



## รายงานการวิจัย

การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

**Energy Saving for Three-Phase Induction Motor Drive**

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



## รายงานวิจัย

การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

**Energy Saving for Three-Phase Induction Motor Drive**

หัวหน้าโครงการวิจัย

รองศาสตราจารย์ ดร.กองพล อารีรักษ์

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2559

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

สิงหาคม 2560

## บทคัดย่อ

การประหยัดพลังงานเป็นสิ่งที่ควรคำนึงถึงต่อภาคอุตสาหกรรมเป็นอย่างยิ่ง โดยเฉพาะงานทางด้านการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า โดยงานวิจัยนี้มุ่งเน้นการศึกษาการประหยัดพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เนื่องจากมอเตอร์ดังกล่าวมีใช้กันอย่างกว้างขวาง พบได้โดยทั่วไปในโรงงานอุตสาหกรรมใช้เป็นต้นกำลังเพื่อขับอุปกรณ์ต่าง ๆ วิธีประหยัดพลังงานไฟฟ้าสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในงานวิจัยนี้อาศัยการคำนวณหาค่ากระแสเดเตอร์บนแกนดีที่เหมาะสมที่ก่อให้เกิดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์น้อยที่สุด ซึ่งการคำนวณดังกล่าวจำเป็นต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และสมการกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสมการกำลังงานสูญเสียได้จากการค้นหาโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ คือ วิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว ระบบขับเคลื่อนในงานวิจัยประกอบไปด้วยชุดสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ และชุดสำหรับการควบคุมความเร็วรอบโดยใช้บอร์ด eZdsp™ F28335 การทดสอบการประหยัดพลังงาน ทำการทดสอบในห้องปฏิบัติการ ซึ่งผลการทดสอบพบว่า การควบคุมมอเตอร์ตามหลักการของงานวิจัยสามารถประหยัดพลังงานได้สูงสุด 85.43 เปอร์เซ็นต์ ในสภาวะโหลดต่ำ และเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานจะลดลงเมื่อโหลดมีค่าเพิ่มขึ้น

## Abstract

Energy saving is a considered issue for industrial sectors, especially in the electric motor drive. The aim of the research is to study the energy saving for three-phase induction motor. This motor is widely used in industrial system. In the research, the stator current on d-axis calculation is used to achieve the minimum power losses. The mathematical model and power loss equation of the motor are used to calculate the optimal stator current on d-axis for energy saving. The adaptive Tabu search is applied to identify the parameters of power loss equation. The drive system in this research consist of the hardware for motor drive and the speed control of the motor using eZdsp<sup>TM</sup> F28335 board. From the implementation results in laboratory, the proposed method can provide that the maximum percentage of energy saving is equal to 85.43% at slightly load and the percentage of energy saving is decreased when the load is increased.

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัย การประหยัดพลังงานสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สามารถคล่องไปได้ด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัยนี้ นอกจากนี้ผู้วิจัยต้องขอขอบคุณ นางสาวศศิธา อุดมสุข ที่เป็นผู้ช่วยวิจัย ที่มีความทุ่มเทและเอาใจใส่อย่างยิ่งในการทำงานวิจัย สุดท้ายผู้วิจัยขอขอบคุณพนักงานศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี อาคารเครื่องมือ 3 ทุกคนที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือ

กองพล อารีรักษ์

สิงหาคม 2560



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย .....	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	ข
กิตติกรรมประกาศ .....	ค
สารบัญ .....	ง
สารบัญตาราง .....	ช
สารบัญรูป .....	ซ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ .....	ญ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ .....</b>	<b>1</b>
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย .....	2
1.3 ข้อยกเว้นเบื้องต้น .....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย .....	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	3
1.6 แผนการถ่ายทอดเทคโนโลยี หรือผลการวิจัยสู่กลุ่มเป้าหมาย .....	3
1.7 วิธีดำเนินการวิจัยและสถานที่ทำการทดลอง / เก็บข้อมูล .....	3
1.8 ระยะเวลาทำการวิจัย และแผนการดำเนินงานตลอดโครงการวิจัย .....	4
<b>2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส .....</b>	<b>6</b>
2.1 บทนำ .....	6
2.2 การแปลงของปาร์ค (Park's Transformation) .....	6
2.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว .....	7
2.3.1 ฟลักซ์เชื่อมโยงบนแกนดีคิว .....	10
2.3.2 สมการแรงดันบนแกนดีคิว .....	11
2.3.3 กำลังไฟฟ้าและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว .....	13
2.4 สมการพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส .....	15

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5	การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์.....	16
2.5.1	การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส .....	17
2.5.2	ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบแบบจำลอง .....	20
2.6	สรุป .....	22
3	การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส .....	23
3.1	บทนำ.....	23
3.2	แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย.....	23
3.2.1	การพิจารณากำลังงานสูญเสีย.....	24
3.2.2	แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย .....	25
3.2.3	สมการกำลังงานสูญเสีย .....	26
3.3	การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย.....	28
3.3.1	หลักการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว .....	29
3.3.2	การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์.....	32
3.4	สรุป.....	35
4	การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม.....	36
4.1	บทนำ.....	36
4.2	การควบคุมแบบเวกเตอร์.....	36
4.3	การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม .....	40
4.4	การออกแบบตัวควบคุม.....	42
4.5	สรุป.....	47
5	โครงสร้างฮาร์ดแวร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีการควบคุม ความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม.....	48
5.1	บทนำ.....	48
5.2	โครงสร้างระบบสำหรับงานวิจัย .....	48
5.3	ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบวิธีดั้งเดิม .....	49
5.4	สรุป.....	52

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6	วิธีการประหยัดพลังงานและผลการทดสอบ.....	53
6.1	บทนำ.....	53
6.2	วิธีหาค่าเหมาะที่สุดสำหรับการประหยัดพลังงาน .....	53
6.3	ผลการทดสอบ.....	54
6.4	สรุป .....	57
7	สรุปและข้อเสนอแนะ .....	58
7.1	สรุป .....	58
7.2	ข้อเสนอแนะ.....	59
	รายการอ้างอิง.....	60
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	63
	ประวัติผู้วิจัย .....	69



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1	แผนการดำเนินงาน ..... 4
2.1	ผลการทดสอบค่าความต้านทานสเตรเตอร์ ..... 18
2.2	ผลการทดสอบสภาวะไร้โหลด ..... 18
2.3	ผลการทดสอบยึดโรเตอร์ ..... 19
2.4	ค่าความคลาดเคลื่อนที่ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยต่าง ๆ ..... 20
2.5	ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ ..... 20
5.1	ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบวิธีดั้งเดิม ..... 51
6.1	ผลเปรียบเทียบการประหยัดพลังงาน ..... 54

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	การแปลงแกนจากแอลฟาเบต้าให้อยู่บนแกนดีคิว ..... 6
2.2	วงจรมุมลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ..... 8
2.3	ความสัมพันธ์ระหว่างแกน $dq$ กับแกน $abc$ ..... 8
2.4	วงจรมุมลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว ..... 13
2.5	แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนชุดบล็อก Simulink (IM Model)..... 17
2.6	ชุดบล็อกสำเร็จรูปของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใน SimPowerSystem ของ MATLAB (SPS) ..... 17
2.7	กราฟความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์ ..... 21
2.8	กราฟกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์ ..... 21
2.9	กราฟฟลักซ์โรเตอร์ของมอเตอร์ ..... 22
3.1	แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยพิจารณา กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กและกำลังงานสูญเสียจากการใช้งาน ..... 24
3.2	แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่ใช้พิจารณาสำหรับการประหยัดพลังงาน ..... 26
3.3	สูตรค่า $S_0$ ในพื้นที่การค้นหา..... 29
3.4	ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ $S_0$ ..... 30
3.5	กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่..... 30
3.6	กำหนดค่า $S_0$ ใหม่..... 30
3.7	กระบวนการค้นหาในรอบถัดไป..... 31
3.8	กลไกการเดินย้อนรอย..... 31
3.9	กลไกการปรับค่ารัศมี ..... 32
3.10	แผนภาพการดำเนินการทดสอบมอเตอร์ และการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS ..... 33
3.11	กราฟเปรียบเทียบระหว่างผลการค้นหาพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย ด้วย ATS และผลจากการประมาณค่าแบบเชิงเส้น ..... 34

## สารบัญญรูล (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12 กราฟเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์และจากการคำนวณ (a) ชดข้อมูลที่ใช้ระบุเอกลักษณ์ (b) ชดข้อมูลที่ใช้สำหรับตรวจสอบ.....	34
4.1 ค่าฟลักซ์ของโรเตอร์เมื่อใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์.....	38
4.2 โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม .....	41
4.3 โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วรอบ.....	43
4.4 ผลตอบสนองหนึ่งหน่วยของลูลควบคุมความเร็วรอบ .....	44
4.5 โครงสร้างของตัวควบคุมกระแสสเตรเตอร์บนแกนคิว.....	45
4.6 ผลตอบสนองหนึ่งหน่วยของลูลควบคุมกระแส .....	46
5.1 แผนภาพระบบสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์.....	49
5.2 ชดขับเคลื่อนและควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	50
5.3 ผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์.....	50
6.1 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตแบบมีวิธีการประหยัดพลังงาน และวิธีดั้งเดิมในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ .....	56

## คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$	=	กระแสไฟฟ้าเฟส $a, b$ และ $c$ ฟังโรเตอร์
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	=	กระแสไฟฟ้าเฟส $a, b$ และ $c$ ฟังสเตเตอร์
$i_{dfs}, i_{qfs}, i'_{dfr}, i'_{qfr}$	=	กระแสที่ไหลผ่านความต้านทานของกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก
$i_{dms}, i_{qms}, i'_{dmr}, i'_{qmr}$	=	กระแสที่ไหลผ่านความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก
$i'_{dr}, i'_{qr}$	=	กระแสโรเตอร์บนแกนดีคิว
$i_{ds}, i_{qs}$	=	กระแสสเตเตอร์บนแกนดีคิว
$L'_{lr}, L_{ls}$	=	ความเหนี่ยวนำเนื่องจากฟลักซ์รั่วฟังโรเตอร์และสเตเตอร์
$L_m$	=	ความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก
$L'_r, L_s$	=	ความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ฟังโรเตอร์และสเตเตอร์
$L_{rm}, L_{sm}$	=	ความเหนี่ยวนำระหว่างเฟส ( $asbs, ascscs, bscs$ ) ภายในโรเตอร์และสเตเตอร์
$L_{rs}, L_{sr}$	=	ความเหนี่ยวนำระหว่างร่วมระหว่างโรเตอร์และสเตเตอร์
$P$	=	จำนวนขั้วของมอเตอร์
$P_{in}$	=	กำลังงานอินพุต
$P_{out}$	=	กำลังงานเอาต์พุต
$R'_r, R_s$	=	ความต้านทานของมอเตอร์ฟังโรเตอร์และสเตเตอร์
$[\mathbf{T}_{dq0}]$	=	เมตริกซ์การแปลงของปาร์ค
$[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$	=	เมตริกซ์การแปลงกลับของปาร์ค
$T_e$	=	แรงบิดที่เพลลา
$v_{ar}, v_{br}, v_{cr}$	=	แรงดันไฟฟ้าเฟส $a, b$ และ $c$ ฟังโรเตอร์
$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$	=	แรงดันไฟฟ้าเฟส $a, b$ และ $c$ ฟังสเตเตอร์
$v_{dfs}, v_{qfs}, v'_{dfr}, v'_{qfr}$	=	แรงดันตกคร่อมความต้านทานของกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก
$v'_{dr}, v'_{qr}$	=	แรงดันโรเตอร์บนแกนดีคิว
$v_{ds}, v_{qs}$	=	แรงดันสเตเตอร์บนแกนดีคิว
$\omega$	=	ความเร็วเชิงมุมของแกนหมุน
$\omega_r$	=	ความเร็วเชิงมุมโรเตอร์

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาที่ทำการวิจัย

ปัจจุบันในภาคอุตสาหกรรม มีการใช้พลังงานไฟฟ้าเพื่อประโยชน์ต่าง ๆ มากมาย เช่น การใช้พลังงานไฟฟ้าในระบบขับเคลื่อนทางกล แสงสว่าง เครื่องจักรกลไฟฟ้าและอุปกรณ์ไฟฟ้าทั่วไป หากภาคอุตสาหกรรมช่วยกันประหยัดการใช้พลังงานไฟฟ้าอย่างจริงจัง ก็จะช่วยประหยัดงบประมาณได้อย่างมาก งานวิจัยนี้จึงได้มุ่งเน้นไปที่การประหยัดพลังงานไฟฟ้าสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งมอเตอร์ดังกล่าวมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีราคาถูก แข็งแรง ทนทาน โครงสร้างไม่ซับซ้อน สะดวกในการบำรุงรักษา และมีประสิทธิภาพสูง ดังนั้นในโรงงานอุตสาหกรรมจึงนิยมใช้เป็นต้นกำลังเพื่อขับอุปกรณ์ต่าง ๆ เช่น ขับเคลื่อนลิฟท์ ขับเคลื่อนสายพานลำเลียง เป็นต้น (Chapman, 2010) ด้วยเหตุนี้ผู้วิจัยจึงสนใจที่จะศึกษาและพัฒนาระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ให้ใช้พลังงานอย่างประหยัดและทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ของผู้ใช้งาน โดยในอดีตได้มีผู้คิดค้นวิธีประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้งในระบบสามเฟส และระบบสองเฟส คือ การควบคุมปริมาณที่สนใจ ซึ่งปริมาณดังกล่าวส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เพื่อประหยัดพลังงาน เช่น การควบคุมแรงดันและความถี่ของมอเตอร์ (Kusko and Galler, 1983) (Famouri and Cathev, 1991), การควบคุมฟลักซ์ต่าง ๆ (Kioskeridis and Margaris, 1996) (Kirschen et al., 1984) (Kirschen et al., 1985) (Jian et al., 2009) (Chang and Kim, 1997) (Ojo and Dong, 2005) (Matsuse et al., 1999), การหาสมมูลที่เหมาะสมระหว่างกระแสเตเตอร์บนแกนดีกับแกนคิว (Garcia et al., 1994) (Uddin and Nam, 2008) (Wang and Wang, 1999) (Haddoun and Benbouzid, 2007) และการควบคุมกระแสเตเตอร์บนแกนดี (Zadeh and Hendi, 2005) เป็นต้น ซึ่งวิธีการในอดีตที่กล่าวมาข้างต้น ส่วนใหญ่จะพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เพียง 2 ชนิด คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดและกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก โดยได้ให้เหตุผลว่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวเป็นกำลังงานสูญเสียหลักของกำลังงานสูญเสียทั้งหมดของมอเตอร์ และมีค่ามากเมื่อเทียบกับอีก 2 ชนิดที่เหลือ คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านอากาศ และกำลังงานสูญเสียจากการใช้งาน แต่จากที่ผู้วิจัยได้ศึกษา พบว่ากำลังงานสูญเสียจากการใช้งานมีค่าอยู่ประมาณ 10%-15% ของกำลังงานสูญเสียทั้งหมด (Hubert, 2002) ซึ่งไม่ได้มีค่าน้อยที่จะตัดทิ้งได้ แต่กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรง

เสียดทานและแรงต้านอากาศนั้นมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกำลังงานสูญเสียชนิดอื่น และถูกพิจารณาให้ มีค่าคงที่ (Sarma and Pathak, 2010) ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงพัฒนาวิธีการประหยัดพลังงาน โดยพิจารณา กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ 3 ชนิด ยกเว้นกำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้าน อากาศ และการดำเนินงานอาศัยการวิเคราะห์จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟสบนแกนคิกวเพื่อประมาณค่าตัวแปรที่จะควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ให้เกิดการประหยัด พลังงาน ซึ่งแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้นี้ จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทราบค่าพารามิเตอร์ทั้งของ มอเตอร์และของสมการกำลังงานสูญเสียที่มีความถูกต้อง จึงทำการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ เหนี่ยวนำได้จากการทดสอบตามทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์ (IEEE standard, 2004) แต่พารามิเตอร์ ของสมการกำลังงานสูญเสียนั้น ในงานวิจัยจะมีการหาค่าโดยใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ คือ วิธีการ ค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu search : ATS) โดยวิธีการค้นหานี้ได้รับการพัฒนาขึ้น โดย เตชะ พวงดาวเรืองและคณะ ในปี พ.ศ. 2545 (Puangdownreong et al., 2002) รวมถึงได้ทำการ ทดสอบกับหลาย ๆ ฟังก์ชันมาตรฐาน คือ Bohachevsky, Rastrigin, Shekel's foxholds, Shubert และ Schwefel (Kluabwang et al., 2012) (Puangdownreong et al., 2004) (Sujitjorn et al., 2009) (Kulworawanichpong et al., 2004) (Puangdownreong et al., 2004) นอกจากนี้คุณสมบัตินี้คุณสมบัตินี้คุณสมบัตินี้คุณ สมบัติการลู่เข้า ของ ATS ได้รับการพิสูจน์เพื่อให้มั่นใจได้ว่าจะสามารถเข้าถึงผลเฉลยที่เหมาะสมที่สุดภายในเวลาที่ จำกัด (Kluabwang et al., 2012) (Puangdownreong et al., 2004) (Kulworawanichpong et al., 2004) (Puangdownreong et al., 2004) (Sujitjorn et al., 2009) (Sujitjorn et al., 2006) ดังนั้นวิธี ATS จึงถูก เลือกเพื่อนำมาใช้ในการหาผลเฉลยสำหรับการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ในงานวิจัย

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อหาองค์ความรู้ด้านการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสาม เฟส

1.2.2 เพื่อหาแนวทางในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของกำลังงานสูญเสียสำหรับมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส

1.2.3 เพื่อสร้างต้นแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบประหยัดพลังงาน

## 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.3.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ต้องเป็นการต่อแบบวาย

1.3.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะพิจารณาหาแบบจำลองบนแกนคิกว

1.3.3 การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ใช้วิธีควบคุมแบบเวกเตอร์ ทางอ้อม

1.3.4 ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์

1.3.5 ตัวประมวลผลสำหรับการคำนวณ และการควบคุมมอเตอร์จะใช้บอร์ด eZdsp™ F28335

## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 การทดสอบการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะทดสอบในห้องปฏิบัติการเท่านั้น

1.4.2 มอเตอร์ที่พิจารณาในงานวิจัยเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสชนิดกรงกระรอก

## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้ตั้งความรู้ด้านการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

1.5.2 ได้วิธีการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของกำลังงานสูญเสียสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

1.5.3 ได้ต้นแบบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบประหยัดพลังงาน

1.5.4 ผลที่ได้จากการวิจัย จะนำไปสอนนักศึกษาวิศวกรรมไฟฟ้า ทั้งระดับปริญญาตรี โท และเอก เพื่อให้เป็นแนวทางสำหรับการวิจัยต่อไปในอนาคต

1.5.5 บทความวิจัย เผยแพร่ระดับชาติ และ/หรือ นานาชาติ

## 1.6 แผนการถ่ายทอดเทคโนโลยี หรือผลการวิจัยสู่กลุ่มเป้าหมาย

ผู้วิจัยจะนำเสนอผลงานวิจัยในประเทศ หรือต่างประเทศ เมื่องานวิจัยแล้วเสร็จอาจขยายผลการถ่ายทอดเทคโนโลยี ในรูปแบบการจัดแสดงนิทรรศการ หรืออื่น ๆ ตามความเหมาะสม

## 1.7 วิธีดำเนินการวิจัยและสถานที่ทำการทดลอง / เก็บข้อมูล

ศึกษาและค้นคว้ารายละเอียดเพิ่มเติมเกี่ยวกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนสามเฟสและบนแกนดีคิว รวมถึงศึกษาและค้นคว้าวิธีการประหยัดพลังงานสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส หลังจากนั้นจะเป็นการหาแนวทางเพื่อค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในด้านกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น ซึ่งในงานวิจัยนี้อาจประยุกต์วิธีตามเชิงปรับตัวเพื่อใช้ในการค้นหา และในขั้นตอนต่อไปจะดำเนินการจำลองสถานการณ์การประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่สภาวะโหลดต่าง ๆ นอกจากนี้เพื่อเป็นการทดสอบหลักการ

ประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อน งานวิจัยนี้จะสร้างชุดทดสอบในห้องปฏิบัติการ เพื่อเก็บผล  
ทางด้านการประหยัดพลังงาน

สถานที่วิจัย: - ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี อาคารเครื่องมือ 3  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

## 1.8 ระยะเวลาทำการวิจัย และแผนการดำเนินงานตลอดโครงการวิจัย

ระยะเวลาที่ทำการวิจัย: 1 ปี นับตั้งแต่วันที่อนุมัติโครงการวิจัย

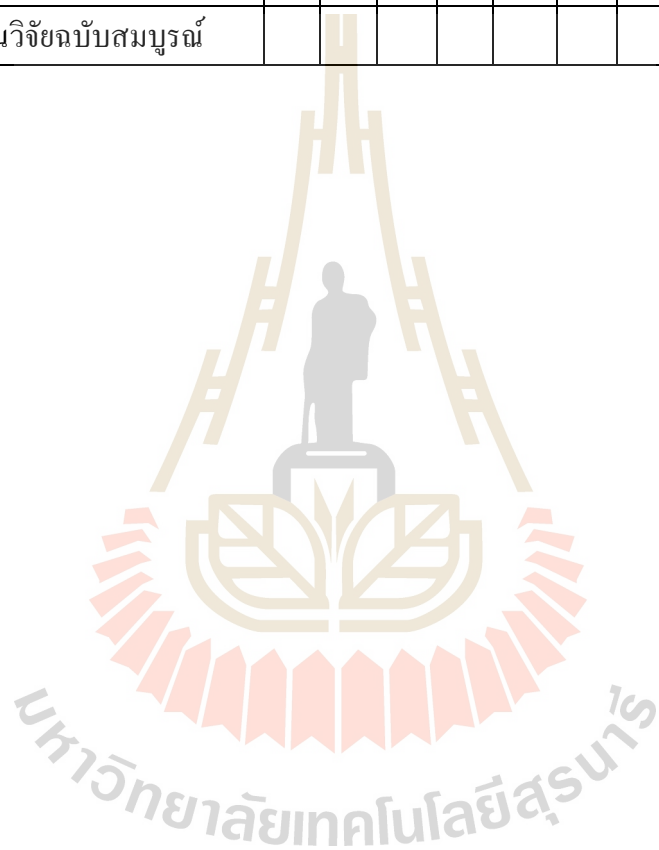
ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินงาน

กิจกรรม	เดือนที่												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
1. สืบค้นข้อมูลและศึกษารายละเอียด ที่เกี่ยวข้อง	■												
2. สร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบน แกนสามเฟสและบนแกนดีคิว		■											
3. ศึกษาเกี่ยวกับกำลังงานสูญเสียที่ เกิดขึ้นสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟส เพื่อให้ได้สมการการ คำนวณกำลังงานสูญเสียทั้งหมด				■									
4. ค้นหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ใน ด้านกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น โดย อ้างอิงกับสมการที่ได้จากกิจกรรม ข้อที่ 3					■								
5. จำลองสถานการณ์การประหยัด พลังงานในการขับเคลื่อนมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส							■						
6. สร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส พร้อมตัว ควบคุมต่าง ๆ								■					



ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินงาน (ต่อ)

กิจกรรม	เดือนที่												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
7. ทดสอบการประหยัดพลังงานจริง ในห้องปฏิบัติการ													
8. จัดเตรียมบทความเพื่อเผยแพร่ ผลงานวิจัย													
9. จัดทำรายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์													



## บทที่ 2

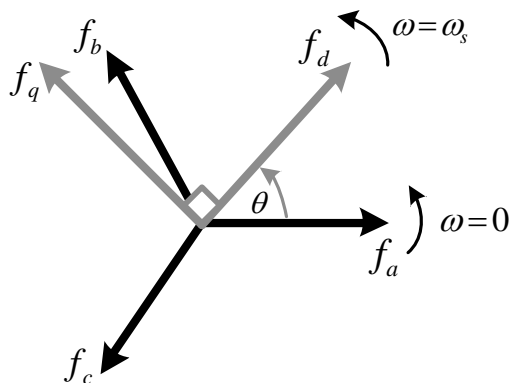
### แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

#### 2.1 บทนำ

ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จำเป็นต้องใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ดังกล่าวออกแบบตัวควบคุม แต่แบบจำลองในระบบสามเฟสหรือแกนเอปซีนั้น มีความยุ่งยากในการควบคุมปริมาณต่าง ๆ ของมอเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับเวลา จึงได้ทำการแปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้อยู่ในระบบสองเฟสหรือแกนดีคิว โดยใช้วิธีการแปลงของปาร์ก ซึ่งจะเหมือนกับแปลงสัญญาณไฟฟ้ารูปแบบกระแสดับสามเฟสไปเป็นกระแสดตรงบนสองแกนที่ตั้งฉากกัน เพื่อให้ปริมาณในแต่ละแกนเป็นอิสระซึ่งกันและกัน ทำให้สะดวกต่อการควบคุมและได้ทำการทดสอบความถูกต้องของแบบจำลอง โดยจะจำลองสถานการณ์เทียบกับชุดบล็อกมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใน SimPowerSystem ของ MATLAB เพื่อยืนยันว่าแบบจำลองดังกล่าวสามารถนำมาใช้ได้

#### 2.2 การแปลงของปาร์ก (Park's Transformation)

การแปลงของปาร์กเป็นกระบวนการแปลงเวกเตอร์จากระบบสามเฟสเป็นระบบสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน (rotating frame) หรือระบบแกนดีคิวศูนย์ ( $dq0$ ) แต่ในการแปลงจะไม่พิจารณาส่วนประกอบบนแกนศูนย์ เนื่องจากได้พิจารณาปริมาณทางไฟฟ้าอยู่บนแกนสามเฟสสมดุล การแปลงดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การแปลงแกนจากแอลฟาเบต้าให้อยู่บนแกนดีคิว

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

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

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

โดยมีเมตริกซ์การแปลงดังสมการที่ (2-3) และเมตริกซ์การแปลงกลับดังสมการที่ (2-4) ตามลำดับ

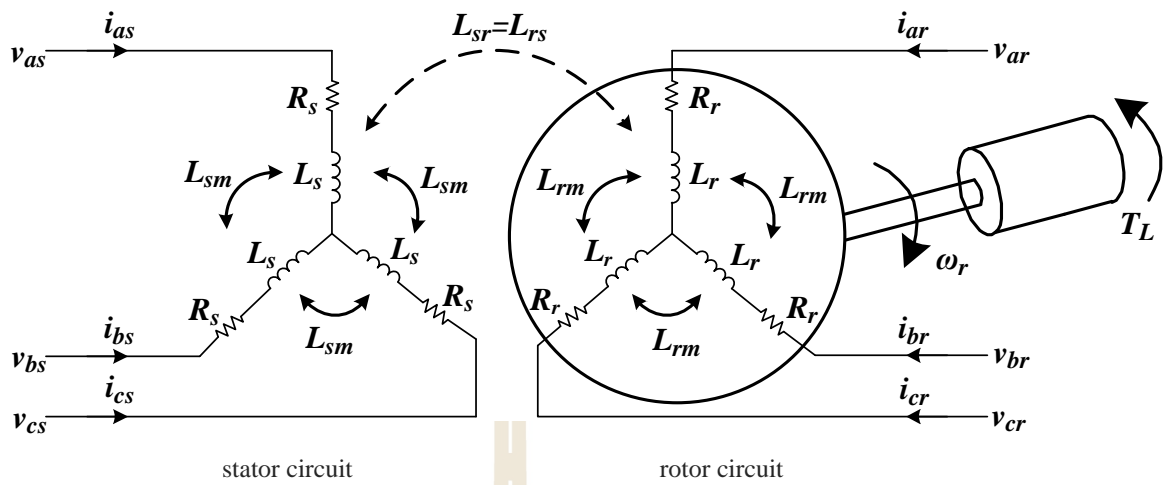
$$[\mathbf{T}_{dq0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

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

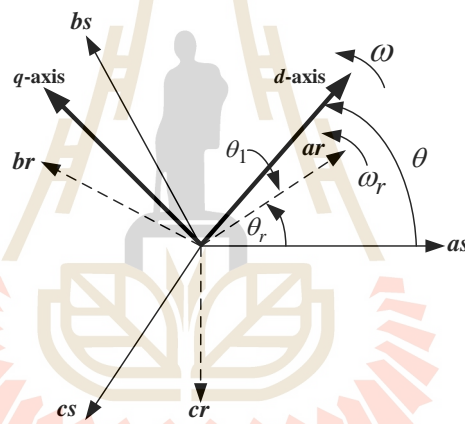
### 2.3 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว

การแปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะเริ่มพิจารณาจาก วงจรสมมูลของมอเตอร์ในระบบสามเฟส ดังรูปที่ 2.2 และความสัมพันธ์ระหว่างแกนดีคิวกับแกน เอบีซีทางฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 โดย  $\theta$  คือ มุมอ้างอิงระหว่างแกนดีกับแกน เอทางด้านสเตเตอร์ ( $as$ ) และ  $\theta_1$  คือ มุมอ้างอิงระหว่างแกนดีกับแกนเอทางด้านโรเตอร์ ( $ar$ )

จากรูปที่ 2.2 มีส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ วงจรสเตเตอร์ และวงจรโรเตอร์ โดยแต่ละเฟสใน วงจรจะประกอบด้วยค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำที่ประกอบด้วย ความเหนี่ยวนำของ ขดลวดและความเหนี่ยวนำร่วม



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแกน dq กับแกน abc

การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ เริ่มต้นด้วยการพิจารณาแรงดันเคอร์ชอฟฟ์ (KVL) ทางฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ ได้ดังสมการที่ (2-5) และ (2-6) ตามลำดับ จากสมการที่ (2-5) และ (2-6) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังสมการที่ (2-7) และ (2-8) โดย  $\lambda$  คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดขึ้นภายในมอเตอร์ ซึ่งจะอยู่ในเทอมของความเหนี่ยวนำและกระแส โดยระหว่างทุก ๆ เฟสของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ จะมีฟลักซ์เชื่อมโยงนี้เกิดขึ้นทั้งภายในวงจรตัวเอง (เหนี่ยวนำภายในสเตเตอร์และภายในโรเตอร์) และระหว่างวงจร (เหนี่ยวนำระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์) ดังนั้นเมตริกซ์ของฟลักซ์เชื่อมโยงจึงแสดงได้ดังสมการที่ (2-9)

สมการแรงดันฝั่งสเตเตอร์ทั้งสามเฟส

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

สมการแรงดันฝั่งโรเตอร์ทั้งสามเฟส

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

$$[\mathbf{V}_{abc}] = R_s [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\lambda}_{abc}] \tag{2-7}$$

$$[\mathbf{V}_{abc}] = R_r [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\lambda}_{abc}] \tag{2-8}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\lambda}_{abc} \\ \boldsymbol{\lambda}_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{abc,ss} & \mathbf{L}_{abc,sr} \\ \mathbf{L}_{abc,rs} & \mathbf{L}_{abc,rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{abc} \\ \mathbf{i}_{abc} \end{bmatrix} \tag{2-9}$$

จากสมการที่ (2-9) เมตริกซ์ย่อยความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์กับสเตเตอร์ ( $\mathbf{L}_{abc,ss}$ ) ซึ่งเกิดทั้งภายในตัวเอง ( $asas,bsbs,cses$ ) และระหว่างเฟส ( $asbs,asc,bscs$ ) จึงมีรูปแบบเมตริกซ์ดังสมการที่ (2-10) ในขณะที่ความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์กับโรเตอร์ ( $\mathbf{L}_{abc,rr}$ ) จะมีรูปแบบ

ดังสมการที่ (2-11) และเมตริกซ์ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ ( $\mathbf{L}_{abc,rs}, \mathbf{L}_{abc,rs}$ ) ซึ่งขึ้นอยู่กับมุมของโรเตอร์ มีรูปแบบเมตริกซ์ดังสมการที่ (2-12) ดังนี้

$$[\mathbf{L}_{abc,ss}] = \begin{bmatrix} L_s & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_s & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_s \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

$$[\mathbf{L}_{abc,rr}] = \begin{bmatrix} L_r & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_r & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_r \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

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

### 2.3.1 ฟลักซ์เชื่อมโยงบนแกนดีคิว

การแปลงฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์ให้อยู่บนแกนดีคิว จะใช้วิธีการแปลงของปาร์คซึ่งได้อธิบายไปแล้วข้างต้น โดยเริ่มต้นด้วยการแปลงสมการฟลักซ์เชื่อมโยงทางฝั่งสเตเตอร์ โดยจะใช้ สมการที่ (2-1) ดังนั้นจากสมการฟลักซ์เชื่อมโยงทางฝั่งสเตเตอร์ สมการที่ (2-9) จะเป็นดังสมการที่ (2-13)

$$[\lambda_{dqos}] = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)]([\mathbf{L}_{abc,ss}][\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{L}_{abc,rs}][\mathbf{i}_{abcr}]) \quad (2-13)$$

ใช้การแปลงกลับของปาร์ค สมการที่ (2-2) เพื่อแปลงกระแสสเตเตอร์และโรเตอร์บนแกนเอบีซี ให้อยู่บนแกนดีคิว ดังนั้นจะได้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงด้าน สเตเตอร์บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (2-14) และในในทำนองเดียวกัน สมการฟลักซ์เชื่อมโยงด้าน โรเตอร์บนแกนดีคิว แสดงได้ดังสมการที่ (2-15)

ดังนั้นจะได้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว ดังสมการที่ (2-16) ซึ่งปริมาณทางฝั่ง โรเตอร์จะถูกย้ายมาอยู่ทางฝั่งสเตเตอร์ และ  $L_m$  คือความเหนี่ยวนำแม่เหล็กทางฝั่งสเตเตอร์ สามารถคำนวณได้จาก  $L_m = \frac{3}{2} L_{ss} = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_r} L_{sr} = \frac{3}{2} \frac{N_s}{N_r} L_{rr}$

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

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

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

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

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dqs} \\ \lambda'_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dqs} \\ \mathbf{i}'_{dqr} \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

### 2.3.2 สมการแรงดันบนแกนดีคิว

จากสมการแรงดันฝั่งสเตเตอร์บนแกนเอบีซี ใช้การแปลงกลับของปาร์กเพื่อแปลงแรงดันให้ไปอยู่บนแกนดีคิว ดังนั้นจากสมการที่ (2-7) จะเป็นดังสมการที่ (2-17)

$$[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}[\mathbf{V}_{dq0s}] = R_s[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}[\mathbf{i}_{dq0s}] + \frac{d}{dt}([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}[\lambda_{dq0s}]) \quad (2-17)$$

นำ  $[\mathbf{T}_{dq0}]$  คูณสมการที่ (2-17) จะได้ดังสมการที่ (2-18)

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{dq0s}] &= R_s[\mathbf{i}_{dq0s}] + [\mathbf{T}_{dq0}] \frac{d}{dt}([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}[\lambda_{dq0s}]) \\ &= R_s[\mathbf{i}_{dq0s}] + [\mathbf{T}_{dq0}] \left( \frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right) [\lambda_{dq0s}] + \frac{d}{dt}[\lambda_{dq0s}] \end{aligned} \quad (2-18)$$

จากสมการที่ (2-18) พิจารณาเฉพาะพจน์  $[\mathbf{T}_{dq0}] \left( \frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} \right)$  ซึ่ง  $\frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}$  เป็นดังสมการที่ (2-19) โดย  $\theta = \omega t$  คือ มุมอ้างอิงที่ใช้ในการแปลงแกน

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

ดังนั้นพจน์  $[\mathbf{T}_{dq0}](\frac{d}{dt}[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1})$  จากสมการที่ (2-18) เป็นดังสมการที่ (2-20)

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

นำสมการที่ (2-20) แทนลงในสมการที่ (2-18) ดังนั้นแรงดันทางฝั่งสเตเตอร์บนแกนดีคิว จะเป็นตามสมการที่ (2-21)

$$[\mathbf{V}_{dq0s}] = R_s [\mathbf{i}_{dq0s}] + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\boldsymbol{\lambda}_{dq0s}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\lambda}_{dq0s}] \quad (2-21)$$

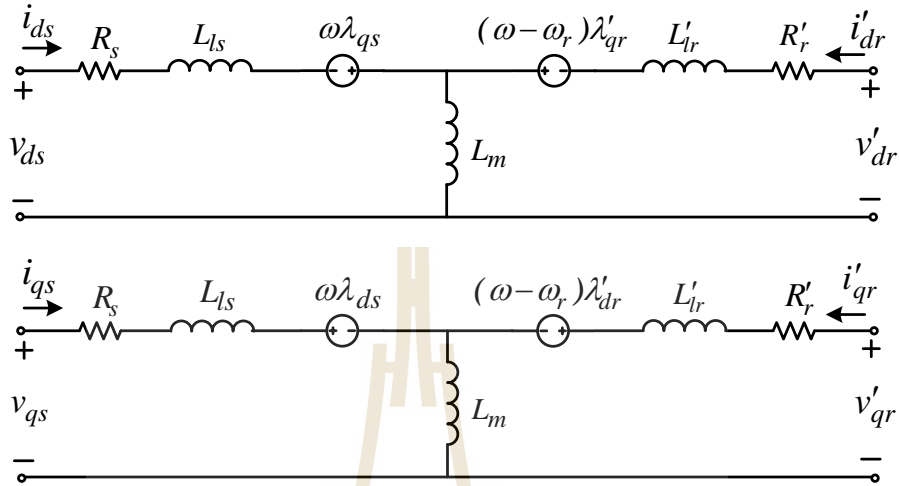
สมการแรงดันทางฝั่งโรเตอร์ ทำการแปลงแกนเช่นเดียวกับทางฝั่งสเตเตอร์ แต่มุมอ้างอิงในการหมุนจะแตกต่างกัน โดยมุมอ้างอิงทางฝั่งโรเตอร์ คือ  $\theta_1 = \theta - \theta_r = \omega t - \omega_r t$  ดังนั้นสมการแรงดันฝั่งโรเตอร์บนแกนดีคิว จึงแสดงได้ดังสมการที่ (2-22)

$$[\mathbf{V}'_{dq0r}] = R'_r [\mathbf{i}'_{dq0r}] + (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\boldsymbol{\lambda}'_{dq0r}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\lambda}'_{dq0r}] \quad (2-22)$$

จากสมการของฟลักซ์เชื่อมโยงและแรงดันที่ได้ สามารถนำมาเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว ได้ดังรูปที่ 2.4 จากวงจรสมมูลดังกล่าว สมการทั้งหมดที่ได้มาอยู่บนแกนหมุนใด ๆ ยังไม่ได้เลือกชนิดของแกนหมุนของมอเตอร์ ซึ่งเงื่อนไขในการนำไปใช้งานจะเป็นตัวกำหนดชนิดของแกนหมุน เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และควบคุมต่อไป โดยแกนหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส มีด้วยกัน 3 ชนิด คือ 1) แกนหมุนหยุดนิ่ง



( $\omega = 0$ ) 2) แกนหมุนโรเตอร์ ( $\omega = \omega_r$ ) และ 3) แกนหมุนซิงโครนัส ( $\omega = \omega_s$ ) (Krause, Wasknczuk and Sudhoff, 1995)



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว

### 2.3.3 กำลังไฟฟ้าและแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิว

พิจารณากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ป้อนให้กับมอเตอร์ในระบบไฟฟ้าสามเฟส สามารถเขียนสมการในรูปแบบของเวกเตอร์แรงดันและกระแส ได้ดังสมการที่ (2-23)

$$\begin{aligned} P_{in} &= [\mathbf{V}_{abc}]' [\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{V}'_{abcr}]' [\mathbf{i}'_{abcr}] \\ &= ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{V}_{dq0s}])' ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}_{dq0s}]) + ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{V}'_{dq0r}])' ([\mathbf{T}_{dq0}]^{-1} [\mathbf{i}'_{dq0r}]) \quad (2-23) \\ &= [\mathbf{V}_{dq0s}]' [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]' [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}] [\mathbf{i}_{dq0s}] + [\mathbf{V}'_{dq0r}]' [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]' [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}] [\mathbf{i}'_{dq0r}] \end{aligned}$$

จากสมการที่ (2-23) แยกพิจารณาเฉพาะในส่วนของเมตริกซ์การแปลง  $[[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]' [[\mathbf{T}_{dq0}]^{-1}]$  เพื่อลดความซับซ้อนต่อการพิจารณาต่อไป จะเป็นดังสมการที่ (2-24)

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

ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (2-24) ลงในสมการที่ (2-23) จะได้สมการกำลังไฟฟ้าของมอเตอร์ ดังสมการที่ (2-25) ดังนี้

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

จากสมการที่ (2-25) แยกพิจารณาที่ละส่วนเพื่อให้ง่ายต่อการจัดรูปสมการ และวิเคราะห์เพื่อหาส่วนที่เป็นกำลังงานสูญเสียและกำลังงานเอาต์พุต โดยจาก (a) สู่ถึงฝั่งสเตเตอร์ จึงนำสมการที่ (2-21) แทนลงไปจะได้

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

ส่วน (b) สู่ถึงฝั่งโรเตอร์ จึงนำสมการที่ (2-22) แทนลงไปจะได้

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

นำ (a) และ (b) แทนลงในสมการที่ (2-25) และวิเคราะห์สมการในสถานะคงตัว ซึ่งจะตัดเทอมของตัวเหนี่ยวนำออก เนื่องจากแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ ( $di/dt = 0$ ) ดังนั้นจึงได้สมการกำลังงานอินพุต ดังสมการที่ (2-26)

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

กำลังงานอินพุต คือ กำลังงานสูญเสียรวมกับกำลังงานเอาต์พุต ซึ่งจะเห็นว่าสมการที่ (2.26) มีอยู่ 2 พจน์ ที่อยู่ในรูปของ  $i^2 R$  คือ กำลังงานสูญเสียในขดลวด ดังนั้นสมการกำลังงานเอาต์พุต จึงเป็นดังสมการที่ (2-27)

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

การหาสมการแรงบิด จะพิจารณาจากกำลังงานเอาต์พุตมีความสัมพันธ์กับสมการทางกล คือ ผลคูณของแรงบิดที่เพลากับความเร็วที่เพล่า ( $P_{out} = T_e \omega_{rm}$ ) โดยค่า  $\omega_{rm}$  คือ ความเร็วเชิงมุมทางกล ซึ่งมีความสัมพันธ์กับความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้า ( $\omega_r$ ) ดังสมการที่ (2-28) ดังนั้นจึงได้สมการแรงบิด ดังสมการที่ (2-29)

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2-28)$$

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

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของฟลักซ์เชื่อมโยง สมการที่ (2-22) สามารถจัดรูปได้ดังสมการที่ (2-30)

$$\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds} = -(\lambda'_{dr} i'_{qr} - \lambda'_{qr} i'_{dr}) = L_m (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (2-30)$$

เมื่อนำสมการที่ (2-30) แทนลงในสมการ (2-29) จะได้สมการแรงบิดใหม่ ตามสมการที่ (2-31)

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

## 2.4 สมการพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

สมการพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำเสนอในหัวข้อนี้ จะถูกนำไปสร้างเป็นชุดบล็อกบน Simulink เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองในหัวข้อถัดไป โดยสมการพลวัตนี้คือ สมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์สมการที่ (2-21) และ (2-22) แต่เนื่องจากสมการดังกล่าว มีตัวแปร 4 ตัว ที่ไม่สามารถวัดค่าได้ คือ  $i'_{dqr}$  และ  $\lambda_{dqs}$  ดังนั้นจึงหาค่าตัวแปรเหล่านี้ด้วยวิธีการคำนวณ โดยพิจารณาจากสมการของฟลักซ์เชื่อมโยง ซึ่งสามารถจัดรูปใหม่เพื่อหาค่าตัวแปรดังกล่าว ได้ดังสมการที่ (2-32) และ (2-33) โดยที่  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$

$$\mathbf{i}'_{dqr} = \frac{\lambda'_{dqr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}_{dqs} \quad (2-32)$$

$$\lambda_{dqs} = \sigma L_s \mathbf{i}_{dqs} + \frac{L_m}{L_r} \lambda'_{dqr} \quad (2-33)$$

ดังนั้นเมื่อนำสมการที่ (2-32) และ (2-33) แทนในสมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ จะได้สมการพลวัตของมอเตอร์ ดังสมการที่ (2-34) เมื่อ  $(\omega - \omega_r) = \omega_{sl}$

$$\begin{aligned}
v_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} - \omega \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} \lambda'_{dr} - \omega \frac{L_m}{L_r'} \lambda'_{qr} \\
v_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} \lambda'_{qr} + \omega \frac{L_m}{L_r'} \lambda'_{dr} \\
v'_{dr} &= 0 = \frac{R_r'}{L_r'} \lambda'_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{dr} - \frac{L_m}{L_r'} R_r' i_{ds} - \omega_{sl} \lambda'_{qr} \\
v'_{qr} &= 0 = \frac{R_r'}{L_r'} \lambda'_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{qr} - \frac{L_m}{L_r'} R_r' i_{qs} + \omega_{sl} \lambda'_{dr}
\end{aligned} \tag{2-34}$$

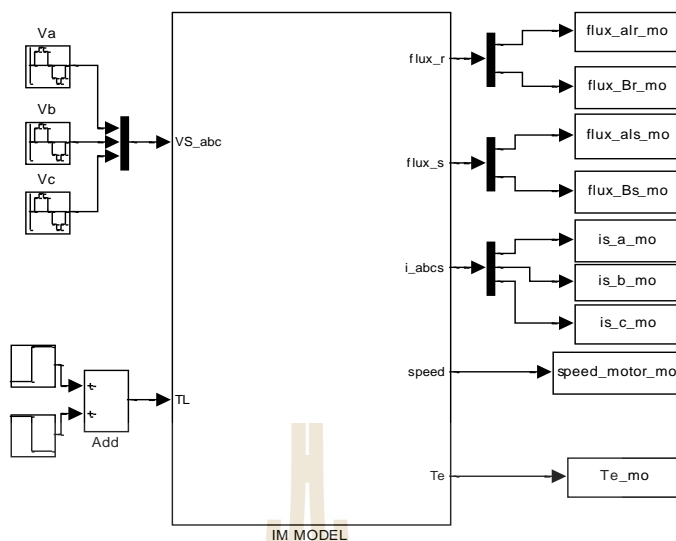
จากสมการที่ (2-34) ได้เลือกแกนหมุนของมอเตอร์ คือ แกนหมุนหยุดนิ่ง เพื่อลดความซับซ้อนของสมการแรงดันฝั่งสเตเตอร์ โดยแกนหมุนนี้จะกำหนดให้  $\omega = 0$  เปรียบเสมือนแกนแอลฟาเบต้า จึงได้เปลี่ยนตัวแปรในสมการที่ (2-34) จากดีคิวเป็นแอลฟาเบต้า ดังนั้นจึงได้สมการพลวัตใหม่ ดังสมการที่ (2-35) ดังนี้

$$\begin{aligned}
v_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\alpha s} + \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} \lambda'_{\alpha r} \\
v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\beta s} + \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} \lambda'_{\beta r} \\
v'_{\alpha r} &= 0 = \frac{R_r'}{L_r'} \lambda'_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \lambda'_{\alpha r} - \frac{L_m}{L_r'} R_r' i_{\alpha s} - \omega_r \lambda'_{\beta r} \\
v'_{\beta r} &= 0 = \frac{R_r'}{L_r'} \lambda'_{\beta r} + \frac{d}{dt} \lambda'_{\beta r} - \frac{L_m}{L_r'} R_r' i_{\beta s} + \omega_r \lambda'_{\alpha r}
\end{aligned} \tag{2-35}$$

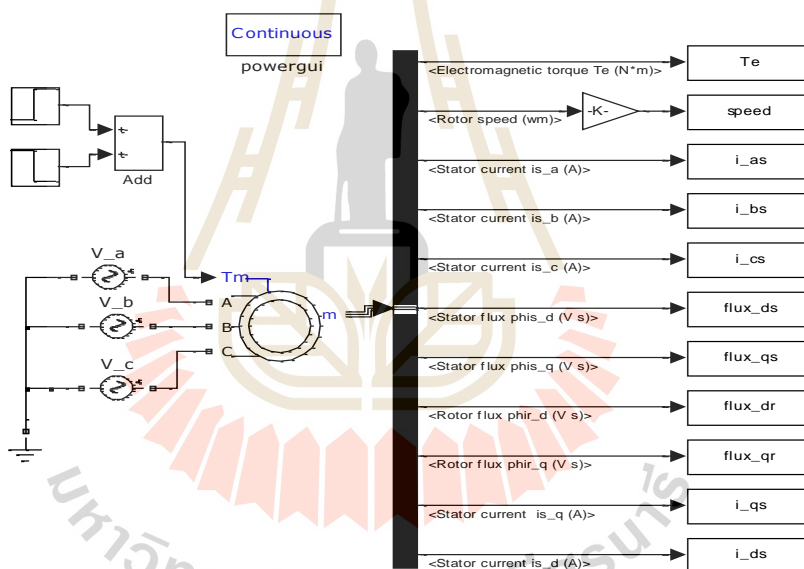
## 2.5 การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์

การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะอาศัยการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบระหว่างชุดบล็อกรูปที่ 2.5 และ 2.6

โดยรูปที่ 2.5 คือ ชุดบล็อกแบบจำลองที่สร้างจากสมการพลวัตตามที่ได้อธิบายไว้ในข้างต้น ตามสมการที่ (2-35) ซึ่งจะเรียกชุดบล็อกนี้ว่า IM Model ในส่วนของรูปที่ 2.6 คือ ชุดบล็อกสำเร็จรูปของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใน SimPowerSystem ของ MATLAB ซึ่งจะเรียกชุดบล็อกนี้ว่า SPS โดยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับชุดบล็อกทั้งสองนั้น ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อย่อยต่อไป



รูปที่ 2.5 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบบล็อก Simulink (IM Model)



รูปที่ 2.6 ชุดบล็อกสำเร็จรูปของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใน SimPowerSystem ของ MATLAB (SPS)

### 2.5.1 การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีการทดสอบ 3 ขั้นตอน ดังนี้

1) การวัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์โดยตรง

โดยจะใช้มิเตอร์วัดค่าความต้านทานของขดลวดทั้งสามเฟส แล้วนำไปหาค่าเฉลี่ย ซึ่งผลจากการวัดแสดงได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ผลการทดสอบค่าความต้านทานสเตเตอร์

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

## 2) การทดสอบสภาวะไร้โหลด

การทดสอบสภาวะไร้โหลด จะจ่ายแรงดันให้มอเตอร์ที่พิกัด และวัดค่ากระแสที่สภาวะไม่มีโหลด ได้ดังตารางที่ 2.2 เพื่อคำนวณค่าความเหนี่ยวนำดังสมการที่ (2-36)

$$L_{ls} + L_m = \frac{V_{s\phi}}{I_{s\phi} 2\pi f} \quad (2-36)$$

ตารางที่ 2.2 ผลการทดสอบสภาวะไร้โหลด

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

จากผลการทดสอบแทนค่าลงในสมการที่ (2-36) จะได้

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

## 3) การทดสอบยัดโรเตอร์

การทดสอบยัดโรเตอร์ จะวัดและบันทึกค่าต่าง ๆ ตามตารางที่ 2.3 เพื่อนำไปคำนวณค่า  $R_{eq}$  และ  $X_{eq}$  ตามสมการที่ (2-37) และ (2-38) ตามลำดับ

$$R_{eq} = R_s + R'_r = \frac{V_{s\phi} \cos \theta}{I_{s\phi}} \quad (2-37)$$

$$X_{eq} = X_{ls} + X'_r = \frac{V_{s\phi} \sin \theta}{I_{s\phi}} \quad (2-38)$$

ตารางที่ 2.3 ผลการทดสอบขีดโรเตอร์

ครั้งที่	1	2	3	4	5	6	7	8	เฉลี่ย
$V_{\phi}$	16.12	22.79	30.47	41	51	60.8	70.3	79.3	
$I_{\phi}$	0.23	0.327	0.427	0.57	0.716	0.844	0.976	1.113	
PF	0.65	0.65	0.65	0.64	0.64	0.64	0.64	0.64	
$R_{eq}$	45.6	45.3	46.38	46.04	45.59	46.10	46.10	46.31	45.92
$X_{eq}$	53.26	52.69	54.23	55.27	54.73	52.69	55.35	54.14	54.41

จากสมการที่ (2-37) และ (2-38) สามารถคำนวณหาค่า  $R'_r$ ,  $L_{ls}$  และ  $L'_{lr}$  ได้ดังนี้

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

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

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

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

นำ  $L_{ls}$  แทนลงในสมการที่ (2-36) จะได้

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

พารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส คือ ค่าโมเมนต์ความเฉื่อย ( $J$ ) เนื่องจากการทดสอบเพื่อหาค่ามีความยุ่งยาก และผู้ผลิตไม่ได้บอกมา จึงหาค่าดังกล่าวจากการจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์บน MATLAB โดยการสุ่มค่าโมเมนต์ความเฉื่อยไปเรื่อย ๆ จนได้ค่าที่ใกล้เคียงกับผลการทดสอบจริงมากที่สุด เปรียบเทียบความเร็วรอบของมอเตอร์ระหว่างการทดสอบจริงและการจำลองสถานการณ์ คำนวณค่าความคลาดเคลื่อนด้วยสมการที่ (2-39) และแสดงผลการคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนได้ดังตารางที่ 2.4

$$Error_{rms} = \sqrt{\sum \frac{error^2}{n}} \quad (2-39)$$

เมื่อ  $error$  คือ ผลการทดสอบจริง – ผลการจำลองสถานการณ์

$n$  คือ จำนวนจุดข้อมูล

ตารางที่ 2.4 ค่าความคลาดเคลื่อนที่ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยต่าง ๆ

ค่า $J$ (kg.m <sup>2</sup> )	$Error_{ms}$
0.0050	133.6506
0.0060	88.7716
0.0071	62.5591
0.0072	62.2108
0.0073	62.2548
0.0080	72.2228
0.0090	103.5759
0.0100	141.2045

จากตารางที่ 2.4 สรุปได้ว่า ค่า  $J = 0.0072$  kg.m<sup>2</sup> มีค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด จึงเลือกใช้ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยดังกล่าว จากการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้งหมดนั้น สามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ได้ดังตารางที่ 2.5

ตารางที่ 2.5 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ

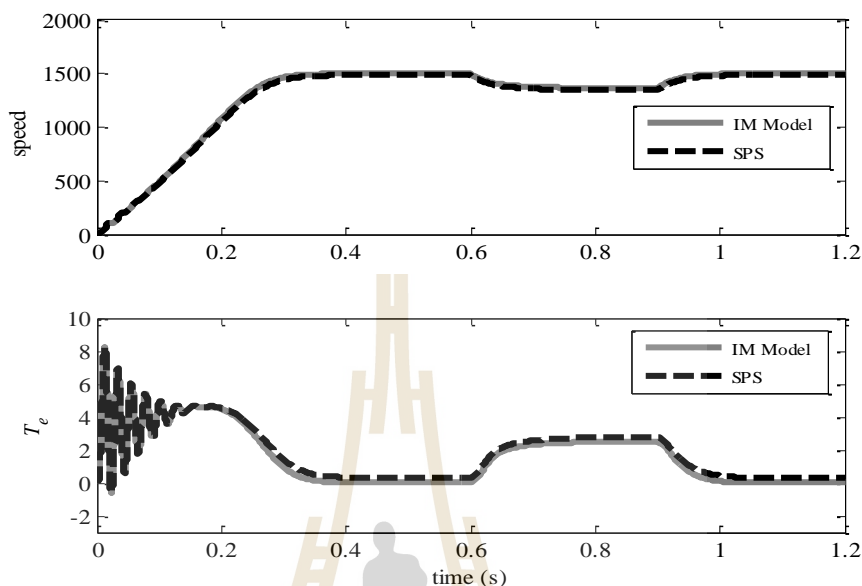
$R_s$	25.13 $\Omega$
$L_{ls}$	0.0866 H
$R'_r$	20.79 $\Omega$
$L'_{lr}$	0.0866 H
$L_m$	0.9672 H
$J$	0.0072 kg.m <sup>2</sup>

### 2.5.2 ผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบแบบจำลอง

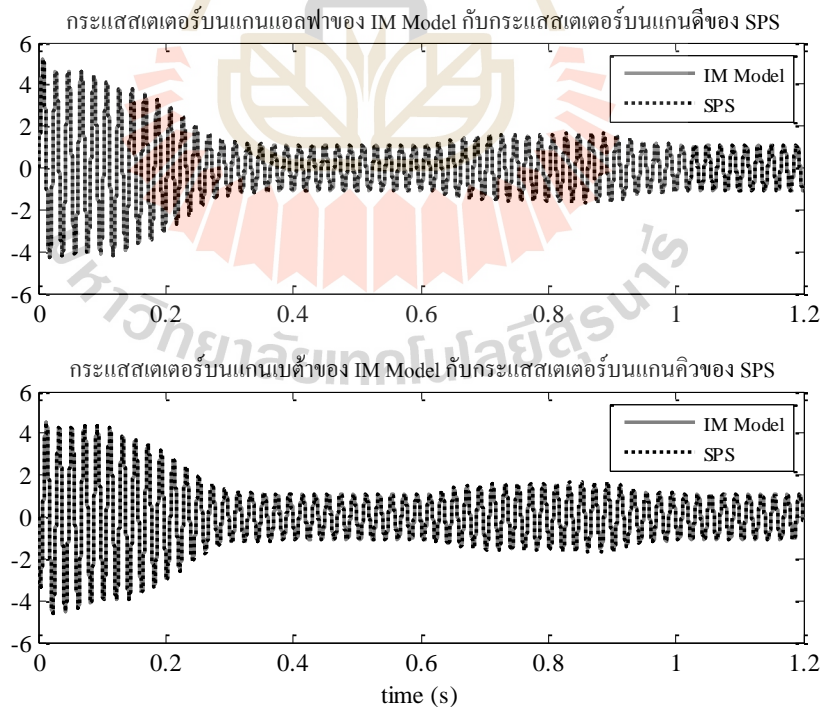
การจำลองสถานการณ์ทั้ง IM Model และ SPS มีเงื่อนไขในการตรวจสอบการทำงาน คือ เมื่อมอเตอร์เข้าสู่สถานะคงที่ จะทำการจ่ายโหลด เท่ากับ 2.5 N·m ที่เวลา 0.6 วินาที และเมื่อเวลา 0.9 วินาที จะทำการปลดโหลดออก ซึ่งผลการจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบของแบบจำลองทั้งสองสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 ถึง 2.9 จากรูปที่ 3 แสดงผลการจำลองสถานการณ์



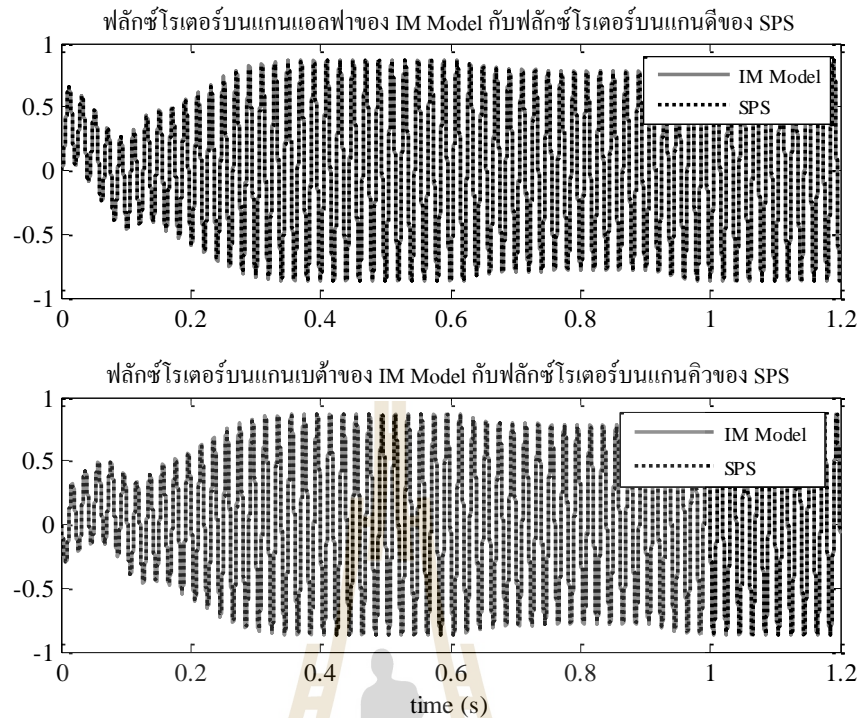
เพื่อเปรียบเทียบผลตอบสนองของความเร็วและแรงบิด กระแสสเตเตอร์และฟลักซ์โรเตอร์ โดยที่ IM Model แสดงด้วยเส้นสีเทา และผลที่ได้จาก SPS แสดงด้วยเส้นประสีดำ



รูปที่ 2.7 กราฟความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์



รูปที่ 2.8 กราฟกระแสเตเตอร์ของมอเตอร์



รูปที่ 2.9 กราฟฟลักซ์โรเตอร์ของมอเตอร์

จากรูปที่ 2.7 สังเกตได้ว่า ค่าที่ได้จากแบบจำลองทั้งสองที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ มีลักษณะใกล้เคียงกัน คือ เมื่อมีการจ่ายโหลดที่เวลา 0.6 วินาที ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลง และเมื่อปลดโหลดออกที่เวลา 0.9 วินาที ความเร็วรอบของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นเท่าเดิมกับช่วงเริ่มต้น ส่วนรูปที่ 2.8 และ 2.9 เนื่องจากเลือกแกนหมุนชุดหนึ่งให้กับมอเตอร์ ค่ากระแสเดเตอร์และฟลักซ์โรเตอร์บนแกนแอลฟาเบต้าของ IM Model จึงมีเฟสตรงกันกับบนแกนดีคิวของ SPS ตามลำดับ

## 2.6 สรุป

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำเสนอในบทนี้ ใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ในการวิเคราะห์หาแบบจำลองบนปริมาณสามเฟส รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวอยู่บนแกนดีคิว ด้วยวิธีการของปาร์ก ซึ่งมีการจำลองสถานการณ์ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลอง และจากผลที่ได้เป็นการยืนยันได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่สร้างขึ้นนี้ มีความถูกต้อง สามารถนำไปใช้ในการออกแบบระบบควบคุมสำหรับควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

### บทที่ 3

## การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิวที่ไม่มีมีการพิจารณากำลังงานสูญเสีย (แบบจำลองดั้งเดิม) ไปเป็นแบบจำลองกำลังงานสูญเสียที่มีการพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ และจากแบบจำลองที่พัฒนาขึ้น จะ ได้สมการสำหรับคำนวณกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพราะฉะนั้นค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในสมการกำลังงานสูญเสียนี้จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อผลการคำนวณ แต่เป็นเรื่องยากที่จะทราบพารามิเตอร์ของกำลังงานสูญเสียจากผู้ผลิตมอเตอร์ ด้วยเหตุนี้ งานวิจัยนี้จึงเลือกวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ในการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ดังกล่าว ดังนั้นในบทนี้นอกจากจะนำเสนอการพัฒนาแบบจำลองแล้ว ยังนำเสนอกระบวนการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวที่ใช้สำหรับการค้นหาพารามิเตอร์ รวมทั้งการตรวจสอบผลการค้นหา

### 3.2 แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย

จากแบบจำลองดั้งเดิมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 รูปที่ 2.4 โดยจากรูปดังกล่าวพิจารณาฟลักซ์เชื่อมโยงได้ตั้งสมการที่ (3-1) ถึง (3-4)

$$\lambda_{ds} = (L_{ls} + L_m)i_{ds} + L_m i'_{dr} \quad (3-1)$$

$$\lambda_{qs} = (L_{ls} + L_m)i_{qs} + L_m i'_{qr} \quad (3-2)$$

$$\lambda'_{dr} = L_m i_{ds} + (L'_{lr} + L_m)i'_{dr} \quad (3-3)$$

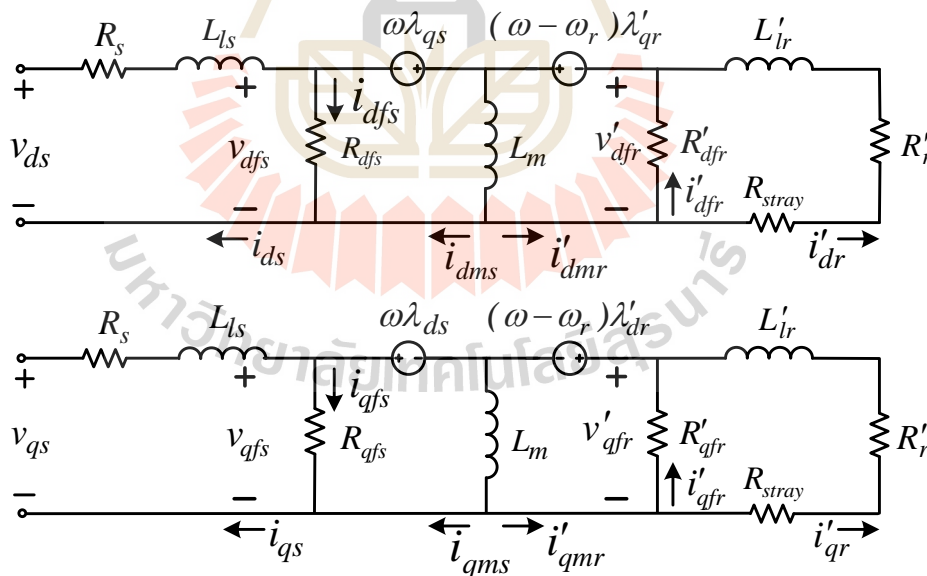
$$\lambda'_{qr} = L_m i_{qs} + (L'_{lr} + L_m)i'_{qr} \quad (3-4)$$

งานในอดีตส่วนใหญ่จะพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เพียง 2 ชนิด คือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดทั้งฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์และกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก โดยให้เหตุผลว่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวเป็นกำลังงานสูญเสียหลักมีค่ามากเมื่อเทียบกับอีก 2 ชนิดที่เหลือคือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านอากาศ และกำลังงานสูญเสียจากภาระการ

ใช้งาน แต่จากที่ผู้วิจัยวิทยานิพนธ์ได้ศึกษา พบว่ากำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งานมีค่า 10 – 15 เปอร์เซ็นต์ของกำลังงานสูญเสียทั้งหมด (Hubert, 2002) ไม่ได้มีค่าน้อยจนน่าจะตัดทิ้งได้ แต่กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านอากาศนั้นมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกำลังงานสูญเสียชนิดอื่น และถูกพิจารณาให้มีค่าคงที่ (Sarma and Pathak, 2004) ดังนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงพัฒนาแบบจำลองเพื่อประหยัดพลังงาน โดยพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ 3 ชนิดคือ กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวด กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กและกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน ซึ่งการดำเนินการพิจารณาเป็นดังต่อไปนี้

### 3.2.1 การพิจารณากำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กเกิดได้ทั้งฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ จึงแทนด้วยค่าความต้านทานของกำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก  $R_{dfs}$ ,  $R_{qfs}$  และ  $R'_{dfr}$ ,  $R'_{qfr}$  ตามลำดับ (Garcia et al., 1994) และพิจารณากำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งานเพิ่ม โดยกำลังงานสูญเสียชนิดนี้จะขึ้นอยู่กับกระแสโรเตอร์ยกกำลังสอง ( $P_{stray} \propto i_r'^2$ ) (Hubert, 2002) จึงแทนกำลังงานสูญเสียนี้ด้วยค่าความต้านทานของกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน  $R_{stray}$  จากการพิจารณากำลังงานสูญเสียข้างต้นนั้น สามารถปรับแบบจำลองของมอเตอร์ได้ใหม่ตามรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

โดยพิจารณากำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กและกำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน

### 3.2.2 แบบจำลองกำลังงานสูญเสีย

จากแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่พิจารณากำลังงานสูญเสีย รูปที่ 3.1 จะต้องกำหนดเงื่อนไขเพิ่มเติม เพื่อให้ได้แบบจำลองกำลังงานสูญเสียในรูปแบบง่าย โดยได้มีการกำหนดเงื่อนไขดังนี้

1) ความเหนี่ยวนำเนื่องจากฟลักซ์รั่ว มีค่าน้อยมากสามารถตัดทิ้งได้ ดังนั้นสมการของฟลักซ์เชื่อมโยงจึงเป็นดังสมการที่ (3-5) ถึง (3-8)

$$\lambda_{ds} = L_m (i_{dms} + i'_{dmr}) \quad (3-5)$$

$$\lambda_{qs} = L_m (i_{qms} + i'_{qmr}) \quad (3-6)$$

$$\lambda'_{dr} = L_m (i_{dms} + i'_{dmr}) \quad (3-7)$$

$$\lambda'_{qr} = L_m (i_{qms} + i'_{qmr}) \quad (3-8)$$

2) กำหนดให้ฟลักซ์เชื่อมโยงฝั่งโรเตอร์ ( $\lambda'_{qr}$ ) วางอยู่บนแกนดี ดังนั้นฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์บนแกนคิวจึงมีค่าเป็นศูนย์ ( $\lambda'_{qr} = 0$ ) จากสมการที่ (3-6) และ (3-8) จึงได้

$$\lambda'_{qr} = 0 = \lambda_{qs} = L_m (i_{qms} + i'_{qmr}) \quad (3-9)$$

จากสมการที่ (3-9) จะได้กระแสตามสมการที่ (3-10)

$$i_{qms} = -i'_{qmr} \quad (3-10)$$

3) ในสภาวะอยู่ตัว แรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก เท่ากับศูนย์ ดังนั้นแรงดัน  $v_{dfs}$  และ  $v'_{dfr}$  ของแกนดีจึงเท่ากับศูนย์ด้วย ตามสมการที่ (3-11)

$$v_{dfs} = 0 = v'_{dfr} \quad (3-11)$$

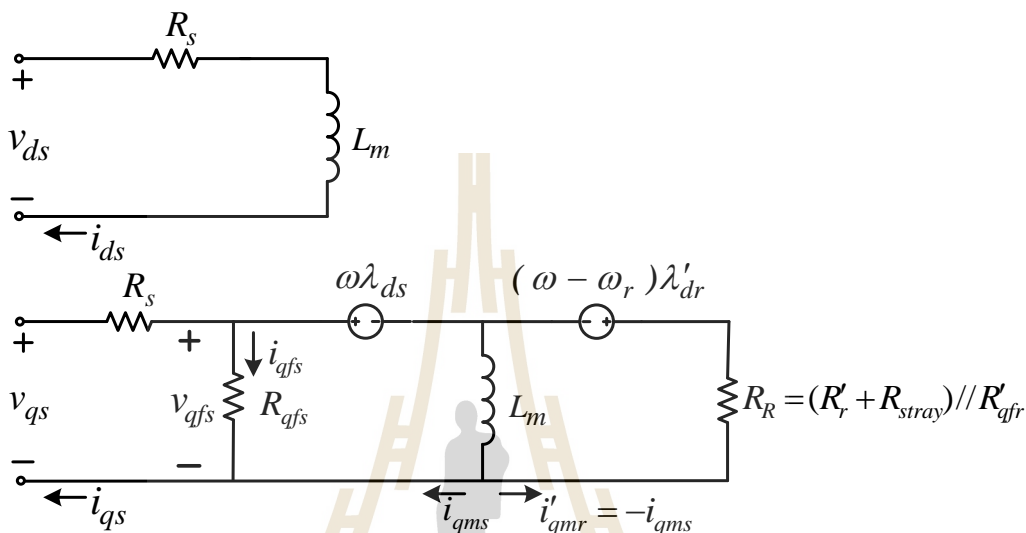
จากสมการที่ (3-11) เมื่อนำไปพิจารณาที่รูป 3.1 จะเห็นว่า  $i_{dms} = i_{ds}$  ดังนั้นกระแสต่าง ๆ จึงเป็นดังสมการที่ (3-12)

$$i_{dfs} = i'_{dmr} = i'_{dr} = 0 \quad (3-12)$$

4) พิจารณาสมการที่ (3-5) และ (3-7) จะเห็นว่ามีส่วนที่เหมือนกัน และใช้เงื่อนไขจากข้อ 3) ดังนั้นสมการดังกล่าว จึงเป็นดังสมการที่ (3-13)

$$\lambda_{ds} = \lambda'_{dr} = L_m i_{ds} \tag{3-13}$$

จากแบบจำลองของมอเตอร์รูปที่ 3.1 เมื่อพิจารณาร่วมกับเงื่อนไขต่าง ๆ ข้างต้น สามารถเขียนแบบจำลองกำลังงานสูญเสียได้ดังรูปที่ 3.2 ดังนี้



รูปที่ 3.2 แบบจำลองกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
ที่ใช้พิจารณาสำหรับการประหยัดพลังงาน

### 3.2.3 สมการกำลังงานสูญเสีย

จากแบบจำลองกำลังงานสูญเสียรูปที่ 3.2 จะเห็นว่ากำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดมีทั้งฝั่งสเตเตอร์และ โรเตอร์ทั้งแกนคิและแกนคิว แต่จากสมการที่ (3-12) พบว่าแบบจำลองกำลังงานสูญเสียแกนคิ มีค่ากำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็กเท่ากับศูนย์ จึงเหลือกำลังงานสูญเสียนี้แค่บนแกนคิว ดังนั้นจากแบบจำลองจะได้สมการกำลังงานสูญเสียแต่ละชนิดดังสมการที่ (3-14) ถึง (3-17) และสมการกำลังงานสูญเสียรวม ดังสมการที่ (3-18) ดังนี้

$$\text{กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดฝั่งสเตเตอร์} : P_{scl} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \tag{3-14}$$

$$\text{กำลังงานสูญเสียเนื่องจากขดลวดฝั่งโรเตอร์} : P_{rcl} = R'_r i_{qr}^2 \tag{3-15}$$

$$\text{กำลังงานสูญเสียจากแกนเหล็ก} : P_i = R_{qfs} i_{qfs}^2 + R'_{qfr} i_{qfr}^2 \tag{3-16}$$

$$\text{กำลังงานสูญเสียจากภาระการใช้งาน} : P_{stray} = R_{stray} i_{qr}^2 \tag{3-17}$$

กำลังงานสูญเสียรวมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส :

$$P_{total} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R'_r i_{qr}^2 + R_{qfs} i_{qfs}^2 + R'_{qfr} i_{qfr}^2 + R_{stray} i_{qr}^2 \tag{3-18}$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3-18) จะเห็นว่ามิมีกระแสที่ไม่ทราบค่าและวัดไม่ได้ จึงหาวิธีการคำนวณค่ากระแสต่าง ๆ โดยเริ่มจากพิจารณาวงจรโรเตอร์บนแกนคิ้วของรูปที่ 3.2 ในสภาวะอยู่ตัว ( $L_m$  ถัดวงจร) จะได้สมการที่ (3-19)

$$\begin{aligned} -R_R i_{qms} + (\omega - \omega_r) L_m i_{ds} &= 0 \\ \omega &= \frac{R_R}{L_m} \frac{i_{qms}}{i_{ds}} + \omega_r \end{aligned} \quad (3-19)$$

และพิจารณาวงจรสเตเตอร์บนแกนคิ้ว พบว่ากระแสสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3-20)

$$i_{qs} = i_{qfs} + i_{qms} \quad (3-20)$$

จากสมการที่ (3-20) สามารถหาค่า  $i_{qfs}$  ได้จาก  $R_{qfs} i_{qfs} = \omega L_m i_{ds}$  และนำสมการที่ (3-19) มาแทนค่า จะได้สมการที่ (3-21)

$$i_{qfs} = \left( \frac{R_R}{L_m} \frac{i_{qms}}{i_{ds}} + \omega_r \right) \frac{L_m}{R_{qfs}} i_{ds} \quad (3-21)$$

นำสมการที่ (3-21) แทนลงในสมการที่ (3-20) จะคำนวณกระแส  $i_{qms}$  ได้ดังสมการที่ (3-22)

$$i_{qms} = \left( \frac{R_{qfs}}{R_{qfs} + R_R} \right) i_{qs} - \left( \frac{L_m}{R_{qfs} + R_R} \right) \omega_r i_{ds} \quad (3-22)$$

ส่วนค่ากระแส  $i'_{qr}$  และ  $i'_{qfr}$  หาได้จากการแบ่งกระแสที่วงจรโรเตอร์บนแกนคิ้วของรูปที่ 3.1 จะได้สมการที่ (3-23) และ (3-24)

$$i'_{qr} = \frac{R'_{qfr} i'_{qmr}}{R'_r + R_{stray} + R'_{qfr}} \quad (3-23)$$

$$i'_{qfr} = \frac{(R'_r + R_{stray}) i'_{qmr}}{R'_r + R_{stray} + R'_{qfr}} \quad (3-24)$$

นำสมการที่ (3-22) ถึง (3-24) แทนลงในสมการที่ (3-18) จะได้สมการกำลังงานสูญเสียรวมดังสมการที่ (3-25)

$$P_{total} = R_d i_{ds}^2 + R_q i_{qs}^2 - R_{dq} i_{ds} i_{qs} \quad (3-25)$$

โดยที่

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

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

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

เนื่องจากวิธีประหยัดพลังงานที่ได้พัฒนาขึ้น ต้องการประมาณค่ากระแส  $i_{ds}$  จึงต้องจัดรูปสมการกำลังงานสูญเสียรวมใหม่ให้อยู่ในรูปของ  $i_{ds}$  เท่านั้น โดยใช้สมการแรงบิดของมอเตอร์ที่มีความสัมพันธ์กับกระแส  $i_{ds}$  แทนลงในสมการที่ (3-25) จะได้สมการกำลังงานสูญเสียรวมที่จะนำไปพิจารณาการประหยัดพลังงาน ดังสมการที่ (3-26)

$$P_{total} = R_d i_{ds}^2 + R_q \left( \frac{T_e}{k_T i_{ds}} \right)^2 - \frac{R_{dq} T_e}{k_T} \quad (3-26)$$

### 3.3 การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย

งานวิจัยนี้ได้มีการคำนวณกำลังงานสูญเสียรวมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพราะฉะนั้นค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในสมการจึงมีความสำคัญอย่างยิ่ง เพื่อให้ผลการคำนวณมีความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด ซึ่งพารามิเตอร์ในสมการดังกล่าว คือ  $i_{ds}, T_L, \omega_r$  ค่าเหล่านี้สามารถหาได้โดยการวัดจากตัวตรวจรู้ ต่อมา  $R_s, R'_r, L_m$  และ  $P$  สามารถหาได้จากการทดสอบตามทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์ แสดงค่าไว้ในหัวข้อ 2.5 ส่วนพารามิเตอร์ที่เหลือ คือ  $R_{qfs}, R'_{qfr}$  และ  $R_{stray}$  พารามิเตอร์เหล่านี้ยากต่อการคำนวณและการวัด ซึ่งในอดีตไม่ปรากฏสมการการคำนวณพารามิเตอร์ดังกล่าว จึงเลือกใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search : ATS) ในการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์เหล่านี้

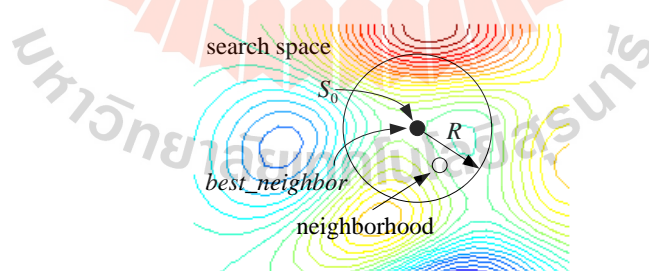


### 3.3.1 หลักการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว เป็นอัลกอริทึมที่ถูกพัฒนาขึ้นมาจากอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามู (Tabu Search : TS) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาการหาค่าเหมาะที่สุดเชิงผสมผสาน (combinatorial optimization) อัลกอริทึมดังกล่าวได้ถูกคิดค้นโดย Glover (Glover, 1989) และต่อมาได้ถูกใช้กันอย่างกว้างขวางจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่มีความสามารถในการหลีกเลี่ยงคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) และยังสามารถทำการค้นหาคำตอบจนกระทั่งให้คำตอบที่ใกล้เคียงกับคำตอบที่เหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (near global solution) ต่อมาในปี พ.ศ. 2545 เศชา พวงดาวเรืองและคณะ ได้พัฒนาและปรับปรุงอัลกอริทึมดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพการค้นหาที่ดียิ่งขึ้น โดยเพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในการค้นหาแบบตามูธรรมดา กลไกแรก คือ การเดินย้อนรอย (back tracking) เป็นขั้นตอนที่อนุญาตให้ระบบการค้นหาสามารถย้อนกลับไปค้นหาคำตอบบริเวณพื้นที่เดิมที่เคยถูกค้นหามาก่อน ซึ่งทำให้ระบบการค้นหามีโอกาสที่จะค้นหาคำตอบในบริเวณใหม่ และหลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้ กลไกที่สอง คือ การปรับรัศมีการค้นหา (adaptive radius) ซึ่งจะทำการปรับลดรัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง โดยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวอธิบายได้ตามขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดพื้นที่การค้นหา รัศมีการค้นหา และจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

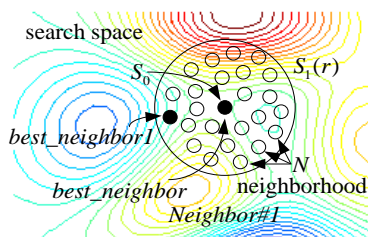
ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น  $S_0$  ภายในพื้นที่การค้นหา (search space) และให้  $S_0$  เป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (*best\_neighbor*) ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 สุ่มค่า  $S_0$  ในพื้นที่การค้นหา

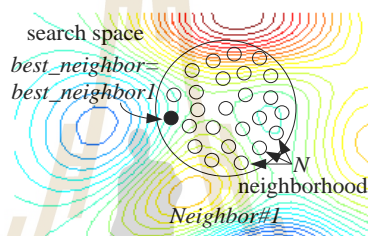
ขั้นตอนที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบจำนวน  $N$  คำตอบ ( $N$  neighborhood) รอบ ๆ  $S_0$  ภายในพื้นที่รัศมีการค้นหา  $R$  และกำหนดให้เซต  $S_1(r)$  เป็นเซตคำตอบ  $N$  คำตอบ ซึ่งเรียกว่า คำตอบรอบข้าง ดังรูปที่ 3.4

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินคำตอบด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของแต่ละสมาชิกใน  $S_1(r)$  โดยกำหนดให้  $S_1$  เป็นคำตอบที่ดีที่สุด (*best\_neighbor 1*) ใน  $S_1(r)$

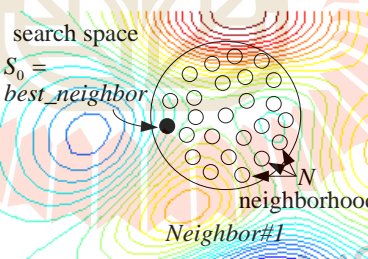


รูปที่ 3.4 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ  $S_0$

ขั้นตอนที่ 5 ถ้า  $S_1 < S_0$  ดังนั้นกำหนดให้  $S_0 = S_1$  และเก็บค่า  $S_0$  ลงในรายการตาม ดังรูปที่ 3.5 และ 3.6

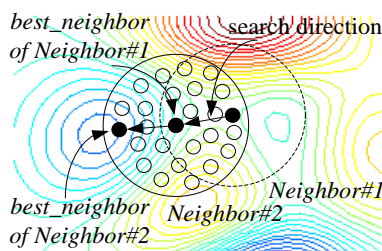


รูปที่ 3.5 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่



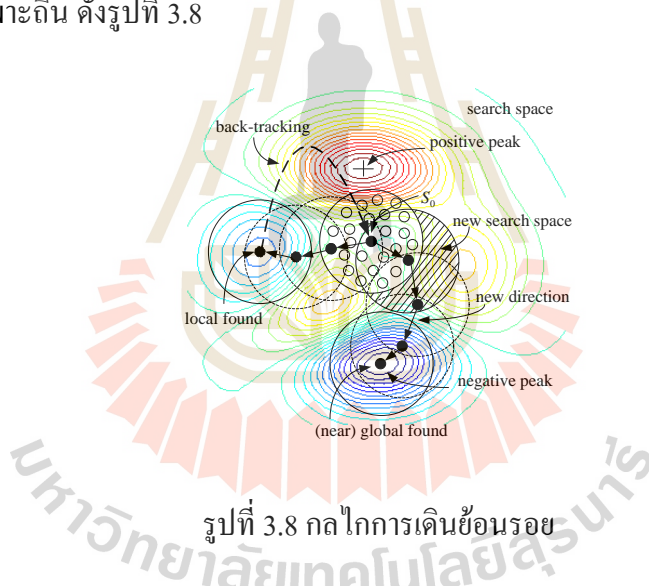
รูปที่ 3.6 กำหนดค่า  $S_0$  ใหม่

ขั้นตอนที่ 6 ถ้า  $count < count_{max}$  จะหยุดกระบวนการการค้นหา โดยที่ค่า  $S_0$  คือ ค่าตอบที่ดีที่สุด ไม่เช่นนั้นจะกลับไปสู่ขั้นตอนที่ 3 และเริ่มกระบวนการใหม่อีกครั้งจนกระทั่งได้คำตอบที่พอใจ แสดงได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 กระบวนการค้นหาในรอบถัดไป

ขั้นตอนที่ 7 จะเข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอย เมื่อจำนวนคำตอบในแต่ละรอบไม่หลุดออก จากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่น เป็นจำนวนเท่ากับจำนวนคำตอบสูงสุดที่ได้ทำการตั้งค่าไว้ กลไกนี้จะเลือกคำตอบที่ดีที่สุดที่ได้จากการค้นหาในพื้นที่การค้นหาเดิมในรายการตาม เพื่อนำมา กำหนดเป็นคำตอบเริ่มต้นสำหรับการค้นหาในรอบถัดไป ทั้งนี้เพื่อให้หลุดออกจากคำตอบที่เป็น แบบวงแคบเฉพาะถิ่น ดังรูปที่ 3.8

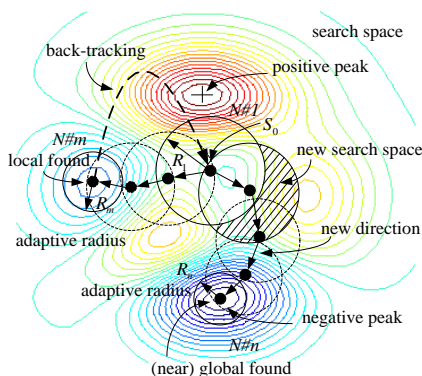


รูปที่ 3.8 กลไกการเดินย้อนรอย

ขั้นตอนที่ 8 กลไกการปรับค่ารัศมีการค้นหา แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 โดยจะปรับลดรัศมีลง เรื่อย ๆ ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3-27) ในระหว่างการค้นหา จนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้ คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้าง

$$radius_{new} = \frac{radius_{old}}{DF} \tag{3-27}$$

โดยที่  $DF$  คือ ตัวประกอบปรับลดรัศมี (Decreasing Factor)



รูปที่ 3.9 กลไกการปรับค่ารัศมี

### 3.3.2 การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์

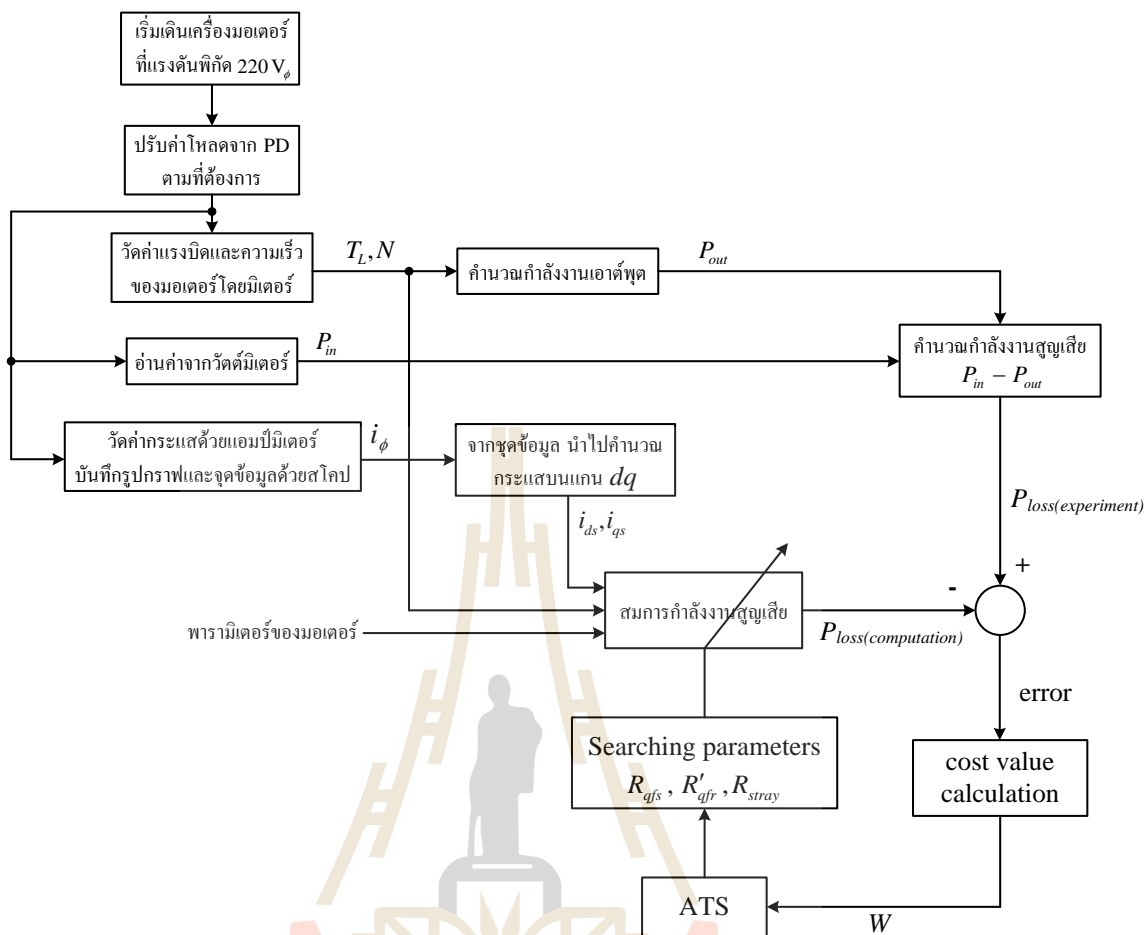
การระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ด้วยวิธี ATS ในงานวิจัยนี้ จะค้นหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียรวมในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยจะดำเนินการค้นหาพารามิเตอร์ 3 ค่าคือ  $R_{qfs}$ ,  $R'_{qfr}$  และ  $R_{stray}$  โดยแผนภาพการค้นหาพารามิเตอร์ด้วยวิธีการ ATS ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10 จากรูปดังกล่าว วิธี ATS จะค้นหาค่าพารามิเตอร์ในสมการกำลังงานสูญเสียโดยที่ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ( $W$ ) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3-28) ค่าความผิดพลาด (error) ในสมการดังกล่าว คือ ความผิดพลาดอาร์เอ็มเอส (root mean square error) ของผลต่างระหว่างค่ากำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์ ( $P_{loss(experiment)}$ ) และค่ากำลังงานสูญเสียจากการคำนวณ ( $P_{loss(computation)}$ ) ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (3-29) ส่วนค่า  $P_{loss(experiment)}$  คำนวณได้จากผลการทดสอบจริงในห้องปฏิบัติการ ในการทดสอบจะเปลี่ยนแปลงค่าแรงบิดตั้งแต่ 0.5 ถึง  $2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$  และได้ทำการแบ่งข้อมูลออกเป็นสองส่วน คือ ชุดข้อมูลแรงบิด 0.5 0.75 1.0 1.5 1.75 2.0 และ  $2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$  จะใช้สำหรับการระบุเอกลักษณ์ และชุดข้อมูลแรงบิด 0.25 1.25 และ  $2.25 \text{ N} \cdot \text{m}$  ใช้สำหรับการตรวจสอบความถูกต้องจากการระบุเอกลักษณ์

$$W = \sqrt{\frac{\sum error^2}{n}} \quad (3-28)$$

$$error = |P_{loss(experiment)} - P_{loss(computation)}| \quad (3-29)$$

โดยที่  $error$  คือ ผลต่างของค่ากำลังงานสูญเสียจากการทดสอบกับค่ากำลังงานสูญเสียจากการคำนวณ

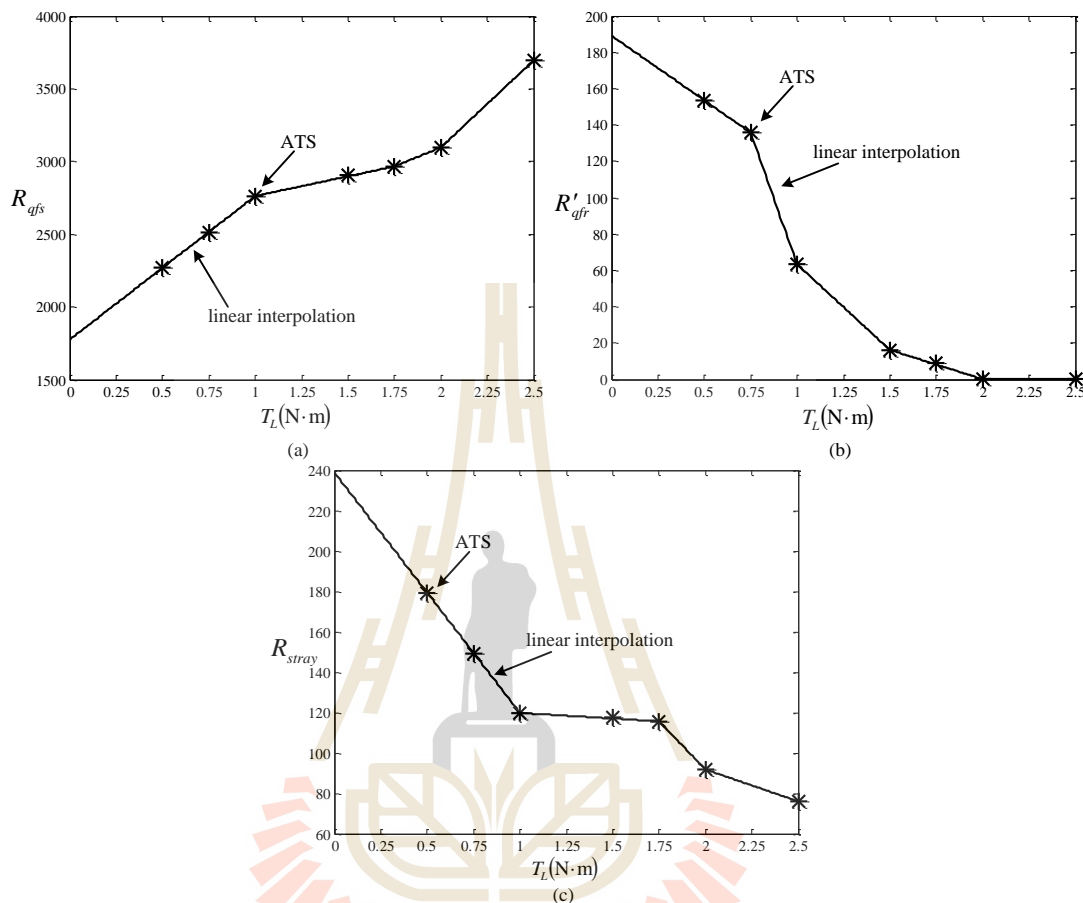
$n$  คือ จำนวนจุดข้อมูลทั้งหมด



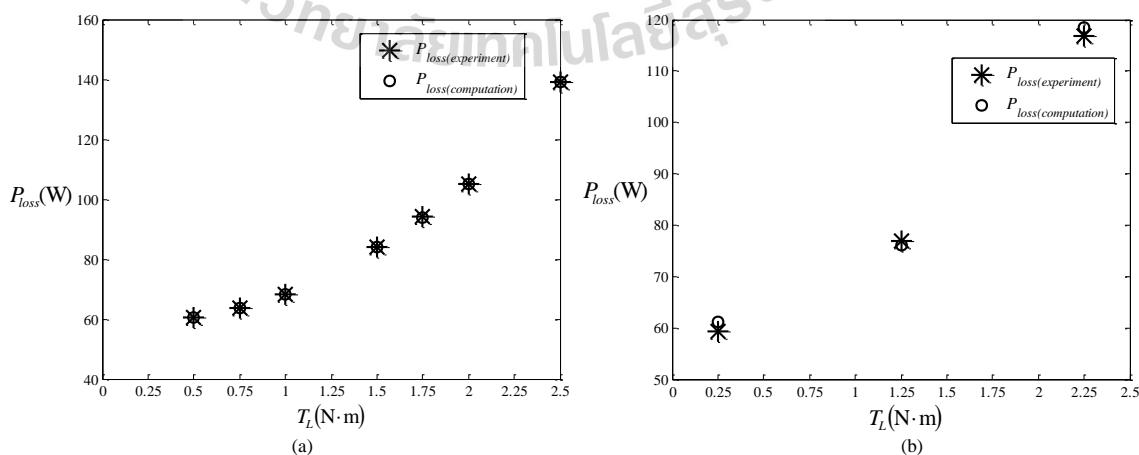
รูปที่ 3.10 แผนภาพการดำเนินการทดสอบมอเตอร์ และการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS

การค้นหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียรวมด้วยวิธี ATS จากชุดข้อมูลทั้ง 7 ชุด ได้ทำการค้นหาพารามิเตอร์แยกกันทีละชุดข้อมูล โดยแต่ละชุดข้อมูลทำการค้นหา 5 ครั้งแล้วนำไปหาค่าเฉลี่ย จึงได้ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของแต่ละแรงบิดออกมา จากผลการค้นหาสามารถแบ่งช่วงเพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์ทั้งในจุดแรงบิดที่ทดสอบ และนอกเหนือจากจุดแรงบิดที่ทดสอบได้ โดยใช้วิธีการประมาณค่าแบบเชิงเส้น (Linear Interpolation) ในการหาสมการแทนความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและพารามิเตอร์ในแต่ละช่วงแรงบิดที่ต้องการ จึงแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลการค้นหาด้วยวิธี ATS และผลจากวิธีการประมาณค่าแบบเชิงเส้นได้ดังรูปที่ 3.11 จากสมการแทนความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและพารามิเตอร์นั้น เมื่อกำหนดหาค่าพารามิเตอร์ของชุดข้อมูลแรงบิดทั้ง 2 ส่วน และนำไปคำนวณค่ากำลังงานสูญเสียเพื่อเปรียบเทียบกับค่ากำลังงานสูญเสียที่ได้จากการทดสอบ แสดงผลการเปรียบเทียบได้ดังรูปที่ 3.12

ซึ่งจะเห็นว่าค่ากำลังงานสูญเสียทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกันมากทั้งชุดข้อมูลแรงบิดที่ใช้ระบุเอกลักษณ์ และใช้ตรวจสอบ จึงพบว่าค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากวิธีการประมาณค่าแบบเชิงเส้นมีความถูกต้อง



รูปที่ 3.11 กราฟเปรียบเทียบระหว่างผลการค้นหาพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วย ATS และผลจากการประมาณค่าแบบเชิงเส้น



รูปที่ 3.12 กราฟเปรียบเทียบระหว่างกำลังงานสูญเสียจากการทดสอบมอเตอร์และจากการคำนวณ (a) ชุดข้อมูลที่ใช้ระบุเอกลักษณ์ (b) ชุดข้อมูลที่ใช้สำหรับตรวจสอบ

### 3.4 สรุป

ในบทนี้นำเสนอการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีการพิจารณากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เข้าไปในแบบจำลอง รวมถึงยังได้นำเสนอการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธีการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว ซึ่งเป็นอัลกอริทึมการค้นหาที่มีประสิทธิภาพวิธีหนึ่ง โดยจะพบว่า ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธี ATS เมื่อนำไปแทนลงในสมการกำลังงานสูญเสียแล้ว ค่ากำลังงานสูญเสียที่คำนวณได้มีค่าใกล้เคียงกับค่ากำลังงานสูญเสียที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์ ซึ่งผลที่ได้จากการหาค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสียด้วยวิธี ATS นี้ เป็นที่น่าพอใจอย่างยิ่ง โดยค่าพารามิเตอร์ที่ได้จะถูกนำไปใช้ในบทที่ 6 ต่อไป สำหรับคำนวณค่ากำลังงานสูญเสียเพื่อการประหยัดพลังงานในการขับเคลื่อน



## บทที่ 4

### การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

#### 4.1 บทนำ

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีอยู่ 2 วิธีหลัก ๆ คือ การควบคุมแบบสเกลาร์ (scalar control) หรือการควบคุมแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ และอีกวิธีคือการควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control) สำหรับการควบคุมแบบสเกลาร์นั้น มีการใช้งานอย่างแพร่หลายโดยมีแรงดัน กระแส และความถี่เป็นตัวแปรสำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ซึ่งมีข้อดีคือ ใช้งานได้ง่ายโดยไม่ต้องทราบข้อมูลพารามิเตอร์ภายในของมอเตอร์ แต่ข้อเสียของวิธีดังกล่าวคือ ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ซึ่งการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นสามารถทำได้ สำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้น มีด้วยกัน 2 ชนิด คือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงและทางอ้อม โดยงานวิจัยนี้ได้มุ่งเน้นเฉพาะการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เนื่องจากการควบคุมด้วยวิธีดังกล่าวไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศเหมือนกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง (Gaeid et al., 2009) ซึ่งมีความยุ่งยากในการติดตั้งและมีราคาแพง แต่การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะทำการประมาณค่าสลิปเพื่อใช้ในการควบคุม และในบทนี้ยังได้มีการออกแบบตัวควบคุมสำหรับการสร้างชุดควบคุมจริงต่อไป

#### 4.2 การควบคุมแบบเวกเตอร์

การควบคุมแบบเวกเตอร์ หรือการควบคุมแบบฟิลด์ออร์เรียนเต็ด (Field Oriented Control) เป็นวิธีควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่พัฒนามาจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่ โดยหลักการควบคุมจะเลียนแบบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น เนื่องจากต้องการให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง จึงนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไปเทียบเคียงกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยหลักการทำงานและการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น มีรายละเอียดดังนี้

การควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กจากชุดขดลวดสนาม ทำได้โดยควบคุมกระแสสนาม ( $i_f$ ) โดยในมอเตอร์เหนี่ยวนำ องค์ประกอบของสนามแม่เหล็กนี้ จะขึ้นอยู่กับขดลวดสเตเตอร์ที่ใช้สร้างสนามแม่เหล็กหลัก ส่วนการควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กจากชุดขดลวดอาร์เมเจอร์ คือ การควบคุมกระแสอาร์เมเจอร์ ( $i_a$ ) โดยองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กนี้เกิดขึ้นโดยรอบขดลวดโรเตอร์



มีทิศทางของสนามแม่เหล็กตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กหลัก

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง คือ ถ้าความเร็วรอบไม่เกินพิกัด จะให้กระแสสนามมีค่าคงที่ตามพิกัดของมอเตอร์ และเมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงความเร็วหรือแรงบิด ก็จะควบคุมที่กระแสอาร์เมเจอร์เป็นหลัก ถ้ามีการทำงานที่ความเร็วเกินพิกัดของมอเตอร์ จึงจะทำการลดกระแสสนามลง ส่วนกระแสอาร์เมเจอร์จะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับแรงบิดของโหลดที่ต้องการ และสมการแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นดังสมการที่ (4-1) ซึ่งฟลักซ์จะถูกควบคุมด้วยกระแสสนามและแรงบิดถูกควบคุมด้วยกระแสอาร์เมเจอร์ ซึ่งเป็นอิสระกับกระแสสนาม

$$T = k(i_f \times i_a) \quad (4-1)$$

จากหลักการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงข้างต้น การควบคุมแบบเวกเตอร์ได้เลียนแบบแนวคิดนี้ จึงต้องแปลงปริมาณสามเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้อยู่บนแกนดีคิว และวิธีการควบคุมแยกออกเป็นสองส่วน คือ

1) ส่วนที่เป็นองค์ประกอบของแกนดี ( $i_d$ ) ทำหน้าที่ควบคุมความเข้มของสนามแม่เหล็กบนแกนดี โดยปกติจะถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ยกเว้นมอเตอร์หมุนที่ความเร็วพิกัด

2) ส่วนที่เป็นองค์ประกอบของแกนคิว ( $i_q$ ) ทำหน้าที่เหมือนกับกระแสอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วและเพิ่มหรือลดโหลด ก็จะปรับที่กระแสบนแกนคิวโดยตรง

การแปลงแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้อยู่บนแกนดีคิว ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 ซึ่งจะนำความรู้และสมการที่ได้ในบทดังกล่าวไปใช้ในการวิเคราะห์การควบคุมแบบเวกเตอร์ และการออกแบบตัวควบคุมต่อไป ดังนั้นจึงขอแนะนำสมการที่จำเป็นต้องใช้จากบทที่ 3 มาแสดงไว้ในบทที่ 4 ดังต่อไปนี้

สมการแรงดันทั้งฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์บนแกนดีคิว แสดงได้ดังสมการที่ (4-2) ถึง (4-5)

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

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

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

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

สมการฟลักซ์เชื่อมโยงบนแกนดีคว แสดงได้ดังสมการที่ (4-6) ถึง (4-9)

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

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

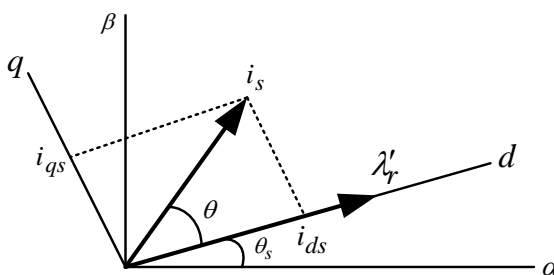
$$\lambda'_{dr} = L_m i_{ds} + (L'_{lr} + L_m)i'_{dr} \quad (4-8)$$

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

และสมการแรงบิดของมอเตอร์บนแกนดีคว ดังสมการที่ (4-10)

$$\begin{aligned} T_e &= \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)L_m (i_{qs}i'_{dr} - i_{ds}i'_{qr}) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)(\lambda'_{qr}i'_{dr} - \lambda'_{dr}i'_{qr}) \\ &= \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)(\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \end{aligned} \quad (4-10)$$

จากแนวคิดการควบคุมของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง จะได้การควบคุมแบบเวกเตอร์ คือ กระแสสนามแม่เหล็กที่ขดลวดสเตเตอร์ ( $i_d$ ) ของมอเตอร์นี้จะเปรียบได้กับกระแสของขดลวดสนามในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยเลือกแกนหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส จะทำให้แกนดีซิดกับแกนของฟลักซ์เชื่อมโยงของโรเตอร์ ( $\lambda'_r$ ) และองค์ประกอบฟลักซ์เชื่อมโยงของโรเตอร์บนแกนคว ( $\lambda'_{qr}$ ) จะมีค่าเป็นศูนย์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นหลักการของการควบคุมแบบเวกเตอร์



รูปที่ 4.1 ค่าฟลักซ์ของโรเตอร์เมื่อใช้หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์

จากสมการที่ (4-9) เมื่อ  $\lambda'_{qr}$  เท่ากับศูนย์ จะได้สมการกระแสโรเตอร์บนแกนคว ดังสมการที่ (4-11) ดังนี้

$$\begin{aligned}\lambda'_{qr} &= L_m i_{qs} + (L'_{lr} + L_m) i'_{qr} = 0 \\ i'_{qr} &= -\frac{L_m}{L'_r} i_{qs}\end{aligned}\quad (4-11)$$

และเมื่อพิจารณาสมการแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สมการที่ (4-10) โดยที่ค่า  $\lambda'_{qr}$  เท่ากับศูนย์ และแทนสมการที่ (4-11) จะได้สมการแรงบิดใหม่ ดังสมการที่ (4-12) จากสมการนั้น จะเห็นว่าแรงบิดสามารถควบคุมได้โดยการปรับกระแสสเตเตอร์บนแกนคิก

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L'_r} \lambda'_{dr} i_{qs} \quad (4-12)$$

เมื่อ  $\lambda'_{qr}$  เท่ากับศูนย์แล้ว ดังนั้น  $\frac{d}{dt} \lambda'_{qr}$  จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย สมการแรงดันทางฝั่ง โรเตอร์บนแกนคิก จึงเป็นดังสมการที่ (4-13)

$$v'_{qr} = 0 = R'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} \quad (4-13)$$

จากสมการที่ (4-13) จะสามารถคำนวณความเร็วสลลิปได้จากสมการที่ (4-14)

$$\omega_{sl} = \omega - \omega_r = -\frac{R'_r i'_{qr}}{\lambda'_{dr}} \quad (4-14)$$

ถ้า  $\lambda'_{dr}$  คงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงแล้ว  $\frac{d}{dt} \lambda'_{dr}$  ก็จะเท่ากับศูนย์ด้วยเช่นกัน และ  $\lambda'_{qr}$  ก็มีค่าตามเงื่อนไขของการควบคุมแบบเวกเตอร์แล้ว เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4-4) จะทำให้ค่ากระแส โรเตอร์บนแกนคิกเป็นศูนย์ ดังนั้นเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4-8) จะได้สมการฟลักซ์เชื่อมโยงของ โรเตอร์บนแกนคิก ดังสมการที่ (4-15)

$$\lambda'_{dr} = L_m i_{ds} \quad (4-15)$$

นำสมการที่ (4-11) และ (4-15) แทนลงในสมการที่ (4-14) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว สลลิปและอัตราส่วนของกระแสสเตเตอร์บนแกนคิก ดังสมการที่ (4-16)

$$\omega_{sl} = \omega - \omega_r = \frac{R'_r i_{qs}}{L'_r i_{ds}} = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \quad (4-16)$$

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

นำสมการที่ (4-15) แทนลงในสมการที่ (4-12) สมการแรงบิดจะมีรูปแบบดังสมการที่ (4-17) ซึ่งมีลักษณะสมการเหมือนกับสมการแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง จึงแสดงให้เห็นว่าการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์ ใช้หลักการเดียวกันกับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นได้กำหนดแกนหมุนไว้ที่ความเร็วเชิงโรตัส จะทำให้การควบคุมฟลักซ์อยู่บนแกนดีเท่านั้น และการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์อยู่บนแกนคิว

$$T_e = k_T i_{ds} i_{qs} \quad (4-17)$$

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

### 4.3 การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

การควบคุมแบบเวกเตอร์มีหลักการสำคัญของการควบคุม คือ สามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้ ซึ่งการควบคุมนี้แบ่งออกเป็นสองชนิด คือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงที่มีความยุ่งยาก ซับซ้อนมาก การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งในการควบคุม ซึ่งไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศ แต่ใช้สมการที่ (4-16) และ (4-17) เป็นโครงสร้างสำหรับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยการควบคุมนี้จะควบคุมแรงบิดด้วย  $i_{qs}$  และควบคุมฟลักซ์โรเตอร์ด้วย  $i_{ds}$  แต่เนื่องจากการทำงานของกระแส  $i_{qs}$  และ  $i_{ds}$  จะเปลี่ยนแปลงตามค่าที่กำหนด ( $i_{qs}^*, i_{ds}^*$ ) อย่างรวดเร็ว ดังนั้นสมการคำนวณสลลิปสมการที่ (4-16) สามารถคำนวณได้โดยตรงจากค่าที่กำหนด ดังสมการที่ (4-18)

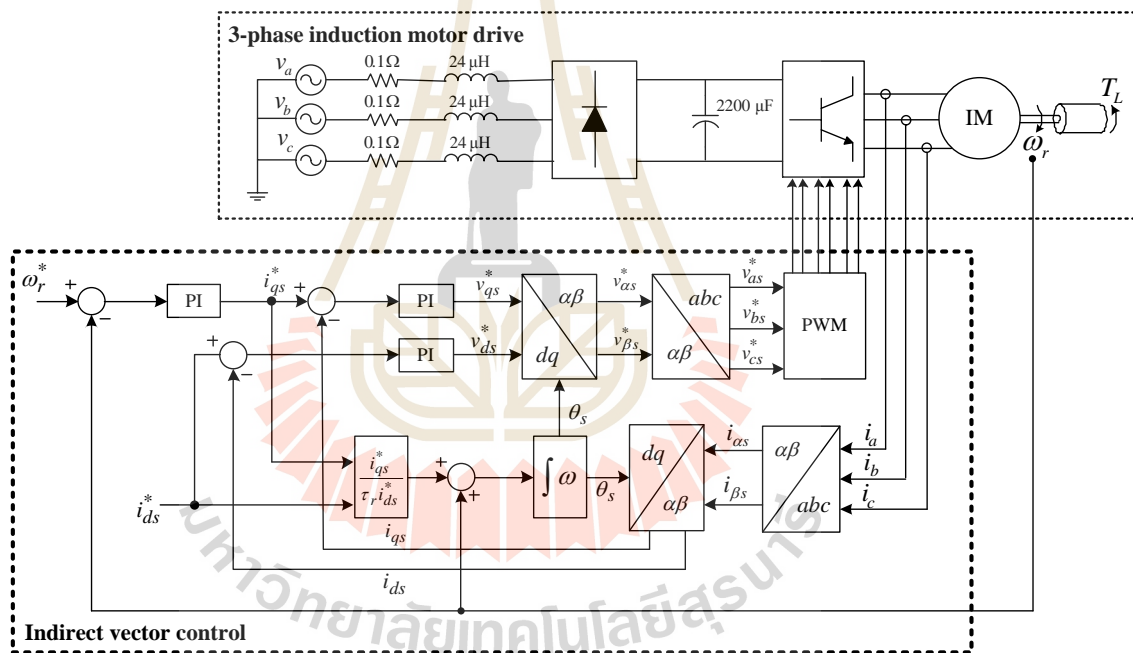
$$\omega_{sl} = \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \quad (4-18)$$

การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้มุมในการหมุนที่ความเร็วเชิงโรตัส ( $\theta_s$ ) ซึ่งเป็นสิ่งที่สำคัญของการควบคุมนี้ เนื่องจากต้องใช้มุมดังกล่าวสำหรับแปลงแกนเอบีซีเป็นดีคิว และการแปลงกลับแกนดีคิวเป็นเอบีซีเช่นเดิม ในการคำนวณมุมของการหมุนที่ความเร็วเชิงโรตัสสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-19) ซึ่งการคำนวณใช้ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์สามารถวัดได้จากเซ็นโคดเดอร์ และความเร็วเชิงมุมของสลลิปได้จากการประมาณตามสมการที่ (4-16) จากสมการ

ดังกล่าวจะเห็นว่ามีการใช้ค่าพารามิเตอร์  $R'_r$  และ  $L'_r$  ในการคำนวณ จึงทำให้เห็นว่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญอย่างมากสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยถ้าค่าพารามิเตอร์มีความถูกต้องจะทำให้มุมที่ได้จากการคำนวณมีความถูกต้องด้วย ส่งผลให้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมนี้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

$$\theta_s = \int \omega dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int \left( \omega_r + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \right) dt \quad (4-19)$$

โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 มีตัวควบคุมอยู่ด้วยกันสามชุด คือ ตัวควบคุมลูปควบคุมความเร็วหนึ่งชุด และตัวควบคุมลูปควบคุมกระแสสองชุด



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

โดยลูปควบคุมความเร็วจะกำหนดความเร็วรอบของมอเตอร์ในรูปของความเร็วเชิงมุมตามที่ต้องการ ( $\omega_r^*$ ) ลบกับค่าความเร็วเชิงมุมที่วัดได้ ( $\omega_r$ ) ซึ่งจะได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอ จากตัวควบคุมพีไอของลูปความเร็วจะได้ค่ากระแส  $i_{qs}^*$  เพื่อใช้ในการคำนวณในลูปกระแสต่อไป ซึ่งส่วนของลูปกระแสนั้นจะมีการควบคุมอยู่บนแกนดีและแกนคว โดยจะมีค่ากระแส  $i_{abc}$  ที่ถูกส่งกลับมานั้นแปลงจากปริมาณสามเฟสเป็นปริมาณสองเฟส ซึ่งในการแปลงเพื่อให้ได้ปริมาณสองเฟสนั้นต้องใช้มุมในการหมุน  $\theta_s$  ที่คำนวณได้จากสมการที่ (4-19) จึงได้

กระแส  $i_{ds}$  และ  $i_{qs}$  สำหรับการควบคุมกระแสทั้งสองแกน การควบคุมกระแสบนแกนคิวจะหาค่าผลต่างระหว่างค่ากระแส  $i_{qs}^*$  ที่ได้จากกฎควบคุมความเร็วรอบกับกระแส  $i_{ds}$  จึงได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอบนแกนคิว เอาต์พุตของตัวควบคุมพีไอนี้คือ แรงดัน  $v_{qs}^*$  ส่วนการควบคุมกระแสบนแกนดีจะกำหนดค่ากระแส  $i_{ds}^*$  เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง โดยทั่วไปจะกำหนดที่ค่าพิคัดของฟลักซ์ การควบคุมก็จะนำผลต่างระหว่าง  $i_{ds}^*$  กับ  $i_{ds}$  ส่งไปยังตัวควบคุมพีไอของกระแสบนแกนดี จะได้ค่าแรงดัน  $v_{ds}^*$  เป็นเอาต์พุต ดังนั้นจากค่าแรงดันทั้ง  $v_{ds}^*$  และ  $v_{qs}^*$  จะถูกแปลงกลับจากปริมาณสองเฟสไปเป็นปริมาณสามเฟส คือ  $v_{abc}^*$  ซึ่งต่อมาสัญญาณแรงดันทั้งสามเฟสจะไปเป็นสัญญาณควบคุมในวงจร PWM ทำให้ได้สัญญาณพัลส์เพื่อเป็นตัวสวิทซ์การทำงานของ IGBT ทั้ง 6 ตัวของอินเวอร์เตอร์สามเฟส สำหรับใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อไป

#### 4.4 การออกแบบตัวควบคุม

การออกแบบตัวควบคุมที่ใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม สำหรับทั้งลูกระแสสเตเตอร์บนแกนดีคิว และความเร็วรอบของมอเตอร์ จะทำการหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function :  $T(s)$ ) ของระบบที่พิจารณา และการออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_p$  และ  $K_i$  ของตัวควบคุมแบบพีไอ จะใช้วิธีการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะ (characteristic polynomial) ของฟังก์ชันถ่ายโอน  $T(s)$  กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของฟังก์ชันถ่ายโอนอันดับสองมาตรฐาน ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4-20)

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-20)$$

เมื่อ  $\zeta$  คือ อัตราส่วนการหน่วง (damping ratio)

$\omega_n$  คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency)

การออกแบบตัวควบคุมต่าง ๆ สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

-การออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบ

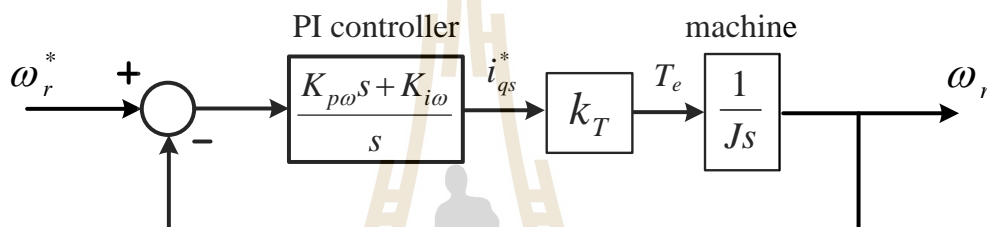
การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำถูกกำหนดให้อยู่บนแกนคิว เนื่องจากการควบคุมแบบเวกเตอร์สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรงด้วยกระแส  $i_{qs}$  อีกทั้งแรงบิดและความเร็วมีความสัมพันธ์กันดังสมการที่ (4-21)

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_r + B\omega_r \quad (4-21)$$

จากสมการที่ (4-21) เขียนให้อยู่ในรูปของโดเมน-เอส ได้ดังสมการที่ (4-22)

$$T_e(s) - T_L(s) = sJ\omega_r(s) + B\omega_r(s) \quad (4-22)$$

ดังนั้น โครงสร้างตัวควบคุมความเร็วของมอเตอร์จึงมาจากสมการแรงบิดที่ (4-17) และสมการที่ (4-21) โดยพิจารณาให้ค่าแรงบิดโหลด ( $T_L$ ) มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นการออกแบบในสถานะไม่มีการรบกวน และค่าความฝืดที่เกิดจากแรงเสียดทานของมอเตอร์ ( $B$ ) มีค่าน้อยมาก จึงได้โครงสร้างของการออกแบบลูปความเร็วรอบ ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของตัวควบคุมความเร็วรอบ

จากรูปที่ 4.3 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดสำหรับการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบได้ดังสมการที่ (4-23)

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{(k_T K_{p\omega} s + k_T K_{i\omega})/J}{s^2 + \left(\frac{k_T K_{p\omega}}{J}\right)s + \frac{k_T K_{i\omega}}{J}} \quad (4-23)$$

การออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบดำเนินการโดยนำสมการที่ (4-23) ไปเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์ตัวหารกับสมการที่ (4-20) จะได้สมการสำหรับการคำนวณค่าพารามิเตอร์  $K_{p\omega}$  และ  $K_{i\omega}$  ดังสมการที่ (4-24) และ (4-25) ดังนี้

$$K_{p\omega} = 2\zeta J\omega_n/k_T \quad (4-24)$$

$$K_{i\omega} = J\omega_n^2/k_T \quad (4-25)$$

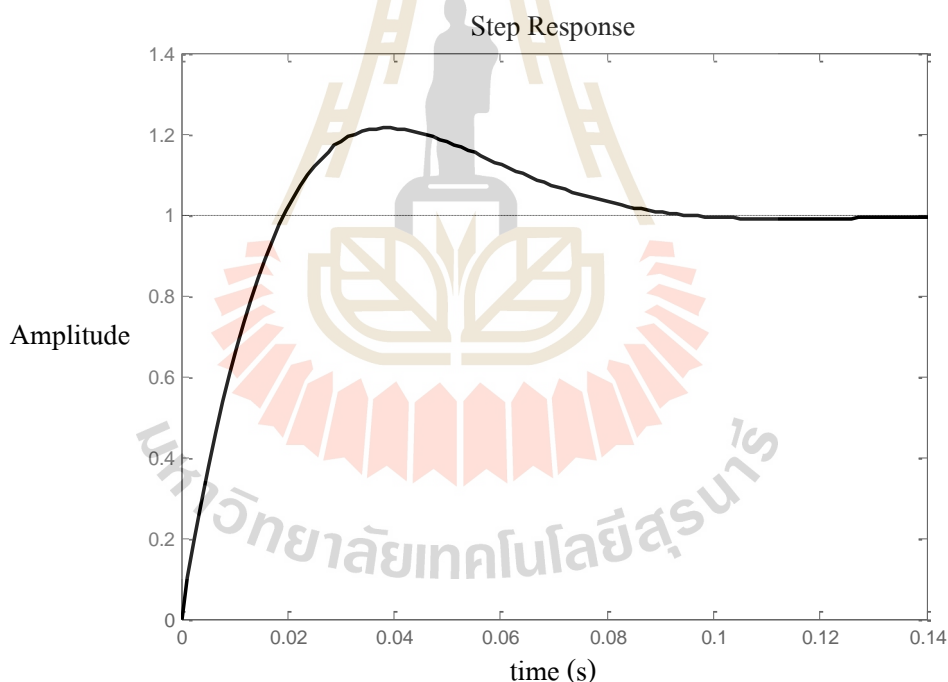
โดยค่า  $\zeta$  และ  $\omega_n$  ของการออกแบบตัวควบคุมความเร็ว สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-26) และ (4-27) ซึ่งข้อกำหนดในการออกแบบนั้นผู้วิจัยต้องการให้ระบบวงปิดของลูปความเร็ว

รอบ มีผลตอบสนองต่ออินพุตแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย คือ การพุ่งเกิน (P.O.) เท่ากับ 5% และมีช่วงเวลาเข้าที่ ( $T_s$ ) เท่ากับ 0.1 s

$$\text{P.O.} = 100e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (4-26)$$

$$\omega_n = \frac{4}{\zeta T_s} \quad (4-27)$$

จากข้อกำหนดดังกล่าวข้างต้น เมื่อแทนลงในสมการที่ (4-26) และ (4-27) จะได้ว่า  $\zeta$  เท่ากับ 0.69 และ  $\omega_n$  เท่ากับ 57.971 rad/s ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลู่วิ่งความเร็ว คือ  $K_{p\omega} = 0.2163$  และ  $K_{i\omega} = 9.0856$  ต่อมานำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอนี้ ทำการทดสอบฟังก์ชันหนึ่งหน่วย ผลตอบสนองแสดงได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองหนึ่งหน่วยของลู่วิ่งความเร็วรอบ

-การออกแบบตัวควบคุมกระแสสแตเตอร์บนแกนดีคิว

เนื่องจากตัวควบคุมกระแสบนแกนดีคิวจะเหมือนกับแกนคิว จึงใช้ตัวควบคุมเดียวกันได้ โดยจากสมการพลวัตของมอเตอร์เหนี่ยวนำในบทที่ 2 เมื่อพิจารณาการควบคุมแบบเวกเตอร์  $\lambda'_{qr} = 0$  ดังนั้นจะได้สมการแรงดันสแตเตอร์บนแกนดีคิว ดังสมการที่ (4-28) และ (4-29)



$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} - \omega \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} \lambda'_{dr} \quad (4-28)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega \sigma L_s i_{ds} + \omega \frac{L_m}{L_r'} \lambda'_{dr} \quad (4-29)$$

จากสมการที่ (4-28) และ (4-29) สมการสองพจน์สุดท้าย คือ การชดเชยแรงดัน ซึ่งในการออกแบบนี้ยังไม่พิจารณา (Espina et al., 2009) ดังนั้นสมการแรงดันสเตเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบจะเป็นดังสมการที่ (4-30) และ (4-31)

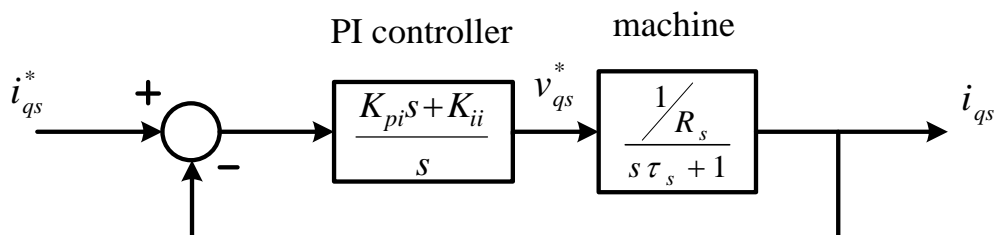
$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} \quad (4-30)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} \quad (4-31)$$

จากสมการที่ (4-31) ทำการแปลงลาปลาซ และจัดให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน  $T(s)$  ได้ดังสมการที่ (4-32) เมื่อ  $\tau_s = \sigma L_s / R_s$

$$\frac{i_{qs}(s)}{v_{qs}(s)} = \frac{1/R_s}{s\tau_s + 1} \quad (4-32)$$

โครงสร้างของตัวควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนคิวเมื่อไม่พิจารณาค่าหน่วยเวลาของอินเวอร์เตอร์และวงจรกรอง เนื่องจากมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าคงที่ทางเวลาของขดลวดฝั่งสเตเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งมีการทำงานที่ไว ดังนั้นโครงสร้างดังกล่าวจึงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 การออกแบบตัวควบคุมจะใช้พารามิเตอร์ของมอเตอร์ตามบทที่ 2 ส่วนค่า  $\zeta$  ของการออกแบบในงานวิจัย ใช้ค่าเดียวกันกับการออกแบบในรูปความเร็วรอบ เท่ากับ 0.69 และ  $\omega_n$  เท่ากับ 579.71 rad/s



รูปที่ 4.5 โครงสร้างของตัวควบคุมกระแสสเตเตอร์บนแกนคิว

จากรูปที่ 4.5 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดสำหรับการออกแบบตัวควบคุม กระแสได้ดังสมการที่ (4-33)

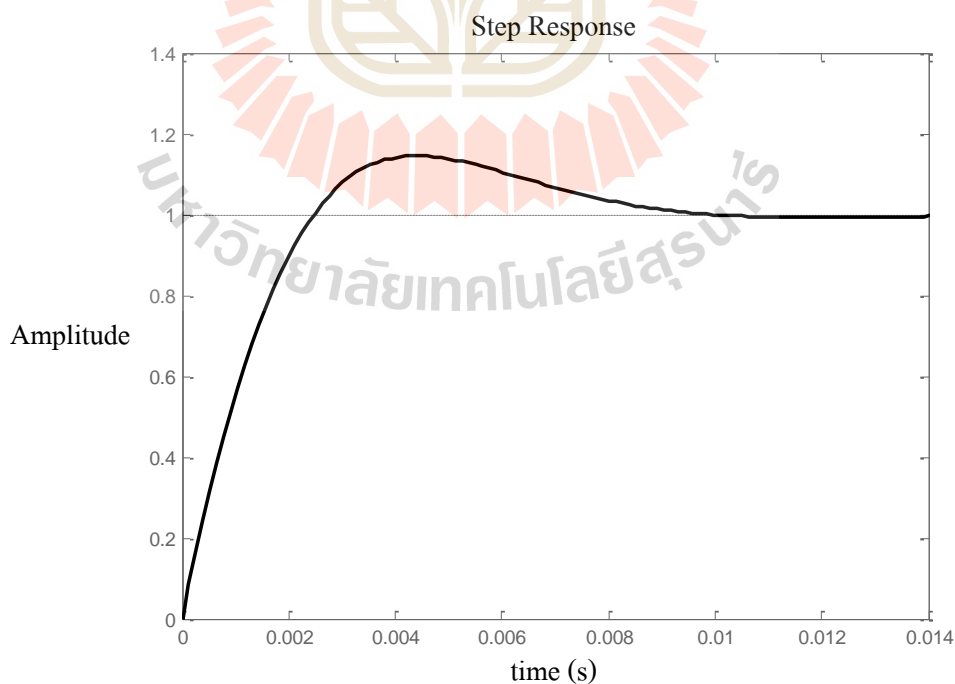
$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(K_{pi}s + K_{ii})/R_s\tau_s}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pi}}{R_s\tau_s}\right)s + \frac{K_{ii}}{R_s\tau_s}} \quad (4-33)$$

เมื่อนำสมการที่ (4-33) ไปเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์ตัวหารกับสมการที่ (4-20) จะได้สมการ สำหรับการคำนวณค่าพารามิเตอร์  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  ดังสมการที่ (4-34) และ (4-35) ดังนี้

$$K_{pi} = 2\zeta R_s\tau_s\omega_n - R_s \quad (4-34)$$

$$K_{ii} = R_s\tau_s\omega_n^2 \quad (4-35)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ลงในสมการที่ (4-34) และ (4-35) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลูปควบคุมกระแส คือ  $K_{pi} = 107.7321$  และ  $K_{ii} = 55813.406$  ทำการทดสอบ ฟังก์ชันหนึ่งหน่วย ผลตอบสนองแสดงได้ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองหนึ่งหน่วยของลูปควบคุมกระแส

#### 4.5 สรุป

การควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่นำเสนอในบทนี้ ใช้หลักการของวิธีควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ่น โดยแปลงปริมาณของกระแสสามเฟสให้อยู่ในปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส จึงทำให้การควบคุมฟลักซ์ขึ้นอยู่กับกระแสเตเตอร์บนแกนดี และการควบคุมแรงบิดจะขึ้นอยู่กับกระแสเตเตอร์บนแกนคิว จึงสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ซึ่งตรงส่วนนี้ดีกว่าวิธีสเกลาร์ที่ไม่สามารถทำได้ และส่วนที่วิธีการนี้ดีกว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง คือ ไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่มีความยุ่งยาก แต่ใช้การประมาณค่าสลิปแทน โดยการประมาณค่านั้นต้องพึ่งพาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่มีความถูกต้อง แต่นอกจากการประมาณค่าแล้ว การออกแบบก็จำเป็นต้องรู้ข้อมูลพารามิเตอร์เช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงเห็นว่าความถูกต้องของพารามิเตอร์ส่งผลต่อการควบคุมมอเตอร์



## บทที่ 5

# โครงสร้างฮาร์ดแวร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

### 5.1 บทนำ

ระบบที่ใช้สำหรับการขับเคลื่อนและควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในงานวิจัยนี้ ประกอบด้วยสองส่วนหลัก คือ ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และชุดสำหรับควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โปรแกรมโดยใช้บอร์ด DSP eZdsp™ F28335 ซึ่งเมื่อพิจารณาที่พอร์ตการใช้งาน และฟังก์ชันต่าง ๆ พบว่ามีความเหมาะสมต่อการนำมาใช้ในการประมวลผล ในบทนี้จะนำเสนอรายละเอียดของโครงสร้างฮาร์ดแวร์ รวมถึงผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบวิธีดั้งเดิม เพื่อใช้สำหรับเปรียบเทียบกับผลการทดสอบที่มีอัลกอริทึมการประหยัดพลังงาน ซึ่งจะนำเสนอในบทถัดไป

### 5.2 โครงสร้างระบบสำหรับงานวิจัย

แผนภาพระบบสำหรับงานวิจัยนี้ แสดงได้ดังรูปที่ 5.1 ประกอบด้วยชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส และชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งโปรแกรมโดยใช้บอร์ด DSP eZdsp™ F28335 ในส่วนของรายละเอียดเกี่ยวกับลักษณะเฉพาะ หรือการทดสอบแต่ละองค์ประกอบย่อย สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในอดีต (ภักดี สวัสดิ์รัตน์, 2556)

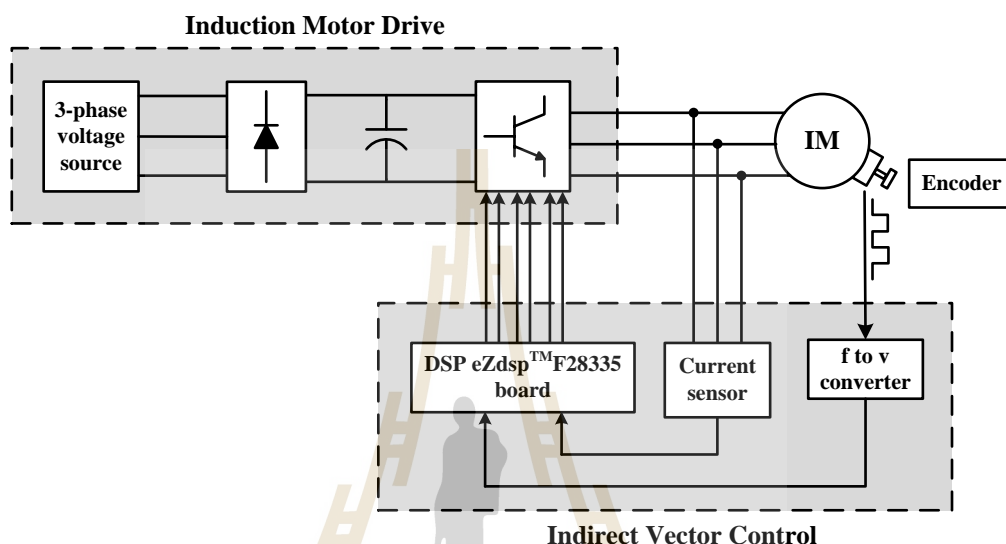
- ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสต่อกับวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง และต่อด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ ที่แปลงผันแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแส ไปเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถควบคุมความถี่ได้ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะรับสัญญาณพัลส์จากชุดควบคุมความเร็วรอบ เพื่อเป็นสัญญาณจุดชนวนการทำงาน IGBT ของอินเวอร์เตอร์เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อไป

- ชุดควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

ชุดควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะรับค่าที่วัดได้จากมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อใช้ในการคำนวณต่าง ๆ คือ กระแสสามเฟสและความเร็วรอบ จึงต้องใช้ตัว

ตรวจวัดกระแส (current sensor) และเซ็นโคดเดอร์วัดความเร็ว (encoder) ต่อมาทั้งค่ากระแสสามเฟสและความเร็วรอบที่วัดได้นั้นจะถูกส่งเข้าไปในบอร์ด DSP eZdsp™ F28335 เพื่อคำนวณตามหลักการของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม แล้วจึงส่งสัญญาณพัลส์ออกไปให้กับอินเวอร์เตอร์ในชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

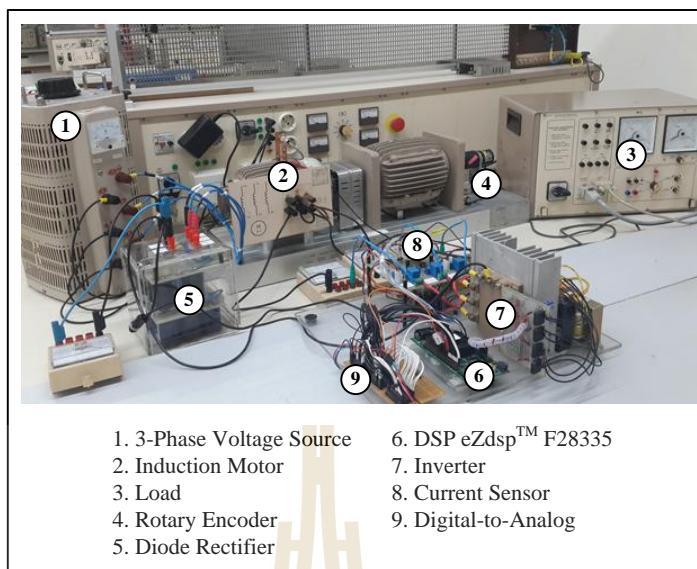


รูปที่ 5.1 แผนภาพระบบสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์

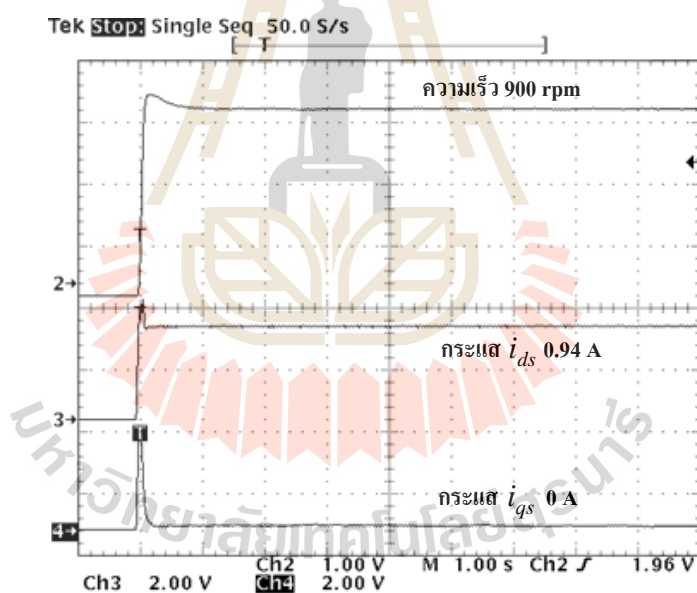
### 5.3 ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบวิธีดั้งเดิม

การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์ทางอ้อม แสดงได้ดังรูปที่ 5.2 โดยการทดสอบด้วยวิธีดั้งเดิมมีหลักการควบคุม คือ ค่ากระแส  $i_{ds}$  ที่ทำหน้าที่ควบคุมฟลักซ์ จะกำหนดให้มีค่าคงที่ ที่พิคคของมอเตอร์ คือ 0.94 A ส่วนค่าแรงบิดไหลดสำหรับการทดสอบอยู่ในช่วง 0.1-2.5 N · m และความเร็วรอบสำหรับการทดสอบที่แรงบิดต่าง ๆ คือ 300 600 900 1200 และ 1390 rpm ในการทดสอบจะวัดค่ากระแส  $i_{ds}$  ที่ถูกกำหนดเข้าไป แรงดันและกระแสต่อเฟส และตัวประกอบกำลัง ซึ่งจะใช้ในการคำนวณกำลังงานอินพุตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ตามสมการที่ (5-1) โดยข้อมูลผลการทดสอบด้วยวิธีดั้งเดิมนี้อาจแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 และยกตัวอย่างกราฟผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์ ดังรูปที่ 5.3 ผลการคำนวณด้วยวิธีดั้งเดิมนี้อาจนำไปใช้สำหรับเปรียบเทียบกับผลการทดสอบที่มีอัลกอริทึมการประหยัดพลังงาน ซึ่งจะนำเสนอในบทถัดไป

$$P_{in} = 3v_{\phi} i_{\phi} \cos \theta \quad (5-1)$$



รูปที่ 5.2 ชุดขับเคลื่อนและควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



รูปที่ 5.3 ผลการตอบสนองของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมตอนเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์

จากรูปที่ 5.3 เส้นกราฟบนสุดแสดงความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อมอเตอร์เริ่มเดินเครื่อง จากความเร็ว 0 rpm ไปยังความเร็ว 900 rpm และคงที่ที่ค่าดังกล่าว ซึ่งเป็นค่าที่กำหนดไว้ เส้นกราฟ ต่อมาแสดงค่ากระแส  $i_{ds}$  พบว่าเข้าสู่ค่าพิกัดตามที่กำหนด คือ 0.94 A และเส้นกราฟสุดท้ายแสดง ค่ากระแส  $i_{qs}$  โดยตอนเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์จะมีค่ามาก เนื่องจากมอเตอร์ต้องการแรงบิดตอนเริ่ม เดินเครื่องที่สูง และเมื่อความเร็วมอเตอร์คงที่ กระแสนี้จะมีค่าเป็น 0 A เนื่องจากยังไม่มีภาระรับภาระ จากโหลด

ตารางที่ 5.1 ผลการทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบวิธีดั้งเดิม

$T_L$ (N·m)	$N$ (rpm)	$i_{ds}$ (A)	$v_\phi$ (V <sub>rms</sub> )	$i_\phi$ (A <sub>rms</sub> )	pf	$P_{in}$ (W)
0.1	300	0.94	83.83	0.893	0.37	83.095
	600		138.00	0.914	0.26	98.383
	900		181.80	0.926	0.22	111.109
	1200		204.87	0.771	0.21	99.512
	1390		202.13	0.541	0.20	65.611
0.5	300		88.03	0.892	0.41	96.583
	600		140.37	0.908	0.33	126.181
	900		183.30	0.919	0.29	146.554
	1200		205.87	0.796	0.32	157.318
	1390		203.63	0.625	0.38	145.086
1.0	300		93.63	0.906	0.46	117.064
	600		143.60	0.910	0.41	160.731
	900		185.63	0.925	0.38	195.747
	1200		205.50	0.804	0.46	228.006
	1390		205.17	0.762	0.52	243.890
1.5	300		98.43	0.934	0.50	137.900
	600		148.20	0.949	0.46	194.086
	900		184.70	0.928	0.49	251.960
	1200		205.07	0.834	0.55	282.197
	1390		204.37	0.856	0.64	335.886
2.0	300	105.07	1.002	0.54	170.554	
	600	152.77	1.015	0.54	251.200	
	900	182.63	0.956	0.58	303.794	
	1200	204.23	0.906	0.67	371.915	
	1390	199.13	0.953	0.69	392.826	
2.5	300	112.10	1.084	0.57	207.793	
	600	156.07	1.087	0.58	295.188	
	900	186.17	1.037	0.63	364.880	
	1200	194.13	1.063	0.72	445.738	

#### 5.4 สรุป

ในบทนี้แนะนำเสนอเกี่ยวกับโครงสร้างฮาร์ดแวร์สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยแสดงให้เห็นว่าระบบสำหรับงานวิจัยนี้ที่ประกอบด้วย ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ และชุดสำหรับการควบคุมความเร็วรอบ รวมทั้งใช้บอร์ด DSP eZdsp™ F28335 คำนวณค่าและสร้างสัญญาณจุดชนวนให้ IGBT มีความสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ที่สถานะต่าง ๆ ได้ ดูได้จากกราฟการทดสอบข้างต้น ระบบฮาร์ดแวร์ดังกล่าวสามารถควบคุมความเร็วรอบได้ตามที่ต้องการ และในส่วนของ การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับประหยัดพลังงาน จะนำเสนอในบทถัดไป





## บทที่ 6

### วิธีการประหยัดพลังงานและผลการทดสอบ

#### 6.1 บทนำ

วัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้ คือ การประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในบทนี้จึงได้นำเสนอ วิธีการประหยัดพลังงาน โดยการคำนวณค่ากระแสเตเตอร์บนแกนคี่ที่เหมาะสมค่าหนึ่งตามสภาวะการทำงานของมอเตอร์ ที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุด นอกจากนี้ยังได้นำเสนอผลการทดสอบการควบคุมความเร็วมอเตอร์ที่มีวิธีการประหยัดพลังงาน และการเปรียบเทียบผลการทดสอบดังกล่าวกับการทดสอบด้วยวิธีดั้งเดิม เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการนี้สามารถประหยัดพลังงานได้

#### 6.2 วิธีหาค่าเหมาะที่สุดสำหรับการประหยัดพลังงาน

การประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะควบคุมและคำนวณค่า  $i_{ds}$  ที่ทำให้กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งวิธีหาค่า  $i_{ds}$  ที่เหมาะที่สุดสำหรับการประหยัดพลังงาน อาศัยการหาอนุพันธ์ของสมการกำลังงานสูญเสียรวม สมการที่ (3-26) นำเสนอไว้ในบทที่ 3 เทียบกับ  $i_{ds}$  เท่ากับศูนย์ แสดงได้ดังสมการที่ (6-1) โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอเตอร์ในสมการดังกล่าว ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 2 ส่วนค่าพารามิเตอร์ของสมการกำลังงานสูญเสีย ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3

$$\frac{dP_{total}}{di_{ds}} = \frac{d}{di_{ds}} \left[ R_d i_{ds}^2 + R_q \left( \frac{T_e}{K_t i_{ds}} \right)^2 - \frac{R_{dq} T_e}{K_t} \right] = 0 \quad (6-1)$$

จากสมการที่ (6-1) ได้ผลการอนุพันธ์ดังสมการที่ (6-2)

$$A i_{ds}^4 + E = 0 \quad (6-2)$$

โดยที่  $A = 2R_d$  และ  $E = -2R_q T_e^2 / k_T^2$

สมการที่ (6-2) สามารถแก้สมการเพื่อหาค่า  $i_{ds}$  ได้ดังสมการที่ (6-3)

$$i_{ds} = \sqrt[4]{\frac{-E}{A}} \quad (6-3)$$

สุดท้ายจะได้ผลเฉลยค่า  $i_{ds}$  ที่ทำให้เกิดการประหยัดพลังงานทั้งหมด 4 ค่า จากค่ากระแสทั้ง 4 มีเพียงค่าเดียวที่จะนำไปใช้ โดยเกณฑ์การเลือกคำตอบที่เหมาะสม คือ ค่ากระแสไม่ติดลบ ไม่มีค่าเป็นศูนย์ และไม่เกินค่าพิกัด หลังจากเลือกค่า  $i_{ds}$  และนำค่าที่ได้แทนลงในสมการที่ (6-2) ถ้าค่า  $i_{ds}$  ที่แทนลงไปทำให้สมการดังกล่าวเป็นจริง จึงสรุปได้ว่า  $i_{ds}$  นั้นทำให้กำลังงานสูญเสียมีค่าน้อยที่สุด

### 6.3 ผลการทดสอบ

การทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับประหยัดพลังงาน จะทดสอบที่ค่าแรงบิดและความเร็วรอบเดียวกันกับการทดสอบแบบวิธีดั้งเดิมในบทที่ 5 แต่ค่ากระแส  $i_{ds}$  ของการทดสอบสำหรับประหยัดพลังงานจะไม่คงที่ที่พิกัดเหมือนกับวิธีดั้งเดิม แต่จะคำนวณตามหัวข้อที่ 6.2 โดยผลการทดสอบชุดขับเคลื่อนมอเตอร์แบบมีวิธีประหยัดพลังงาน เปรียบเทียบกับผลการทดสอบแบบวิธีดั้งเดิม สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ผลเปรียบเทียบการประหยัดพลังงาน

$T_L$ (N·m)	$N$ (rpm)	Conventional					Energy saving					% energy saving
		$i_{ds}$ (A)	$v_\phi$ (V <sub>rms</sub> )	$i_\phi$ (A <sub>rms</sub> )	pf	$P_{in}$ (W)	$i_{ds}$ (A)	$v_\phi$ (V <sub>rms</sub> )	$i_\phi$ (A <sub>rms</sub> )	pf	$P_{in}$ (W)	
0.1	300		83.83	0.89	0.37	83.10	0.27	38.23	0.26	0.40	12.11	85.43
	600		138.00	0.91	0.26	98.38	0.26	64.40	0.26	0.37	18.80	80.89
	900		181.80	0.93	0.22	111.11	0.24	82.87	0.26	0.38	24.75	77.72
	1200		204.87	0.77	0.21	99.51	0.23	105.77	0.26	0.37	30.17	69.68
	1390		202.13	0.54	0.20	65.61	0.22	117.07	0.27	0.39	36.57	44.26
0.5	300	0.94	88.03	0.89	0.41	96.58	0.59	70.63	0.57	0.43	51.48	46.70
	600		140.37	0.91	0.33	126.18	0.57	114.27	0.55	0.38	72.17	42.81
	900		183.30	0.92	0.29	146.55	0.54	146.93	0.54	0.39	91.97	37.25
	1200		205.87	0.80	0.32	157.32	0.50	170.97	0.51	0.42	110.73	29.62
	1390		203.63	0.63	0.38	145.09	0.48	179.57	0.49	0.46	122.17	15.80
1.0	300		93.63	0.91	0.46	117.06	0.74	84.80	0.73	0.48	88.65	24.27
	600		143.60	0.91	0.41	160.73	0.72	131.37	0.72	0.44	124.16	22.75
	900		185.63	0.93	0.38	195.75	0.68	165.37	0.70	0.47	162.99	16.74
	1200		205.50	0.80	0.46	228.01	0.65	194.03	0.67	0.49	192.24	15.69
	1390		205.17	0.76	0.52	243.89	0.62	197.17	0.64	0.56	210.67	13.62

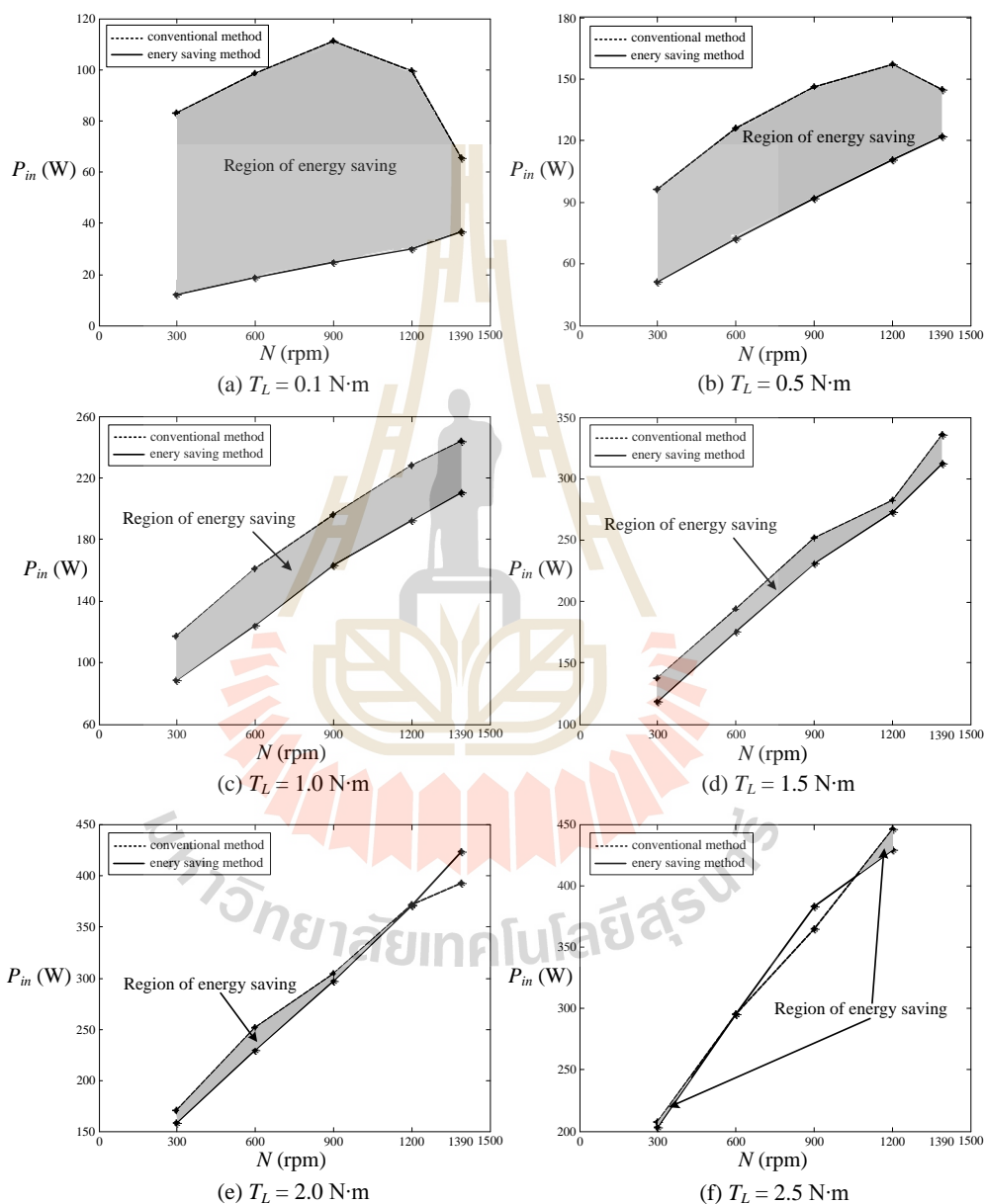
ตารางที่ 6.1 ผลเปรียบเทียบการประหยัดพลังงาน (ต่อ)

$T_L$ (N·m)	$N$ (rpm)	Conventional					Energy saving					% energy saving
		$i_{ds}$ (A)	$v_\phi$ (V <sub>rms</sub> )	$i_\phi$ (A <sub>rms</sub> )	pf	$P_{in}$ (W)	$i_{ds}$ (A)	$v_\phi$ (V <sub>rms</sub> )	$i_\phi$ (A <sub>rms</sub> )	pf	$P_{in}$ (W)	
1.5	300	0.94	98.43	0.93	0.50	137.90	0.80	92.80	0.82	0.52	119.00	13.71
	600		148.20	0.95	0.46	194.09	0.77	138.60	0.81	0.52	176.00	9.32
	900		184.70	0.93	0.49	251.96	0.73	173.40	0.81	0.55	231.46	8.14
	1200		205.07	0.83	0.55	282.20	0.70	192.80	0.76	0.62	272.54	3.42
	1390		204.37	0.86	0.64	335.89	0.67	194.67	0.80	0.67	312.25	7.04
2.0	300		105.07	1.00	0.54	170.55	0.82	101.53	0.93	0.56	158.12	7.29
	600		152.77	1.02	0.54	251.20	0.80	146.77	0.93	0.56	229.56	8.62
	900		182.63	0.96	0.58	303.79	0.76	177.80	0.91	0.61	296.74	2.32
	1200		204.23	0.91	0.67	371.92	0.72	193.67	0.91	0.70	370.92	0.27
	1390		199.13	0.95	0.69	392.83	0.70	197.83	0.98	0.73	422.85	-7.64
2.5	300		112.10	1.08	0.57	207.79	0.92	110.63	1.07	0.57	203.18	2.22
	600		156.07	1.09	0.58	295.19	0.90	156.57	1.09	0.58	295.59	-0.134
	900		186.17	1.04	0.63	364.88	0.86	196.60	1.08	0.60	382.90	-4.94
	1200		194.13	1.06	0.72	445.74	0.82	191.87	1.05	0.71	429.12	3.73

จากตารางผลการทดสอบ พบว่าที่สภาวะแรงบิดโหลดและความเร็วรอบต่าง ๆ ค่ากำลังงานอินพุตของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบมีวิธีการประหยัดพลังงาน มีค่าน้อยกว่ากำลังงานอินพุตของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบวิธีดั้งเดิม โดยเฉพาะที่แรงบิดโหลดต่ำ ๆ ค่ากำลังงานอินพุตของระบบขับเคลื่อนทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันค่อนข้างมาก ซึ่งหมายถึงสามารถประหยัดพลังงานได้มาก โดยประหยัดพลังงานได้ถึง 85.43 เปอร์เซ็นต์ ส่วนในสภาวะ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด ประหยัดพลังงานได้ 13.71 เปอร์เซ็นต์ และส่วนในช่วงแรงบิดสูงสามารถประหยัดพลังงานได้เช่นกัน แต่ในบางสภาวะ บางค่าความเร็วรอบ ไม่สามารถประหยัดพลังงานได้ เช่น ในสภาวะแรงบิดโหลด เท่ากับ 2.0 N·m และความเร็วยรอบ เท่ากับ 1390 rpm ซึ่งจากการคำนวณดังกล่าวสังเกตได้ว่าเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น เปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานจะมีค่าลดลง และจากผลดังกล่าวการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของงานวิจัย นอกจากจะลดกำลังงานอินพุตแล้ว กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ก็ลดลงด้วยเช่นกัน

ดังนั้นจากผลการทดสอบทั้งหมดข้างต้นนำไปวาดกราฟได้ดังรูปที่ 6.1 เพื่อเปรียบเทียบค่ากำลังงานอินพุตของมอเตอร์และแรงบิดโหลด ระหว่างกรณีที่มีวิธีการประหยัดพลังงานและวิธี

ดั้งเดิม ซึ่งจากรูปดังกล่าวสังเกตได้ว่าที่ทุก ๆ ค่าความเร็วรอบที่ทดสอบ ที่แรงบิดโหลดต่ำ ผลต่างของค่ากำลังงานอินพุตของทั้ง 2 วิธี มีค่าต่างกันมาก และเมื่อแรงบิดโหลดเพิ่มขึ้นผลต่างของค่ากำลังงานอินพุตมีค่าลดลง ดังนั้นจากผลการทดสอบทั้งหมดที่กล่าวไปแล้วข้างต้น พบว่าการควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีที่นำเสนอสามารถประหยัดพลังงานได้



รูปที่ 6.1 กราฟเปรียบเทียบกำลังงานอินพุตแบบมีวิธีการประหยัดพลังงาน และวิธีดั้งเดิมในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์

#### 6.4 สรุป

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงานสำหรับงานวิจัยนี้ จากผลการทดสอบในสถานะที่มีวิธีการประหยัดพลังงานตามหลักการที่นำเสนอไปข้างต้น เปรียบเทียบกับสถานะที่ไม่มีวิธีการประหยัดพลังงาน พบว่า การควบคุมมอเตอร์ตามหลักการดังกล่าวประหยัดพลังงานได้ถึง 85.43 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่แรงบิดโหลดต่ำ ๆ และที่สถานะ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด ประหยัดพลังงานได้ 13.71 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งจากผลดังกล่าวจะเห็นว่า การควบคุมเป็นไปตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัย กล่าวคือ สามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เพื่อให้ได้ความเร็วรอบตามที่ต้องการ โดยอยู่บนเงื่อนไขของการประหยัดพลังงานได้ตลอดสถานะการทำงานของมอเตอร์ คือ ตั้งแต่ไม่มีโหลด ถึง 70 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด โดยถ้าแรงบิดโหลดสูงขึ้นผลการประหยัดพลังงานอาจจะไม่ดี



## บทที่ 7

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 7.1 สรุป

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยงานวิจัยได้เริ่มต้นจาก การวิเคราะห์หาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งอธิบายโดยใช้กฎของเคอร์ชอฟฟ์ รวมถึงการแปลงแบบจำลองดังกล่าวให้อยู่บนแกนคิกิว ด้วยวิธีการของปาร์ก ซึ่งมีการจำลองสถานการณ์ตรวจสอบและยืนยันความถูกต้อง แบบจำลองทางคณิตศาสตร์นี้จะนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมสำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อไป นอกจากนี้ยังมีการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์มอเตอร์ ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2 และต่อมาในบทที่ 3 ได้นำเสนอการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ไปเป็นแบบจำลองกำลังงานสูญเสีย เพื่อใช้ในการวิเคราะห์สำหรับประหยัดพลังงาน และนำเสนอการระบุเอกลักษณ์พารามิเตอร์กำลังงานสูญเสียโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญต่อการคำนวณสำหรับประหยัดพลังงาน

การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ถูกนำเสนอไว้ในบทที่ 4 การควบคุมดังกล่าวจะเลียนแบบการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดแยกกระตุ้น ที่แยกการควบคุมของฟลักซ์และแรงบิดออกอย่างเป็นอิสระต่อกัน การควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อมนี้ใช้การประมาณค่าสลิปแทนการใช้งานเครื่องมือที่มีความยุ่งยาก และยังใช้อุปกรณ์สำหรับการวัดกระแสและความเร็วรอบที่สามารถศึกษาใช้งานได้ง่ายกว่า ต่อมาในบทที่ 5 ได้แสดงชุดฮาร์ดแวร์ที่สร้างขึ้นสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่มีการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยในบทนี้ได้มีการทดสอบการควบคุมความเร็ว เพื่อเป็นการยืนยันว่าระบบขับเคลื่อนดังกล่าวสามารถใช้งานได้

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 6 ซึ่งหลักการที่ศึกษาและพัฒนาเกี่ยวกับการประหยัดพลังงาน คือ การควบคุมและ คำนวณค่ากระแสสเตเตอร์บนแกนคิกิวของมอเตอร์ที่ทำให้กำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด นอกจากนี้ ในบทที่ 6 นี้ยังได้นำเสนอผลการทดสอบมอเตอร์ในสถานะที่มีวิธีการประหยัดพลังงานตามหลักการของงานวิจัยเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบวิธีดั้งเดิม พบว่าการควบคุมมอเตอร์ตามหลักการดังกล่าวประหยัดพลังงานได้ถึง 85.43 เปอร์เซ็นต์ในขณะที่แรงบิดโหลดต่ำ ๆ จากผลที่ได้นำเสนอนี้แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่ได้พัฒนาขึ้นเป็นไปตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัย

## 7.2 ข้อเสนอแนะ

- ควรศึกษาวิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ เนื่องจากพารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญต่อการควบคุมมอเตอร์ และมีผลต่อสมรรถนะการประหยัดพลังงาน เพราะในความเป็นจริงพารามิเตอร์เหล่านี้ มีการเปลี่ยนแปลงตามสภาวะการทำงาน ดังนั้นถ้าสามารถรู้ค่าพารามิเตอร์ที่มีความเหมาะสมได้ เปอร์เซนต์การประหยัดพลังงานน่าจะมากขึ้นกว่าเดิม



## รายการอ้างอิง

- Chapman, S. J. (2010). **Electric Machinery Fundamentals**. Singapore: Cengage Learning.
- Kusko, A. and Galler, D. (1983). Control means for minimization of losses in AC and DC motor drives. **IEEE Trans. Industrial Application**. vol. IA-19, no. 4, pp. 561-570, July/Aug.
- Famouri, P. and Cathev, J. J. (1991). Loss minimization control of an induction motor drives. **IEEE Trans. Industrial Application**. vol. 27, no. 1, pp. 32-37, Jan./Feb.
- Kioskeridis, I. and Margaris, N. (1996). Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives. **IEEE Trans. Ind. Elec**. vol. 43, no. 1, pp. 226-231, Feb.
- Kirschen, D. S., Novotny, D. W. and Suwanwisut, W. (1984). Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives. **IEEE Trans. Industrial Application**. vol. IA-20, no. 5, pp. 1244-1250, Sep./Oct.
- Kirschen, D. S., Novotny, D. W. and Lipo, T. A. (1985). Online efficiency optimization of a variable frequency Induction Motor Drive. **IEEE Trans. Industrial Application**. vol. IA-21, no. 4, pp. 610-616, May/June.
- Jian, L., He, L., Wan, T. and Yu, C. (2009). Efficiency-optimized space-vector-modulation direct torque control for AC motor drives. **International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009)**. pp. 348-353.
- Chang, J. H. and Kim, B. K. (1997). Minimum-time minimum-loss speed control of induction motors under field-oriented control. **IEEE Trans. Ind. Elec**. vol. 44, no. 6, pp. 809-815,
- Ojo, O. and Dong, G. (2005). Sensorless control of induction motor using natural variable with loss minimization. **Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2005)**. vol. 1, pp. 451-457.
- Matsuse, K., Yoshizumi, T., Katsuta, S. and Taniguchi, S. (1999). High-response flux control of direct-field-oriented induction motor with high efficiency taking core losses into account. **IEEE Trans. Industrial Application**. vol. 35, no. 1, pp. 62-69, Jan./Feb.
- Garcia, G. O., Mendes Luis, J. C., Stephan, R. M. and Watanane, E. H. (1994). An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive. **IEEE Trans. Industrial Application**. vol. 4, no. 5, 533-539.



- Uddin, M. N. and Nam, S. W. (2008). New online loss-minimization based control of an induction motor drive. **IEEE Trans. Industrial Application**. vol. 23, no. 2, 926-933.
- Wang, W-J. and Wang, C-C. (1999). Speed and efficiency control of an induction motor with input-output linearization. **IEEE Trans. On Energy Conversion**. vol. 14, no. 3, 373-378.
- Haddoun, A. and Benbouzid, H. M. (2007). A loss-minimization DTC scheme for EV induction motors. **IEEE Trans. On Vehicular Tech**. vol. 56, no. 1, 81-88.
- Zadeh, S. V. and Hendi, F. (2005). A continuous efficiency optimization controller for induction motor drives. **Energy Conversion and Management**. vol. 46, 701-713.
- Hubert, C. I. (2002). **Electric Machines Theory, Operation, Application, Adjustment, and Control**. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.
- Sarma, M. S. and Pathak, M. K. (2004). **Electric Machines**. Singapore : Cengage Learning.
- Puangdownreong, D., Areerak, K-N., Srikaew, A., Sujitjorn, S. and Totarong, P. (2002). System Identification via Adaptive Tabu Search. in **Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'02)**. 915-920.
- Kluabwang, J., Puangdownreong, D. and Sujitjorn, S. (2012). Multipath adaptive tabu search for a vehicle control problem. **Journal of Applied Mathematics**. vol. 2012, Article ID 731623, 20 pages, 2012.
- Puangdownreong, D., Kulworawanichpong, T. and Sujitjorn, S. (2004). Finite convergence and performance evaluation of adaptive tabu search. in **Knowledge-Based Intelligent Information and Engineering Systems**. vol. 3215 of Lecture Notes in Computer Science, Negoita, M. G., Howlett, R. J., Jain, L. C. Ed. Heidelberg: Springer, 710-717.
- Kulworawanichpong, T., Puangdownreong, D. and Sujitjorn, S. (2004). Finite convergence of adaptive tabu search. **ASEAN Journal on Science and Technology for Development**. vol. 21, no. 2-3, 103-115.
- Puangdownreong, D., Sujitjorn, S. and Kulworawanichpong, T. (2004). Convergence analysis of adaptive tabu search. **Science Asia Journal of the Science Society of Thailand**. vol. 30, no. 2, 183-190.
- Sujitjorn, S., Kluabwang, J., Puangdownreong, D. and Sarasiri, N. (2009). Adaptive tabu search and management agent. **The ECTI Trans. on Electrical Engineering, Electronics, and**

**Communications.** vol. 7, no. 2, 1-10.

Sujitjorn, S., Kulworawanichpong, T., Puangdownreong, D. and Areerak, K-N. (2006). Adaptive Tabu Search and Applications in Engineering Design. **in Integrated Intelligent Systems for Engineering Design.** Zha, X. F., Howlett, R. J. Ed. Amsterdam, The Netherlands: IOS Press, 233-257.

**IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators.** IEEE Std. 112-2004, Nov. 2004.

Krause, P. C., Wasknczuk, O. and Sudhoff, S. D. (1995). **Analysis of electric machinery.** New York: IEEE Press.

Gaeid, K. S., Ping, H. W. and Mohamed H. A. F. (2009). Indirect vector control of a variable frequency induction motor drive. **Instrumentation, Communications, Information Technology, and Biomedical Engineering (ICICI-BME), International Conference.** : 36-40.

Espina, J., Arias, A., Balcells, J. and Ortega, C. (2009). Speed Anti-indup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines. **Compatibility and Power Electronics, CPE '09.** : 279-285.

ภักดี สวัสดิ์นที. (2556). การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต. สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.



รายชื่อบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

Udomsuk, S., Areerak, K-L., Areerak, T., and Areerak, K-N. (2017). **Power Loss Identification of Three-phase Induction Motor Using Adaptive Tabu Search.** 5<sup>th</sup> International Electrical Engineering Congress, Pattaya, Thailand. vol. 2, pp. 359-362.



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

Sasiya Udomsuk<sup>1</sup>, Kongpol Areerak<sup>1</sup>, Tidarat Areerak<sup>2</sup> and Kongpan Areerak<sup>1</sup>

Power electronics, Energy, Machine and Control (PEMC) Research Group

<sup>1</sup>School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology

<sup>2</sup>School of Mathematics, Institute of Science, Suranaree University of Technology

Nakhon Ratchasima, Thailand

e-mail: kongpol@sut.ac.th

**Abstract**—This paper presents the power loss identification of the three-phase induction motor. The power losses are considered in the model of three-phase induction motor called the power loss model. The artificial intelligence approach called the adaptive tabu search is used to identify the parameters in the power loss model. The results show that the adaptive tabu search algorithm can search the appropriate values of the power loss model.

**Keywords**—power loss identification; adaptive tabu search; induction motor

## I. INTRODUCTION

The three-phase induction motor (IM) is the important machine in the industrial system. The advantages of IM are cheap, low maintenance and high efficiency [1]. Presently, many research works focus on the energy saving in electric motor. The power loss minimization of the IM can provide the energy saving. Therefore, the power loss identification is important process to find the suitable parameters of the power loss model. In the previous works, the power loss parameters are not considered in the conventional model of the three-phase IM. The three-phase IM model without the power loss parameters on  $dq$ -axis is illustrated in Fig. 1.

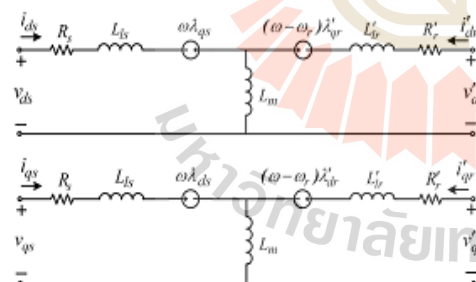


Fig. 1. Three-phase induction motor model without power losses of motor

The stray loss and friction and windage losses are neglected because these losses are small value compared with the copper losses and iron losses. However, the stray loss is equal to 10-15% of total losses in IM [2]. Therefore, this loss should be considered in the model of the three-phase IM.

The three-phase IM model including the power loss parameters is presented in this paper. These parameters are difficult to measure or calculate in the practical work. To solve this problem, the adaptive tabu search (ATS) is applied to identify the parameters in the power loss model. The results of the motor power loss from computation are compared with the power loss from experiment.

The detail of the power loss model is explained in section II. In section III, the power loss parameters identification is fully presented. The results of searching the power loss parameters using the ATS technique are shown in section IV. Finally, the section V concludes the advantages of the proposed model to identify the power loss parameters.

## II. POWER LOSS MODEL

### A. Loss Model Including Stray Loss

The three-phase IM model on  $dq$ -axis including losses can be seen in Fig. 2. The stator and rotor iron losses are represented by  $R_{dfs}$ ,  $R_{qfs}$  and  $R'_{dfr}$ ,  $R'_{qfr}$ , respectively. These parameters are added to the conventional model of IM [3]. From [2], the stray loss ( $P_{stray} \propto i_r^2$ ) depends on the rotor current ( $P_{stray} \propto i_r^2$ ). Thus, the  $R_{stray}$  is added in the IM model to represent the stray loss as shown in Fig. 2.

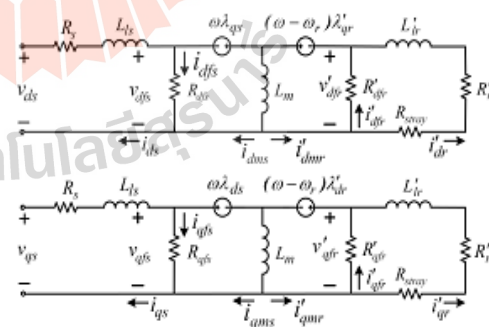


Fig. 2. Three-phase induction motor model by considering the iron loss and the stray loss

It can be seen in Fig. 2 that the loss model of IM is complicated. In the practice, the simple model is necessary for implementation. Thus, there are three assumptions in the paper to simplify the loss model of IM. For the first assumption, the leakage inductances ( $L_{ls}$ ,  $L_{lr}'$ ) can be neglected because these parameters are small values compared with the magnetic inductance. Moreover, the rotor linkage flux ( $\lambda_r'$ ) are defined on  $d$ -axis in the second assumption. Therefore, the rotor linkage flux on  $q$ -axis ( $\lambda_{qr}'$ ) is zero. For the last assumption, the voltage across the magnetic inductance ( $L_m$ ) on  $d$ -axis can be set to zero.

The simple model including losses of IM can be depicted in Fig. 3. This model is used to calculate the total losses of IM in the paper.

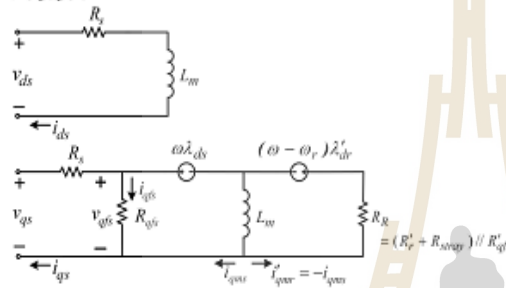


Fig. 3. The power loss model for the paper

### B. Power Loss Equation

From Fig. 3, the total power losses of IM can be calculated by (1). In this equation, the unknown currents can be considered from Fig. 2. Finally, the power loss equation of IM is shown in (2).

$$P_{\text{total}} = P_{\text{scd}} + P_{\text{rcd}} + P_i + P_{\text{stray}} \quad (1)$$

$$= R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r' i_{qr}'^2 + R_{qs} i_{qs}^2 + R_{qr}' i_{qr}'^2 + R_{\text{stray}} i_{qr}'^2$$

$$P_{\text{loss}} = R_s i_{ds}^2 + R_s \left( \frac{T_L}{K_t i_{ds}} \right)^2 + \frac{R_{dq} T_L}{K_t} \quad (2)$$

where  $K_t = \frac{3}{2} Z_p L_m$

$$R_d = R_s + \left( \frac{R_{qs}' (\omega_r L_m)^2 (R_r' + R_{\text{stray}})}{(R_r' + R_{\text{stray}} + R_{qs}')^2 (R_{qs}' + R_R)^2} \cdot (R_r' + R_{\text{stray}} + R_{qs}') \right) + \left( \frac{R_R (\omega_r L_m)^2}{R_{qs}' (R_{qs}' + R_R)} \cdot \left( \frac{R_R}{R_{qs}' + R_R} - 2 \right) \right) + \frac{(\omega_r L_m)^2}{R_{qs}'}$$

$$R_q = R_s + \left( \frac{R_{qs}' R_{qs}'^2 (R_r' + R_{\text{stray}})}{(R_r' + R_{\text{stray}} + R_{qs}')^2 (R_{qs}' + R_R)^2} \cdot (R_r' + R_{\text{stray}} + R_{qs}') \right) + \frac{R_R^2 R_{qs}'}{(R_{qs}' + R_R)^2}$$

$$R_{dq} = \left( \frac{2 R_{qs}' R_{qs}' \omega_r L_m (R_r' + R_{\text{stray}})}{(R_r' + R_{\text{stray}} + R_{qs}')^2 (R_{qs}' + R_R)^2} \cdot (R_r' + R_{\text{stray}} + R_{qs}') \right) + \left( \frac{2 R_R \omega_r L_m}{(R_{qs}' + R_R)} \cdot \left( \frac{R_R}{R_{qs}' + R_R} - 1 \right) \right)$$

## III. POWER LOSS IDENTIFICATION

### A. The Motor Testing

The rating of the three-phase IM in the paper is shown in Table I. From the Table I, the parameters of IM are tested from the motor.

TABLE I. THE RATING AND PARAMETERS OF IM

Rated Value	Parameter
$P = 370 \text{ W}$	$R_s = 25.13 \Omega$
$V_{L-L} = 380 \text{ V}_{\text{rms}}$	$R_r' = 20.79 \Omega$
$I_L = 1.1 \text{ A}_{\text{rms}}$	$L_{ls}, L_{lr}' = 0.0866 \text{ H}$
Pole pair ( $Z_p$ ) = 2	$L_m = 0.9672 \text{ H}$

The procedure to test the IM can be described as follows:

- Step 1: Start motor at rated voltage equal to  $220 \text{ V}_{\text{phase}}$ .
  - Step 2: Adjust load torque ( $T_L$ ). There are ten torque values for testing. The torque data is divided into two groups. First group, the  $T_L$  equal to 0.5, 0.75, 1.00, 1.50, 1.75, 2.00 and 2.50 N-m are used for identification. The  $T_L$  in second group equal to 0.25, 1.25 and 2.25 N-m are used for validation.
  - Step 3: Measure load torque and speed by sensor ( $T_L$ ,  $\omega$ ). The  $T_L$  and  $\omega$  are used to calculate the output power ( $P_{\text{out}}$ ).
  - Step 4: Read the input power ( $P_{\text{in}}$ ) by watt meter.
  - Step 5: Calculate the power loss ( $P_{\text{loss}}$ ).
  - Step 6: Measure phase current ( $i_{\text{phase}}$ ) by ammeter. The  $i_{\text{phase}}$  is transformed to the currents on  $dq$ -axis ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ).
- The results from IM testing are shown in Table II.

TABLE II. THE RESULTS FROM IM TESTING

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

### B. The parameters Identification Using Adaptive Tabu Search

The power loss model can be calculated by (2). The appropriate parameters in (2) are necessary to achieve the precise power loss value. Therefore, the identification of the power loss parameters is presented in this section. The  $T_L$  and  $\omega_p$  values in (2) can be measured by sensors, while  $R_s$ ,  $R'_r$ ,  $L_m$  and  $Z_p$  are seen in Table I. Moreover,  $R_{qfs}$ ,  $R'_{qfr}$  and  $R_{stray}$  are difficult to measure or calculate. The ATS is applied to identify the three parameters ( $R_{qfs}$ ,  $R'_{qfr}$ ,  $R_{stray}$ ). The ATS method is developed by [4]. In order to perform its effectiveness, the ATS has been tested against several well-known benchmark functions, that is, Bohachevsky, Rastrigin, Shekel's foxholds, Shubert and Schwefel functions [5-9]. Moreover, the convergence property of the ATS has been proved to assure that it can reach the optimal solution within finite search time [5-10]. Thus, the ATS algorithm can provide the global solutions for system identification. The block diagram to identify the power loss parameters is illustrated in Fig. 4.

In Fig. 4, the cost value ( $W$ ) can be calculated by (3). This equation is the root mean square error between the power loss values from experiment ( $P_{loss(experiment)}$ ) and computation ( $P_{loss(computation)}$ ) as given in (4).

$$W = \sqrt{\frac{\sum error^2}{n}} \quad (3)$$

$$error = |P_{loss(experiment)} - P_{loss(computation)}| \quad (4)$$

According to Fig. 4, the ATS process is used to search the  $R_{qfs}$ ,  $R'_{qfr}$  and  $R_{stray}$  parameters. The new parameters from ATS searching are sent to calculate the power loss

( $P_{loss(computation)}$ ). The new  $P_{loss(computation)}$  value is subtracted with  $P_{loss(experiment)}$  again. The ATS process is operated to tune the  $R_{qfs}$ ,  $R'_{qfr}$  and  $R_{stray}$  values until the minimum  $W$  value can be achieved.

### IV. SEARCHING RESULTS AND DISCUSSION

In the paper, the seven data for identification are separated to search. The ATS searching process was conducted 5 trials in each the data. The average values of  $R_{qfs}$ ,  $R'_{qfr}$  and  $R_{stray}$  are shown in Fig. 5 (asterisk). These results can be approximated by linear interpolation. This approximation can be obtained the relation between torque and parameter in each torque range. The results from linear interpolation are depicted in Fig. 5.

The comparison between  $P_{loss(computation)}$  and  $P_{loss(experiment)}$  is addressed in Fig. 6. It can be seen that the  $P_{loss(computation)}$  of each torque are nearly the  $P_{loss(experiment)}$ . The average error of this comparison is equal to 0.794%.

### V. CONCLUSION

Normally, the parameters of IM can be determined from the testing. However, the testing for the power loss parameters is very complicated. Therefore, this paper presents the application of the ATS algorithm to identify the power loss model of the three-phase induction motor. The data from the experiment is used in the searching process. The paper shows that the  $P_{loss(computation)}$  calculated by the parameters from ATS searching are nearly the  $P_{loss(experiment)}$ . Thus, the good results of the power loss confirm that the parameters from the proposed method are realiable.

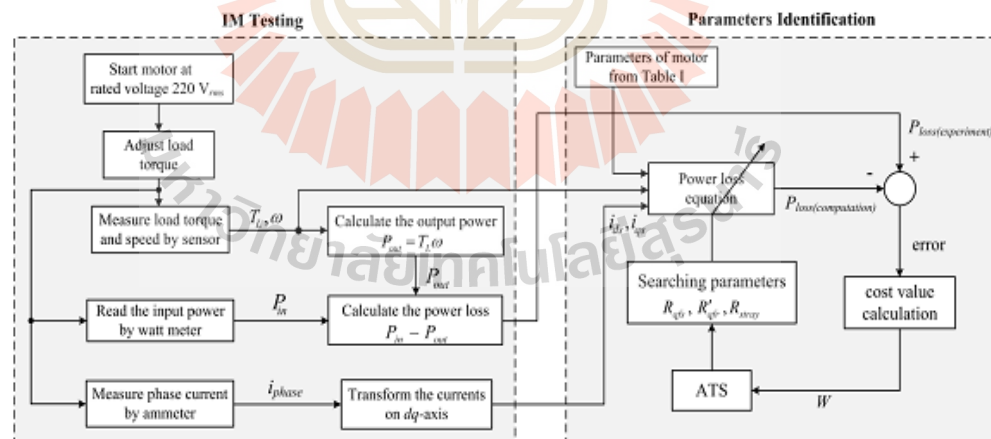


Fig. 4. The block diagram for the motor testing and the parameters identification

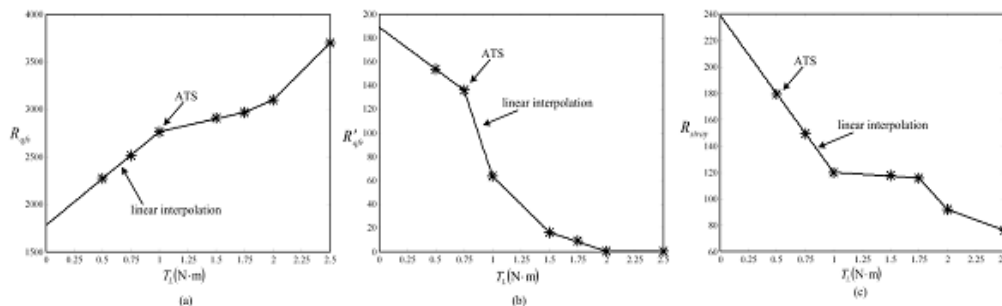


Fig. 5. The results from ATS searching compared with the linear approximation using linear interpolation method

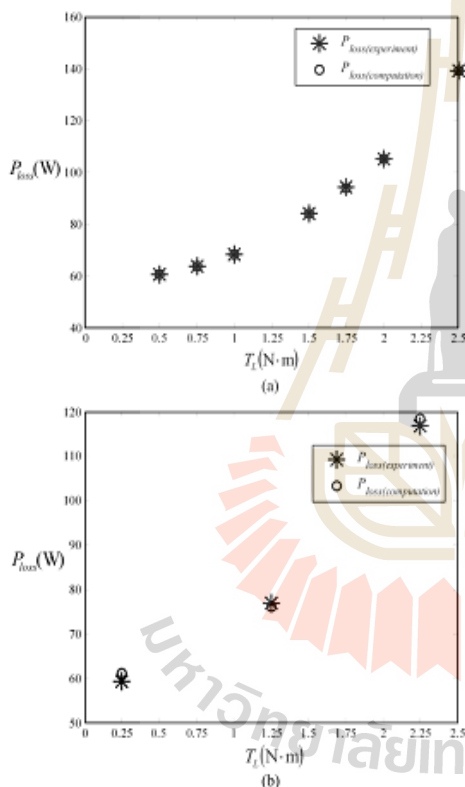


Fig. 6. The power loss from experiment and computation (a) The data for identification (b) The data for validation

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by Suranaree University of Technology (SUT).

REFERENCES

- [1] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 5th ed., New York: McGraw-Hill, 2012.
- [2] C. I. Hubert, *Electric Machines Theory, Operation, Application, Adjustment, and Control*, 2nd ed., Upper Saddle River, NJ: Prentice Hill, 2002.
- [3] G. O. Garcia, J. C. Mendes Luis, R. M. Stephan, and E. H. Watanane, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 4, no. 5, pp. 533-539, Oct. 1994.
- [4] D. Puangdownreong, K-N. 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] J. Klubwang, D. Puangdownreong, and S. Sujitjorn, "Multipath adaptive tabu search for a vehicle control problem," *Journal of Applied Mathematics.*, vol. 2012, Article ID 731623, 20 pages, 2012.
- [6] D. Puangdownreong, T. Kulworawanichpong, and S. Sujitjorn, "Finite convergence and performance evaluation of adaptive tabu search," in *Knowledge-Based Intelligent Information and Engineering Systems.*, vol. 3215 of *Lecture Notes in Computer Science*, M. G. Negoita, R. J. Howlett, and L. C. Jain, Ed. Heidelberg: Springer, pp. 710-717, 2004.
- [7] T. Kulworawanichpong, D. Puangdownreong, and S. Sujitjorn, "Finite convergence of adaptive tabu search," *ASEAN Journal on Science and Technology for Development.*, vol. 21, no. 2-3, pp. 103-115, 2004.
- [8] D. Puangdownreong, S. Sujitjorn, and T. Kulworawanichpong, "Convergence analysis of adaptive tabu search," *Science Asia Journal of the Science Society of Thailand.*, vol. 30, no. 2, pp. 183-190, 2004.
- [9] S. Sujitjorn, J. Klubwang, D. Puangdownreong, and N. Sarasiri, "Adaptive tabu search and management agent," *The ECTI Trans. on Electrical Engineering, Electronics, and Communications.*, vol. 7, no. 2, pp. 1-10, 2009.
- [10] S. Sujitjorn, T. Kulworawanichpong, D. Puangdownreong and K-N. 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.



## ประวัติผู้วิจัย

รศ. ดร.กมล อารีรักษ์ สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี โท และเอก ทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา ในปี พ.ศ. 2543 2546 และ 2550 ตามลำดับ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ และหัวหน้าหน่วยวิจัยคุณภาพกำลังไฟฟ้า ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี มีความชำนาญทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง วงจรกรองกำลังแอททีฟ การขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้า คุณภาพกำลังไฟฟ้า ระบบควบคุม และการประยุกต์ทางด้านปัญญาประดิษฐ์

