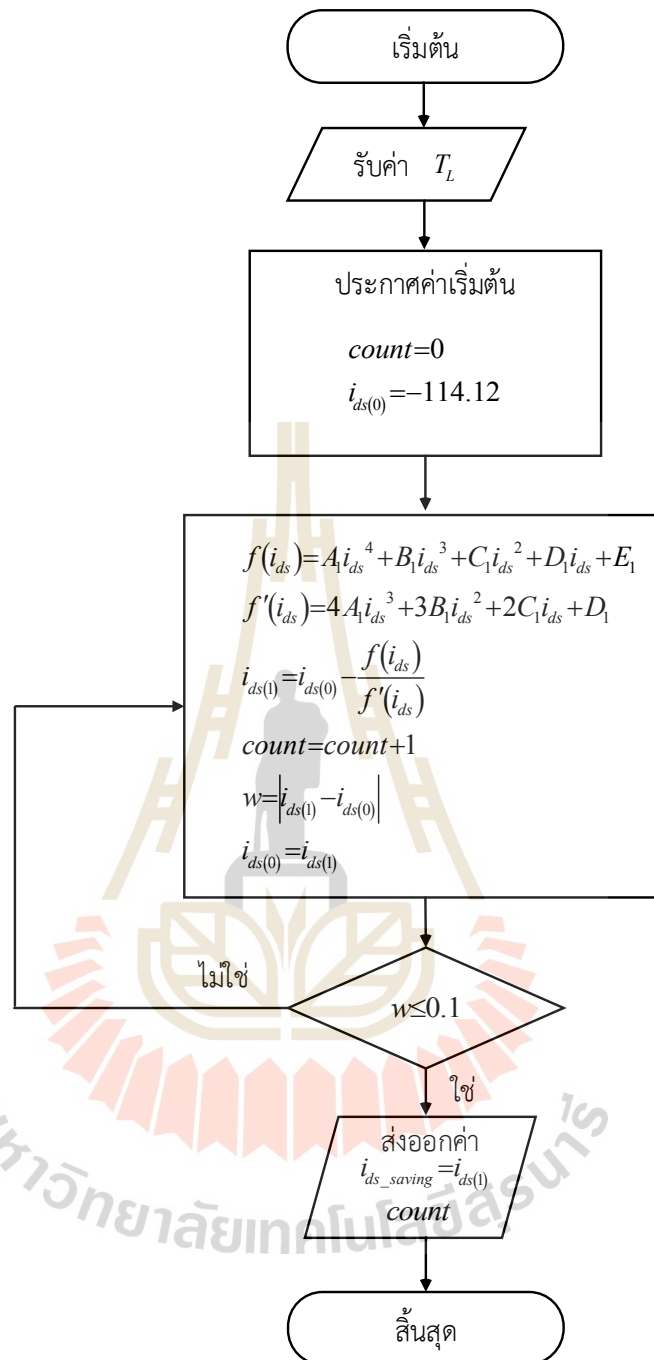
$$x_{(1)} = x_{(0)} - \frac{f(x_{(0)})}{f'(x_{(0)})} \quad (5-37)$$

จากสมการที่ (5-37) ค่าเริ่มต้นในการหาผลเฉลย ( $x_{(0)}$ ) จะถูกกำหนดขึ้นมาสำหรับการ คำนวณในรอบแรก และจะถูกใช้ในการคำนวณหาค่าผลเฉลยในรอบปัจจุบัน ( $x_{(1)}$ ) จากนั้นค่าผลเฉลย ในรอบปัจจุบันจะถูกใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการหาผลเฉลยสำหรับรอบคำนวณถัดไป กระบวนการคำนวณ แบบวนรอบจะดำเนินเข้าไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะได้เงื่อนไขตามฟังก์ชันวัตถุประสงค์ โดยทั่วไป จะพิจารณาที่ค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างค่าผลเฉลยในรอบปัจจุบันกับค่าเริ่มต้นในการหาผลเฉลย ให้มีค่าต่ำกว่าค่าที่กำหนด ในการคำนวณแบบวนรอบด้วยสมการที่ (5-37) มีการใช้สมการที่พิจารณา ในการหาผลเฉลย ( $f(x_{(0)})$ ) ซึ่งจะเป็นสมการที่มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น จึงจัดรูปสมการที่ (5-31) ให้มี รูปแบบสมการที่มีค่าเท่ากับศูนย์ ได้ดังสมการที่ (5-38) และอนุพันธ์อันดับหนึ่งของสมการดังกล่าว ( $f'(x_{(0)})$ ) แสดงดังสมการที่ (5-39)

$$f(i_{ds}) = A_1 i_{ds}^4 + B_1 i_{ds}^3 + C_1 i_{ds}^2 + D_1 i_{ds} + E_1 \quad (5-38)$$

$$f'(i_{ds}) = 4A_1 i_{ds}^3 + 3B_1 i_{ds}^2 + 2C_1 i_{ds} + D_1 \quad (5-39)$$

ผังงาน (flowchart) ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสันในการคำนวณหา ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานแสดงดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 ผังงานระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน สำหรับการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน

จากรูปที่ 5.8 ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสันเริ่มต้นด้วยการรับค่าแรงบิด โหลด จากนั้นประกาศค่าเริ่มต้นสำหรับการคำนวณรอบที่ 1 ประกอบไปด้วย ตัวแปรสำหรับการนับ รอบคำนวณ (*count*) กำหนดให้เท่ากับศูนย์ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน *d* ค่าเริ่มต้นในการหา ผลเฉลย ( $i_{ds(0)}$ ) กำหนดให้มีค่าเท่ากับ -114.12 แอมแปร์ เนื่องจากเป็นค่าเฉลี่ยระหว่างขอบเขตบน และขอบเขตล่างของค่ากระแสที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน (ขอบเขตล่างพิจารณาที่สภาวะ แรงบิดพิกัดของมอเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ -228.24 แอมแปร์ และขอบเขตบนพิจารณาที่สภาวะมอเตอร์ หมุนตัวเปล่า มีค่าเท่ากับ 0 แอมแปร์) ซึ่งการกำหนดค่าเริ่มต้นที่เหมาะสมจะทำให้กระบวนการลู่ออก หาผลเฉลยของสมการได้เร็วขึ้น และเป็นที่ยืนยันว่า กระบวนการจะลู่ออกเข้าสู่ผลเฉลยของสมการ ส่วนฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (*w*) ในการคำนวณนี้กำหนดให้เป็นค่าสัมบูรณ์ของผลต่างระหว่างกระแสที่ สเตเตอร์บนแกน *d* ค่าเริ่มต้น กับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน *d* ค่าปัจจุบัน ( $i_{ds(1)}$ ) ดังสมการที่ (5-40) จากนั้นจะเริ่มการคำนวณแบบวนรอบ รอบที่ 1 โดยสมการที่พิจารณา และอนุพันธ์อันดับหนึ่ง ของสมการที่พิจารณา คือ สมการที่ (5-38) และ (5-39) ตามลำดับ จากนั้นทำการคำนวณค่ากระแสที่ สเตเตอร์บนแกน *d* ค่าปัจจุบันด้วยสมการที่ (5-41) ปรับเพิ่มค่าตัวแปรสำหรับการนับรอบคำนวณ ค่าวนฟังก์ชันวัตถุประสงค์ด้วยสมการที่ (5-40) และกำหนดให้ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน *d* ค่าเริ่มต้น เท่ากับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน *d* ค่าปัจจุบัน เมื่อถึงจุดนี้ถือว่า การคำนวณแบบ วนรอบครบ 1 รอบ จากนั้นเข้าสู่กระบวนการเปรียบเทียบตัดสินใจ ซึ่งจะพิจารณาจากฟังก์ชัน วัตถุประสงค์ที่ได้จากการคำนวณในรอบนั้น ให้มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 0.1 (กำหนดจาก 0.05% ของค่าขอบเขตล่างของกระแสที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน) ถ้าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดังกล่าว ไม่เป็นไปตามเงื่อนไขนี้ จะดำเนินการคำนวณในรอบที่ 2 และรอบถัดไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งฟังก์ชัน วัตถุประสงค์เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าว เมื่อฟังก์ชันวัตถุประสงค์ตรงเงื่อนไขที่กำหนด จะได้ค่ากระแส ที่สเตเตอร์บนแกน *d* ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน และส่งค่าดังกล่าวรวมถึงตัวแปรสำหรับการ นับรอบคำนวณ ออกมาเป็นเอาต์พุตของระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน

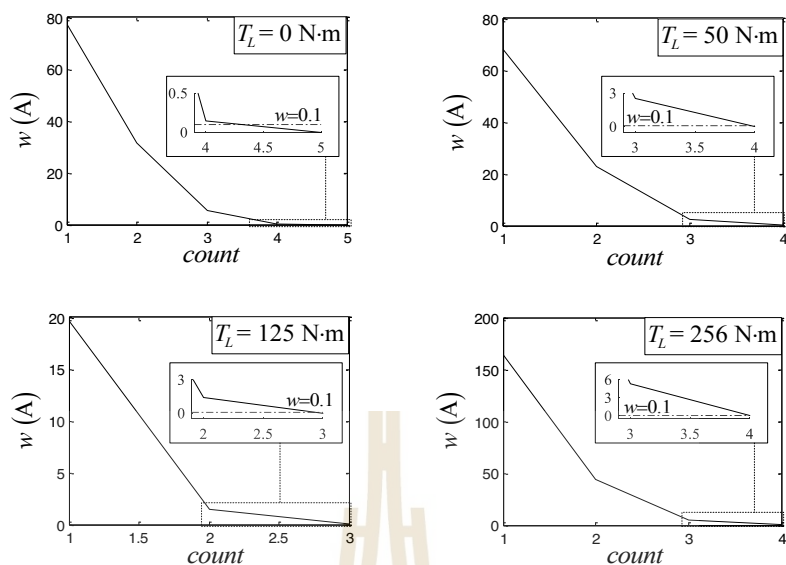
$$w = |i_{ds(1)} - i_{ds(0)}| \quad (5-40)$$

$$i_{ds(1)} = i_{ds(0)} - \frac{f(i_{ds})}{f'(i_{ds})} \quad (5-41)$$

แสดงผลการทดสอบโปรแกรมระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน ในการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน ด้วยผังงานรูปที่ 5.8 ที่ค่าแรงบิดโหลดต่าง ๆ ดังตารางที่ 5.4 และแสดงการเข้าสู่ผลเฉลยของสมการ กรณีแรงบิดโหลดมีค่าเท่ากับ 0 50 125 และ 256 นิวตันเมตร ดังรูปที่ 5.9

ตารางที่ 5.4 ผลการทดสอบระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน ในการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน

$T_L$ (N·m)	$i_{ds\_saving}$ (A)	$w$ (A)	<i>count</i>
0	0	0.0001	5
25	-5.59	0.0991	4
50	-20.74	0.0297	4
75	-42.14	0.0036	4
100	-66.86	0.0235	4
125	-93.04	0.0071	3
150	-119.62	0.00003	3
175	-146.06	0.0363	3
200	-172.08	0.0004	4
225	-197.53	0.0071	4
256	-228.24	0.0733	4



รูปที่ 5.9 การลู่เข้าสู่ผลเฉลยของสมการของระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน

จากผลการทดสอบในตารางที่ 5.4 สามารถยืนยันได้ว่า ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน สามารถคำนวณหาผลเฉลยของสมการที่ (5-38) ได้ ซึ่งทำให้ได้ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน ด้วยการกำหนดค่าเริ่มต้นดังที่ได้นำเสนอ ทำให้กระบวนการคำนวณสามารถลู่เข้าสู่ผลเฉลยของสมการได้ทุกค่าที่ทำการทดสอบ ซึ่งเป็นค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกินพิกัดของมอเตอร์ นอกจากนี้ผลการทดสอบยืนยันได้ว่า การกำหนดค่าเริ่มต้นที่เหมาะสม ทำให้การคำนวณมีจำนวนรอบที่ต่ำ

ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานในสมการที่ (5-31) ได้จากการหารากผ่านระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน ผลที่ได้จะถูกใช้ในการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่สภาวะโหลดต่าง ๆ เปรียบเทียบกับการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ทำการปรับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ จะได้ผลการจำลองสถานการณ์ดังตารางที่ 5.5



ตารางที่ 5.5 ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัส ชนิดแม่เหล็กถาวรในระบบยานยนต์ไฟฟ้า

น้ำหนัก (kg)	ความเร็ว (km/hr)	ไม่มีการประหยัดพลังงาน		มีการประหยัดพลังงาน		ผลการประหยัด พลังงาน (W)
		$i_{ds}$ (A)	$P_{in}$ (W)	$i_{ds}$ (A)	$P_{in}$ (W)	
1,365	40	0	2,508.38	-4.62	2,508.21	0.17
	80		8,411.21	-12.45	8,410.11	1.10
	100		13,710.41	-20.31	13,706.28	4.13
1,500	40		2,705.12	-5.34	2,704.87	0.25
	80		8,802.97	-13.55	8,800.97	2.00
	100		14,202.48	-21.63	14,195.30	7.18
1,635	40		2,902.19	-6.10	2,901.74	0.45
	80		9,194.60	-14.68	9,193.23	1.37
	100		14,690.24	-22.97	14,686.92	3.32
1,770	40		3,099.64	-6.91	3,099.41	0.23
	80		9,587.53	-15.84	9,584.21	3.32
	100		15,181.20	-24.35	15,174.50	6.70

จากผลการจำลองสถานการณ์ในตารางที่ 5.5 ได้ผลการประหยัดพลังงานที่ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แต่เมื่อพิจารณาแนวโน้มของผลการประหยัดพลังงานพบว่า มีลักษณะที่แตกต่างกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส คือ ที่น้ำหนักและความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้ามีค่าต่ำ (แรงบิดโหลดต่ำ) จะทำให้เกิดการประหยัดพลังงานน้อยมากหรือสรุปได้ว่า ไม่เกิดการประหยัดพลังงาน แต่เมื่อน้ำหนักและความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้ามีค่ามาก (แรงบิดโหลดมีค่ามาก) จะทำให้เกิดการประหยัดพลังงานมากขึ้น โดยในการคำนวณกระแสที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน จะมีการคำนวณค่าใหม่ตลอดเวลาเพื่อให้สอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของโหลด เช่นเดียวกันกับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีการตั้งขอบเขตของกระแสดังกล่าวไม่ให้ต่ำกว่าค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานที่พิกัดแรงบิดโหลดของมอเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ -228.24 แอมแปร์ เนื่องจากทำการจำลองสถานการณ์แล้วพบว่า ที่จุดการทำงานดังกล่าว ไม่ทำให้ค่าแอมพลิจูดของกระแสที่สเตเตอร์ที่เป็นปริมาณสามเฟสเกินค่าพิกัดกระแสของมอเตอร์

## 5.5 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วยระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์แตกต่างกัน 2 ชนิด คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยในการประหยัดพลังงานจะใช้วิธีฐานแบบจำลอง วิธีดังกล่าวมีหลักการการทำงาน คือ จะควบคุมค่าพารามิเตอร์ที่สนใจ โดยพิจารณาผ่านแบบจำลองทางคณิตศาสตร์เพื่อทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  (กระแสควบคุมฟลักซ์ในการควบคุมแบบเวกเตอร์) และทำการควบคุมค่ากระแสดังกล่าวให้มีค่าที่เหมาะสมในสภาวะโหลดต่าง ๆ เพื่อทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน โดยค่ากระแสที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานจะได้จากวิธีหาค่าเหมาะที่สุดทางคณิตศาสตร์จากสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตที่ได้จากวงจรสมมูลของมอเตอร์บนแกน  $dq$  ซึ่งผลที่ได้ในกรณีมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สมการในการหาค่ากระแสที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานเป็นสมการรากที่สอง ซึ่งสามารถหาค่าของสมการได้โดยตรง แต่สำหรับกรณีมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร สมการในการหาค่ากระแสที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานเป็นสมการพหุนามดีกรีสี่ ซึ่งมีความซับซ้อนในการหาผลเฉลยโดยตรง งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการหาผลเฉลยของสมการดังกล่าวด้วยระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน จากนั้นทำการยืนยันผลการประหยัดพลังงานด้วยการจำลองสถานการณ์บน Simulink ในโปรแกรม MATLAB จากผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันได้ว่า วิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอสำหรับมอเตอร์ทั้งสองชนิด สามารถลดกำลังไฟฟ้าอินพุตที่จ่ายให้กับมอเตอร์ได้ เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน โดยในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ผลการประหยัดพลังงานมีแนวโน้มในลักษณะแปรผกผันกับแรงบิดโหลด (แรงบิดโหลดแปรผันตรงกับน้ำหนักและความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า) ในทางตรงกันข้าม มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ผลการประหยัดพลังงานมีแนวโน้มในลักษณะแปรผันตรงกับแรงบิดโหลด ทั้งนี้สำหรับมอเตอร์ชนิดดังกล่าวพลังงานที่ประหยัดได้มีค่าน้อยมาก แต่เมื่อพิจารณาแนวโน้มการประหยัดพลังงานที่แปรผันตรงกับแรงบิดโหลด ในสภาวะที่แรงบิดโหลดมีค่าสูง เช่นในช่วงที่ยานยนต์ไฟฟ้ามีความเร่ง จะทำให้เกิดการประหยัดพลังงานมากขึ้น ซึ่งประเด็นดังกล่าวจะถูกพิจารณาและนำเสนอในบทที่ 6 ที่เป็นการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในคลุป

## บทที่ 6

### ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงาน สำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า

#### 6.1 บทนำ

การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้าตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เพื่อให้สามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางที่ไกลขึ้นต่อหนึ่งรอบการชาร์จ เมื่อเปรียบเทียบกับรถขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงานในสถานะการขับเคลื่อนเดียวกัน และจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในบทที่ 2 ที่จะใช้วิธีฐานแบบจำลอง เนื่องจากเป็นวิธีที่ให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว เหมาะสำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้าที่มีสถานะโพลเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามลักษณะการขับเคลื่อน โดยจะพิจารณาการประหยัดพลังงานที่ใช้สมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์ ด้วยวิธีหาค่าเหมาะที่สุดทางคณิตศาสตร์จากการหาค่าอนุพันธ์ของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์เทียบกับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  แล้วให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งได้เสนอขั้นตอนดังกล่าวในบทที่ 5 และเพื่อยืนยันผลการประหยัดพลังงานด้วยวิธีที่ได้นำเสนอ จะทำการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูบ ซึ่งเป็นการจำลองสถานการณ์ที่มีความใกล้เคียงกับระบบฮาร์ดแวร์จริง และเป็นเทคนิคที่นิยมใช้สำหรับการตรวจสอบการทำงานของระบบควบคุมก่อนที่จะสร้างในระบบฮาร์ดแวร์จริง เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับผู้ทดลองและอุปกรณ์ในระบบที่พิจารณา โดยในบทนี้จะนำเสนอ หลักการการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูบ การจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูบ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

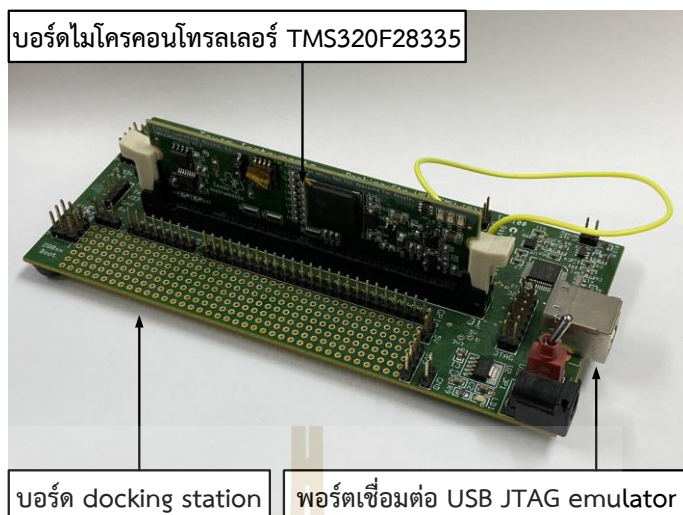
## 6.2 หลักการการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป

การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูปในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการจำลองสถานการณ์ด้วย Simulink ในโปรแกรม MATLAB ร่วมกับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยบอร์ดดังกล่าวจะเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ ดังรูปที่ 6.1 ซึ่งการจำลองสถานการณ์จะเป็นการส่งผ่านข้อมูลบนเวลาจริง ทำให้ผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้มีความถูกต้องใกล้เคียงกับระบบฮาร์ดแวร์จริงมากกว่า การจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์เพียงอย่างเดียว นอกจากนี้ ยังสามารถช่วยตรวจสอบสมรรถนะของระบบควบคุมและตัวควบคุมที่ทำการออกแบบก่อนที่จะถูกนำไปใช้ในระบบฮาร์ดแวร์จริง ซึ่งจะช่วยป้องกันความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในระบบที่พิจารณาได้ (Narongrit Tosaporn, Areerak Kongpol and Areerak Kongpan, 2015)



รูปที่ 6.1 การเชื่อมต่อบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 กับคอมพิวเตอร์

บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้บอร์ด TMS320F28335 โดยเชื่อมต่อกับบอร์ด docking station แสดงดังรูปที่ 6.2 ผลิตภัณฑ์ทั้งสองเป็นของบริษัท Texas Instruments โดยที่บอร์ด docking station มี USB JTAG emulator สำหรับเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์หลัก (host computer) รวมถึงเชื่อมต่อในส่วนของอินพุตและเอาต์พุตของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์



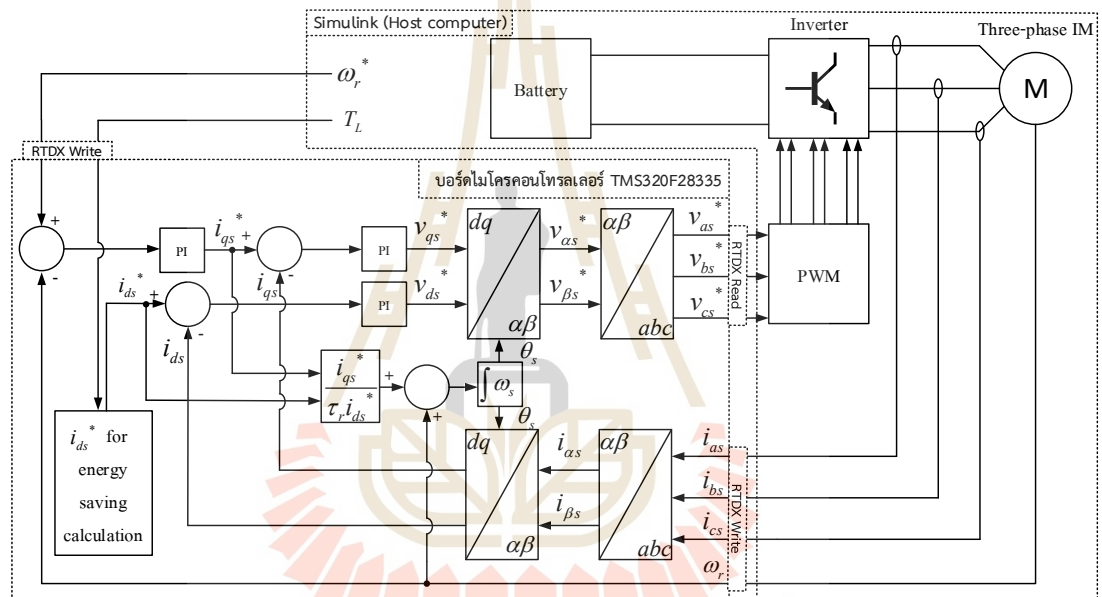
รูปที่ 6.2 การเชื่อมต่อบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 กับบอร์ด docking station

การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูบ มีการใช้บล็อกสำหรับส่งผ่านข้อมูลระหว่างบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์กับ Simulink ในโปรแกรม MATLAB ที่ทำงานอยู่บนคอมพิวเตอร์หลัก ประกอบไปด้วย 2 บล็อก คือ บล็อกสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์รับข้อมูลอินพุตจาก Simulink (real time data exchange write: RTDX Write) และบล็อกสำหรับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งข้อมูลเอาต์พุตให้กับ Simulink (real time data exchange read: RTDX Read)

### 6.3 การจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูบ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แสดงได้ดังรูปที่ 6.3 มีหลักการทำงานคือ ตัวควบคุมและการคำนวณต่าง ๆ จะประมวลผลด้วยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 โดยมีการส่งผ่านข้อมูลด้วยบล็อก RTDX Write และ RTDX Read ที่กำหนดให้เวลาการชักตัวอย่าง (sampling time) มีค่าเท่ากับ 0.1 มิลลิวินาที ในขณะที่ระบบยานยนต์ไฟฟ้าในส่วนอื่น ๆ ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังของชุดขับเคลื่อน แบตเตอรี่ มอเตอร์ และระบบทางกลทั้งหมด จะโปรแกรมด้วย Simulink ในโปรแกรม MATLAB ที่ทำงานอยู่บนคอมพิวเตอร์หลัก โดยเริ่มต้นการทำงานด้วยการที่บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 รับข้อมูลอินพุตจาก Simulink

ผ่านบล็อก RTDX Write ประกอบไปด้วย ค่ากระแสที่สเตเตอร์สามเฟส ค่าแรงบิดโหลด ค่าความเร็วรอบอ้างอิง และค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ จากนั้นบอร์ดดังกล่าวจะทำการประมวลผลด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ถูกโปรแกรมด้วยภาษา C ทำให้ได้สัญญาณแรงดันอ้างอิง ซึ่งจะถูกส่งออกมาเป็นข้อมูลเอาต์พุตผ่านทางบล็อก RTDX Read เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณพาร์ในการสร้างสัญญาณเอสพีดับเบิลยูเอ็มสำหรับการสวิตช์ไอจีบีทีของอินเวอร์เตอร์สามเฟส เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ต่ออยู่กับชุดเกียร์และเพลา ทำให้อานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนตามความเร็วที่ต้องการ

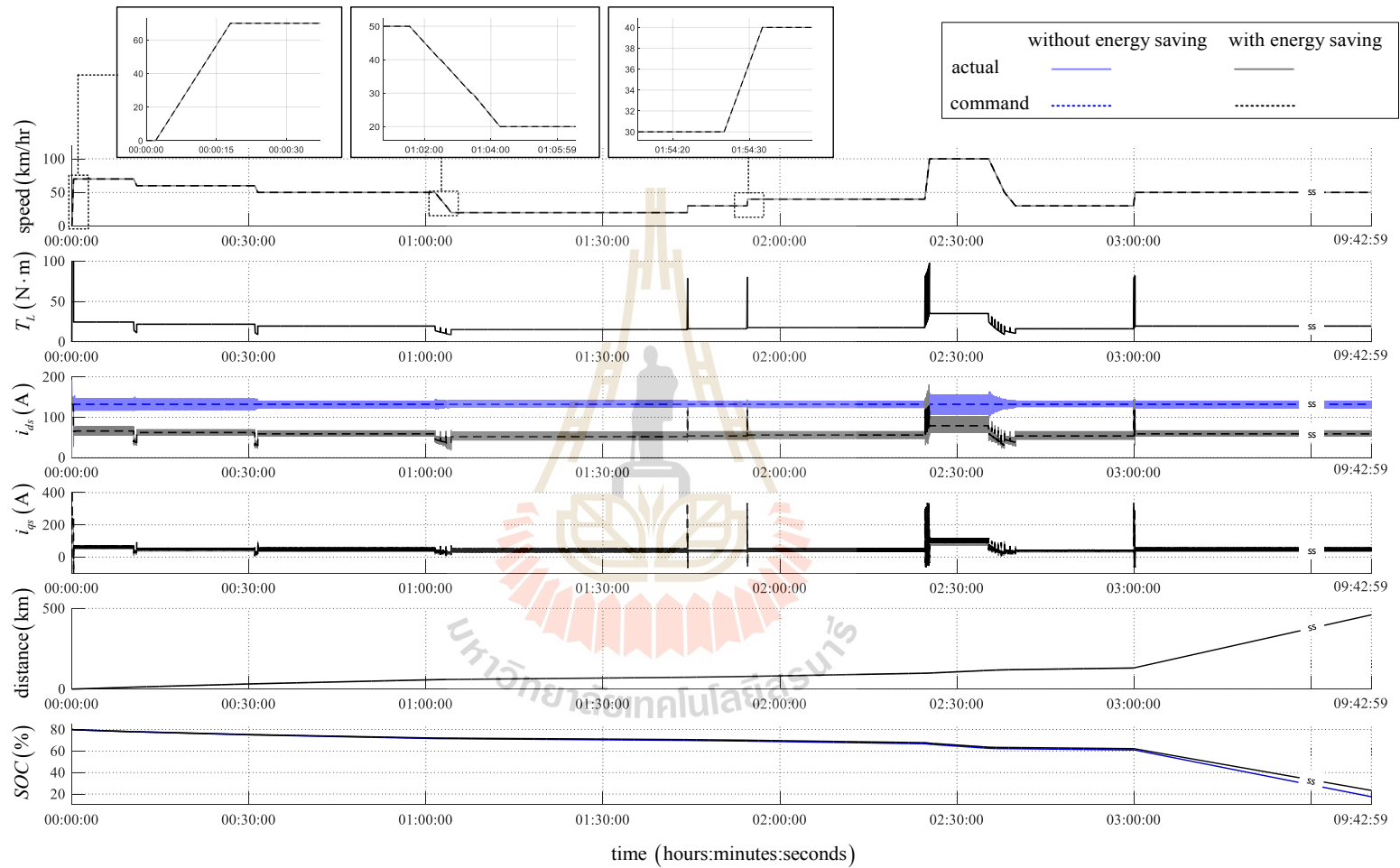


รูปที่ 6.3 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การจำลองสถานการณ์ที่จะนำเสนอในหัวข้อนี้มี 2 กรณี ประกอบไปด้วย กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน (without energy saving) และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน (with energy saving) ภายใต้สภาวะการขับเคลื่อนเดียวกัน คือ กำหนดให้อานยนต์ไฟฟ้ามีน้ำหนัก 1700 กิโลกรัม (ประกอบไปด้วยน้ำหนักของยานยนต์ 1620 กิโลกรัม คนขับ 75 กิโลกรัม และสัมภาระ 5 กิโลกรัม) การจำลองสถานการณ์เริ่มต้นจากการที่ยานยนต์ไฟฟ้าจอดนิ่ง โดยแบตเตอรี่มีค่าสถานะประจุเท่ากับ 80 % เนื่องจากการแบ่งใช้พลังงาน

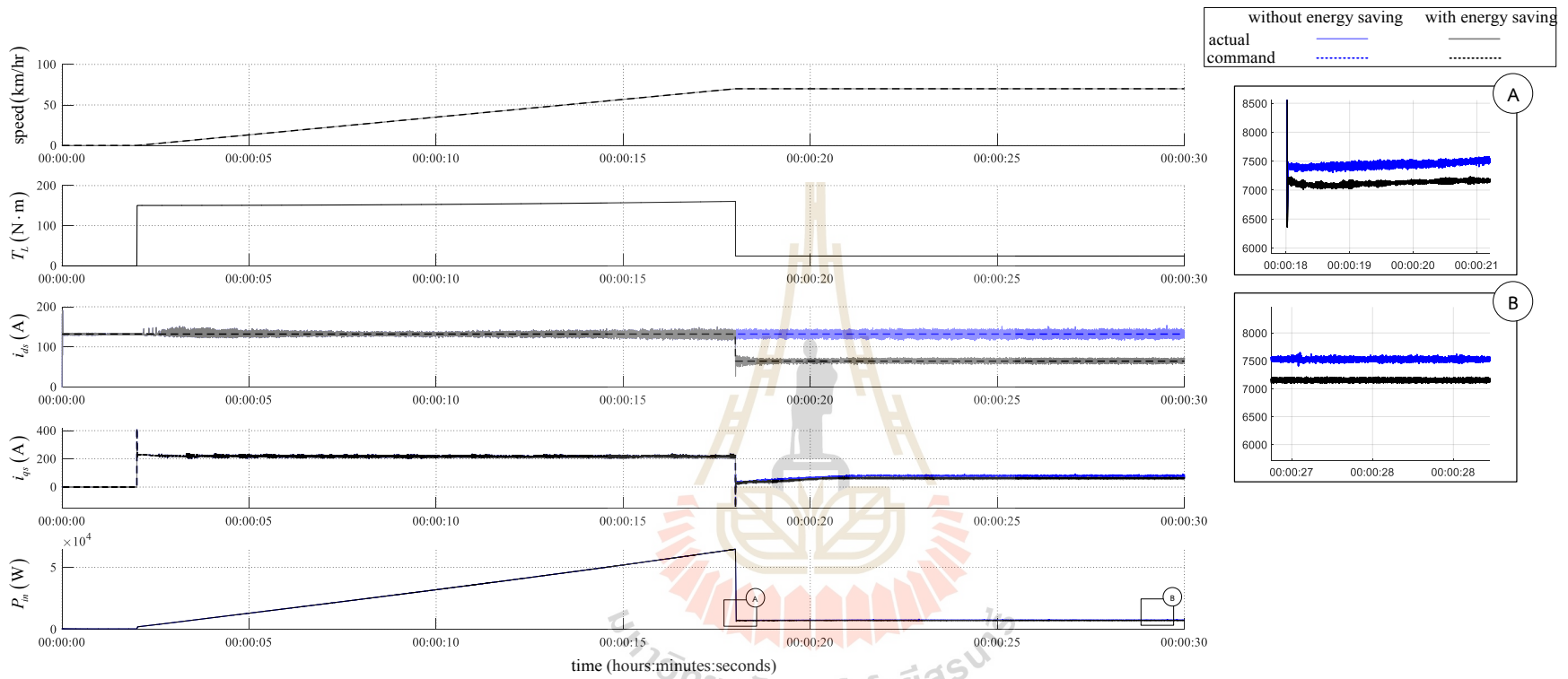
จากแบตเตอรี่สำหรับการทำงานของอุปกรณ์อื่น ๆ ภายในยานยนต์ไฟฟ้าที่ไม่เกี่ยวข้องกับระบบขับเคลื่อน เช่น ระบบไฟส่องสว่าง เครื่องปรับอากาศ และเครื่องเสียง จากนั้นยานยนต์ไฟฟ้าจะถูกขับเคลื่อนด้วยค่าความเร็วอ้างอิง ซึ่งเป็นสัญญาณอินพุตให้กับบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 ผ่านการเทียบคันเร่ง โดยค่าความเร็วอ้างอิงดังกล่าวเป็นลักษณะการขับเคลื่อนในเมือง ด้วยโหมดควบคุมความเร็วแปรผันอัตโนมัติ (adaptive cruise control) ซึ่งช่วงเวลาส่วนใหญ่จะขับเคลื่อนด้วยความเร็วต่ำ มีความเร็วสูงในบางช่วงเวลาที่สูง จึงทำให้ยานยนต์ไฟฟ้ามีความเร็วที่แตกต่างกันในแต่ละช่วงเวลา รวมถึงมีช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วทั้งในรูปแบบเพิ่มและลดความเร็ว จากนั้นที่เวลา 3:00:00 เป็นต้นไป กำหนดให้ยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนด้วยความเร็วคงที่เท่ากับ 50 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จนกระทั่งแบตเตอรี่มีค่าสถานะประจุเท่ากับ 20 % เพื่อเปรียบเทียบผลการขับเคลื่อนต่อหนึ่งรอบการชาร์จ ทั้งนี้เนื่องจากโดยทั่วไปการใช้งานแบตเตอรี่ชนิดลิเทียมไอออน ไม่ควรใช้งานจนแบตเตอรี่คายประจุหมด (Olivier Tremblay and Louis-A. Dessaint, 2009) เพราะจะมีผลต่ออายุการใช้งานที่สั้นลง การจำลองสถานการณ์จึงจำกัดให้การขับเคลื่อนสิ้นสุดที่แบตเตอรี่มีค่าสถานะประจุเท่ากับ 20 % ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 6.4 และแสดงการขยายกราฟผลการจำลองสถานการณ์ในแต่ละช่วงเวลาดังรูปที่ 6.5 ถึง 6.9



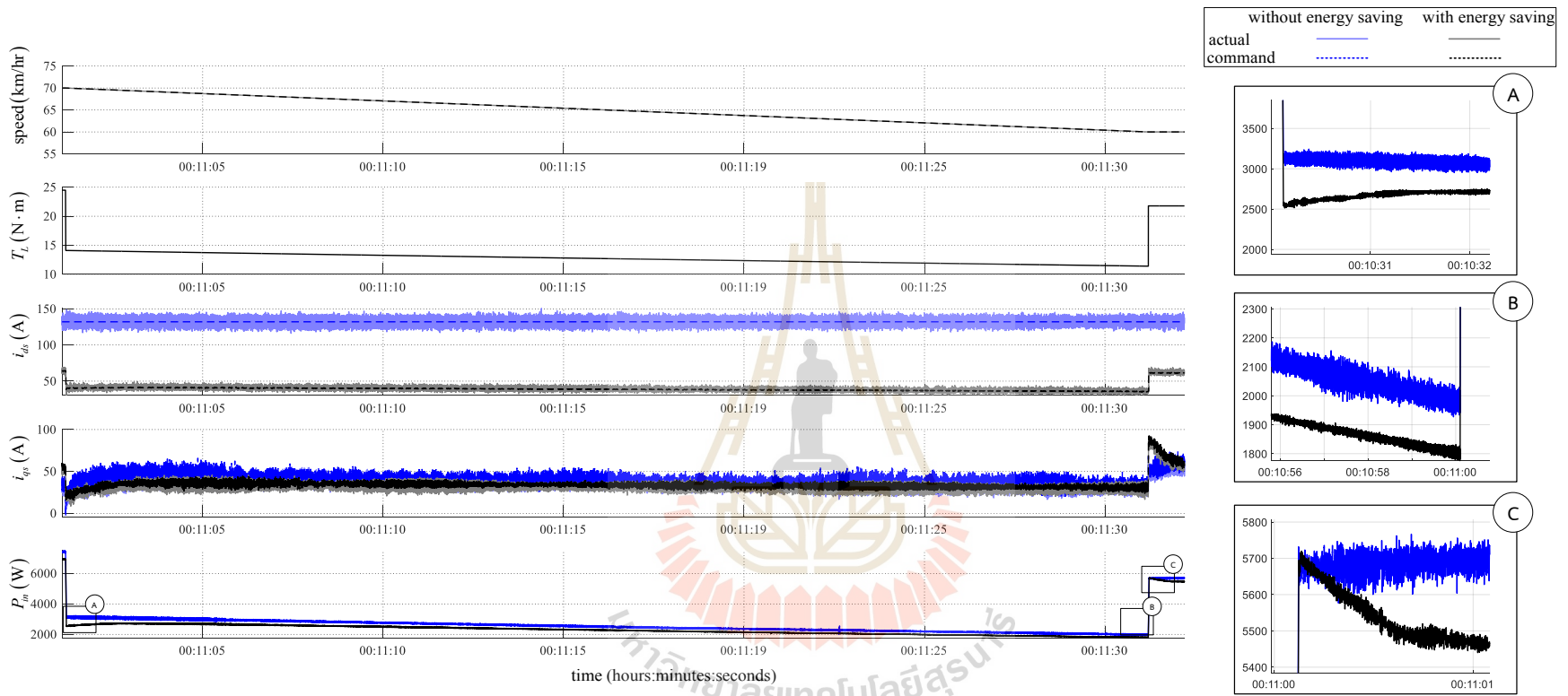


รูปที่ 6.4 ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

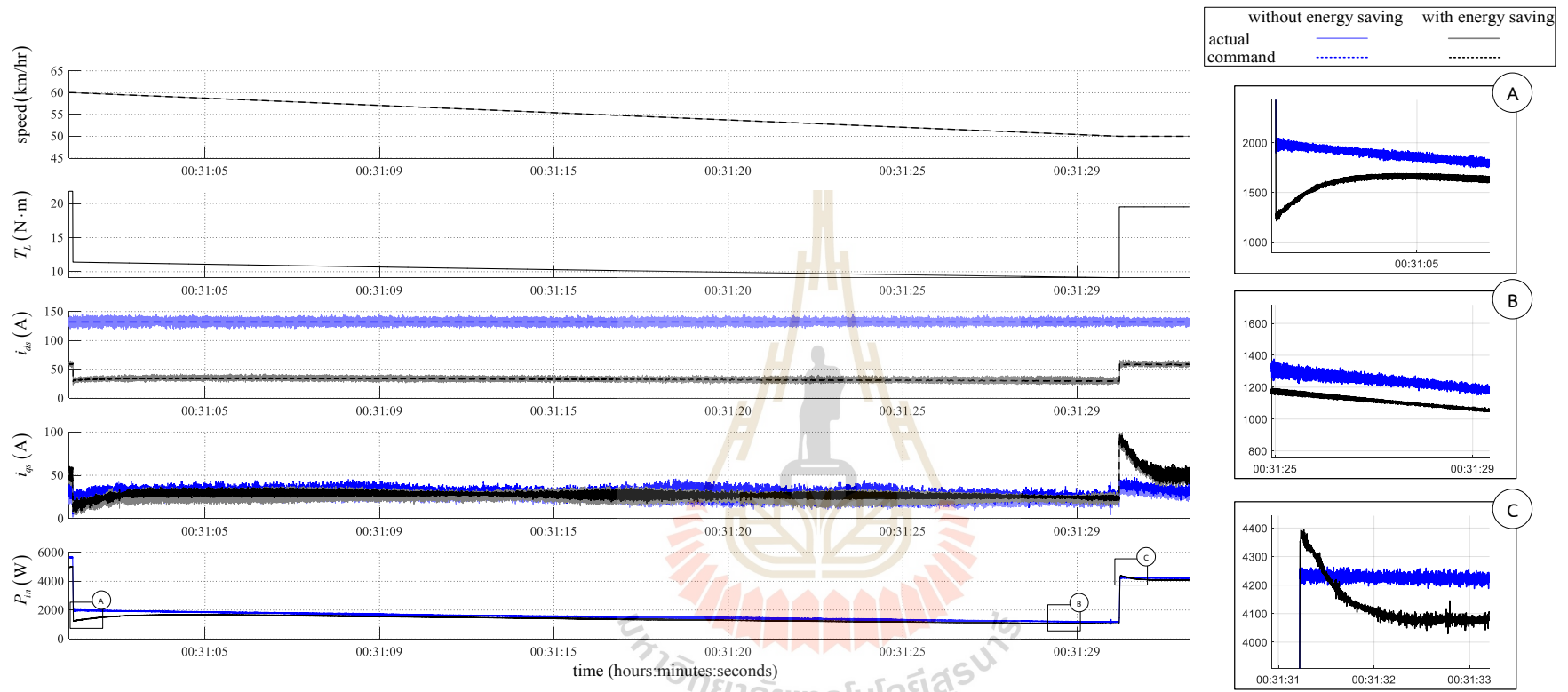




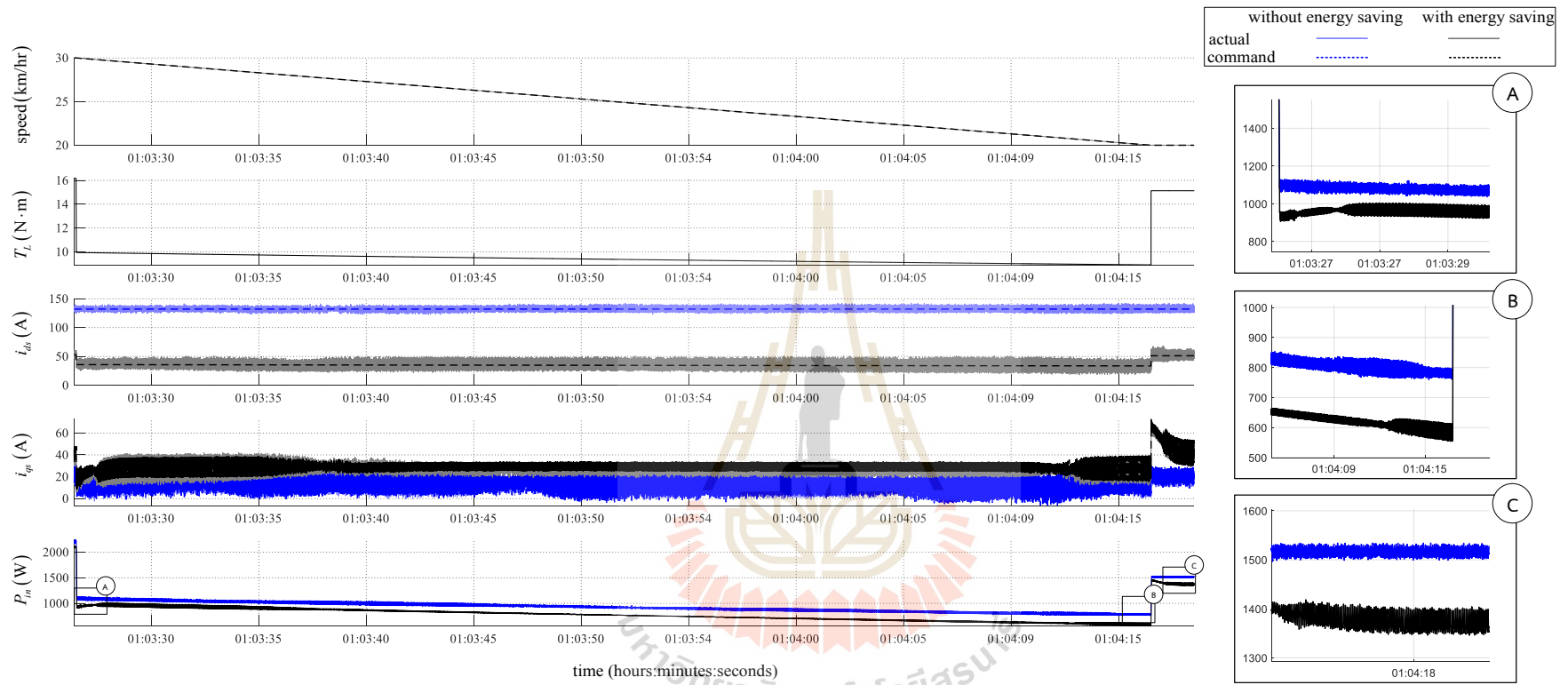
รูปที่ 6.5 การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 00:00:00 ถึง 00:00:30



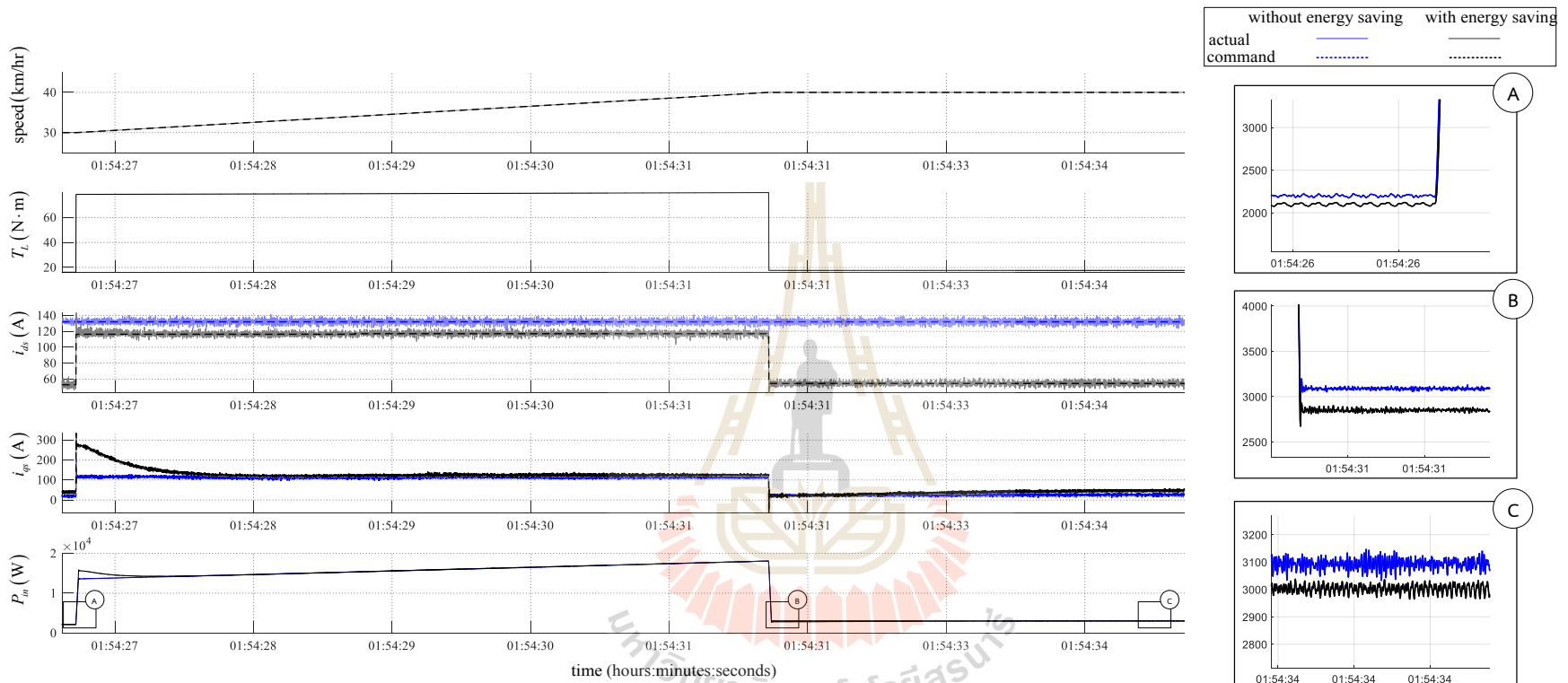
รูปที่ 6.6 การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 00:11:00 ถึง 00:11:30



รูปที่ 6.7 การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 00:31:05 ถึง 00:31:33



รูปที่ 6.8 การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 01:03:26 ถึง 01:04:18



รูปที่ 6.9 การขยายกราฟในรูปที่ 6.4 ที่ช่วงเวลา 01:54:27 ถึง 01:54:35

ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 6.4 ประกอบไปด้วย กราฟลำดับแรก คือ ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งในกราฟดังกล่าวประกอบไปด้วยค่าความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าจริง (actual) และค่าความเร็วอ้างอิงของยานยนต์ไฟฟ้า (command) โดยค่าความเร็วอ้างอิงจะได้รับการเทียบเคียงเร่งของคนขับ ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้มีค่าที่แตกต่างกันในแต่ละช่วงเวลา รวมถึงมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วทั้งในรูปแบบเพิ่มและลดความเร็ว เพื่อยืนยันผลการทำงานของตัวควบคุมที่มีกระบวนการประหยัดพลังงานว่าสามารถควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าได้ในขณะที่มีการประหยัดพลังงาน นอกจากนี้ ในช่วงสุดท้ายของการจำลองสถานการณ์ ได้มีการกำหนดค่าความเร็วอ้างอิงให้มีค่าคงที่เท่ากับ 50 กิโลเมตรต่อชั่วโมง จนกระทั่งแบตเตอรี่มีค่าสถานะประจุเท่ากับ 20 % ซึ่งเป็นเวลาตั้งแต่ 03:00:00 จนถึง 09:42:59 โดยใช้สัญลักษณ์ *rs* แสดงถึงการย่อกราฟบนแกนเวลาในช่วงเวลาดังกล่าว

กราฟลำดับที่สอง คือ แรงบิดโพลต์ของระบบยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งมีค่าที่เปลี่ยนแปลงตามลักษณะการขับเคลื่อน โดยจะแปรผันตรงกับความเร็ว และน้ำหนักของยานยนต์ไฟฟ้า เมื่อพิจารณาช่วงเวลาที่ยานยนต์ไฟฟ้ามีการเพิ่มค่าความเร็ว ค่าแรงบิดโพลต์จะมีค่าสูงขึ้นอย่างเด่นชัด เนื่องจากต้องใช้แรงบิดสูงในการเอาชนะความเฉื่อยในการเคลื่อนที่ ในทางตรงกันข้ามเมื่อยานยนต์ไฟฟ้าชะลอความเร็ว ค่าแรงบิดโพลต์จะมีค่าต่ำ และหากมีการลดความเร็วอย่างรวดเร็วแรงบิดโพลต์จะมีค่าเป็นลบ ซึ่งในจุดดังกล่าวจะเป็นการขับเคลื่อนในโหมด Regenerative Breaking ที่ไม่ได้พิจารณาในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เนื่องจากจะพิจารณาเปรียบเทียบเฉพาะการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน กับการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ตามวิธีที่ได้นำเสนอ ดังนั้นการกำหนดค่าความเร็วอ้างอิงจึงใช้การชะลอความเร็ว เพื่อแสดงให้เห็นถึงการประหยัดพลังงานในสถานะที่แรงบิดโพลต์มีค่าต่ำ และไม่มีค่าเป็นลบ

กราฟลำดับที่สาม คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ซึ่งเป็นกระแสควบคุมฟลักซ์ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ประกอบไปด้วย กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน โดยทั้งสองกรณีประกอบไปด้วยค่ากระแสจริง และค่ากระแสอ้างอิง จากผลการจำลองสถานการณ์ในกรณีการขับเคลื่อนที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ตัวควบคุมสามารถควบคุมค่ากระแสดังกล่าวให้มีค่าคงที่ที่พิกัดได้ตลอดระยะเวลาในการขับเคลื่อน ในขณะที่ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง (ส่งผลให้ความเร็วและแรงบิดโพลต์ของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง) ส่วนกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ตัวควบคุมสามารถควบคุมค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัด

พลังงานได้ในทุกสภาวะโหลด นอกจากนี้ผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันได้ว่า วิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอ สามารถคำนวณค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานได้ตลอดระยะเวลาการขับเคลื่อน และรวดเร็วเพียงพอสำหรับการขับเคลื่อนในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา

กราฟลำดับที่สี่ คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  กรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน เนื่องจากในกระบวนการประหยัดพลังงาน มีการปรับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ซึ่งเป็นกระแสควบคุมฟลักซ์ให้มีค่าที่เหมาะสมในสภาวะโหลดต่าง ๆ เพื่อทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน จึงทำให้ค่าฟลักซ์มีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาตามสภาวะโหลด เมื่อพิจารณาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  จะพบว่าการเปลี่ยนแปลงไปพร้อมกับค่าแรงบิดโหลดที่แสดงในกราฟลำดับที่สอง จึงสรุปได้ว่า ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  ยังคงมีหน้าที่ในการควบคุมแรงบิดเช่นเดิม ในขณะที่ค่าฟลักซ์มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นไปตามหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ปริมาณกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  เป็นอิสระจากกัน

กราฟลำดับที่ห้า คือ ระยะทางสะสมในการขับเคลื่อน ได้จากการประมาณค่าโดยใช้ความสัมพันธ์ของปริพันธ์ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า แสดงการสรุปผลดังตารางที่ 6.1 โดยระยะทางสะสมสูงสุดเมื่อค่าสถานะประจุเท่ากับ 20 % กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน มีค่าเท่ากับ 438.85 กิโลเมตร ที่เวลา 09:10:07 และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน มีค่าเท่ากับ 466.24 กิโลเมตร ที่เวลา 09:42:59 จึงสามารถสรุปได้ว่าวิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ทำให้อานยนต์ไฟฟ้าสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางเพิ่มขึ้น 27.39 กิโลเมตร ต่อหนึ่งรอบการชาร์จ (เริ่มจากสถานะประจุ 80 % จนเหลือ 20 %)

ตารางที่ 6.1 การเปรียบเทียบระยะทางสะสมที่ค่าสถานะประจุต่าง ๆ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การขับเคลื่อน	SOC (%)	80	70	60	40	20
ไม่มีกระบวนการประหยัพลังงาน	เวลา	00:00:00	01:41:19	03:08:11	06:10:18	09:10:07
	distance (km)	0.00	72.05	137.24	289.01	438.85
มีกระบวนการประหยัพลังงาน	เวลา	00:00:00	01:54:18	03:19:30	06:32:23	09:42:59
	distance (km)	0.00	78.04	146.67	307.41	466.24

กราฟลำดับสุดท้าย คือ สถานะประจุของแบตเตอรี่ ประกอบไปด้วย กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัพลังงาน และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัพลังงาน แสดงการสรุปผลดังตารางที่ 6.2 เมื่อพิจารณาการขับเคลื่อนในสถานะเดียวกัน ระยะทางสะสมที่เท่ากัน คือ 438.85 กิโลเมตร ที่เวลา 09:10:07 ค่าสถานะประจุกรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัพลังงาน และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัพลังงาน มีค่าเท่ากับ 20.00 % และ 23.47 % ตามลำดับ จึงสรุปได้ว่า เมื่อขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า โดยเริ่มจากสถานะประจุ 80 % ทำให้เกิดการประหยัพลังงานได้ถึง 3.47 % ของค่าสถานะประจุ ทั้งนี้ หากพิจารณาการขับเคลื่อนจนถึงเวลา 09:42:59 จะได้ระยะทางสะสมรวม 466.24 กิโลเมตร ในขณะที่ค่าสถานะประจุเท่ากับ 16.30 % ในกรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัพลังงาน และ 20.00 % ในกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัพลังงาน จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าว สามารถสรุปได้ว่า การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้ากรณีที่มีกระบวนการประหยัพลังงาน จะทำให้เกิดการประหยัพลังงานได้ถึง 3.70 % ของค่าสถานะประจุ



ตารางที่ 6.2 การเปรียบเทียบค่าสถานะประจุที่ระยะทางสะสมค่าต่าง ๆ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

เวลา	00:00:00	09:10:07	09:42:59
distance (km)	0.00	438.85	466.24
$SOC_{without\ energy\ saving}$ (%)	80	20.00	16.30
$SOC_{with\ energy\ saving}$ (%)	80	23.47	20.00

นอกจากนี้ เพื่อแสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงปริมาณต่าง ๆ ในช่วงที่มีการเพิ่มและลดความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าให้มีความชัดเจนยิ่งขึ้น ได้มีการขยายกราฟผลการจำลองสถานการณ์ในแต่ละช่วงเวลา ดังแสดงในรูปที่ 6.5 ถึง 6.9 โดยในรูปดังกล่าวประกอบไปด้วย

กราฟลำดับแรก คือ ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งประกอบไปด้วย ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า และความเร็วอ้างอิงของยานยนต์ไฟฟ้า

กราฟลำดับที่สอง คือ แรงบิดโหลดของยานยนต์ไฟฟ้า

กราฟลำดับที่สาม คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ประกอบไปด้วย กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน โดยทั้งสองกรณีประกอบไปด้วยค่ากระแสจริง และค่ากระแสอ้างอิง

กราฟลำดับที่สี่ คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  ประกอบไปด้วย การขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน โดยทั้งสองกรณีประกอบไปด้วยค่ากระแสจริง และค่ากระแสอ้างอิง

กราฟลำดับสุดท้าย คือ กำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากแบตเตอรี่ไปยังมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์สามเฟส นอกจากนี้ได้มีการขยายรูปกราฟดังกล่าวเป็นกราฟย่อย A B และ C เพื่อแสดงความต่างของกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากแบตเตอรี่ในกรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน โดยแสดงผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้าง่ายและเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงาน ( $\%P_{saving}$ ) ได้ดังตารางที่ 6.3

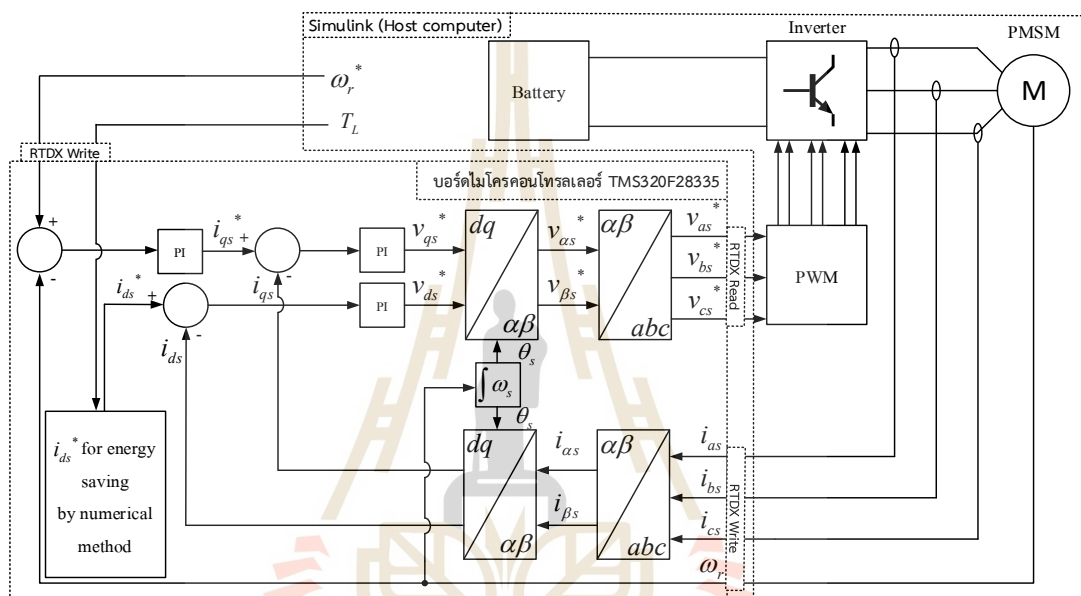
ตารางที่ 6.3 ค่ากำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากแบตเตอรี่ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

รูปที่	กราฟ ย่อย	เวลา	$P_{without\ energy\ saving}$ (W)	$P_{with\ energy\ saving}$ (W)	$\%P_{saving}$ (%)
6.5	A	00:00:19	7450	7100	4.70
	B	00:00:28	7520	7150	4.92
6.6	A	00:10:31	3110	2690	13.50
	B	00:10:58	2050	1860	9.27
	C	00:11:01	5690	5470	3.87
6.7	A	00:31:05	1860	1650	11.29
	B	00:31:25	1300	1190	8.46
	C	00:31:33	4220	4080	3.32
6.8	A	01:03:29	1080	980	9.26
	B	01:04:15	775	575	25.81
	C	01:04:18	1520	1370	9.87
6.9	A	01:54:26	2200	2100	4.55
	B	01:54:31	3100	2750	11.29
	C	01:54:34	3100	3000	3.23

จากตารางที่ 6.3 เมื่อพิจารณาจุดที่มีเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานสูงสุด ซึ่งมีค่าเท่ากับ 25.81 % จะพบว่าเป็นจุดที่ยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนด้วยความเร็วต่ำและมีการชะลอความเร็ว จึงทำให้จุดดังกล่าวมีค่าแรงบิดโหลดต่ำที่สุด นอกจากนี้เมื่อพิจารณาช่วงที่ยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนที่แรงบิดโหลดสูง เช่น ช่วงที่มีการเพิ่มความเร็วในระยะเวลาที่สั้น ดังแสดงในรูปที่ 6.5 เวลา 00:00:02 ถึง 00:00:18 จะพบว่าช่วงเวลาดังกล่าวไม่เกิดการประหยัดพลังงาน ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะมีการประหยัดพลังงานได้มากเมื่อยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนที่แรงบิดโหลดต่ำ เช่น ช่วงที่มีความเร็วคงที่ และช่วงที่มีการชะลอความเร็วอย่างช้า ๆ แต่จะมีการประหยัดพลังงานได้น้อยหรือไม่เกิดการประหยัดพลังงาน ในช่วงที่ค่าแรงบิดโหลดสูง เช่น ช่วงที่มีการเพิ่มความเร็ว เนื่องจากต้องใช้แรงบิดสูงในการเอาชนะความเฉื่อยในการเคลื่อนที่

## 6.4 การจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีหลักการทำงานเช่นเดียวกันกับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แสดงดังรูปที่ 6.10 โดยบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 จะทำการประมวลผลด้วยหลักการการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่โปรแกรมด้วยภาษา C



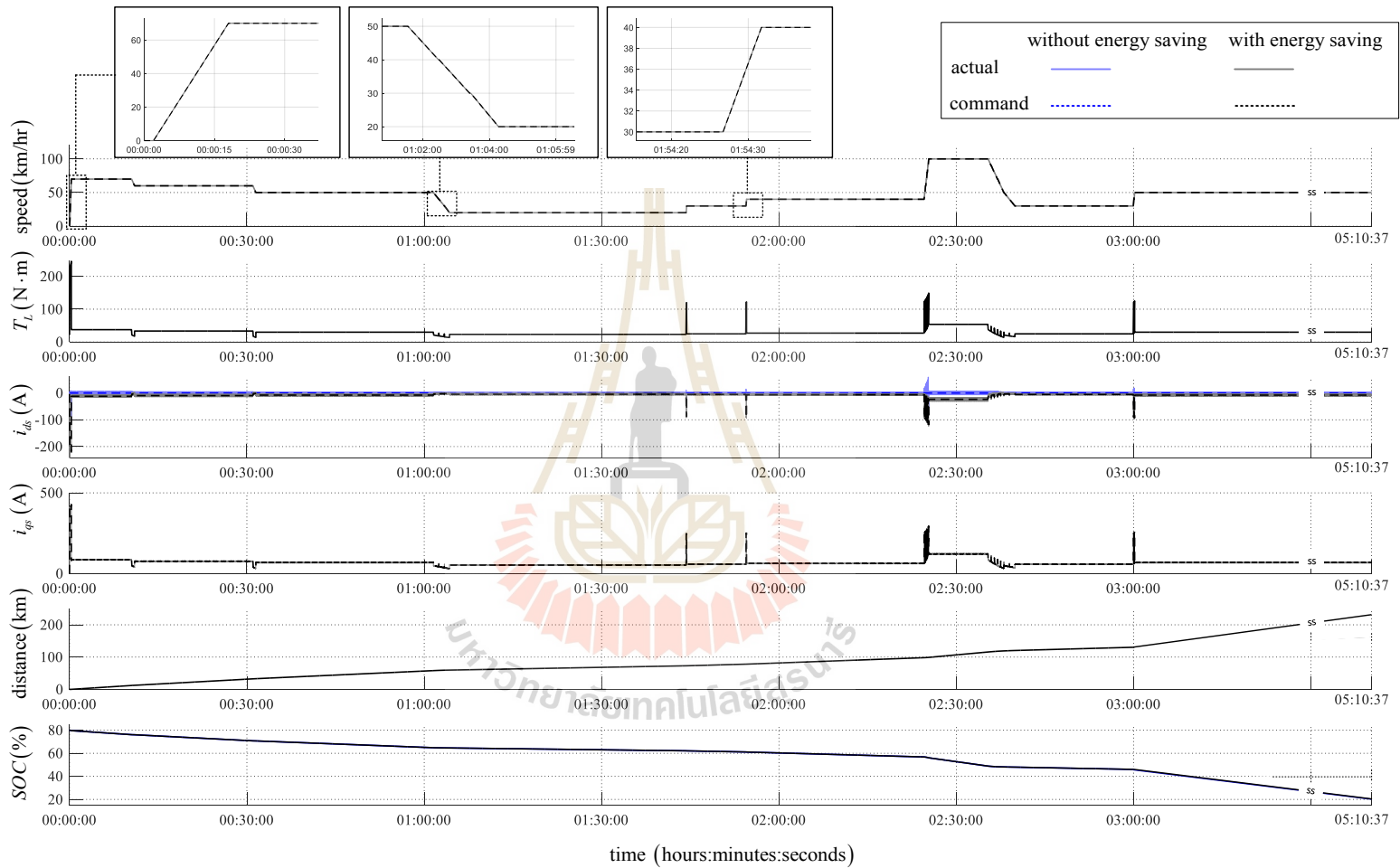
รูปที่ 6.10 การจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป

สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

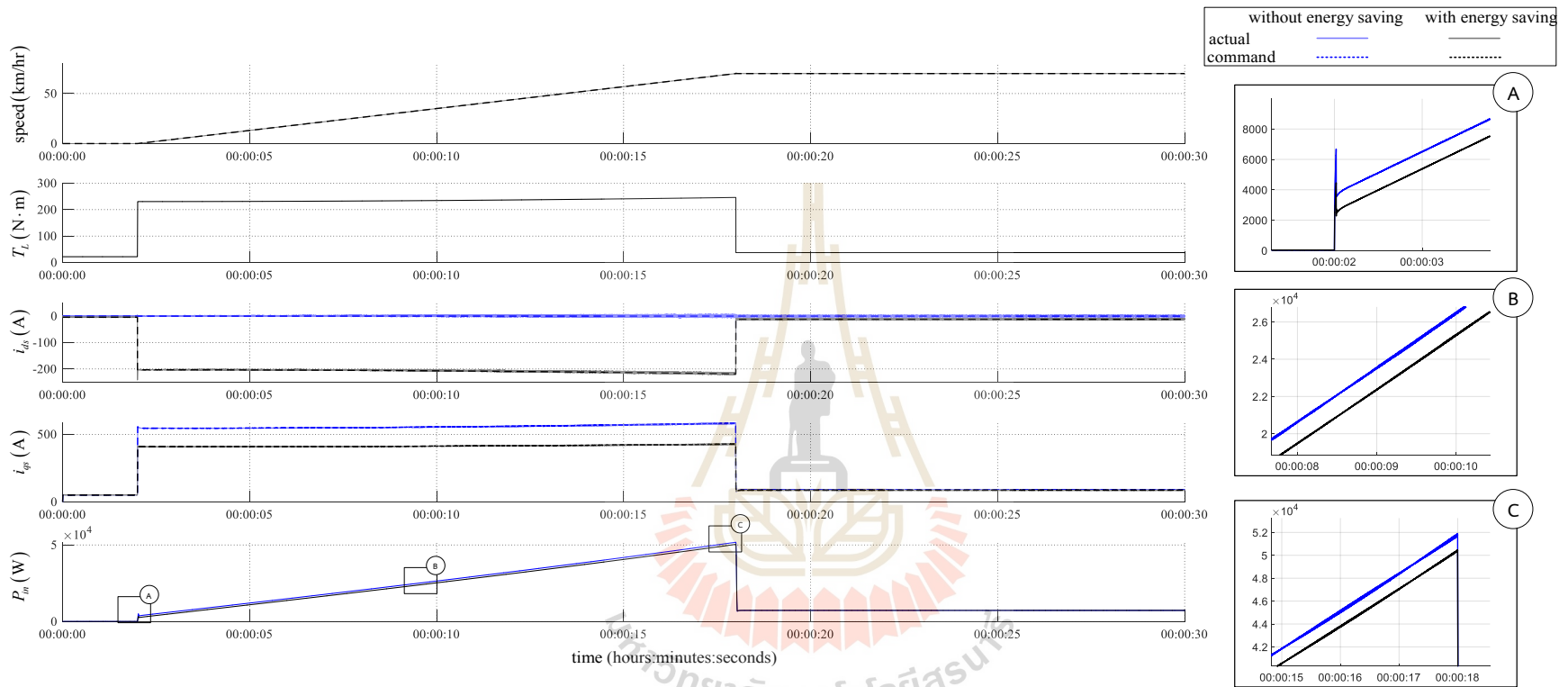
การจำลองสถานการณ์จะประกอบไปด้วย 2 กรณี เช่นเดียวกับกับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ภายใต้สภาวะการขับเคลื่อนเดียวกัน คือ การจำลองสถานการณ์กำหนดให้ยานยนต์ไฟฟ้ามีน้ำหนัก 1,700 กิโลกรัม (ประกอบไปด้วยน้ำหนักของยานยนต์ 1,365 กิโลกรัม คนขับ 75 กิโลกรัม ผู้ร่วมโดยสาร 225 กิโลกรัม และสัมภาระ 35 กิโลกรัม) โดยเริ่มต้นจากการที่ยานยนต์ไฟฟ้าจอดนิ่ง แบตเตอรี่มีค่าสถานะประจุเท่ากับ 80 % จากนั้นยานยนต์ไฟฟ้าจะถูกขับเคลื่อนด้วยความเร็วอ้างอิง ซึ่งเป็นสัญญาณอินพุตให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านการเทียบคันเร่ง โดยค่าความเร็วอ้างอิงดังกล่าวจะใช้ลักษณะเดียวกันกับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

แสดงผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 6.11 และการขยายกราฟผลการจำลองสถานการณ์  
ในแต่ละช่วงเวลา แสดงดังรูปที่ 6.12 ถึง 6.16

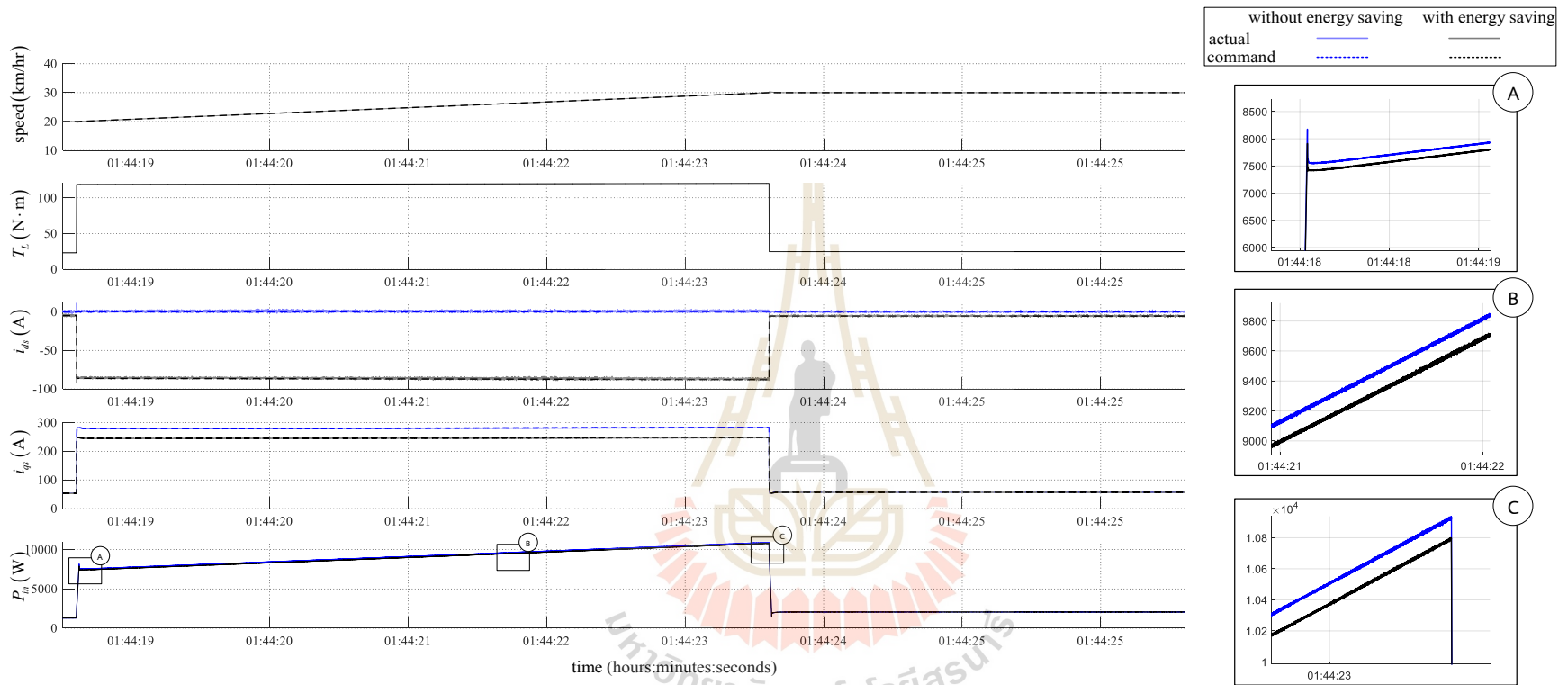




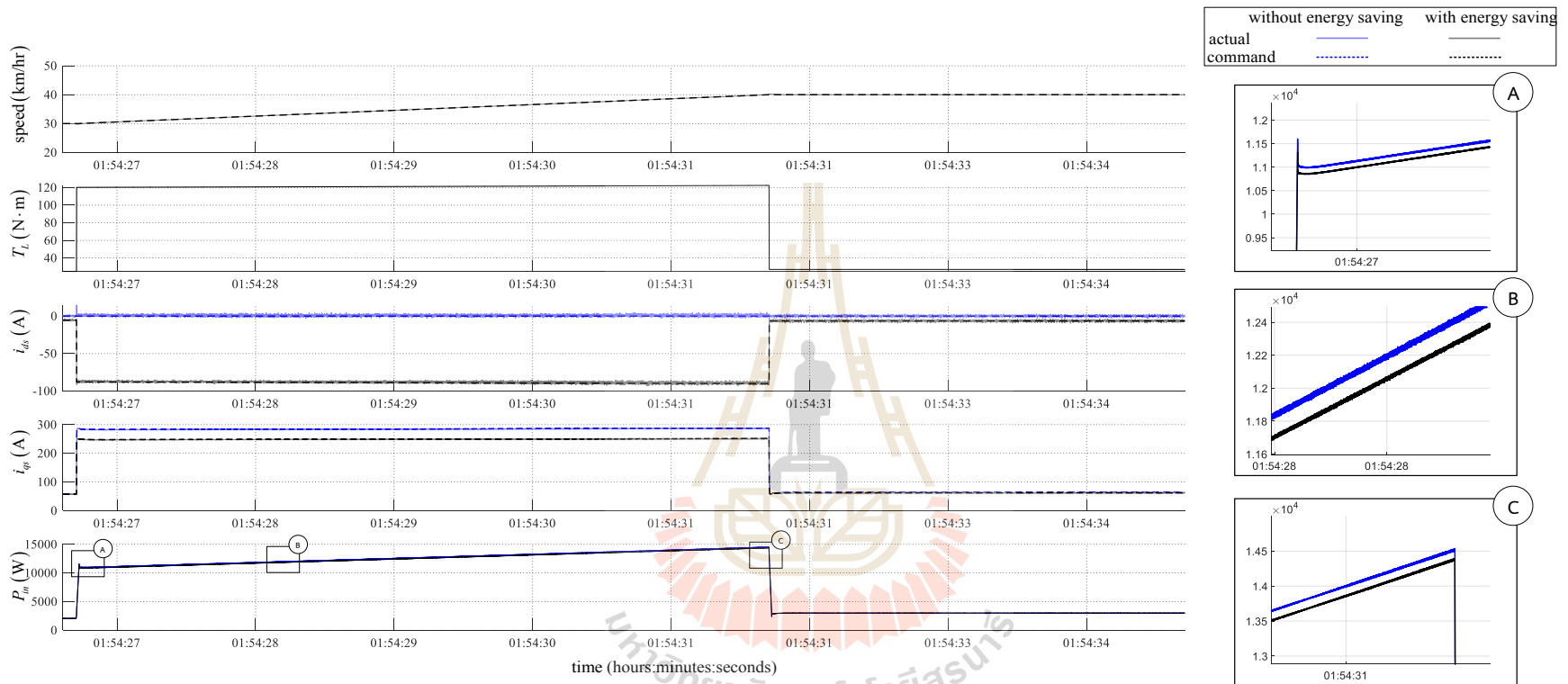
รูปที่ 6.11 ผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในลูป สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร



รูปที่ 6.12 การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 00:00:00 ถึง 00:00:30

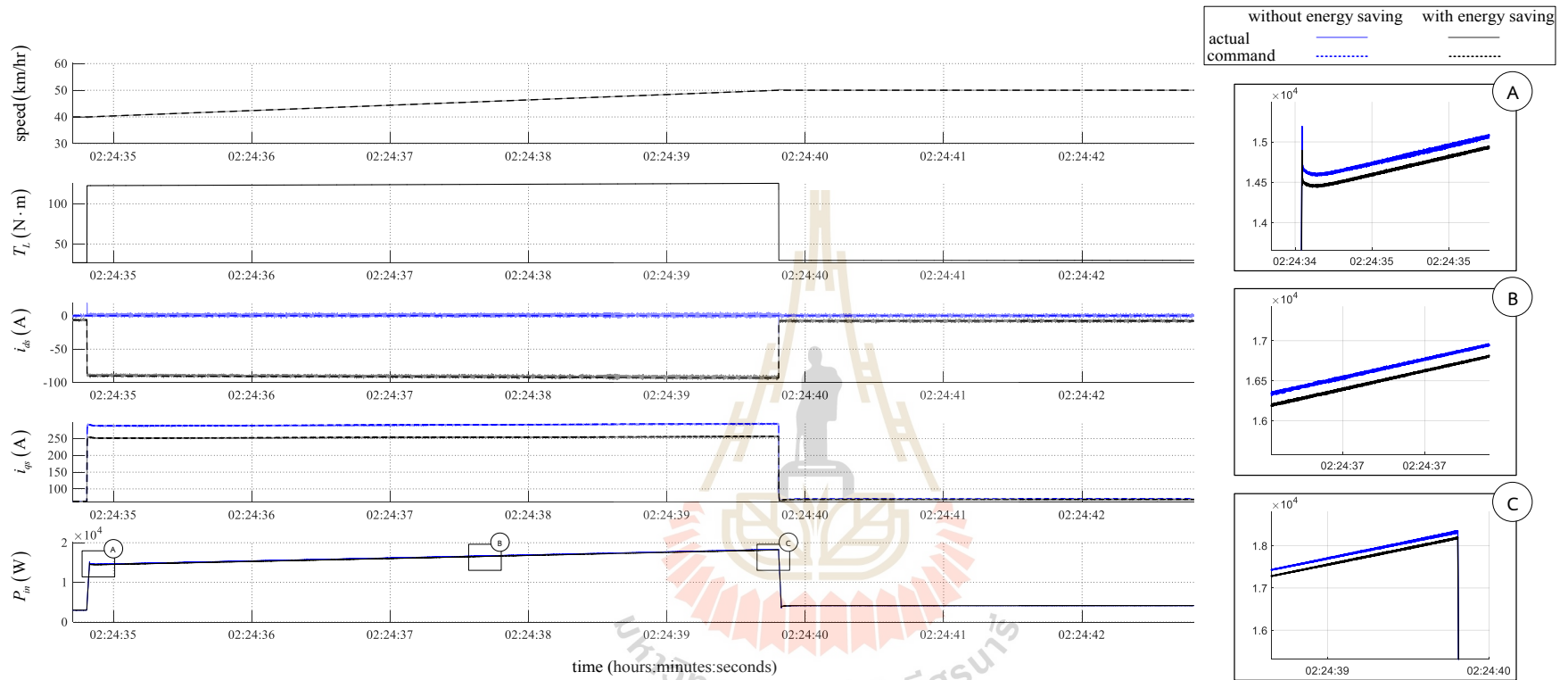


รูปที่ 6.13 การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 01:44:19 ถึง 01:44:25

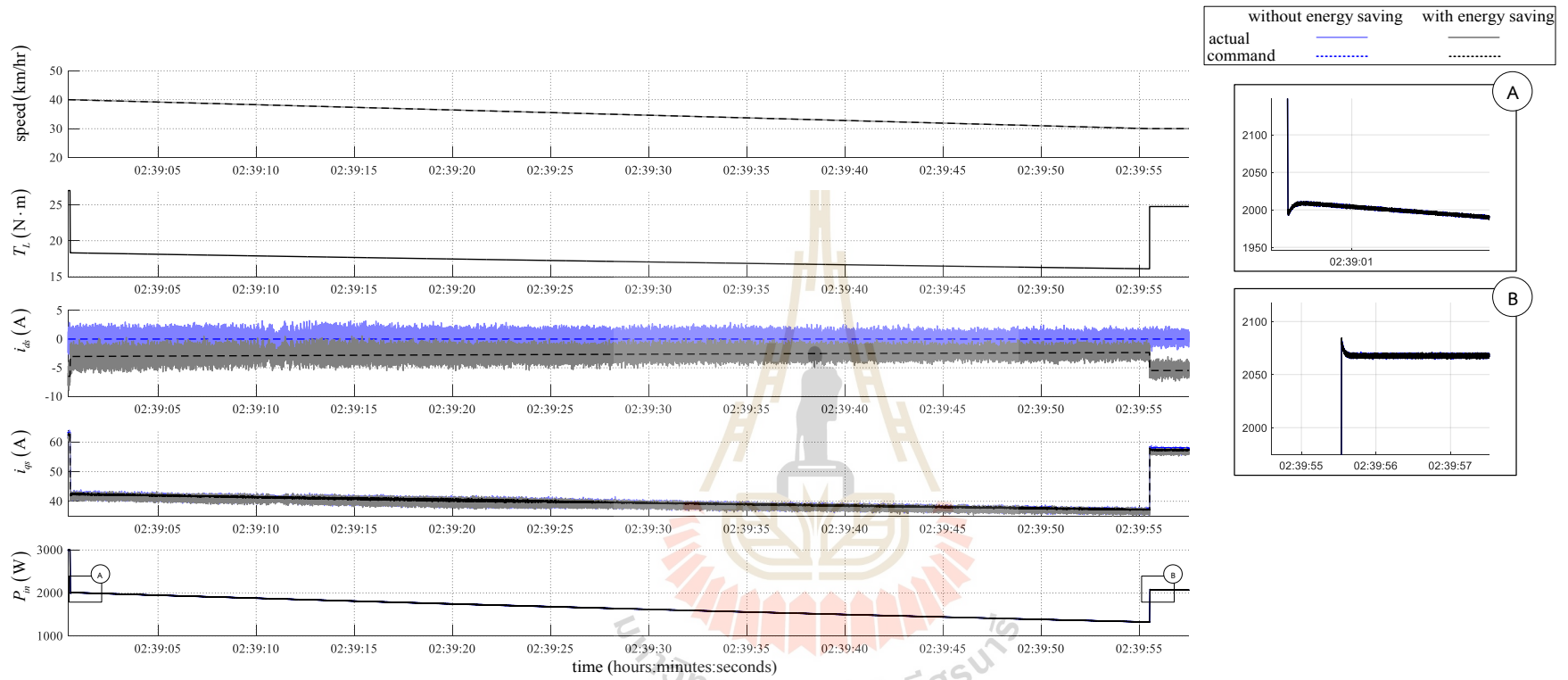


รูปที่ 6.14 การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 01:54:27 ถึง 01:54:35





รูปที่ 6.15 การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 02:24:35 ถึง 02:24:42



รูปที่ 6.16 การขยายกราฟในรูปที่ 6.11 ที่ช่วงเวลา 02:39:05 ถึง 02:39:55

ผลการจำลองสถานการณ์ในรูปที่ 6.11 มีองค์ประกอบแบบเดียวกันกับรูปที่ 6.4 โดยกราฟลำดับแรก คือ ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งสามารถยืนยันได้ว่า ระบบควบคุมสามารถควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าได้ตามค่าความเร็วอ้างอิง ในขณะที่มีกระบวนการประหยัพลังงาน

กราฟลำดับที่สอง คือ แรงบิดโหดของระบบยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งมีค่าที่เปลี่ยนแปลงตามลักษณะการขับเคลื่อนเช่นเดียวกับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แต่เมื่อทำการเปรียบเทียบ ในขณะที่น้ำหนักของยานยนต์ที่รวมกับน้ำหนักของผู้โดยสารและสัมภาระมีค่าเท่ากัน คือ 1,700 กิโลกรัม และลักษณะความเร็วอ้างอิงในการขับเคลื่อนแบบเดียวกัน จะพบว่าค่าแรงบิดโหดในระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จะมีค่าที่สูงกว่าในระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากระบบทั้งสองมีค่าอัตราทดรวมของระบบขับเคลื่อนที่แตกต่างกัน โดยระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร มีอัตราทดรวมของระบบขับเคลื่อนเท่ากับ 3.069 ในขณะที่ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีอัตราทดรวมของระบบขับเคลื่อนเท่ากับ 4.7 ทั้งนี้เนื่องจากมอเตอร์ทั้งสองชนิดมีพิกัดความเร็วรอบที่แตกต่างกัน

กราฟลำดับที่สาม คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ซึ่งเป็นกระแสควบคุมหลักซีในการควบคุมแบบเวกเตอร์ จากผลการจำลองสถานการณ์กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัพลังงาน ตัวควบคุมสามารถควบคุมค่ากระแสดังกล่าวให้มีค่าคงที่เท่ากับศูนย์ได้ตลอดระยะเวลาในการขับเคลื่อน (เนื่องจากในการขับเคลื่อนแบบดังกล่าว จะใช้หลักซีที่โรเตอร์ที่ได้จากแม่เหล็กถาวรเป็นหลัก ดังที่ได้นำเสนอในบทที่ 4) ในขณะที่ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลง (ส่งผลให้ความเร็วและแรงบิดโหดของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง) ส่วนกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัพลังงาน ตัวควบคุมสามารถควบคุมค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัพลังงานได้ในทุกสภาวะโหด จึงสามารถยืนยันได้ว่า วิธีการประหยัพลังงานที่นำเสนอ สามารถคำนวณค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัพลังงานได้ตลอดระยะเวลาการขับเคลื่อนด้วยระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน นอกจากนี้ยังให้ผลการคำนวณที่รวดเร็ว สามารถทำงานกับระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าได้

กราฟลำดับที่สี่ คือ กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  กรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัพลังงาน เนื่องจากปริมาณกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  เป็นอิสระจากกัน ค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $q$  จึงยังคงมีหน้าที่ในการควบคุมแรงบิดเช่นเดิม จึงทำให้มีลักษณะกราฟคล้ายกันกับแรงบิดโหดที่แสดงในกราฟลำดับที่สอง

กราฟลำดับที่ห้า คือ ระยะทางสะสมในการขับเคลื่อน ได้จากการประมาณค่าโดยใช้ความสัมพันธ์ของปริพันธ์ความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า แสดงดังตารางที่ 6.4 โดยระยะทางสะสมสูงสุดเมื่อค่าสถานะประจุเท่ากับ 20 % กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน มีค่าเท่ากับ 239.14 กิโลเมตร ที่เวลา 05:10:27 และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน มีค่าเท่ากับ 239.28 กิโลเมตร ที่เวลา 05:10:37 จึงสามารถสรุปได้ว่า วิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ทำให้อานยนต์ไฟฟ้าสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางไกลขึ้น 140 เมตร ต่อหนึ่งรอบการชาร์จ (เริ่มจากสถานะประจุ 80 % จนเหลือ 20 %)

ตารางที่ 6.4 การเปรียบเทียบระยะทางสะสมที่ค่าสถานะประจุต่าง ๆ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

การขับเคลื่อน	SOC (%)	80	70	60	40	20
ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน	เวลา	00:00:00	00:35:15	02:02:06	03:29:58	05:10:27
	distance (km)	0.00	36.18	83.22	155.41	239.14
มีกระบวนการประหยัดพลังงาน	เวลา	00:00:00	00:35:20	02:02:14	03:30:06	05:10:37
	distance (km)	0.00	36.25	83.30	155.51	239.28

กราฟลำดับสุดท้าย คือ สถานะประจุของแบตเตอรี่ ประกอบไปด้วย กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน แสดงการสรุปผลดังตารางที่ 6.5 เมื่อพิจารณาการขับเคลื่อนด้วยลักษณะความเร็วอ้างอิงเดียวกัน และระยะทางที่เท่ากัน คือ 239.14 กิโลเมตร ที่เวลา 05:10:27 ค่าสถานะประจุ กรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงานจะมีค่าเท่ากับ 20.00 % และ 20.03 % ตามลำดับ จึงสรุปได้ว่า เมื่อขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าโดยเริ่มจากสถานะประจุ 80 % ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน 0.03 % ของค่าสถานะประจุ ทั้งนี้หากพิจารณาการขับเคลื่อนจนถึงเวลา 05:10:37 จะได้ระยะทางสะสมรวม 239.28 กิโลเมตร ในขณะที่ค่าสถานะประจุเท่ากับ 19.97 % และ 20.00 % ตามลำดับ จากผลดังกล่าว สามารถสรุปได้ว่า ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานได้ 0.03 % ของค่าสถานะประจุ

ตารางที่ 6.5 การเปรียบเทียบค่าสถานะประจุที่ระยะทางสะสมค่าต่าง ๆ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

เวลา	00:00:00	05:10:27	05:10:37
distance (km)	0.00	239.14	239.28
$SOC_{without\ energy\ saving}$ (%)	80	20.00	19.97
$SOC_{with\ energy\ saving}$ (%)	80	20.03	20.00

จากกราฟผลการทดลองในรูปที่ 6.12 ถึง 6.16 เป็นการขยายรูปสัญญาณในแต่ละช่วงเวลา ที่แสดงในรูปที่ 6.11 โดยมีองค์ประกอบแบบเดียวกันกับรูปที่ 6.5 ถึง 6.9 เมื่อพิจารณากราฟลำดับสุดท้าย คือ กำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากแบตเตอรี่ไปยังมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์สามเฟส ซึ่งได้มีการขยายรูปกราฟดังกล่าวเป็นกราฟย่อย A B และ C เพื่อแสดงความต่างของกำลังไฟฟ้าที่จ่ายออกจากแบตเตอรี่ในกรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และกรณีการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน แสดงผลการวัดค่ากำลังไฟฟ้างด่าวและเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงาน ในตารางที่ 6.6

ตารางที่ 6.6 ผลการประหยัดพลังงาน สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

รูปที่	กราฟย่อย	เวลา	$P_{without\ energy\ saving}$ (W)	$P_{with\ energy\ saving}$ (W)	$\%P_{saving}$ (%)
6.12	A	00:00:03	6640	5440	18.07
	B	00:00:09	23600	22500	4.66
	C	00:00:18	51900	50400	2.89
6.13	A	01:44:18	7700	7590	1.43
	B	01:44:22	9810	9680	1.33
	C	01:44:23	10500	10380	1.14
6.14	A	01:54:27	11150	11000	1.35
	B	01:54:28	12200	12050	1.23
	C	01:54:31	14000	13800	1.43

ตารางที่ 6.6 ผลการประหยัดพลังงาน สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (ต่อ)

รูปที่	กราฟย่อย	เวลา	$P_{without\ energy\ saving}$ (W)	$P_{with\ energy\ saving}$ (W)	$\%P_{saving}$ (%)
6.15	A	02:24:35	14750	14650	0.68
	B	02:24:37	16550	16350	1.21
	C	02:24:39	17700	17550	0.85
6.16	A	01:39:01	2005	2005	0
	B	01:39:56	2070	2070	0

จากตารางที่ 6.6 เมื่อพิจารณาจุดที่มีเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานสูงสุด ซึ่งมีค่าเท่ากับ 18.07 % จะพบว่า เป็นจุดที่ยานยนต์ไฟฟ้ามีการเพิ่มความเร็วในระยะเวลาที่สั้น ซึ่งเป็นจุดที่แรงบิดโหดมีค่าสูง นอกจากนี้เมื่อพิจารณาจุดที่ไม่เกิดการประหยัดพลังงานดังรูปที่ 6.16 จะพบว่า เป็นจุดที่อยู่ในช่วงที่ยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนที่แรงบิดโหดต่ำ เช่น ช่วงที่มีความเร็วคงที่ และช่วงที่มีการชะลอความเร็วอย่างช้า ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จะมีแนวโน้มผลการประหยัดพลังงานในลักษณะที่ตรงข้ามกับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส คือ จะมีการประหยัดพลังงานได้มากในกรณีที่ยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนที่แรงบิดโหดสูง เช่น ช่วงที่มีการเพิ่มความเร็ว เนื่องจากต้องใช้แรงบิดสูงในการเอาชนะความเฉื่อยในการเคลื่อนที่ แต่จะประหยัดพลังงานได้น้อยหรือไม่เกิดการประหยัดพลังงานเลย เมื่อยานยนต์ไฟฟ้าถูกขับเคลื่อนที่แรงบิดโหดต่ำ เช่น ช่วงที่มีความเร็วคงที่ และช่วงที่มีการชะลอความเร็วอย่างช้า ๆ

นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์ที่ได้จากวงจรสมมูลบนแกน  $dq$  ซึ่งประกอบไปด้วย เทอมของกำลังสูญเสีย และเทอมของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่จะถูกแปลงออกไปเป็นกำลังงานทางกล แสดงได้ดังสมการที่ (7-1) และ (7-2) สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ตามลำดับ (รายละเอียดของสมการดังกล่าวได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3) โดยการลดกำลังไฟฟ้าอินพุต เพื่อทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน ในขณะที่มอเตอร์สามารถขับโหดได้เหมือนเดิม อาจหมายถึง เป็นการลดกำลังสูญเสียได้เช่นกัน

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} i_{ds}^2 R_s - \omega i_{ds} \psi_{qs} + i_{ds} \frac{d}{dt} \psi_{ds} + i_{qs}^2 R_s + \omega i_{qs} \psi_{ds} \\ + i_{qs} \frac{d}{dt} \psi_{qs} + i_{dr}'^2 R_r' - (\omega - \omega_r) i_{dr}' \psi_{qr}' + i_{dr}' \frac{d}{dt} \psi_{dr}' \\ + i_{qr}'^2 R_r' + (\omega - \omega_r) i_{qr}' \psi_{dr}' + i_{qr}' \frac{d}{dt} \psi_{qr}' \end{pmatrix} \quad (7-1)$$

$$P_{in,dq} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} i_{ds}^2 R_s - \omega L_{qs} i_{ds} i_{qs} + L_{ds} i_{ds} \frac{d}{dt} i_{ds} + i_{qs}^2 R_s \\ + \omega L_{ds} i_{ds} i_{qs} + \omega \psi_m i_{qs} + L_{qs} i_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs} \end{pmatrix} \quad (7-2)$$

จากสมการดังกล่าว เมื่อพิจารณาเทอมของกำลังสูญเสียพบว่า จะมีเพียงเทอมของกำลังสูญเสียที่ขดลวด (copper loss) อย่างเด่นชัด และไม่มีเทอมของกำลังสูญเสียชนิดอื่น เช่น กำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก (core loss) และกำลังสูญเสียจากภาระการใช้งาน (stray loss) จากการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมพบว่า พารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณค่ากำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก และกำลังสูญเสียจากภาระการใช้งาน ไม่สามารถหาได้จากงานวิจัยที่เกี่ยวข้องของมอเตอร์ที่ใช้ในระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ต้องอาศัยการทดสอบมอเตอร์จริงเท่านั้น จึงได้พารามิเตอร์ในการคำนวณค่ากำลังสูญเสียดังกล่าว ด้วยเหตุนี้ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จึงพิจารณาเฉพาะในส่วนของกำลังไฟฟ้าอินพุตเท่านั้นในการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่เหมาะสมที่สุดในการประหยัดพลังงาน และจากสมการที่ (7-1) สมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ประกอบไปด้วย เทอมของกำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $dq$  ( $i_{ds}^2 R_s$  และ  $i_{qs}^2 R_s$ ) และกำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน  $dq$  ( $i_{dr}'^2 R_r'$  และ  $i_{qr}'^2 R_r'$ ) ในขณะที่สมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ดังสมการที่ (7-2) มีเพียงเทอมของกำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $dq$  เท่านั้น ( $i_{ds}^2 R_s$  และ  $i_{qs}^2 R_s$ ) จากข้อสังเกตดังกล่าว จะเห็นได้ว่า กำลังสูญเสียที่ขดลวดที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจะมีค่าที่ต่ำกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากไม่มีกำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ เพราะมอเตอร์ชนิดดังกล่าวไม่มีวงจรถดลวดโรเตอร์ แต่ใช้การสร้างฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์ด้วยแม่เหล็กถาวร ซึ่งเป็นหนึ่งคุณสมบัติที่ทำให้มอเตอร์ชนิดดังกล่าวถูกใช้งานในระบบยานยนต์ไฟฟ้าส่วนใหญ่ในปัจจุบัน และเนื่องจากกำลังสูญเสียที่ขดลวดแปรผันตรงกับค่ากระแสที่สเตเตอร์ยกกำลังสอง ในกรณีระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร เมื่อกระแสที่สเตเตอร์มีค่าต่ำ เช่น ช่วงที่มีการขับโหลดต่ำ จึงทำให้กำลัง

สูญเสียที่ขดลวดต่ำ และส่งผลให้การประหยัดพลังงานที่ได้มีค่าน้อย ซึ่งตรงข้ามกับช่วงที่มอเตอร์ดังกล่าวมีการขับโหลดด้วยแรงบิดสูง ที่จะให้ผลการประหยัดพลังงานที่ได้มีค่าสูงขึ้นไปด้วย นอกจากนี้ การที่มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรมีกำลังสูญเสียที่ขดลวดต่ำกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จึงทำให้ผลการประหยัดพลังงานที่ได้น้อยกว่าการประหยัดพลังงานในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

## 6.5 สรุป

จากผลการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับระบบขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป โดยการประหยัดพลังงานใช้วิธีฐานแบบจำลอง ที่พิจารณาการประหยัดพลังงานจากสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์ ด้วยวิธีหาค่าเหมาะที่สุดทางคณิตศาสตร์จากการหาค่าอนุพันธ์ของสมการกำลังไฟฟ้าอินพุตของมอเตอร์เทียบกับค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  แล้วหาค่าเท่ากับศูนย์ สำหรับระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร สามารถสรุปได้ว่า ระบบควบคุมสามารถควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าได้ตามค่าความเร็วอ้างอิง ในขณะที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และสามารถคำนวณค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานได้ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยลักษณะแนวโน้มของผลการประหยัดพลังงานของระบบที่ใช้มอเตอร์ทั้งสองชนิดมีลักษณะที่ตรงข้ามกัน คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะสามารถประหยัดพลังงานได้มากเมื่อยานยนต์ไฟฟ้ามีแรงบิดโหลดต่ำ (น้ำหนักรวมของยานยนต์น้อย ช่วงที่ขับเคลื่อนด้วยความเร็วต่ำ และช่วงที่มีการชะลอความเร็ว) ส่วนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรจะประหยัดพลังงานได้มากเมื่อยานยนต์ไฟฟ้ามีแรงบิดโหลดสูง (น้ำหนักรวมของยานยนต์มาก ช่วงที่ขับเคลื่อนด้วยความเร็วสูง และช่วงที่มีการเพิ่มความเร็ว) ดังนั้นผลการประหยัดพลังงานจะขึ้นอยู่กับปัจจัยที่มีผลต่อแรงบิดโหลด คือ น้ำหนักของยานยนต์ไฟฟ้า และลักษณะความเร็วในการขับเคลื่อน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาถึงระดับโครงสร้างของยานยนต์ไฟฟ้า สิ่งที่มีผลต่อค่าแรงบิดโหลดเป็นอย่างมากคือ อัตราทดรวมของระบบขับเคลื่อน ทั้งนี้เมื่อพิจารณาผลการจำลองสถานการณ์ที่นำเสนอในบทนี้ สามารถสรุปได้ว่า ด้วยน้ำหนักและลักษณะความเร็วในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าที่กำหนด เมื่อใช้วิธีการประหยัดพลังงานที่นำเสนอ ระบบที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางเพิ่มขึ้น 27.39 กิโลเมตร ต่อหนึ่งรอบการชาร์จ (เริ่มจากสถานะประจุ 80 % จนเหลือ 20 %) ส่วนระบบที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางเพิ่มขึ้นเพียง 140 เมตร หรืออาจจะสื่อได้ว่า ไม่มีการประหยัดพลังงานเกิดขึ้น ทั้งนี้หากสภาวะการขับเคลื่อนมีการเปลี่ยนแปลง คือ น้ำหนัก



ของยานยนต์ไฟฟ้า หรือลักษณะความเร็วในการขับเคลื่อนมีการเปลี่ยนแปลง ผลการประหยัดพลังงานที่ได้จะมีค่าที่เปลี่ยนแปลงไปด้วย



## บทที่ 7

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งประกอบไปด้วย 2 ระบบ คือ ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร การประหยัดพลังงานตามหลักการที่นำเสนอในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ จะทำให้ยานยนต์ไฟฟ้าสามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางที่มากขึ้น ต่อหนึ่งรอบการชาร์จ เมื่อเปรียบเทียบกับระบบขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ในสภาวะโหลดเดียวกัน คือ น้ำหนักของยานยนต์ไฟฟ้าเท่ากัน และขับเคลื่อนในลักษณะความเร็วเดียวกัน งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้เริ่มต้นดำเนินการด้วยการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 จากนั้นได้ดำเนินการด้วยขั้นตอนต่าง ๆ ซึ่งได้ถูกเรียบเรียงและนำเสนอตั้งแต่บทที่ 3 จนถึงบทที่ 6 สามารถสรุปภาพรวมและแสดงความเชื่อมโยงในแต่ละบทได้ดังต่อไปนี้

บทที่ 2 เป็นการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งทำให้เห็นภาพรวมของงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า 2 ชนิด ทั้งในระบบยานยนต์ไฟฟ้าและในระบบอื่น ๆ ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ซึ่งจากการศึกษาวิจัยดังกล่าว ทำให้สามารถจำแนกวิธีการประหยัดพลังงานออกได้เป็น 3 วิธี คือ วิธีฐานแบบจำลอง วิธีค้นหา และวิธีแบบผสมผสาน โดยงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เลือกใช้วิธีฐานแบบจำลอง เนื่องจากมีข้อดีคือให้ผลตอบสนองที่รวดเร็ว เหมาะสำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้า ที่มีลักษณะโหลดเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา

บทที่ 3 ได้ศึกษาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบยานยนต์ไฟฟ้า และรวบรวมข้อมูลพารามิเตอร์ทั้งหมดที่เกี่ยวข้องที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งประกอบไปด้วย แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของโหลดทางกลในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออน แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ทั้งสองชนิดจะถูกพิจารณาบนแกน  $dq$  ดังนั้นในหัวข้อนี้ มีการนำเสนอหลักการแปลงแกนอ้างอิง ซึ่งเป็นพื้นฐานของหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ตามที่นำเสนอในบทที่ 4 นอกจากนี้ ได้มีการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ทั้งสองชนิดด้วยการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบกับชุดบล็อกสำเร็จรูปใน SimPowerSystem ของ Simulink ในโปรแกรม MATLAB ซึ่งผลที่ได้สามารถยืนยันได้ว่า แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ทั้งสองชนิดที่ได้นำเสนอ ให้ผลตอบสนองที่ถูกต้องทั้งในสภาวะชั่วคราวและสภาวะคงตัวสามารถนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมตามที่นำเสนอในบทที่ 4 และใช้ในการพิจารณาหลักการประหยัดพลังงานตามที่นำเสนอในบทที่ 5

บทที่ 4 ได้นำเสนอหลักการการควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งเป็นการควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เนื่องจากเป็นการควบคุมที่ให้ผลตอบสนองที่ดีและถูกใช้ในการพัฒนาชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าสำหรับระบบยานยนต์ไฟฟ้า สำหรับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะเป็นการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม และระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร จะเป็นการควบคุมแบบเวกเตอร์ นอกจากนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมพีไอในระบบควบคุมดังกล่าว จากนั้นได้ทำการจำลองสถานการณ์การขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยตัวควบคุมที่ได้ออกแบบ ผลการจำลองสถานการณ์ยืนยันได้ว่า ตัวควบคุมดังกล่าว สามารถควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้าได้ตามค่าความเร็วอ้างอิงที่ต้องการ และควบคุมค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $dq$  ได้ตามเงื่อนไขการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยตัวควบคุมที่ได้ออกแบบในบทนี้ จะถูกใช้ทั้งในกรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน และการขับเคลื่อนที่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน

บทที่ 5 ได้นำเสนอหลักการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า กรณีระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สมการสำหรับการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานอยู่ในรูปสมการรากที่สอง ซึ่งสามารถหารากของสมการได้โดยตรง แต่กรณีระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร สมการสำหรับการหาค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานอยู่ในรูป

สมการพหุนามดีกรีสี่ ซึ่งมีความซับซ้อนในการหาผลเฉลยโดยตรง จึงได้นำเสนอการหาผลเฉลยด้วยระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลขของนิวตัน-ราฟสัน จากนั้นได้มีการยืนยันผลการประหยัดพลังงานด้วยการจำลองสถานการณ์บน Simulink ในโปรแกรม MATLAB โดยเปรียบเทียบกับกรณีการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน ที่กำหนดให้กระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  มีค่าเท่ากับพิกัดและเท่ากับศูนย์ กรณีมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้ยืนยันได้ว่า หลักการประหยัดพลังงานที่ได้นำเสนอสำหรับมอเตอร์ทั้ง 2 ชนิดสามารถทำให้เกิดการประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าในระบบยานยนต์ไฟฟ้า และเพื่อเปรียบเทียบผลการประหยัดพลังงานต่อหนึ่งรอบการชาร์จ ได้ทำการจำลองสถานการณ์ด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูปตามที่ได้นำเสนอในบทที่ 6

บทที่ 6 ได้นำเสนอการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าด้วยเทคนิคฮาร์ดแวร์ในรูป ซึ่งเป็นเทคนิคที่มีการทำงานของบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ร่วมกับ Simulink ในโปรแกรม MATLAB โดยมีการส่งผ่านข้อมูลบนเวลาจริง จึงให้ผลที่ใกล้เคียงกับระบบฮาร์ดแวร์จริงมากกว่าการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์เพียงอย่างเดียว โดยผลการประหยัดพลังงานของระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร มีแนวโน้มในการประหยัดพลังงานที่แตกต่างกัน และเมื่อพิจารณาการขับเคลื่อนต่อหนึ่งรอบการชาร์จ ตามหลักการประหยัดพลังงานที่ได้นำเสนอ ทำให้ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางที่เพิ่มขึ้น 27.39 กิโลเมตร ในขณะที่ระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร สามารถขับเคลื่อนได้ระยะทางที่เพิ่มขึ้นเพียง 140 เมตร หรืออาจจะสื่อได้ว่า ไม่มีการประหยัดพลังงานเกิดขึ้น เพราะมอเตอร์ชนิดดังกล่าวไม่มีกำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ จึงทำให้ผลการประหยัดพลังงานทำได้ไม่มาก เมื่อเปรียบเทียบกับระบบขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รายละเอียดการอภิปรายในส่วนนี้ได้ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 6

## 7.2 ข้อเสนอแนะ

1. เนื่องจากค่ากระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $d$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงาน จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และค่าแรงบิดของมอเตอร์ เพื่อให้ได้ค่ากระแสดังกล่าวที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานมากยิ่งขึ้น จึงควรมหาแนวทางการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ให้ค่าพารามิเตอร์ที่ถูกต้องตามสภาวะโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลง รวมถึงทำการประมาณค่าแรงบิดของมอเตอร์ให้มีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ถูกต้องมากยิ่งขึ้น ซึ่งอาจใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้กับเรื่องนี้

2. ควรมีการทดสอบใช้เทคนิคการประหยัดพลังงานที่นำเสนอ คือ ปรับค่ากระแสที่สวิตเตอร์บนแกน  $d$  ในโหมดการขับเคลื่อนแบบ Regenerative Breaking เพื่อพิจารณาผลของการจ่ายกำลังไฟฟ้าย้อนกลับไปยังแบตเตอรี่ เพื่อเปรียบเทียบกับข้อกำหนดให้ค่ากระแสดังกล่าวมีค่าคงที่ตลอดการขับเคลื่อน ตามการขับเคลื่อนแบบดั้งเดิมที่ไม่มีกระบวนการประหยัดพลังงาน

3. เพิ่มเทอมกำลังสูญเสียชนิดอื่นในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์ รวมถึงเพิ่มเติมเทอมกำลังสูญเสียดังกล่าวในสมการที่ใช้สำหรับหาค่ากระแสที่สวิตเตอร์บนแกน  $d$  ที่เหมาะสมสำหรับการประหยัดพลังงาน เช่น กำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก และกำลังสูญเสียจากภาระการใช้งาน เพื่อให้การประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนยานยนต์ไฟฟ้าดีขึ้นกว่าเดิม

4. พิจารณาการสร้างสัญญาณพัลส์ สำหรับควบคุมการสวิตซ์ของ IGBT ด้วยเทคนิคพีดับเบิลยูเอ็มแบบไซน์ ที่ประมวลผลในบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320F28335 เพื่อให้สอดคล้องกับระบบฮาร์ดแวร์ของยานยนต์ไฟฟ้าในทางปฏิบัติมากยิ่งขึ้น



## รายการอ้างอิง

- ทศพร ณรงค์ฤทธิ์. (2557). การออกแบบตัวควบคุมฟuzzyแบบปรับตัวสำหรับวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนานในระบบสามเฟสสมดุล. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทชั้นปริญญาตรี. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- นงลักษณ์ มีทอง. (2553). วัสดุสำหรับแบตเตอรี่ชนิดลิเทียมไอออน. ศูนย์เทคโนโลยีโลหะและวัสดุแห่งชาติ (MTEC). กรกฎาคม – กันยายน 2553; 52-60.
- บริษัท สิชร จำกัด. (2561). โครงการศึกษาวิจัยถอดแบบชิ้นส่วนยานยนต์ไฟฟ้า. โครงการศูนย์การเรียนรู้เทคโนโลยีและนวัตกรรมเพื่อการพัฒนาอุตสาหกรรมยานยนต์ไฟฟ้า. สถาบันยานยนต์ อุตสาหกรรมพัฒนามูลนิธิ.
- บัณฑิต กฤตาคม. (ม.ป.ป.). ระเบียบวิธีคำนวณเชิงตัวเลข สำหรับงานวิศวกรรม. สาขาวิชาวิศวกรรมเครื่องกล. คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์. มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน.
- ภักดี สวัสดิ์นะที. (2556). การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทชั้นปริญญาตรี. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- ศศิยา อุดมสุข. (2561). การประหยัดพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการประมาณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ตัวกรองคาลมาน. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทชั้นปริญญาตรี. สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- อังคีร์ ศรีภคการ. (2554). ยานยนต์ไฟฟ้า พื้นฐานการทำงานและการออกแบบ. กรุงเทพฯ. สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.

- Agrawal, C. R., and Pandey, P. G. (2008). Solid polymer electrolytes: Materials designing and all-solid-state battery applications: An overview. **Journal of Physics D Applied Physics**. Phys. 41 (2008) 223001 (18pp).
- Baba, A., Mendes, E., and Razeq, A. (1997). Losses minimisation of a field-oriented controlled induction machine by flux optimisation accounting for magnetic saturation. **IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record**, pp. MD1/2.1-MD1/2.3.
- Babayomi, O., Balogun, A., and Osheku, C. (2015). Loss minimizing control of PMSM for electric power steering. **17th UKSim-AMSS International Conference on Modelling and Simulation (UKSim)**, pp. 438-443.
- Beevi, M. W., Kumar, A. S., and Sibin, H. S. (2012). Loss minimization of vector controlled induction motor drive using genetic Algorithm. **International Conference on Green Technologies (ICGT)**, pp. 251-257.
- Biswas, D., Mukherjee, K., and Kar, N. C. (2012). A novel approach towards electrical loss minimization in vector controlled induction machine drive for EV/HEV. **IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**, pp. 1-5.
- Bizhani, H., Muyeen, S. M., Tatari, F. R., Gao, F., and Geng, H. (2020). Comparative analysis of search algorithm based loss minimization techniques used in vector controlled induction motors. **2nd International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)**, pp. 386-390.
- Cao, M., and Hoshi, N. (2010). Electrical loss minimization strategy for interior permanent magnet synchronous motor drives. **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. pp. 1-6.
- Cao, M., Egashira, J., and Kaneko, K. (2009). High efficiency control of IPMSM for electric motorcycles. **IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference**. pp. 1893-1897.

- Chegg study. (n.d.). **Question: A three-phase induction motor is used to drive an electric car** [On-line]. Available: <https://www.chegg.com/homework-help/questions-and-answers/three-phase-induction-motor-used-drive-electric-car-motor-controlled-constant-air-gap-flux-q78735194>
- Cucej, Z., and Borojevic, D. (1997). Input power minimization at inverter fed induction motor drive system with FOC by field weakening. **PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972**, vol.2, pp. 1493-1499.
- Daniel, M. (2012). Design of a permanent-magnet synchronous machine with non-overlapping concentrated windings for the shell eco marathon urban prototype. **Degree project in Electrical Engineering Master of Science Stockholm. Sweden.**
- Das, S., Pal, A., and Manohar, M. (2017). Adaptive quadratic interpolation for loss minimization of direct torque controlled induction motor driven electric vehicle. **IEEE 15th International Conference on Industrial Informatics (INDIN)**, pp. 641-646.
- Denton, T. (2016). **Electric and Hybrid Vehicles**. United Kingdom: Ashford colour Press.
- Du Pont, P. (2007). Clean energy solutions for Asia that address climate change. **International Conference on Asia's Emerging Response to Climate Change**. Bangkok. Thailand. 23 November 2007.
- Eftekhari, S. R., Davari, S. A., Naderi, P., Garcia C., and Rodriguez, J. (2019). A simple and robust model-based loss minimization method for direct torque control of induction motor. **10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)**, pp. 1268-1273.

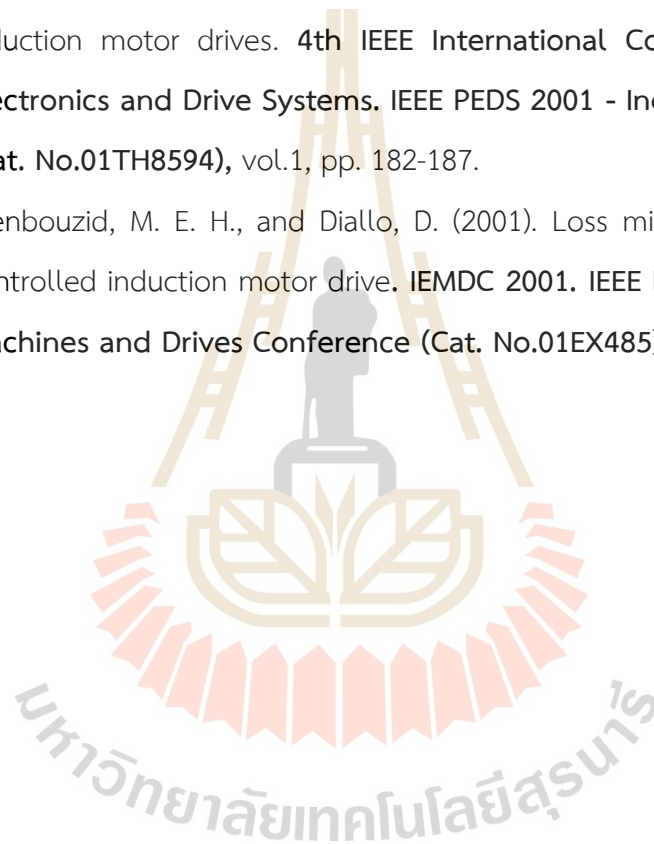


- Eguilaz, J. M., Cipolla, M., Peracaula, J., and da Costa Branco, P. J. (1997). Induction motor optimum flux search algorithms with transient state loss minimization using a fuzzy logic based supervisor. **PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972**, vol.2, pp. 1302-1308.
- 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**. pp. 279-285.
- Grunditz, E.A. (2016). Design and Assessment of Battery Electric Vehicle Powertrain, with Respect to Performance, Energy Consumption and Electric Motor Thermal Capability. **Thesis for the Doctor of Philosophy. Chalmers University of Technology. Sweden**.
- Haddoun, A., Benbouzid, M. E. H., Diallo, D., Abdessemed, R., Ghouili J., and Srairi, K. (2005). A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors. **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**, pp. 7 pp.-.
- Hu, D., Xu, W., Dian, R., Liu, Y., and Zhu, J. (2018). Loss Minimization control of linear induction motor drive for linear metros. **in IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 65, no. 9, pp. 6870-6880.
- Jeon, N. and Lee, H. (2016). Integrated fault diagnosis algorithm for motor sensors of in-wheel independent drive electric vehicles. **Sensors (Basel)**. Dec 12;16(12):2106. doi: 10.3390/s16122106. PMID: 27973431; PMCID: PMC5191086.
- Jercic, T., Zarko, D., Matusko, J., and Martinovic, M. (2015). Minimum loss control of interior permanent magnet traction motor. **IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)**, pp. 992-998.
- Jung, C. (2017). Power up with 800-V systems: The benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles. **IEEE Electrification Magazine**. vol. 5, no. 1, pp. 53-58.

- Krause, P. C., Wasynczuk, O., and Sudhoff, S. D. (n.d.). **Analysis of Electric Machinery and Drive System**. Second Edition. IEEE Press.
- Liu, Y., and Bazzi, A. M. (2015). A comprehensive analytical power loss model of an induction motor drive system with loss minimization control. **IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)**, pp. 1638-1643.
- Magnus, H., Linda, L. (2007). Analysis and modelling of an induction machine with a pulsating load torque used for a washing machine application. **Master of Science Thesis in the Master Degree Program Automation and Mechatronics Engineering**. Department of Energy and Environment. Chalmers University of Technology. Sweden.
- Michael, N. (2016). **Advanced hybrid and electric vehicles: System optimization and vehicle integration**. Springer International Publishing Switzerland.
- Miljavec, D. (2019). Report on considered electrical motor technologies, evaluation matrix, concept decision. DRIVEMODE. **Research and Innovation Program Under Grant Agreement N°769989**. Ref. Ares (2019)903565 - 14/02/2019
- Narongrit T, Areerak K-L, Areerak K-N. A new design approach of Fuzzy controller for shunt active power filter. **Electric Power Components and Systems**. 2015; Vol. 43 – No. 6, pp. 685-694.
- Paul, C. K., Oleg, W. and Scott D. S. (n.d.). Analysis of electric machinery and drive system. Second edition. **IEEE Press Power Engineering Series**. United States of America: A JOHN WILEY & SONS, INC. Publication.
- Qingqing, X. (2018). Modelling and simulation of PM motor testing environment toward EV application considering road conditions. **Master's thesis in Applied Science**. Department of Electrical and Computer Engineering. University of Windsor. Canada.

- Rong, Y., B. Sc. and M. Sc. (2016). Electrified vehicle traction machine design with manufacturing considerations. **A Thesis Submitted to the School of Graduate Studies in Partial Fulfilment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy. McMaster University.**
- Sergaki, E.S. (2012). Electric motor efficiency optimization as applied to electric vehicles. **International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion**, pp. 369-373.
- Sharmila, B., Srinivasan, K., Devasena, D., Muthusamy, S., Panchal, H., Ashokkumar, R., Meenakumari, R., Sadasivuni, K. K., Shah, R. R. (2021). Modelling and performance analysis of electric vehicle. **International Journal of Ambient Energy**. 2021; 1-14.
- Stefanski, T., and Karys, S. (1996). Loss minimisation control of induction motor drive for electrical vehicle. **Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, vol.2, pp. 952-957.
- 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.
- Tan, N. A., and Lee, D. (2018). Loss minimization control of sensorless scalar-controlled induction motor drives considering iron loss. **International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)**, pp. 478-482.
- Tremblay, O., and Dessaint, L. A. (2009), Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. **World Electric Vehicle Journal**. Vol. 3 - ISSN 2032-6653.
- Uddin, M. N., and Nam, S. W. (2008). New online loss-minimization-based control of an induction motor drive. **in IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 23, no. 2, pp. 926-933.
- Vempalli, S. K., Ramprabhakar, J., Shankar, S., and Prabhakar, G. (2018). Electric vehicle designing, modelling and simulation. **4th International Conference for Convergence in Technology (I2CT)**. pp. 1-6.

- Wang, H. (2017). Simulation model development of electric motor and controller. **Master's thesis in System, Control and Mechatronics. Department of Electrical Engineering. Chalmers University of Technology. Sweden.**
- Xinghua, Z., Houbei, Z., and Zhenxing, S. (2011). Efficiency optimization of direct torque controlled induction motor drives for electric vehicles. **International Conference on Electrical Machines and Systems**, pp. 1-5.
- Yang, S.M., and Lin, F. C. (2001). Loss-minimization control of vector-controlled induction motor drives. **4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594)**, vol.1, pp. 182-187.
- Zidani, F., Benbouzid, M. E. H., and Diallo, D. (2001). Loss minimization of a fuzzy controlled induction motor drive. **IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)**, pp. 629-633,



ภาคผนวก ก  
บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา



## รายชื่อบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

นนทการณ มังคลา ศศिया อุดมสุข กองพล อารีรักษ์ กองพันธ์ อารีรักษ์ และอาทิตย์ ศรีแก้ว. (2563).

**การระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
ด้วยวิธีตาบู่เชิงปรับตัว. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 43 (EECON43).  
หน้า 53-56**

นนทการณ มังคลา กองพล อารีรักษ์ ซาคริต ปานแป้น และกองพันธ์ อารีรักษ์. (2565). **แบบจำลอง  
ทางคณิตศาสตร์และการจำลองสถานการณ์ด้วยวิธีฮาร์ดแวร์ในรูปสำหรับ  
ระบบยานยนต์ไฟฟ้า. วารสารวิศวกรรมศาสตร์และนวัตกรรม ปีที่ xx. หน้า 1-16  
(ได้รับการตอบรับ และอยู่ในระหว่างรอเผยแพร่)**



## การระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีตามูเชิงปรับตัว Power Loss Parameters Identification of Three-phase Induction Motor Using Adaptive Tabu Search

นพการณั มังกลา<sup>1</sup> ศศิยา ดุลมสุข<sup>2</sup> กองพล อวีร์รักษ์<sup>3</sup> กองพันธ์ อวีร์รักษ์<sup>4</sup> และ อาทิตย์ ศรีแก้ว<sup>5</sup>

<sup>1</sup>กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี kongpol@sut.ac.th

<sup>2</sup>กลุ่มวิจัยระบบอัจฉริยะ ทีมวิจัยเทคโนโลยีระบบวัดและควบคุมระยะไกล ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ

### บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยใช้สมการกำลังงานสูญเสียจากมาตรฐาน IEEE 112 Method F ซึ่งความมาตรฐานดังกล่าวมีวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ที่ซับซ้อนและทำได้ยากในทางปฏิบัติ ดังนั้นวิธีตามูเชิงปรับตัวจึงถูกนำมาใช้ในการค้นหาพารามิเตอร์ของกำลังงานสูญเสีย จากผลการระบุเอกลักษณ์พบว่าค่าพารามิเตอร์ที่ได้ให้ผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียที่ใกล้เคียงกับผลการทดสอบจากมอเตอร์ในห้องปฏิบัติการ และมีเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยเท่ากับ 1.042 %

**คำสำคัญ:** การระบุเอกลักษณ์ กำลังงานสูญเสีย มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

### Abstract

This paper proposes the parameters identification for power loss calculation of three-phase induction motor. The power loss equation is obtained from IEEE 112 standard method F. From this standard, the parameters of power loss equation are difficult to calculate in the practical work. Therefore, the adaptive tabu search is used to search the power loss parameters. The results show that the power loss values from calculation are nearly the power loss from experiment. The average percentage error of this comparison is equal 1.042 %.

**Keywords:** Identification, Power Losses, Three-phase Induction Motor

### 1. บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่ใช้งานอย่างแพร่หลายในภาคอุตสาหกรรม [1] เนื่องจากประโยชน์ด้านการลดต้นทุนและการใช้งานง่าย การประหยัดพลังงานในมอเตอร์เหนี่ยวนำจึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจ ดังนั้นการศึกษากำลังงานสูญเสียในมอเตอร์ดังกล่าวจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งต่อการประหยัดพลังงาน ในบทความนี้ได้ขึงถึงสมการกำลังงานสูญเสียจากมาตรฐาน IEEE 112 Method F [2] ซึ่งเป็นวิธีการคำนวณกำลังงานสูญเสียค่าคงที่จากการทดสอบ บางขั้นตอนในการทดสอบนั้น ทำได้ยากในทางปฏิบัติและมีความซับซ้อนในการคำนวณ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณกำลังงานสูญเสียจะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และค่าพารามิเตอร์กำลังงานสูญเสีย โดยค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์สามารถหาได้ด้วยวิธีดั้งเดิม ในขณะที่ค่าพารามิเตอร์ของกำลังงานสูญเสียทำการทดสอบได้ยาก จึงทำการระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียด้วยวิธีค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

บทความนี้ประกอบด้วยเนื้อหาทั้งหมด 5 ส่วน ได้แก่ ส่วนที่ 1 บทนำ ซึ่งกล่าวถึงความจำเป็นในการศึกษาพารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนที่ 2 นำเสนอกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ส่วนที่ 3 อธิบายเกี่ยวกับารทดสอบมอเตอร์ ประกอบด้วยวิธีการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม และการทดสอบมอเตอร์ที่ค่าโหลดต่าง ๆ เพื่อคำนวณค่ากำลังงานสูญเสีย ส่วนที่ 4 กล่าวถึงการระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียด้วยวิธีค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว และส่วนที่ 5 กล่าวถึงการสรุปผลในบทความนี้

### 2. กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส(โรเตอร์แบบกรงกระรอก) ประกอบด้วย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ (Stator Copper loss :  $P_s$ )

กำลังงานสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานขดลวดโรเตอร์ (Rotor Copper loss :  $P_r$ )

กำลังงานสูญเสียแกนเหล็ก (Core loss :  $P_{fc}$ )

กำลังงานสูญเสียที่เกิดจากความเสียดทานและแรงลม (Friction and Windage loss :  $P_{fw}$ )

และกำลังงานสูญเสียจากการใช้งาน (Stray-load loss :  $P_{sl}$ )

ดังนั้นกำลังงานสูญเสียรวมสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (1)

$$P_{loss} = P_s + P_r + P_{fc} + P_{sl} + P_{fw} \quad (1)$$

จาก IEEE 112 Method F สามารถคำนวณกำลังงานสูญเสียได้จากสมการที่ (2)

$$P_{loss} = 3I^2R_s + 3I^2R_r + \frac{3I^2}{Y^2}R_{fc} + P'_{sl}\left(\frac{I}{I_r}\right)^2 + P_{fw} \quad (2)$$

จัดรูปสมการเพื่อให้เหลือเฉพาะตัวแปรที่เป็นค่าคงที่และค่าข้อมูล  
อินพุตคือ ค่ากระแสสแตเตอร์ ( $I_s$ ) และ ค่าสลิป ( $s$ ) แสดงดังสมการที่  
(3) โดยค่า  $K$  เป็นค่าคงที่ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4)

$$P_{me} = 3I_s^2 R_s + P_{fe} + I_s^2 \left( 3R_r + K + \frac{3X_r^2}{R_r} + \frac{3R_r^2}{R_r s^2} \right) + \frac{2R_r}{sR_r} + \frac{2X_r}{X_r} + \frac{s^2}{R_r^2 + s^2 X_r^2} \left( \frac{R_r^2 + X_r^2}{s^2} \right) + \frac{(R_r^2 + s^2 X_r^2)}{s^2} \left( \frac{1}{X_r^2} + \frac{1}{R_r^2} \right) \quad (3)$$

$$K = \frac{P_{fe}}{I_s^2} \quad (4)$$

จากสมการที่ (3) พารามิเตอร์ของมอเตอร์สามารถหาค่าได้ด้วยวิธี  
ทดสอบแบบดั้งเดิม ประกอบไปด้วย ค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์  
( $R_s$ ), ค่าความต้านทานขดลวดโรเตอร์ ( $R_r$ ), ค่ารีแอคแตนซ์ขดลวด  
สเตเตอร์ ( $X_s$ ), ค่ารีแอคแตนซ์ขดลวดโรเตอร์ ( $X_r$ ) และ ค่ารีแอค  
แตนซ์แกนเหล็ก ( $X_M$ ) [3]

ในส่วนของการพารามิเตอร์ของกำลังงานสูญเสีย การทดสอบตาม  
มาตรฐาน IEEE 112 Method F ที่ทำได้ยากในทางปฏิบัติและมีความ  
ซับซ้อนในการคำนวณ พารามิเตอร์ดังกล่าวจึงถูกระบุเอกลักษณ์ด้วย  
วิธีการค้นหาแบบตาข่ายเชิงปรับตัว ประกอบไปด้วย ค่าความต้านทานแกน  
เหล็ก ( $R_{fe}$ ) ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดจากความเสียดทานและแรงลม  
( $P_{fr}$ ) และ ค่าคงที่  $K$

3. การทดสอบมอเตอร์

การทดสอบในบทความนี้ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ชนิด  
โรเตอร์แบบกรงระรอก ข้อมูลและค่าพิกัดของมอเตอร์สามารถแสดงได้  
ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ข้อมูลและค่าพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ

พิกัดกำลัง	370 W
พิกัดแรงดัน	380 V <sub>max</sub>
พิกัดกระแส	1.1 A <sub>max</sub>
จำนวนขั้วแม่เหล็ก	4

การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในหัวข้อนี้ประกอบด้วย การ  
ทดสอบหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม และการทดสอบการ  
ทำงานของมอเตอร์ที่สภาวะโหลดต่าง ๆ ซึ่งจะถูกใช้เป็นข้อมูลในการ  
ระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียด้วยวิธีค้นหาแบบตาข่าย  
ปรับตัว และใช้ในการตรวจสอบความถูกต้องของพารามิเตอร์ที่ได้จาก  
การระบุเอกลักษณ์

3.1 การทดสอบหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม

การหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม คือ การทดสอบวัด  
ค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์ แสดงผลได้ดังตารางที่ 2 และตารางที่  
3 แสดงผลการทดสอบสภาวะไร้โหลดและการทดสอบฮีดโรเตอร์

ตารางที่ 2 ผลการทดสอบวัดค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์

$R_{s,U}$	24.8 Ω
$R_{s,V}$	25.1 Ω
$R_{s,W}$	25.5 Ω
$R_{s,avg}$	25.13 Ω

ตารางที่ 3 ค่าพารามิเตอร์จากการทดสอบสภาวะไร้โหลดและทดสอบฮีดโรเตอร์

$R_r$	20.79 Ω
$X_s$	27.21 Ω
$X_r$	27.21 Ω
$X_M$	303.85 Ω

3.2 การทดสอบตามสภาวะโหลดต่าง ๆ ของมอเตอร์

การทดสอบมอเตอร์ทำได้โดยปรับค่าแรงบิดโหลดให้ได้ตามที่  
ต้องการ ซึ่งผลจากการทดสอบสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4 โดยค่ากำลัง  
งานกำลังงานเอาต์พุตและกำลังงานสูญเสียสามารถคำนวณได้จากสมการ  
ที่ (5) และ (6) ตามลำดับ

$$P_{out} = T\omega \quad (5)$$

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} \quad (6)$$

ตารางที่ 4 ผลการทดสอบมอเตอร์ที่สภาวะโหลดต่าง ๆ

$T_L$ (N·m)	$\omega$ (rad/s)	$s$ (p.u.)	$I_s$ (A <sub>rms</sub> )	$P_m$ (W)	$P_{out}$ (W)	$P_{loss}$ (W)
0.25	157.50	0.4987	0.674	97.90	39.375	58.525
0.50	156.45	0.5020	0.684	138.90	78.225	60.675
0.75	155.20	0.5060	0.703	180.10	116.400	63.700
1.00	154.15	0.5093	0.730	222.40	154.150	68.250
1.25	153.10	0.5127	0.769	268.30	191.375	76.925
1.50	151.95	0.5163	0.809	311.90	227.925	83.975
1.75	150.48	0.5210	0.852	357.70	263.340	94.360
2.00	149.12	0.5253	0.908	403.40	298.240	105.160
2.25	147.97	0.5290	0.969	449.80	332.925	116.875
2.50	146.40	0.5340	1.038	502.10	366.000	136.100

จากตารางที่ 4 ค่าแรงบิดโหลดเท่ากับ 0.25, 0.50, 0.75, 1.25, 1.50,  
1.75, 2.25 และ 2.50 N·m จะถูกใช้ในการระบุเอกลักษณ์ ส่วนค่าแรงบิด  
โหลดเท่ากับ 1.00 และ 2.00 N·m จะถูกใช้ในการตรวจสอบความถูกต้อง

4. การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ด้วยวิธีค้นหาแบบตาข่าย

เชิงปรับตัว

วิธีค้นหาแบบตาข่ายเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search : ATS) เป็น  
อัลกอริทึมที่พัฒนามาจากการค้นหาแบบตาข่าย (Tabu Search) โดยมีการ  
เพิ่มกลไกการเดินย้อนรอย (back-tracking) และกลไกการปรับลดรัศมีใน



การค้นหา (adaptive search radius) ทำให้มีการค้นหาที่ตอบที่เร็ว มีประสิทธิภาพมากขึ้น [4] และให้ผลการค้นหาเป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง [5] โดย ATS ได้ถูกทดสอบประสิทธิภาพกับฟังก์ชันเกณฑ์มาตรฐาน คือ ฟังก์ชัน Bohachevsky, Rastrigin, Shekel's foxholds, Shubert และ Schwefel [6-10] นอกจากนี้ ATS ยังถูกพิสูจน์แล้วว่ามีความสามารถในการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดในเวลาที่จำกัด [6-11]

**4.1 ขั้นตอนการค้นหาแบบตาข่ายปรับตัว**

ขั้นตอนที่ 1 ทำการกำหนดขอบเขตของพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา จำนวนรอบสูงสุดในการค้นหา ( $Count_{max}$ ) และทำการกำหนดพารามิเตอร์ของ ATS ซึ่งประกอบไปด้วย ค่าตอบรอบข้างเริ่มต้น ( $N_{st}$ ), ค่าตอบรอบข้าง ( $N$ ), รัศมี ( $R$ ) และ ตัวปรับลดรัศมี ( $DF$ )

ขั้นตอนที่ 2 เริ่มต้นการค้นหาของ ATS โดยการสุ่มค่าพารามิเตอร์ด้วยจำนวน  $N_{st}$  แล้วหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ดีที่สุด ( $S_0$ )

ขั้นตอนที่ 3 สุ่มพารามิเตอร์รอบ  $S_0$  ภายในรัศมี  $R$  จำนวน  $N$  ชุด เก็บไว้ในเซต  $S(R)$

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินผล  $S(R)$  ด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ แล้วหาค่าตอบที่ดีที่สุดของเซตดังกล่าว  $S_1$

ขั้นตอนที่ 5 ถ้า  $S_1 < S_0$  ทำการปรับ  $S_0 = S_1$  และเก็บ  $S_0$  ไว้ใน Tabu list

ขั้นตอนที่ 6 ถ้า  $Count \geq Count_{max}$  จะทำการหยุดการค้นหา และคำตอบที่ดีที่สุดคือ  $S_0$  แต่ถ้าไม่ใช่ จะกลับไปเริ่มทำขั้นตอนที่ 3 อีกครั้ง ในขั้นตอนนี้มีกรใช้กลไกการเดินย้อนรอย เพื่อหลีกเลี่ยงการติดอยู่ในคำตอบที่ดีที่สุดแบบเฉพาะถิ่น และมีกลไกการปรับลดรัศมีในการค้นหาด้วยค่า  $DF$  ดังสมการที่ (7) เพื่อเพิ่มความละเอียดในการค้นหา

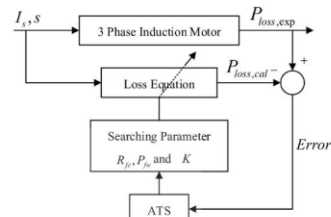
$$R_{new} = \frac{R_{old}}{DF} \tag{7}$$

**4.2 การทดสอบระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีค้นหาแบบตาข่ายปรับตัว**

จากสมการกำลังงานสูญเสียสมการที่ (3) มีพารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า และมีความยุ่งยากซับซ้อนในการวัดหรือคำนวณ คือ  $R_{fe}$ ,  $P_{fw}$  และ  $K$  ดังนั้นวิธี ATS จึงถูกใช้ในการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ดังกล่าว โดยแผนภาพการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของกำลังงานสูญเสียแสดงได้ดังรูปที่ 1 จากรูปที่ 1 อินพุตของ ATS คือ ค่าความผิดพลาด ( $Error$ ) ระหว่างกำลังงานสูญเสียจากการทดลอง ( $P_{loss,exp}$ ) และกำลังงานสูญเสียที่คำนวณจากสมการกำลังงานสูญเสีย ( $P_{loss,cal}$ ) การคำนวณแสดงได้ดังสมการที่ (8) และฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( $W$ ) ของ ATS คือค่า  $Error$  ยกกำลังสองเฉลี่ย สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (9) จุดประสงค์ของการค้นหาด้วย ATS คือ ค่า  $W$  มีค่าน้อยที่สุด

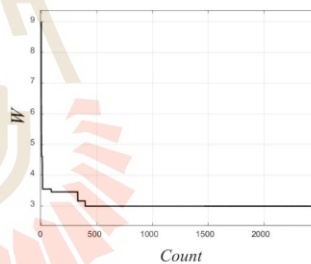
$$Error = P_{loss,exp} - P_{loss,cal} \tag{8}$$

$$W = \frac{\sum_{i=1}^N (Error)^2}{N} \tag{9}$$



รูปที่ 1 แผนภาพการระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียด้วยวิธีค้นหาแบบตาข่ายปรับตัว

พารามิเตอร์ของวิธี ATS ที่ใช้ในการระบุเอกลักษณ์มีด้วยกัน 4 ค่า คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี โดยในบทความนี้ทั้ง 4 ค่าถูกกำหนดให้เท่ากับ 20, 20, 30 และ 1.2 ตามลำดับ การสุ่มค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์สามารถกำลังงานสูญเสีย แสดงได้ดังรูปที่ 2 โดยมีค่า  $W$  ต่ำที่สุดเท่ากับ 2.9934



รูปที่ 2 กราฟแสดงการสุ่มค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์

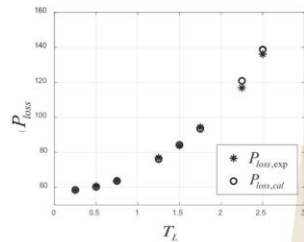
ผลการระบุเอกลักษณ์ด้วยการค้นหาแบบตาข่ายปรับตัว คือ ค่า  $R_{fe}$  เท่ากับ 1476.4  $\Omega$  ค่า  $P_{fw}$  เท่ากับ 0.0407 W และ ค่า  $K$  เท่ากับ 0.0033  $A^2$  ดังนั้น สมการกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (10)

$$P_{loss} = 75.39I_s^2 + 0.0407 I_s^2 \left( 63.87 + \frac{0.88}{s^2} \right) + \frac{0.028}{s} + 0.179 + \frac{432.22 + 740.38s^2}{s^2} + \frac{(432.22 + 740.38s^2)(1.13 \times 10^{-4})}{s^2} \tag{10}$$

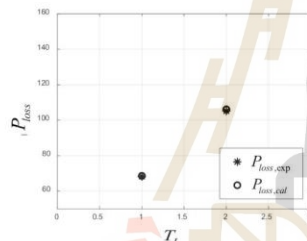
ผลเปรียบเทียบค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์จากการทดสอบกับค่ากำลังงานสูญเสียจากการคำนวณด้วยสมการที่ (10) สามารถแสดงได้

PW-12

ตั้งรูปที่ 3 จากรูปที่ 3 พบว่ากำลังงานสูญเสียจากทั้ง 2 วิธีมีความใกล้เคียงกัน โดยมีเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 1.042% นอกจากนี้มีการตรวจสอบความถูกต้องของพารามิเตอร์ด้วยข้อมูลที่ไม่ได้ใช้ในการระบุเอกลักษณ์ คือ ที่ค่าแรงบิดโหลดเท่ากับ 1.00 N-m และ 2.00 N-m สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4 ซึ่งผลการเปรียบเทียบให้เปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเฉลี่ยเท่ากับ 0.735 %



รูปที่ 3 ผลการเปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียที่ได้จากการทดสอบและกำลังงานสูญเสียจากการคำนวณด้วยสมการ



รูปที่ 4 ผลการตรวจสอบความถูกต้องของพารามิเตอร์ที่ได้จากการระบุเอกลักษณ์

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้ ATS ในการระบุเอกลักษณ์ค่าพารามิเตอร์กำลังงานสูญเสีย โดยสมการกำลังงานสูญเสียที่นำเสนอได้อ้างอิงมาจากมาตรฐาน IEEE 112 Method F แต่การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ตามมาตรฐานดังกล่าวมีความยุ่งยากและซับซ้อน วิธี ATS จึงถูกนำมาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ โดยจากผลการเปรียบเทียบค่ากำลังงานสูญเสียพบว่า กำลังงานสูญเสียที่ได้จากการคำนวณมีความใกล้เคียงกับกำลังงานสูญเสียที่ได้จากการทดสอบในห้องปฏิบัติการ ทั้งจากชุดข้อมูลที่ใช้ในการระบุเอกลักษณ์และชุดข้อมูลสำหรับการตรวจสอบความถูกต้อง ดังนั้น จากผลการทดสอบยืนยันได้ว่า วิธี ATS สามารถระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียที่มีความเหมาะสมได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Kumar and P. Kumar, "Modelling of Stray-Load Loss for Medium Power Induction Motors," in Proc. of the IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society., pp.571-576, 2018.
- [2] IEEE Standard 112 - 2004
- [3] P. Paolao, *Electrical Machine II.*, pp.6.33-6.36, 2008.
- [4] D. Puangdownreong, K-N. Areerak, A. Srikaew, S. Sujitjorn, and P. Totarong, "System Identification via Adaptive Tabu Search," in Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'02)., pp. 915-920, 2002.
- [5] A. Srikaew, *Computational Intelligence*, 2009.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] S. Sujitjorn, T. Kulworawanichpong, D. Puangdownreong and K-N. Areerak, "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.

## ประวัติผู้เขียน

นายพนทการณ มังคลา เกิดเมื่อวันที่ 12 เมษายน พ.ศ.2541 เกิดที่เขตราชเทวี กรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาระดับชั้นมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนบ้านหนองแขง (โสวรรณวิทยาคม) จังหวัดศรีสะเกษ สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนนารีนุกูล จังหวัดอุบลราชธานี และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) เกียรตินิยมอันดับหนึ่งคะแนนยอดเยี่ยม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ.2562 ภายหลังสำเร็จการศึกษาได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยได้รับทุนการศึกษากิตติบัณฑิตแก่บัณฑิตเกียรตินิยมเพื่อศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา ขณะศึกษา ผู้วิจัยได้ทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จำนวน 6 รายวิชา ได้แก่ Electrical Engineering Laboratory, Electrical Power Engineering Laboratory, Electric Circuit and Basic Electronics, Electrical Machines Laboratory, Control System Laboratory และ Fundamental of Electrical Engineering Laboratory และทำหน้าที่เป็นผู้สอนปฏิบัติการของสาขาวิชาวิศวกรรมเมคคาทรอนิกส์ สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จำนวน 2 รายวิชา ได้แก่ Electrical and Electronics Engineering Laboratory และ Physics Electrical Laboratory

ผู้วิจัยมีความสนใจในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง การประหยัดพลังงาน การประยุกต์ทางด้านปัญญาประดิษฐ์ การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า ระบบยานยนต์ไฟฟ้า และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ นอกจากนี้ ผู้วิจัยมีผลงานทางด้านวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่ ประกอบไปด้วย การประชุมวิชาการระดับชาติจำนวน 1 บทความ และวารสารวิชาการระดับชาติจำนวน 1 บทความ (ได้รับการตอบรับ และอยู่ในระหว่างรอเผยแพร่)