



## รายงานการวิจัย

การออกแบบตัวควบคุมแบบเหมาะสมที่สุดสำหรับ  
ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

**(Optimal Controller Design for Three-Phase Induction Motor Drive System  
Using Artificial Intelligence Techniques)**



ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



## รายงานการวิจัย

การออกแบบตัวควบคุมแบบเหมาะสมที่สุดสำหรับ  
ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

**Optimal Controller Design for Three-Phase Induction Motor Drive System  
Using Artificial Intelligence Techniques**

หัวหน้าโครงการวิจัย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ก้องพันธ์ อารีรักษ์

กลุ่มวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง พลังงาน เครื่องจักรกล และการควบคุม

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2555

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

เมษายน 2557

## บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจรควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว โดยตัวควบคุมเป็นตัวควบคุมพีไอที่อาศัยเทคนิคการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อให้ได้การตอบสนองของความเร็วรอบของมอเตอร์มีการตอบสนองที่ดีที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการแบบดั้งเดิม นอกจากนี้พารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัย เป็นพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบจริงของมอเตอร์ที่พิจารณาในงานวิจัยได้นำคำตอบที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวมาดำเนินการจำลองจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ ผลการจำลองสถานการณ์แสดงให้เห็นว่า วงจรควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ที่มีตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ออกแบบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ให้ผลการตอบสนองที่รวดเร็วกว่าตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ดังนั้นองค์ความรู้ในงานวิจัยนี้ถือว่าเป็นประโยชน์อย่างมากสำหรับการประยุกต์ใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาใช้ในการเพิ่มสมรรถนะการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

## Abstract

This research presents the optimal controller design of three-phase induction motor drive circuit using an artificial intelligence technique called the adaptive tabu search. The cascade PI controllers based on the indirect vector control are used in the speed control system. The aim of the research is to achieve the best speed output performance when the system is operated with the controller designed from the proposed method compared with the conventional method. In addition, the parameters of the motor used in the design process are identified from the testing results. After achieving the controller parameters designed from the adaptive tabu search technique, the motor drive system with these controllers is simulated via the software package. The simulation results show that the controller designed from the proposed method can provide the best speed output performance compared with those designed from the conventional method. The concept from this research is very useful for improving the performance of the induction motor drive system using the artificial intelligence technique.



## กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้ การออกแบบตัวควบคุมแบบเหมาะที่สุดสำหรับ ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์  
เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ สามารถสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทั้งนี้ต้องขอบคุณ  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัยนี้ นอกจากนี้ผู้วิจัยต้องขอบคุณ  
นายภักดี สวัสดิ์นะที ที่เป็นผู้ช่วยวิจัย ที่มีความทุ่มเท และการเอาใจใส่อย่างยิ่งในการทำงานวิจัย  
สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอขอบคุณพนักงานศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี อาคารเครื่องมือ 3 ทุก  
ท่านที่ให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือ

กองพัน อารีรักษ์

เมษายน 2557

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

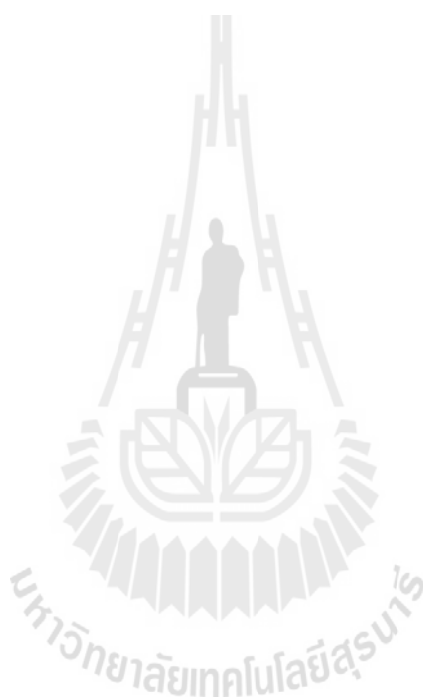
## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น	2
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
1.6 การจัดรูปเล่มงานวิจัย	3
1.7 ปรัชญา วิสัยทัศน์ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	4
<b>2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส</b>	<b>9</b>
2.1 บทนำ	9
2.1 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	9
2.3 การแปลงแบบคลาร์ก (Clarke's Transformation)	11
2.4 การแปลงแบบปาร์ก (Park's Transformation)	12
2.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส บนแกนหมุนใด ๆ (arbitrary frame)	15
2.6 การสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนชุดบล็อก SIMULINK	25
2.7 สรุป	34

<b>3</b>	<b>การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส</b>	<b>35</b>
3.1	บทนำ	35
3.2	การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	35
3.3	ขั้นตอนการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	39
3.4	สรุป	49
<b>4</b>	<b>การควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม</b>	<b>50</b>
4.1	บทนำ	50
4.2	การควบคุมแบบเวกเตอร์	50
4.3	การควบคุมแบบฟลด์ออร์เรียนเต็ดทางอ้อมหรือการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	56
4.4	การออกแบบตัวควบคุมของลูปลควบคุมกระแส	59
4.5	การออกแบบตัวควบคุมของลูปลควบคุมความเร็ว	65
4.6	การจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	69
4.7	สรุป	73
<b>5</b>	<b>การออกแบบตัวควบคุมของการควบคุมแบบฟลด์ออร์เรียนเต็ดด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์</b>	<b>74</b>
5.1	บทนำ	74
5.2	การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว	74
5.3	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปลควบคุมกระแสด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว	77
5.3.1	ทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวของลูปลควบคุมกระแส	79
5.3.2	การออกแบบตัวควบคุมกระแสโดยใช้การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว	83
5.4	การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลูปลควบคุมความเร็วด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว	85
5.4.1	ทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัวของลูปลควบคุมความเร็ว	86
5.4.2	การออกแบบตัวควบคุมความเร็วโดยใช้การค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว	90
5.5	การจำลองสถานการณ์โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการแบบดั้งเดิมเทียบกับตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว	92
5.6	สรุป	94

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>6</b> สรุปและข้อเสนอแนะ	96
6.1 สรุป	96
6.2 ข้อเสนอแนะ	97
รายการอ้างอิง	98





## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1	5
1.2	6
1.3	6
1.4	7
2.1	31
3.1	40
3.2	41
3.3	42
3.4	48
3.5	48
4.1	64
4.2	68
5.1	80
5.2	80
5.3	81
5.4	82
5.5	84
5.6	87
5.7	88
5.8	88
5.9	89
5.10	91
5.11	92

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอก (Rockwell Automation,1996)	10
2.2 การแปลงปริมาณสามเฟส $abc$ ให้อยู่บนแกน $\alpha\beta$	11
2.3 การแปลงแกนจาก $\alpha\beta$ ให้อยู่บนแกน $dq$	13
2.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อแบบ Y	15
2.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน $\alpha\beta$	20
2.6 ชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $\alpha$	26
2.7 ชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน $\beta$	27
2.8 ชุดบล็อกของฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน $\alpha$	27
2.9 ชุดบล็อกของฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน $\beta$	28
2.10 บล็อกไดอะแกรมของสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์	28
2.11 บล็อกไดอะแกรมของสมการความเร็วเชิงมุมที่โรเตอร์	29
2.12 ชุดบล็อกแบบจำลองสถานการณ์ทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	29
2.13 แบบจำลองของ IM Model	30
2.14 ชุดบล็อก IM Model	31
2.15 แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากโปรแกรม MATLAB (PSB Model)	32
2.16 ค่าความเร็วทางกล และค่า $T_{em}$ เทียบกับเวลาตามลำดับ	32
2.17 ค่ากระแสที่ขดลวดสเตเตอร์ของ IM Model และ SPS Model	33
2.18 ฟลักซ์ที่ขดลวดโรเตอร์ของ IM Model และ SPS Model	34
3.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้หาพารามิเตอร์	35
3.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	36
3.3 วงจรทดสอบสถานะไร้โหลด	37
3.4 วัดต์มิเตอร์ รุ่น PX 120	37
3.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่สถานะไร้โหลด	38
3.6 วงจรสมมูลของมอเตอร์เมื่อยึดโรเตอร์	39

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 การต่อวัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์	40
3.8 การต่อวงจรการทดสอบจริง	41
3.9 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่ใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ	43
3.10 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0050 \text{ Kg.m}^2$	43
3.11 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0060 \text{ Kg.m}^2$	44
3.12 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0071 \text{ Kg.m}^2$	44
3.13 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0072 \text{ Kg.m}^2$	45
3.14 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0073 \text{ Kg.m}^2$	45
3.15 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0080 \text{ Kg.m}^2$	46
3.16 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0090 \text{ Kg.m}^2$	46
3.17 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ใช้ค่า $J = 0.0100 \text{ Kg.m}^2$	47
3.18 ใตอะแกรมของการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	49
4.1 แสดงค่าฟลักซ์ของโรเตอร์เมื่อใช้หลักการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ด	53
4.2 โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	59
4.3 แผนภาพใตอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ด	63
4.4 โครงสร้างลูปควบคุมกระแสที่ไม่พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของอินเวอร์เตอร์	63
4.5 ใตอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	66
4.6 บล็อกใตอะแกรมทางกันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	66
4.7 โครงสร้างของลูปการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	67
4.8 โครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมความเร็วด้วยวิธีเวกเตอร์ทางอ้อม	67
4.9 ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	69
4.10 ผลการตอบสนองการทำงานของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	71
5.1 สุ่มค่า $S_0$ ในพื้นที่การค้นหา	75
5.2 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ $S_0$	75
5.3 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่	76

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
5.4	กำหนดค่า $S_0$ ใหม่	76
5.5	กลไกการเดินย้อนรอย	76
5.6	กลไกการปรับลดค่ารัศมี	77
5.7	โครงสร้างของรูปควบคุมกระแสของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์	78
5.8	บล็อกไดอะแกรมการออกตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์ ด้วยวิธีการค้นหาตามเชิงปรับตัว	78
5.9	การดูเข้าหาคำตอบ $W_i$ ของรูปควบคุมกระแส	84
5.10	บล็อกไดอะแกรมของรูปควบคุมความเร็วโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	85
5.11	บล็อกไดอะแกรมของการค้นหาตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว	86
5.12	การดูเข้าหาคำตอบ $W_{\omega}$ ของรูปควบคุมความเร็ว	91
5.13	ผลการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม	93
5.14	ผลการจำลองสถานการณ์ที่ 688 เรเดียน/วินาที และจ่ายโหลดที่ 1.5 นิวตัน-เมตร	94

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ได้มีการใช้งานมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟสอย่างแพร่หลาย ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะเห็นว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะมีราคาสูง และต้องการการบำรุงรักษาแปร่งถ่านอยู่เสมอ ดังนั้น การใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งมีราคาต่ำกว่า มีความน่าเชื่อถือสูง โครงสร้างไม่ซับซ้อน จึงเป็นที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน

นับตั้งแต่เริ่มมีการพัฒนาการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมาจนถึงปัจจุบัน สามารถแบ่งประเภทของการควบคุมออกเป็น 2 ประเภทหลัก ๆ คือ 1) การควบคุมแบบแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่ (V/F) ซึ่งมีหลักการควบคุมคือแรงดันและความถี่ต้องมีความสมดุลกัน 2) การควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งมีข้อดี คือสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรง ต่างจากวิธีการควบคุมแบบ V/F ที่ไม่สามารถทำได้ ดังนั้น เมื่อมอเตอร์มีการรับภาระจากโหลดจึงทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ได้ช้ากว่าเมื่อเทียบกับการควบคุมแบบเวกเตอร์ และการควบคุมแบบเวกเตอร์ได้มีการแบ่งย่อยออกมามีอยู่ 2 วิธี คือ วิธีการแรกเป็นการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง วิธีการที่สองเป็นการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงจะต้องอาศัยเครื่องวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์มาใช้คำนวณมุมที่มีความยุ่งยากในเรื่องของการติดตั้งเครื่องมือวัดฟลักซ์ทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่าย แม้ว่าช่วงหลังได้มีการพัฒนาระบบควบคุมโดยไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์แต่ก็ส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนมากขึ้นไปด้วย จากข้อดีดังกล่าว เมื่อมาพิจารณาระบบการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การควบคุมจะไม่ใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์แต่จะใช้ความเร็วของมอเตอร์ได้จากการวัดนำมารวมกันกับค่าสลิปที่ได้จากการประมาณค่าในระบบควบคุมมาเป็นมุมในการหมุนแกนควบคุม แต่การจะทำให้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น จำเป็นต้องรู้ค่าพารามิเตอร์  $R_r$  และ  $L_r$  อย่างถูกต้องซึ่งถือเป็นข้อด้อยที่ยอมรับได้เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงที่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่โรเตอร์ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสำหรับการศึกษาเพื่อใช้ในการพัฒนาระบบควบคุม ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ สำหรับใช้ค้นหาตัวควบคุมของระบบดังกล่าว เพื่อที่จะได้สมรรถนะการทำงานที่ดีที่สุด

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อศึกษาการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์
- 1.2.3 เพื่อให้ได้ตัวควบคุมมอเตอร์ที่ทำให้ผลการตอบสนองของความเร็วดีที่สุด ที่สภาวะการทำงานที่โหลดต่าง ๆ เมื่อเปรียบเทียบกับกรออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม
- 1.2.4 เพื่อสร้างองค์ความรู้ในการออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ เพื่อนำไปสร้างใช้จริงต่อไป

## 1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.3.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ต้องเป็นการต่อแบบวาย
- 1.3.2 สร้างแบบจำลองสถานการณ์การของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
- 1.3.3 การจำลองสถานการณ์จะใช้ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลัง ซึ่งก็คือชุดบล็อกของ SPS บนโปรแกรม MATLAB
- 1.3.4 ตัวควบคุมที่ใช้ควบคุมการทำงานของกรควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้เป็นตัวควบคุมแบบพีไอ

## 1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1.4.1 ตัวควบคุมที่ใช้ควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
- 1.4.2 การออกแบบตัวควบคุมจะใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ มีชื่อเรียกว่าวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว ผ่านทางโปรแกรม MATLAB
- 1.4.3 การยืนยันผลการตอบสนองของระบบ เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองที่ดีที่สุดเมื่อใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ จะใช้การจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ ผ่านทางโปรแกรมสำเร็จรูป Power System Blocksets ใน SIMULINK
- 1.4.4 ความอ่อนตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (field weakening) จะยังไม่นำมาพิจารณาในงานวิจัยนี้ โดยการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์จะอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ว่า ฟลักซ์แม่เหล็กจะถูกกระตุ้นให้มีค่าคงที่ที่พิกัด ตลอดช่วงการทำงาน

## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.5.1 ได้องค์ความรู้ด้านการออกแบบตัวควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบเวกเตอร์ทางอ้อม
- 1.5.2 ได้องค์ความรู้ด้านการออกแบบตัวควบคุม ด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์
- 1.5.3 ได้ผลการตอบสนองความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ดีกว่าการใช้ตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม
- 1.5.4 บทความวิจัยได้เผยแพร่ในระดับชาติ หรือนานาชาติ
- 1.5.5 ผลที่ได้จากการวิจัย จะนำไปสอนนักศึกษาวิศวกรรมไฟฟ้า ทั้งระดับปริญญาตรี และปริญญาโท เพื่อให้เป็นแนวทางสำหรับการวิจัยต่อไปในอนาคต

## 1.6 การจัดรูปเล่มรายงานวิจัย

รายงานวิจัยนี้ประกอบด้วย 6 บท ซึ่งในแต่ละบทได้นำเสนอ ดังนี้

**บทที่ 1** เป็นบทนำ ได้กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และขอบเขตของงานวิจัย

**บทที่ 2** การสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยอาศัยชุดบล็อก SPS บนโปรแกรม MATLAB การสร้างแบบจำลองจะสร้างบนแกนแอลฟาเบตาซึ่งเป็นปริมาณสองเฟส การสร้างแบบจำลองสถานการณ์เริ่มด้วยการแปลงสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากปริมาณสามเฟสเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุนหรือบนแกน  $d$  และแกน  $q$  โดยใช้รูปแบบการแปลงแบบปาร์กเมื่อได้สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน  $d$  และแกน  $q$  จึงสามารถเทียบเคียงให้มาอยู่บนแกนแอลฟาเบตาโดยเลือกแกนหมุนของสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ให้อยู่บนแกนหมุนหยุดนิ่ง จึงทำให้สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน  $d$  จะเท่ากับสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน  $\alpha$  และสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน  $q$  จะเท่ากับสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์บนแกน  $\beta$  ดังนั้น จึงสามารถสร้างแบบจำลองสถานการณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนแอลฟาเบตาได้

**บทที่ 3** นำเสนอการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยวิธีการทดสอบจริง ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์สามารถคำนวณได้จากผลการทดสอบแบบเปิดวงจร และแบบลัดวงจร ค่าพารามิเตอร์นี้จะนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุม และการจำลองสถานการณ์ของระบบบนคอมพิวเตอร์ในบทต่อ ๆ ไป

**บทที่ 4** นำเสนอการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยในขั้นตอนการออกแบบได้ใช้สมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

บนแกนคี่คี่วที่อยู่บนแกนหมุนใด ๆ จากบทที่ 2 และใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์จากบทที่ 3 พร้อมทั้งได้แสดงวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมและได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บทที่ 5 นำเสนอการค้นหาตัวควบคุมแบบพีไอของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมโดยใช้วิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีดังกล่าวได้ใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ได้แสดงไว้ในบทที่ 4 ได้แก่ ฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  และฟังก์ชันถ่ายโอนของสมการทางกลของมอเตอร์ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการค้นหาตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ จากการค้นหาพารามิเตอร์ได้นำพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมและจากวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์มาจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมของตัวควบคุมทั้งสอง

บทที่ 6 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

## 1.7 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

งานวิจัยนี้จะเน้นสร้างชุดควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ดังนั้น การศึกษาปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์ดังกล่าวจึงถือว่าเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างมาก โดยได้ศึกษาปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยในอดีตมีดังต่อไปนี้ คือ การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบ V/F การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบ V/F แสดงได้ดังตารางที่ 1.1 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง แสดงได้ดังตารางที่ 1.2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม แสดงได้ดังตารางที่ 1.3 และปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยสำหรับการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ แสดงได้ดังตารางที่ 1.4



ตารางที่ 1.1 ทัศนัวรรณกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบ V/F

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1993	ChenWei, YuYong YangRongFeng, WangGaoLin. and XuDianGuo	นำเสนอการปรับปรุงเสถียรภาพตัวควบคุมแบบ V/F ของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างการแกว่งกับความผันผวนเนื่องมาจากจากกระแส จึงใช้วิธีการควบคุมแบบส่งกลับค่ากระแสเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว
1998	Ben-Brahim, L.	นำเสนอการปรับปรุงตัวควบคุม V/F โดยวิธีการส่งกลับค่ากระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อใช้ในการควบคุมจะช่วยลดการแกว่งของแรงบิดและความเร็ว
1998	Munoz-Garcia, A., Lipo, T.A. and Novotny, D.W.	นำเสนอการปรับปรุงวิธีควบคุมแบบ V/F ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ความเร็วต่ำ ๆ โดยการป้อนกลับค่ากระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เพื่อใช้ในการควบคุมสำหรับชดเชยค่าแรงดันตกเนื่องจากค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์และชดเชยค่าสลลิป
2006	Suzuki, K., Saito, S., Kudor, T. and Tanaka, A.	ปรับปรุงตัวควบคุม V/F ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่มีขนาดใหญ่โดยวิธีการป้อนกลับค่ากระแสที่จ่ายให้มอเตอร์โดยใช้ทรินสเตอร์ในการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแส สลับสามเฟสเพื่อจ่ายให้มอเตอร์
2008	Yang, R., Chen, W. Yu, Y. and Xu, D.	นำเสนอการปรับปรุงเสถียรภาพตัวควบคุม V/F ด้วยวิธีการชดเชยค่าแรงดันตกเนื่องจากช่วงเวลา dead-time ช่วยลดการบิดเบี้ยวของกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์

ตารางที่ 1.2 ปรัชญานวัตกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง

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

ตารางที่ 1.3 ปรัชญานวัตกรรมและงานวิจัยของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
1992	Kerkman, R.J., Rowan, T.M. and Leggate, D.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยเทคนิคการเพิ่ม Field-Weakening ช่วยในการควบคุมกระแสสนาม เพื่อช่วยให้มอเตอร์สามารถทำงานในย่านความเร็วต่ำ ๆ ได้ดี และได้นำเสนอการออกแบบช่วงแบนด์วิดท์ของลูปควบคุมกระแสให้สูงยิ่งขึ้นเพื่อช่วยลดผลกระทบของพารามิเตอร์ฝั่งขดลวดโรเตอร์จึงทำให้ไม่จำเป็นต้องรู้ค่าพารามิเตอร์ของขดลวดโรเตอร์ที่ถูกต้องมากนักก็สามารถควบคุมได้
1998	Shieh, H.J., Shyu, K.K. and Lin, F.J	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยเทคนิคการปรับตัวของค่าคงที่ทางเวลาของขดลวดฝั่งโรเตอร์
2003	Chakraborty, C. and	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการ

	Hori, Y.	ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม มีสองกลไกคือ 1. ควบคุมการสร้างกระแสฟลักซ์ให้มีลักษณะคงที่ 2. สร้างแบบจำลองที่เป็นส่วนของกำลังงานสูญเสียเพื่อจะ ออกแบบตัวควบคุมให้ช่วยลดกำลังงานสูญเสีย
2008	Zhang, X., Jiang, Z. and Yu, X.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการ ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยใช้เทคนิค synergetic ทำให้การควบคุมมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับการ ควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ (พารามิเตอร์ของตัว ควบคุมพีไอได้จากการค้นหาแบบดั้งเดิม)
2011	Hiware, R.S., and Chaudhari, J.G.	นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการ ควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยเทคนิคการปรับปรุง ค่าฟลักซ์โรเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์บนองค์ประกอบ พื้นฐานของกระแสสามแม่เหล็ก โดยมีรูปแบบของการ ควบคุมอยู่บนสถานะคงตัว และใช้เทคนิค SVM ในการ สร้างสัญญาณ PWM จึงทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่สูงขึ้น

ตารางที่ 1.4 ปรวิทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยสำหรับการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์

ปีที่ตีพิมพ์ (ค.ศ.)	คณะผู้วิจัย	สาระสำคัญของงานวิจัย
2004	Kulworawanichpong, T., Areerak, K-L, Areerak, K-N. and Sujitjorn, S.	นำเสนอการระบุเอกลักษณ์ด้วยวิธีการค้นหาแบบตาม เชิงปรับตัว สำหรับการนำมาประยุกต์ใช้งานด้วยการ ระบุเอกลักษณ์ของการกรองปริมาณทางฮาร์มอนิกออก จากระบบไฟฟ้ากำลัง
2002	Puangdownreong, D., Areerak, K.-N., Srikaew, A. and Sujitjorn, S.	นำเสนอวิธีการระบุเอกลักษณ์ด้วยเทคนิคการระบุเอกลักษณ์แบบตาม เชิงปรับตัว ซึ่งเป็นระบบที่มีการพัฒนา มาจากการระบุเอกลักษณ์แบบตาม โดยมีการเพิ่มสอง กลไกการระบุเอกลักษณ์คือ กลไกการเดินย้อนรอยและ

		กลไกการปรับลดครีมี
2010	Udomsuk, S., Areerak, K.-L., Areerak, K.-N. and Srikaew, A.	นำเสนอวิธีการระบุเอกลักษณ์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก โดยใช้เทคนิคการระบุเอกลักษณ์แบบตามูเชิงปรับตัว
2011	Chaijarunudomrung, K., Areerak, K-N., Areerak, K-L. and Srikaew, A.	นำเสนอวิธีการออกแบบตัวควบคุมของระบบควบคุมวงจรรีจกระแสสามเฟสโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทำให้ทราบว่า การควบคุมแบบ V/F ไม่สามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ซึ่งเมื่อมอเตอร์มีการรับภาระจากโหลดจึงทำให้ความเร็วเข้าสู่สภาวะคงตัวได้ช้า ส่วนวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงและแบบเวกเตอร์ทางอ้อมสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง แต่การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงมีข้อด้อยคือ ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศของตัวมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อนำกลับมาคำนวณมุมของการหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส ต่างจากการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่ไม่จำเป็นต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศแต่จะใช้วิธีการประมาณค่าสลิปรวมกับค่าความเร็วในการหมุนของมอเตอร์เพื่อนำไปคำนวณมุมของการหมุนที่ความเร็วซิงโครนัส เมื่อเทียบกับวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรงถือว่ามีความสะดวกกว่าในเรื่องของการสร้างชุดควบคุม และการออกแบบตัวควบคุมของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์โดยใช้เทคนิคการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเป็นวิธีที่ได้รับการยอมรับและใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากสามารถให้ผลการค้นหาตัวควบคุมที่ให้สมรรถนะของการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

## บทที่ 2

### แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

#### 2.1 บทนำ

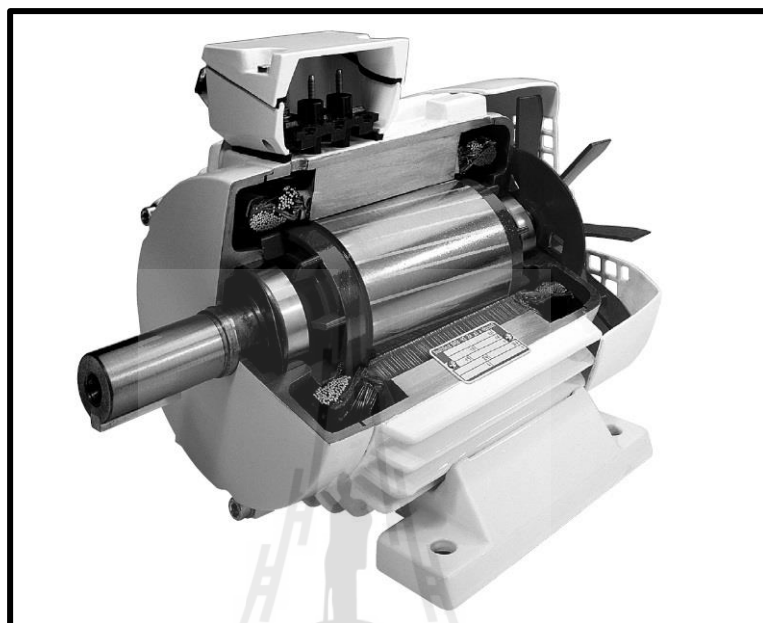
การศึกษาแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีความสำคัญและเป็นรากฐานที่สำคัญของการควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีการทางเวกเตอร์ ซึ่งแบบจำลองดังกล่าวจะนำไปใช้ในการศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์ รวมถึงนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุม ดังนั้น ในบทนี้จึงทำการศึกษาพฤติกรรมการทำงานและสร้างแบบจำลองเพื่อศึกษาการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสผ่านการจำลองสถานการณ์การทำงานของมอเตอร์บนโปรแก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

#### 2.2 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอกประกอบด้วยขดลวดสเตเตอร์ (Stator) ซึ่งมีขดลวดสามเฟสพันอยู่บนร่องของสเตเตอร์โดยวางเรียงห่างกันทำมุม  $120^\circ$  และยังมีส่วนประกอบที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งคือขดลวดโรเตอร์ (Rotor) โดยพันอยู่บนแท่งตัวนำแบบกรงกระรอกถูกคั่นกลางด้วยฉนวนและที่ปลายทั้งสองข้างจะเชื่อมเข้าด้วยกันกับวงแหวนทำให้มีรูปร่างคล้ายกับกรงกระรอกซึ่งเป็น โครงสร้างที่ง่ายและมีราคาต่ำ และได้แสดงโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังรูปที่ 2.1

การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสสมดุลเข้าไปขดลวดสเตเตอร์จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนกระจายออกมาในช่องว่างอากาศ (air gap) โดยมี

ขนาดและหมุนรอบ โรเตอร์ด้วยความเร็วคงที่เรียกว่าความเร็วซิงโครนัส (synchronous speed,  $\omega_s$ ) มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อวินาที



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบกรงกระรอก (Rockwell Automation, 1996)

ความเร็วเชิงมุมที่ความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะขึ้นอยู่กับความถี่ทางไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายสามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2-1)

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

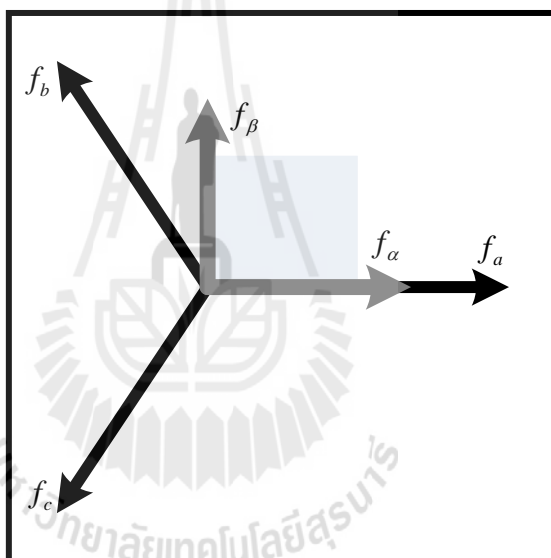
เมื่อ  $\omega_s$  คือ ความเร็วเชิงมุมที่ความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
 $P$  คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์  
 $f$  คือ ความถี่ทางไฟฟ้าของแหล่งจ่าย  
 $\omega$  คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของแหล่งจ่าย

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

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

### 2.3 การแปลงแบบคลาร์ก (Clarke's Transformation)

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



รูปที่ 2.2 การแปลงปริมาณสามเฟส  $abc$  ให้อยู่บนแกน  $\alpha\beta$

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

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

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

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

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

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

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

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

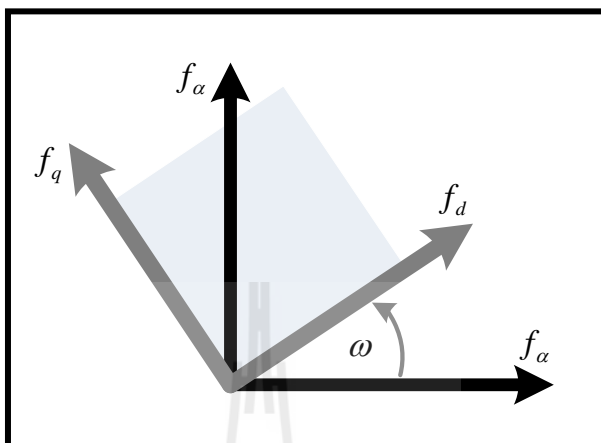
$$\text{เมื่อ } [\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

#### 2.4 การแปลงแบบปาร์ค (Park's Transformation)

จากหัวข้อที่ 2.3 ได้กล่าวถึงรูปแบบการแปลงแกนแบบคลาร์ก ซึ่งเป็นการแปลงแกนจากแกน  $abc$  ไปเป็นแกน  $\alpha\beta$  หรือจะแปลงกลับจากแกน  $\alpha\beta$  เป็นแกน  $abc$  ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการแปลงแกนจากแกน  $abc$  ให้อยู่บนแกน  $dq$  กล่าวคือระบบจะถูกแปลงจากปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน (rotating frame) โดยใช้รูปแบบการแปลงแกนแบบปาร์ค ในการแปลงแกนแบบปาร์คนั้นได้นำเอาองค์ความรู้ของการแปลงแกนแบบคลาร์กมาพัฒนาต่อเพื่อแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดนิ่ง (stationary frame) ไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน โดยได้แสดงรูปแบบการแปลงแกนแบบปาร์คดังรูปที่ 2.3 ซึ่งการศึกษาแบบจำลองทาง



คณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสนิยมแปลงปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสหรือสองแกน ซึ่งอาจจะเป็นแกน  $\alpha\beta$  (แกนหยุดนิ่ง) หรือแกน  $dq$  (แกนหมุน) ก็ได้



รูปที่ 2.3 การแปลงแกนจาก  $\alpha\beta$  ให้อยู่บนแกน  $dq$

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

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

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

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

สมการที่ (2-8) จัดรูปใหม่ได้เป็น

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

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

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

เมื่อ

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

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

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

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

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

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

จากสมการที่ (2-10) สามารถเขียนเป็นเมทริกซ์สำหรับรูปแบบการแปลงแบบปาร์คได้ดังสมการที่ (2-11)

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

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

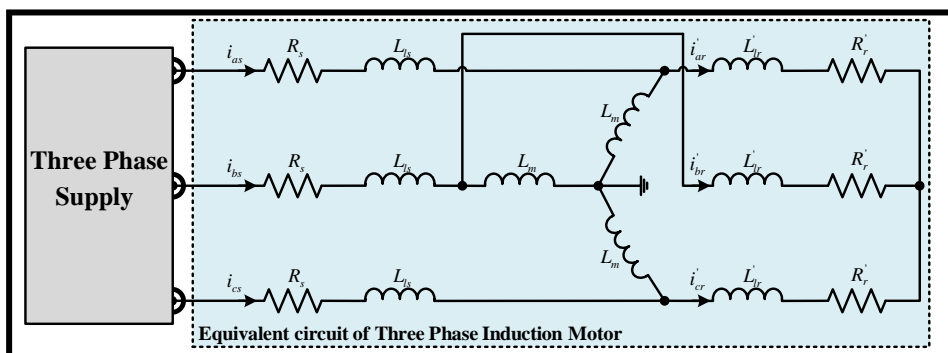
ในทางกลับกันถ้าจะแปลงแกนจากแกน  $dq$  ไปเป็นปริมาณสามเฟส  $abc$  ก็สามารทำได้ดังสมการที่ (2-12)

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

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

### 2.5 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนการหมุนใด ๆ (arbitrary frame)

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



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อแบบ Y

จากรูปที่ 2.4 เมื่อพิจารณาวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสฝั่งขดลวดโรเตอร์จะเห็นว่าค่าความต้านทานที่โรเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าสลิป ซึ่งค่าสลิปจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับสภาวะการรับภาระจากโหลดของมอเตอร์ และจากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถนำมาเขียนสมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์และสมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์ได้ดังนี้

สมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์

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

สมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

การแปลงแกนสมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะทำเหมือนกันกับการแปลงแกนของสมการอนุพันธ์ของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ เพียงแต่ค่า  $\omega$  จะเปลี่ยนเป็น  $\omega - \omega_r$  ดังนั้น สมการที่ (2-14) สามารถเขียนระบบสมการใหม่ที่อยู่บนแกน  $dq$  ได้ ดังสมการที่ (2-22)

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

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

โดยปกติแล้วการเลือกแกนหมุนของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส จะนิยมเลือกแกนหมุนให้หมุนที่ 1) หมุนที่แกนหมุนหยุดนิ่ง ( $\omega = 0$ ) 2) หมุนที่แกนหมุนโรเตอร์ ( $\omega = \omega_r$ )

3) หมุนที่แกนหมุนเชิงโคโรนัส ( $\omega = \omega_s$ ) (P.C.Krause, O.Wasynczuk, S.D.Sudhoff, 2013) โดยในงานวิจัยนี้ได้เลือกหมุนที่แกนหมุนหยุดนิ่งเพื่อลดความซับซ้อนของสมการแรงดันฝั่งขดลวดสเตเตอร์ ซึ่งจากการเลือกแกนหมุนดังกล่าวจะทำให้ค่า  $\omega$  ในสมการที่ (2-21) และสมการที่ (2-22) จะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ นอกจากนี้การนำแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมาใช้ในการวิเคราะห์เกี่ยวกับการควบคุมความเร็วจะนิยมใช้แกนหมุนที่แกนหมุนหยุดนิ่ง (P.C.Krause, O.Wasynczuk, S.D.Sudhoff, 2013) และเมื่อพิจารณารูปที่ 2.3 ที่ค่า  $\omega$  ดังกล่าวจะทำให้แกน  $d$  ตรงกับแกน  $\alpha$  และแกน  $q$  ก็จะตรงกับแกน  $\beta$  ดังนั้น สมการแรงดันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จากสมการที่ (2-21) และสมการที่ (2-22) จึงสามารถเขียนใหม่โดยอยู่บนปริมาณสองเฟสในแกนหมุนหยุดนิ่ง ( $\alpha\beta$ ) ได้ดังสมการที่ (2-23) และสมการที่ (2-24)

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

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

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

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

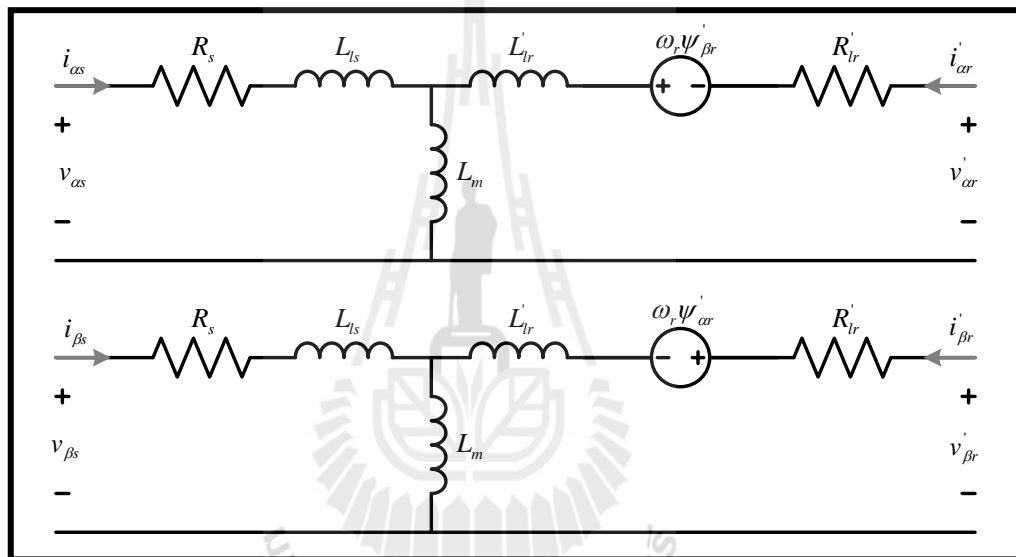
และเมื่อค่า  $[\boldsymbol{\Psi}_{r'}^{\alpha\beta 0}]$  ในสมการที่ (2-24) คือฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดโรเตอร์สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2-26)

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

$$\text{โดยที่ } L_s = L_{ls} + L_m$$

$$L_r = L_{lr} + L_m$$

จากสมการแรงดันของขดลวดสเตเตอร์และขดลวด โรเตอร์ในสมการที่ (2-23) และสมการที่ (2-24) สามารถนำมาเขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $\alpha\beta$  ได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งจะไม่พิจารณาวงจรสมมูลที่แกนศูนย์ เนื่องจากการสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะสร้างให้อยู่บนแกน  $\alpha\beta$  เท่านั้น



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $\alpha\beta$

จากสมการที่ (2-23) และสมการที่ (2-24) เมื่อพิจารณาการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะมีตัวแปรบางตัวที่ไม่มีความจำเป็นในการใช้งาน ดังนั้น จึงจัดรูปแบบสมการให้เหลือเฉพาะตัวแปรที่จำเป็นเท่านั้น ซึ่งตัวแปรที่จะกำจัด คือ  $i_r^{\alpha\beta}$  เนื่องจากเป็นปริมาณที่ไม่สามารถวัดได้ในทางกายภาพและอีกตัวแปร คือ  $\psi_s^{\alpha\beta}$  เพราะจะใช้แค่  $\psi_r^{\alpha\beta}$  ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์

จากสมการฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวด โรเตอร์ในสมการที่ (2-26) เมื่อพิจารณาเฉพาะค่าฟลักซ์บนแกน  $\alpha\beta$  โดยการจัดรูปใหม่เพื่อจะได้สมการของกระแสที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน  $\alpha\beta$  ดังสมการที่ (2-27)



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

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

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

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

แทนค่า  $\Psi_s^{\alpha\beta}$  จากสมการที่ (2-28) ลงในสมการที่ (2-23) จึงได้สมการแรงดันของขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในกรณีที่ไม่พิจารณาค่า  $\mathbf{i}_{r'}^{\alpha\beta}$  และ  $\Psi_s^{\alpha\beta}$  โดยจะพิจารณาเฉพาะค่าแรงดันบนแกน  $\alpha\beta$  ได้ดังนี้

$$[\mathbf{v}_s^{\alpha\beta}] = R_s [\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}] + \sigma L_s \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}] + \frac{L_m}{L_r'} \frac{d}{dt} [\Psi_{r'}^{\alpha\beta}] \quad (2-29)$$

แทนค่า  $\mathbf{i}_{r'}^{\alpha\beta}$  จากสมการที่ (2-27) ลงในสมการที่ (2-24) จึงได้สมการแรงดันที่ขดลวดโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในกรณีที่ไม่พิจารณาค่า  $\mathbf{i}_{r'}^{\alpha\beta}$  โดยจะพิจารณาเฉพาะค่าแรงดันบนแกน  $\alpha\beta$  ได้ดังนี้

$$[\mathbf{v}_{r'}^{\alpha\beta}] = 0 = \frac{R_r'}{L_r'} [\Psi_{r'}^{\alpha\beta}] - \frac{L_m R_r'}{L_r'} [\mathbf{i}_s^{\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{r'}^{\alpha\beta}] \pm \omega_r [\Psi_{r'}^{\beta\alpha}] \quad (2-30)$$

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

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

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

$$v'_{\alpha r} = 0 = \frac{R'_r}{L_r} \psi'_{\alpha r} - \frac{L_m R'_r}{L_r} i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \psi'_{\alpha r} + \omega_r \psi'_{\beta r} \quad (2-32a)$$

$$v'_{\beta r} = 0 = \frac{R'_r}{L_r} \psi'_{\beta r} - \frac{L_m R'_r}{L_r} i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \psi'_{\beta r} - \omega_r \psi'_{\alpha r} \quad (2-32b)$$

การหาสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $dq$  จะตั้งต้นจากสมการที่ (2-33)

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

เนื่องจากค่า  $\omega_{rm}$  เป็นความเร็วที่โรเตอร์ทางกล ซึ่งต้องการแปลงความเร็วดังกล่าวให้เป็นความเร็วที่โรเตอร์ทางไฟฟ้า ( $\omega_r$ ) ดังนั้น จะได้

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

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

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

แทนค่า  $\omega_{rm}$  จากสมการที่ (2-35) ลงในสมการที่ (2-33) จะได้

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

จากสมการกำลังงานขาเข้าในสมการที่ (2-36) เขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของสมการแรงบิดทางไฟฟ้าได้ดังสมการ (2-37)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

จากสมการที่ (2-42) จะมีเทอมของ  $i^2 R$   $i \frac{d}{dt} \psi$  และ  $\omega \psi i$  โดยที่เทอมของ  $i^2 R$  คือกำลังงานสูญเสียในขดลวด เทอมของ  $i \frac{d}{dt} \psi$  คืออัตราการสับเปลี่ยนของกำลังงานสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างขดลวด และเทอมของ  $\omega \psi i$  คืออัตราของการแปลงพลังงานไฟฟ้าไปเป็นกำลังงานทางกล (P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, S. Pekarek, 2013) ดังนั้น เมื่อนำค่า  $P_{in,dq0}$  จากสมการที่ (2-42) ไปใช้คำนวณหาค่าแรงบิด ( $T_{em}$ ) จะพิจารณาเฉพาะเทอมของ  $\omega \psi i$  โดยแรงบิดดังกล่าวจะมีค่าเท่ากับผลรวมของเทอม  $\omega \psi i$  หาค่าด้วยความเร็วทางกลดังสมการที่ (2-43)

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

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

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

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

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

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

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

เมื่อพิจารณาทางฝั่งของระบบทางกล โดยใช้กฎของนิวตัน สมการอนุพันธ์ของความเร็วที่โรเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (2-47) ดังนี้

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

เมื่อ  $T_{em}$  สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2-46)

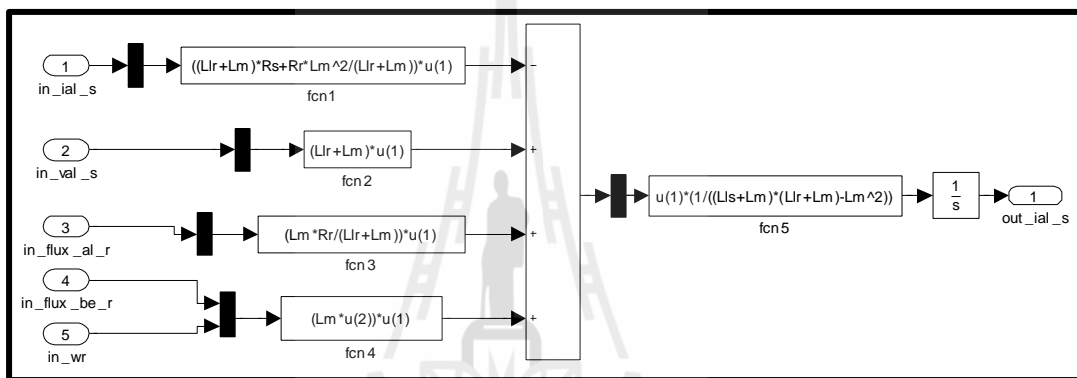
## 2.6 การสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนชุดบล็อก SIMULINK

ในหัวข้อนี้จะอธิบายการสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบน SIMULINK จากสมการทางคณิตศาสตร์ที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 2.5 เพื่อใช้ศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสผ่านการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งได้นำเสนอการหาสมการอนุพันธ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $\alpha\beta$  ดังนั้น จากสมการอนุพันธ์ในหัวข้อที่แล้วสามารถนำมาสร้างเป็นชุดบล็อกได้ดังนี้

จากสมการที่ (2-31a) และสมการที่ (2-32a) สามารถคำนวณกระแสที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $\alpha$  ได้ดังสมการ (2-48)

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

จากสมการที่ (2-48) นำมาสร้างชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $\alpha$  ได้ดังรูปที่ 2.6

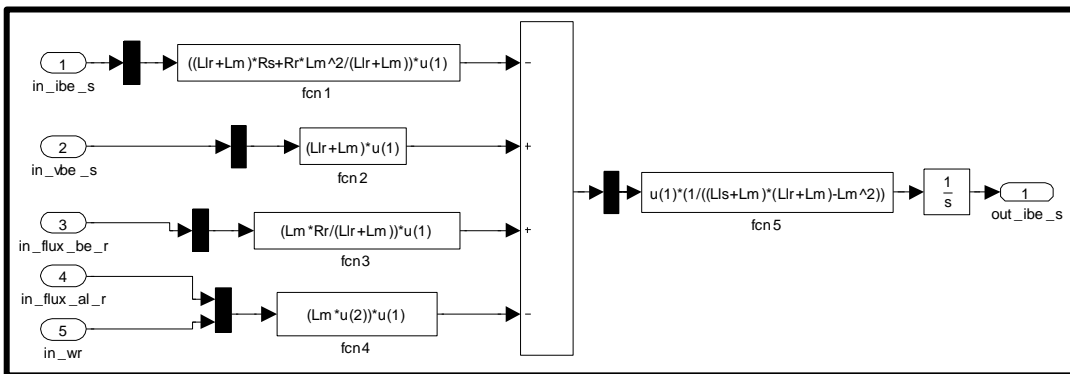


รูปที่ 2.6 ชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $\alpha$

จากสมการที่ (2-31b) และสมการที่ (2-32b) สามารถเขียนใหม่จะได้สมการกระแสที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $\beta$  ได้ดังสมการ (2-49)

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

จากสมการที่ (2-49) นำมาสร้างชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $\beta$  ได้ดังรูปที่ 2.7

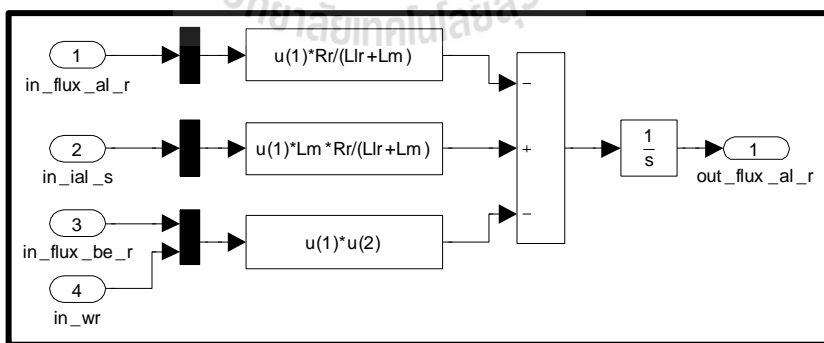


รูปที่ 2.7 ชุดบล็อกของกระแสที่สเตเตอร์บนแกน  $\beta$

จากสมการที่ (2-32a) สามารถคำนวณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน  $\alpha$  ได้ดังสมการที่ (2-50)

$$\psi'_{cr} = \int \left( \frac{L_m R'_r}{L_r} i_{cs} - \frac{R'_r}{L_r} \psi'_{cr} - \omega_r \psi'_{br} \right) dt \tag{2-50}$$

จากสมการที่ (2-50) นำมาสร้างเป็นชุดบล็อกของฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน  $\alpha$  ได้ดังรูปที่ 2.8

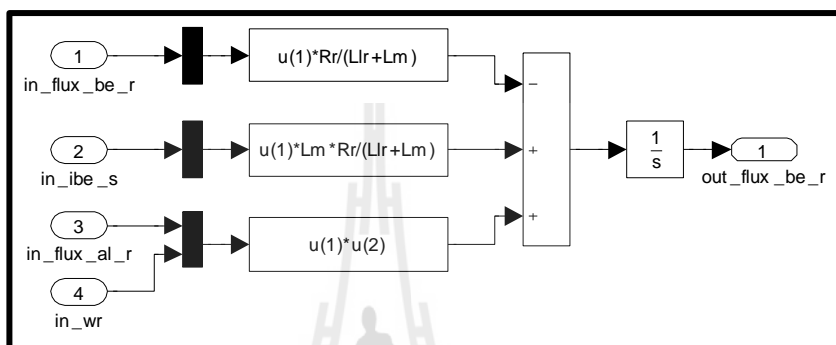


รูปที่ 2.8 ชุดบล็อกของฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน  $\alpha$

จากสมการที่ (2-32b) สามารถคำนวณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน  $\beta$  ได้ดังสมการที่ (2-51)

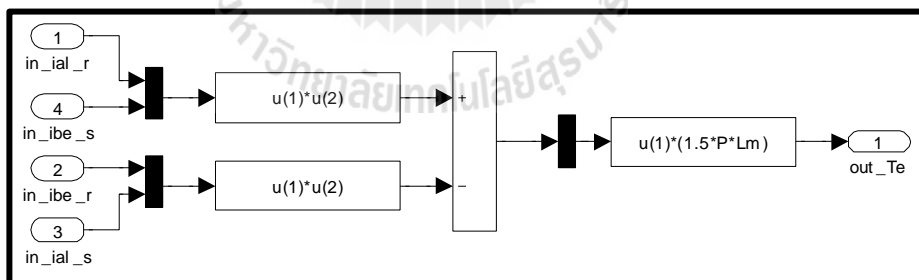
$$\psi'_{r\beta} = \int \left( \frac{L_m R_r'}{L_r'} i_{s\beta} - \frac{R_r'}{L_r'} \psi'_{r\beta} + \omega_r \psi'_{ra} \right) dt \tag{2-51}$$

จากสมการที่ (2-51) นำมาสร้างเป็นชุดบล็อกของฟังก์ชันเชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์บนแกน  $\beta$  ได้ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ชุดบล็อกของฟังก์ชันที่โรเตอร์บนแกน  $\beta$

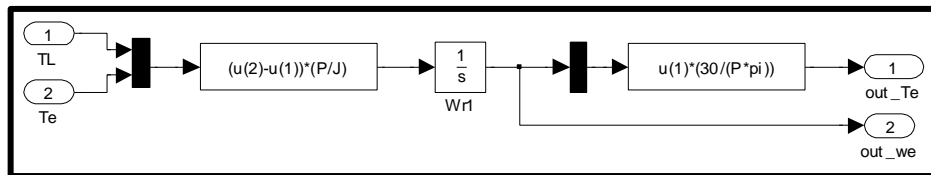
จากสมการที่ (2-46) นำมาสร้างเป็นชุดบล็อกของแรงบิดทางไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์

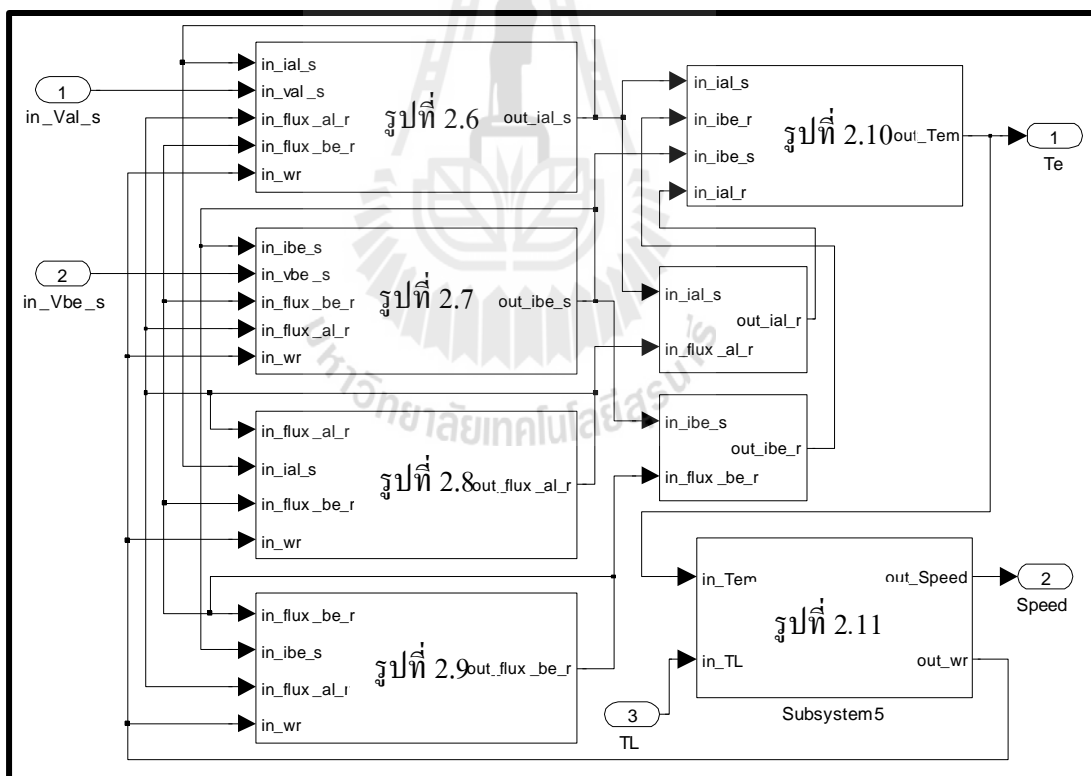


จากสมการที่ (2-47) นำมาสร้างเป็นชุดบล็อกของความเร็ที่โรเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.11



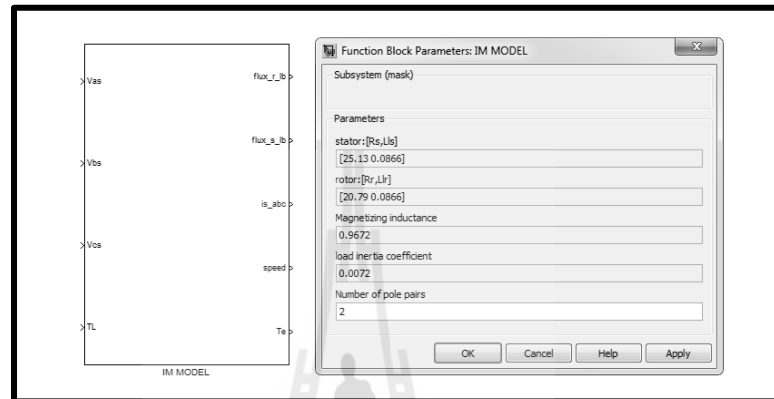
รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของสมการความเร็วเชิงมุมที่โรเตอร์

จากรูปที่ 2.6 ถึงรูปที่ 2.11 สามารถนำมารวมเป็นชุดบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ชุดบล็อกแบบจำลองสถานการณ์ทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากรูปที่ 2.12 สามารถสร้างเป็นชุดบล็อกที่พร้อมใช้งาน แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งจากแบบจำลองที่ได้สร้างขึ้นใหม่นี้สามารถป้อนค่าพารามิเตอร์โดยการดับเบิลคลิกที่ชุดบล็อกทางด้านซ้ายมือของรูปที่ 2.13 จากนั้นระบบก็จะแสดงหน้าต่างทางด้านขวามือเพื่อให้ผู้ใช้งานได้ป้อนค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามที่ต้องการจำลองสถานการณ์

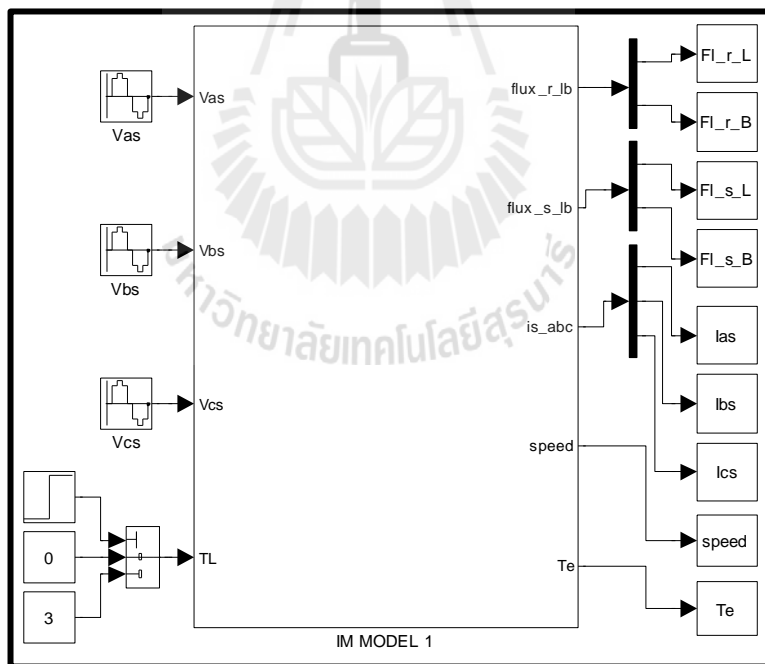


รูปที่ 2.13 แบบจำลองของ IM Model

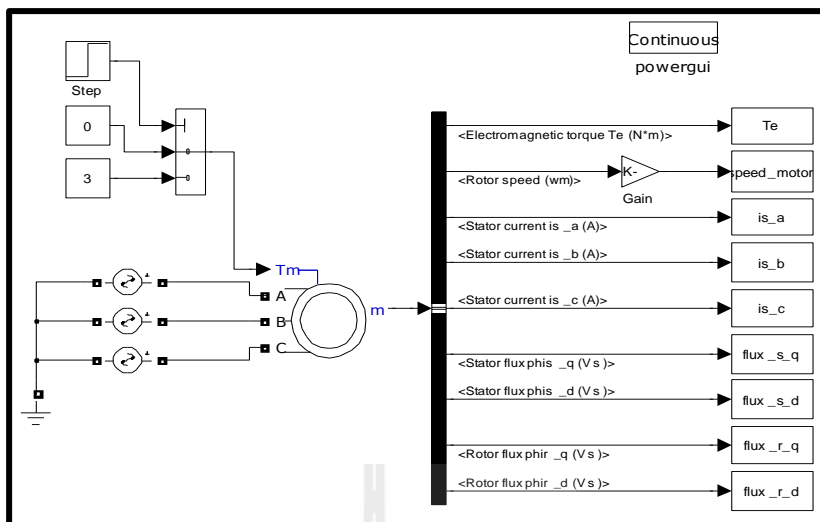
การตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะอาศัยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ระหว่างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่สร้างขึ้นใหม่ (IM Model) กับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนโปรแกรม MATLAB ของชุดบล็อก SPS โดยการจำลองสถานการณ์ได้แสดงการต่อชุดบล็อกของแบบจำลองทั้งสองดังรูปที่ 2.14 และ 2.15 โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์จะมีค่าเท่ากันดังตารางที่ 2.1 ซึ่งเป็นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ โดยได้แสดงวิธีการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไว้ในบทที่ 3

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์สำหรับการจำลองสถานการณ์ของแบบจำลองทั้งสอง

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$R_s$	25.13 $\Omega$	ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
$R'_r$	20.79 $\Omega$	ความต้านทานของขดลวดโรเตอร์ที่ย้ายมาทางฝั่งขดลวดสเตเตอร์
$L_{ls}$	0.0866 H	ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์
$L'_{lr}$	0.0866 H	ความเหนี่ยวนำของขดลวดโรเตอร์ที่ย้ายมาทางฝั่งขดลวดสเตเตอร์
$L_m$	0.9672 H	ความเหนี่ยวนำร่วม
$J$	0.0072 kg.m <sup>2</sup>	โมเมนต์ความเฉื่อย
$P$	4	ขั้วแม่เหล็กไฟฟ้า



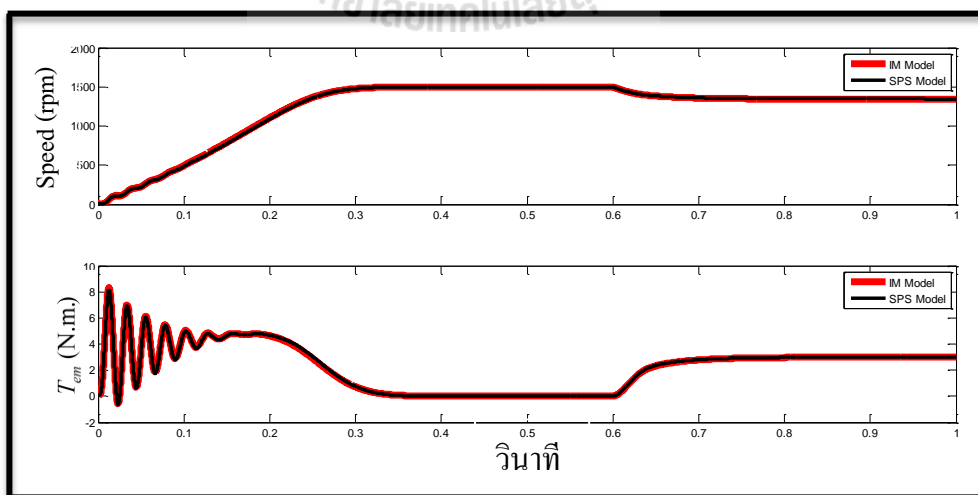
รูปที่ 2.14 ชุดบล็อก IM Model



รูปที่ 2.15 แบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจากโปรแกรม MATLAB (PSB Model)

เมื่อได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ตามที่ต้องการแล้ว ก็จะเข้าสู่ขั้นตอนของการทดสอบ เริ่มด้วยการสตาร์ทมอเตอร์ เมื่อสังเกตเห็นว่าความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ จึงได้จ่ายโหลด ( $T_L$ ) เท่ากับ 3 นิวตันเมตร ที่เวลา 0.6 วินาที ให้กับมอเตอร์เพื่อดูพฤติกรรมการทำงานของแบบจำลองทั้งสอง ผลการจำลองสถานการณ์ของแบบจำลองทั้งสองสามารถแสดงได้ดังนี้

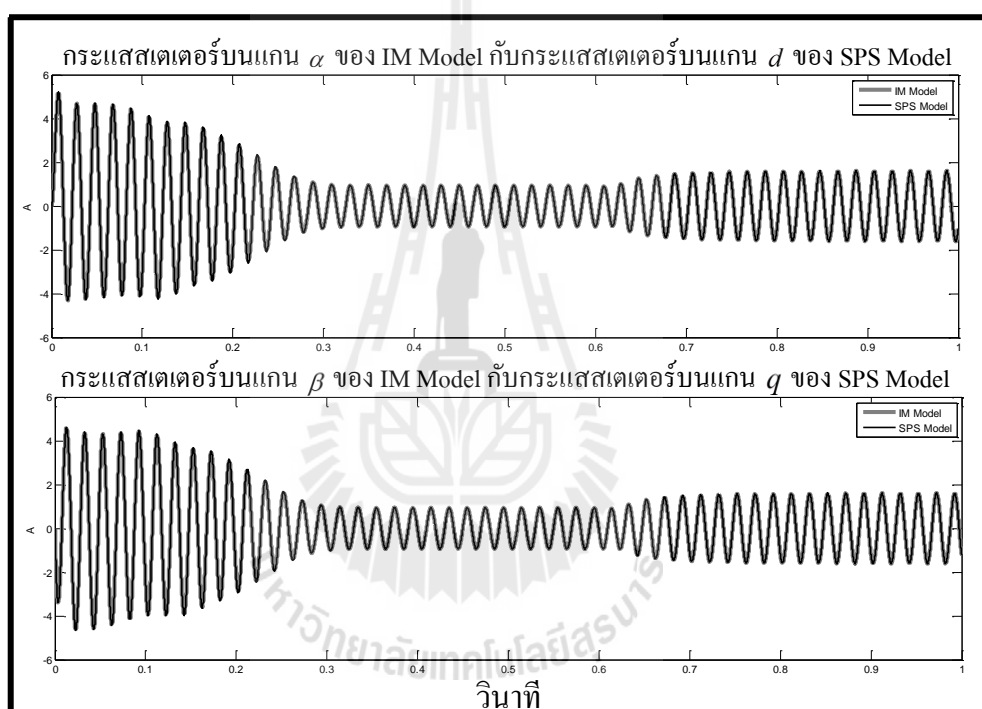
รูปที่ 2.16 ได้แสดงค่าแรงบิดทางไฟฟ้าและความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพบว่าค่าที่ได้จากแบบจำลองทั้งสองที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ มีลักษณะคล้ายตามกัน



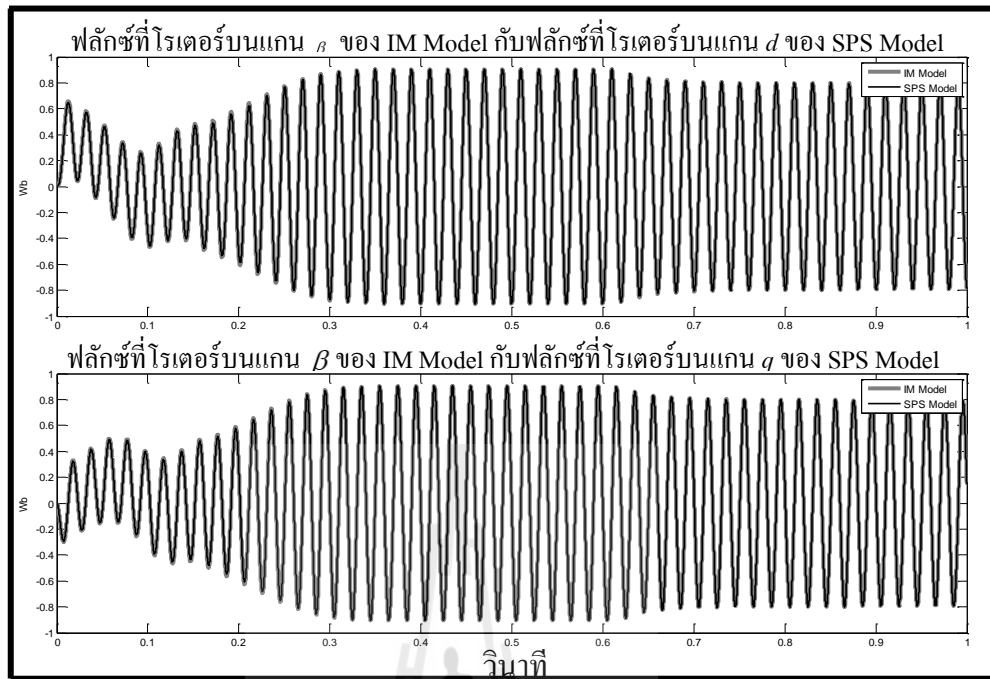
รูปที่ 2.16 ค่าความเร็วทางกล และค่า  $T_{em}$  เทียบกับเวลาตามลำดับ

รูปที่ 2.17 ได้แสดงค่ากระแสที่ขดลวดสเตเตอร์บนแกน  $\alpha\beta$  ซึ่งจากการเลือกแกนหมุนหยุดนิ่งจะทำให้ค่ากระแสบนแกน  $\alpha$  และ  $\beta$  ของ IM Model มีเฟสตรงกันกับค่ากระแสบนแกน  $d$  และ  $q$  ของ SPS Model ตามลำดับ และจากกราฟจะเห็นว่าผลการตอบสนองของกระแสที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ มีลักษณะคล้ายคลึงกัน

รูปที่ 2.18 แสดงค่าฟลักซ์ที่ขดลวดโรเตอร์ จากผลการจำลองจะเห็นว่าค่าฟลักซ์บนแกน  $\alpha$  และแกน  $\beta$  ของ IM Model จะมีเฟสตรงกันกับค่าฟลักซ์บนแกน  $d$  และ  $q$  ของ SPS Model ตามลำดับ



รูปที่ 2.17 ค่ากระแสที่ขดลวดสเตเตอร์ของ IM Model และ SPS Model



รูปที่ 2.18 ฟลักซ์ที่ขดลวดโรเตอร์ของ IM Model และ SPS Model

จากผลการจำลองสถานการณ์เพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองทั้งสองดังรูปที่ 2.16 ถึงรูปที่ 2.18 แสดงให้เห็นว่าผลการตอบสนองของแบบจำลองทั้งสองมีลักษณะคล้ายคลึงกัน จึงสามารถอ้างได้ว่าแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ IM Model ที่สร้างขึ้นใหม่นี้ สามารถนำไปจำลองการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้

## 2.7 สรุป

เนื้อหาในบทที่ 2 เสนอวิธีการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยแบบจำลองดังกล่าวจะสร้างอยู่บนแกน  $\alpha\beta$  ซึ่งได้ใช้องค์ความรู้ของการแปลงแกนทั้งการแปลงแบบคลาร์กและการแปลงแบบปาร์ค โดยในขั้นต้น ผู้วิจัยได้ใช้การแปลงแบบปาร์คเพื่อแปลงสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์ที่ยังเป็นปริมาณสามเฟสไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน โดยรายละเอียดของการสร้างแบบจำลองได้นำเสนอไว้ในบทนี้ ผลการตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองดังกล่าวถือว่าเป็นแบบจำลองที่มีความถูกต้องแม่นยำ สามารถนำไปจำลองสถานการณ์เพื่อดูพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้จริง อีกทั้งสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกน  $dq$  ที่แกนหมุนใด ๆ ยังสามารถนำไปใช้สำหรับการออกแบบระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมดังที่จะกล่าวในบทต่อไป

### บทที่ 3

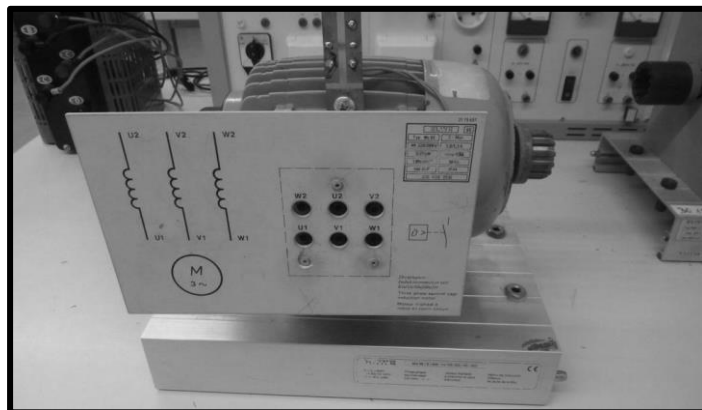
## การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

### 3.1 บทนำ

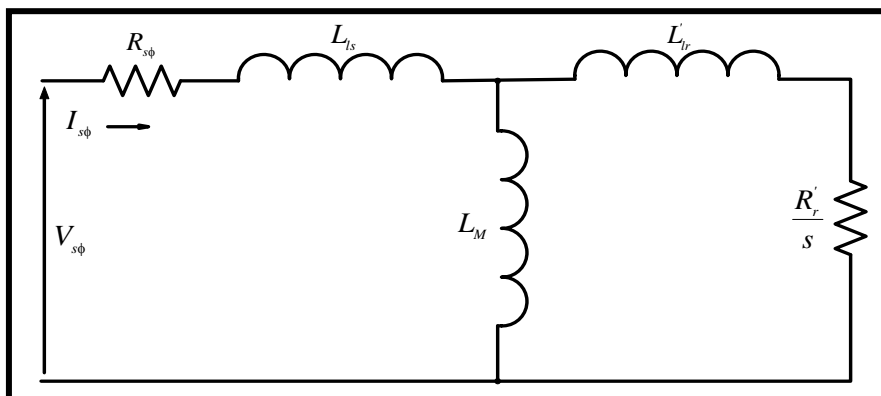
การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสถือเป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างมาก เนื่องจากการทำลองสถานการณ์การทำงานของมอเตอร์ การควบคุมมอเตอร์แบบเวกเตอร์ทางอ้อม การออกแบบตัวควบคุมพีไอของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ดังนั้น ในบทนี้จึงได้นำเสนอการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่จะใช้ในการควบคุม เพื่อจะนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบไปใช้สำหรับจำลองการทำงานของมอเตอร์และใช้ในการออกแบบตัวควบคุมของมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมต่อไป

### 3.2 การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งได้แสดงรูปมอเตอร์ที่ใช้ทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ดังรูปที่ 3.1 โดยมีการทดสอบอยู่ 3 แบบคือ 1) การทดสอบกระแสตรง ซึ่งเรียกว่าวิธี โวลต์-แอมป์หรืออาจใช้มิเตอร์วัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์โดยตรง 2) การทดสอบสภาวะไร้โหลดและ 3) การทดสอบชัตโรเตอร์ วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้อ้างอิงสำหรับการหาพารามิเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์

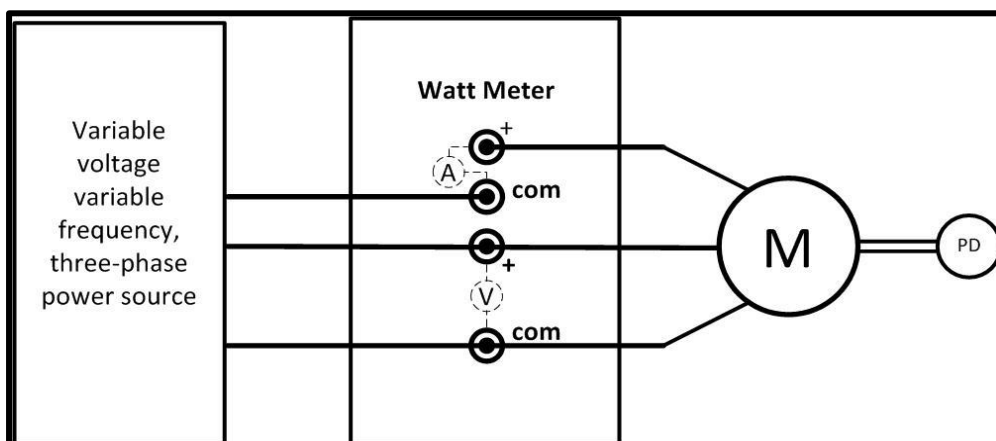


รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

1) การทดสอบกระแสตรงใช้วิธีการป้อนไฟกระแสตรงเข้าที่ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์ แล้ววัดกระแสและแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดสเตเตอร์ จากความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดสเตเตอร์จึงคำนวณค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์  $R_s$  ได้ (ในการทดสอบนี้ค่ารีแอกแตนซ์จะมีค่าเป็นศูนย์เพราะเป็นการทดสอบกระแสตรง) อย่างไรก็ตาม ค่าความต้านทานที่ได้จะขึ้นอยู่กับ การต่อขดลวดของมอเตอร์ด้วยว่าต่อแบบ Y หรือ  $\Delta$  แต่ในการทดสอบนี้จะใช้มิเตอร์วัดความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์ในแต่ละเฟสโดยตรง เพื่อความสะดวกในการวัดและค่าที่ได้ก็ใกล้เคียงกันกับการทดสอบกระแสตรง

2) การทดสอบสภาวะไร้โหลดเนื่องจากไม่มีการขับโหลดที่เพลารวมของมอเตอร์จึงประมาณได้ว่า  $s \cong 0$  ดังนั้น กำลังไฟฟ้าที่จ่าย ( $P_m$ ) ก็คือกำลังสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ ( $P_{SCL} = 3I_s^2 r_s$ ) บวกกับกำลังงานที่เอาชนะการหมุนตัวเปล่า ( $P_{rot} = P_{core} + P_{F+W} + P_{stray}$ ) ซึ่งในการศึกษานี้จะถือว่าค่ากำลังงานสูญเสียนี้คงที่ตลอดย่านการทำงาน ถึงแม้ว่ากำลังงานสูญเสียบางตัวจะเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะการจ่ายโหลดก็ตาม วงจรที่ใช้ในการทดสอบแสดงได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งใช้แหล่งจ่ายสามเฟสแบบปรับค่าได้และวัดมิเตอร์รุ่น PX-120 แสดงได้ดังรูปที่ 3.4

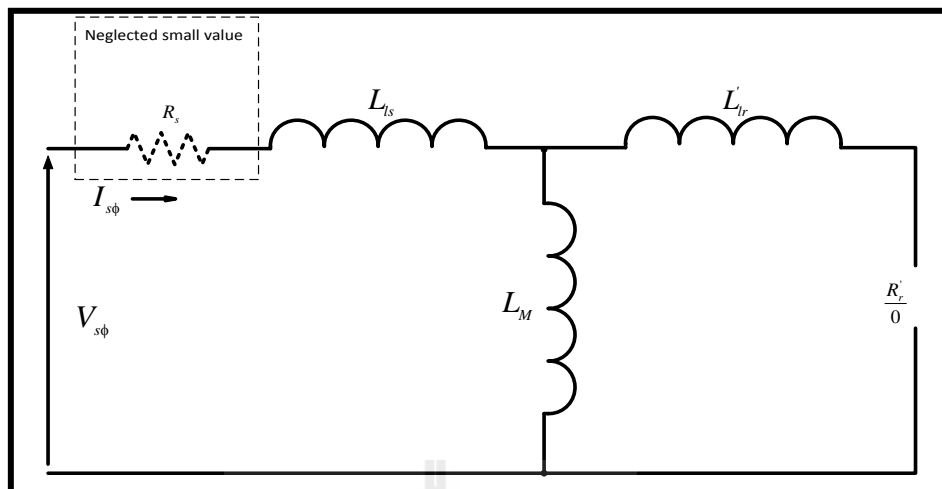




รูปที่ 3.3 วงจรทดสอบในสภาวะไร้โหลด



รูปที่ 3.4 วัดคัมมิเตอร์ รุ่น PX 120



รูปที่ 3.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่สภาวะไร้โหลด

จากการทดสอบที่สภาวะไร้โหลดจะทำให้ได้วงจรสมมูลของมอเตอร์ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งทำให้ได้  $X_{ls}$  และ  $X_M$  ดังสมการที่ (3-1)

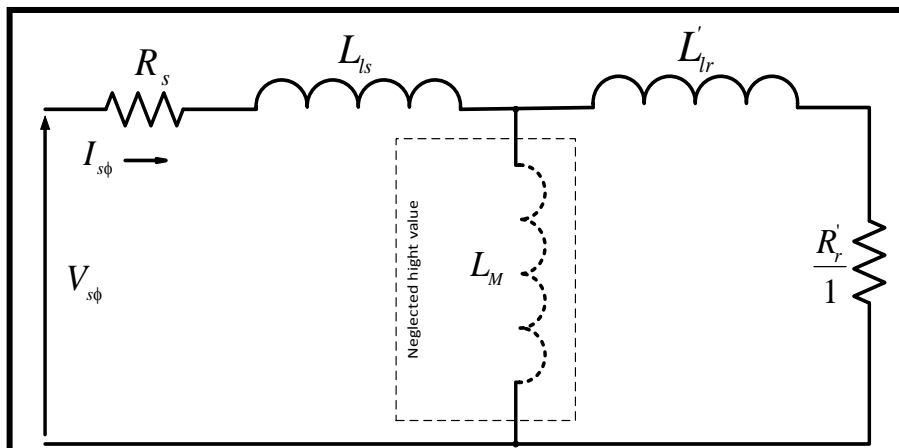
$$Z_{nl} = \frac{V_{s\phi}}{I_{s\phi}} \approx X_{ls} + X_M \quad (3-1)$$

เมื่อ

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

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

3) การทดสอบยึดโรเตอร์ วงจรที่ใช้ในการทดสอบเหมือนกับวงจรที่ใช้ในการทดสอบที่สภาวะไร้โหลดทุกประการ แต่จะต่างกันที่จะจับยึดโรเตอร์ไว้ไม่ให้หมุน เมื่อทำการป้อนไฟจากแหล่งจ่ายเข้าไปที่ขดลวดสเตเตอร์สลิป  $s=1$  ค่า  $R'_r/s$  จึงมีค่าเท่ากับ  $R'_r$  และค่า  $X_M$  กำหนดให้มีค่ามากจึงไม่นำมาพิจารณา ดังนั้น วงจรสมมูลของมอเตอร์ก็จะเป็นเพียงการอนุกรมกันของค่า  $X_{ls}, R_s, X'_{lr}$  และ  $R'_r$  ซึ่งก็คล้ายกับการทดสอบลัดวงจร (short circuit test) ของหม้อแปลงไฟฟ้า แสดงได้ดังรูปที่ 3.6 จากการทดสอบจึงได้ความสัมพันธ์ดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลของมอเตอร์เมื่อสภาวะยึดโรเตอร์

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

$$R_{eq} = R_s + R'_r = \frac{V_{s\phi} \cos \theta}{I_{s\phi}} \quad (3-2)$$

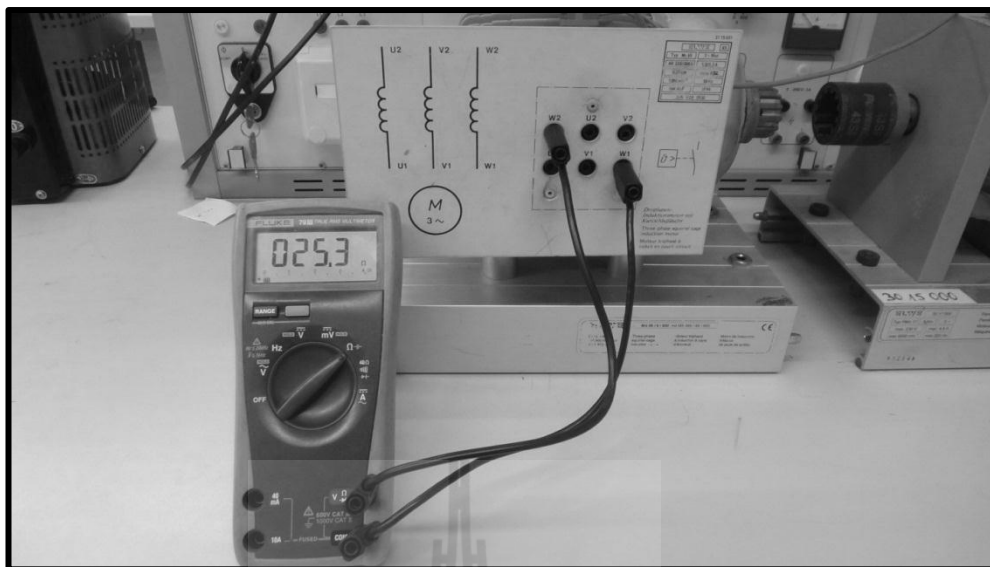
$$X_{eq} = X_{ls} + X_{lr} = \frac{V_{s\phi} \sin \theta}{I_{s\phi}} \quad (3-3)$$

ในการทดสอบบางครั้งอาจจะป้อนแหล่งจ่ายด้วยความถี่ที่ไม่เท่ากับกับความถี่พิกัดในกรณีเช่นนี้ค่ารีแอกแตนซ์ที่ได้ต้องมีการปรับคูณด้วยอัตราส่วนระหว่างความถี่พิกัด ( $f_{rated}$ ) กับความถี่ที่ทดสอบ ( $f_{test}$ ) จึงได้

$$X_{LR} = \frac{f_{rated}}{f_{test}} X'_{LR} = X_{ls} + X'_{lr} \quad (3-4)$$

### 3.3 ขั้นตอนการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

หาค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์โดยใช้มิเตอร์วัดค่าความต้านทานของขดลวดทั้งสามเฟส โดยการวัดค่าความต้านทานที่ละเฟส ซึ่งวงจรที่ใช้ในการทดสอบจริงแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 โดยได้แสดงผลที่ได้จากการวัดดังตารางที่ 3.1



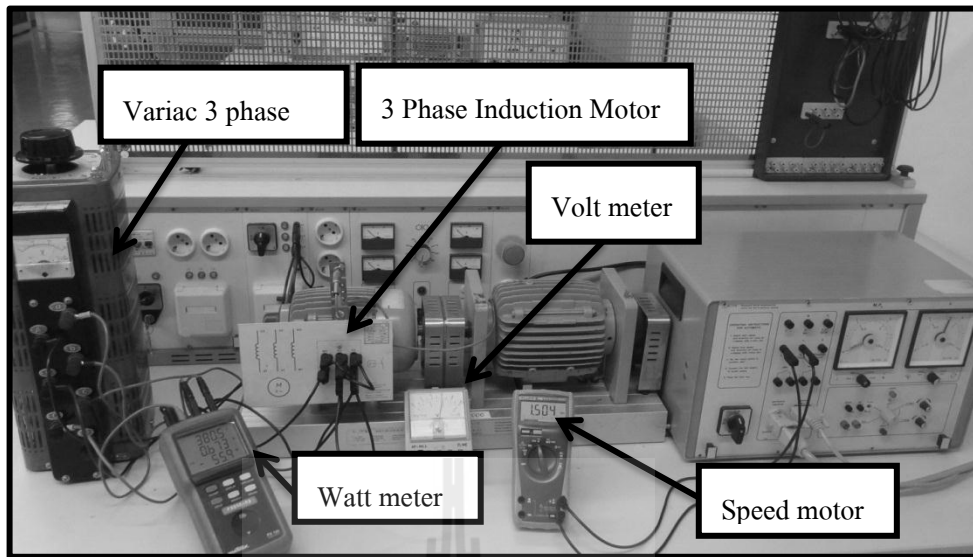
รูปที่ 3.7 การต่อวัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์

ตารางที่ 3.1 ผลการทดสอบค่า  $R_s$

ขดลวด	หน่วยโอห์ม ( $\Omega$ )
W	24.8
U	25.1
V	25.5

$$R_{s,avg} = 25.13 \Omega$$

การทดสอบที่สภาวะไร้อโหลด โดยต่อวงจรตามรูปที่ 3.3 ซึ่งได้แสดงการต่อวงจรจริงดังรูปที่ 3.8 (การต่อขดลวดของมอเตอร์เป็นการต่อแบบ Y) จ่ายไฟให้มอเตอร์ที่แรงดันพิกัด ( $380 V_{LL}$ ) แล้วบันทึกค่าต่าง ๆ ดังตารางที่ 3.2 (แหล่งจ่ายมีความถี่ 50 Hz)



รูปที่ 3.8 การต่อวงจรการทดสอบจริง

ตารางที่ 3.2 ผลของการทดสอบแบบไร้โหลด

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

จากสมการที่ (3-1) จะได้ว่า

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

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

$$L_{ls} + L_M \approx \frac{331.071}{2\pi f} \approx 1.0538 \quad (3-5)$$

ทดสอบสภาวะยึดโรเตอร์ซึ่งวงจรที่ใช้ทดสอบเหมือนกับการทดสอบที่สภาวะไร้โหลด และได้แสดงรูปวงจรที่ใช้ทดสอบดังรูปที่ 3.8 เริ่มจ่ายไฟให้มอเตอร์ที่แรงดันต่าง ๆ โดยยึดไม่ให้โรเตอร์หมุนแล้วบันทึกค่าดังตารางที่ 3.3 ดังนี้

ตารางที่ 3.3 ผลการทดสอบแบบขีดโรเตอร์

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

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

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

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

จากสมการที่ (3-2) และ (3-3) สามารถคำนวณหา  $R_r'$ ,  $L_{ls}$  และ  $L_{lr}'$  ได้ดังนี้

$$R_r' = R_{eq,avg} - R_s = 20.79 \text{ } \Omega$$

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

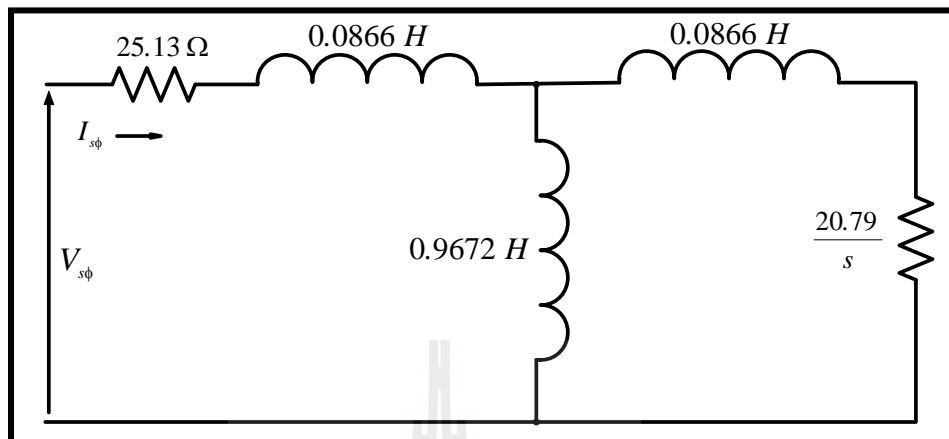
ส่วนมากการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะให้  $L_{ls} = L_{lr}'$  (Motor design Class A) ดังนั้นจะได้

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

จากสมการที่ (3-5) คำนวณ  $L_M$  ได้ดังนี้

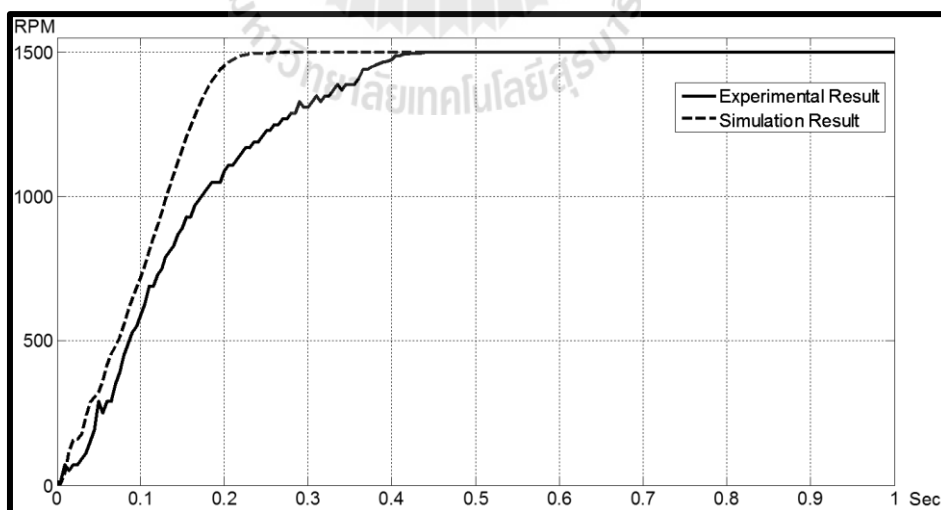
$$L_M = 1.0538 - 0.0866 = 0.9672 \text{ } H$$

จากผลการทดสอบจะได้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแสดงได้ดังรูปที่ 3.9

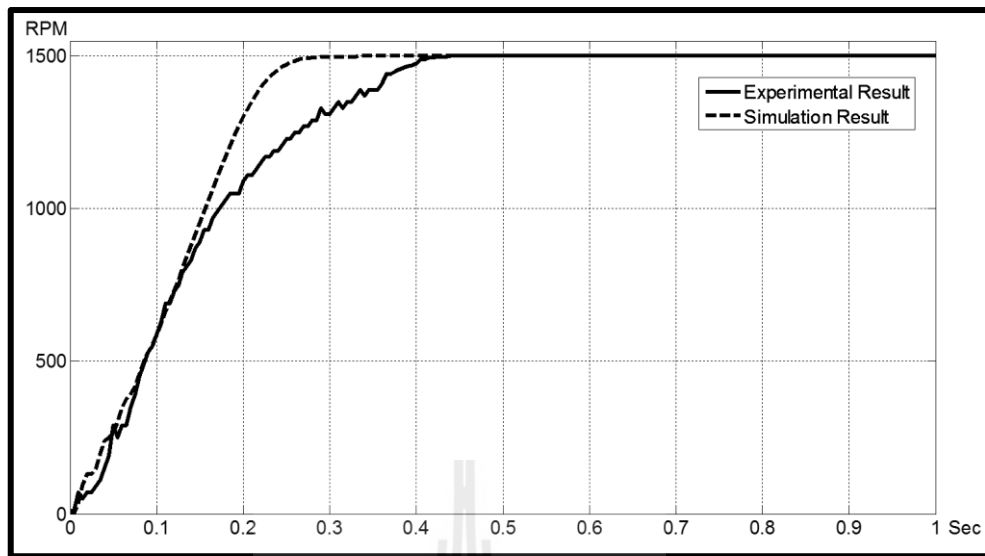


รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่ได้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบ

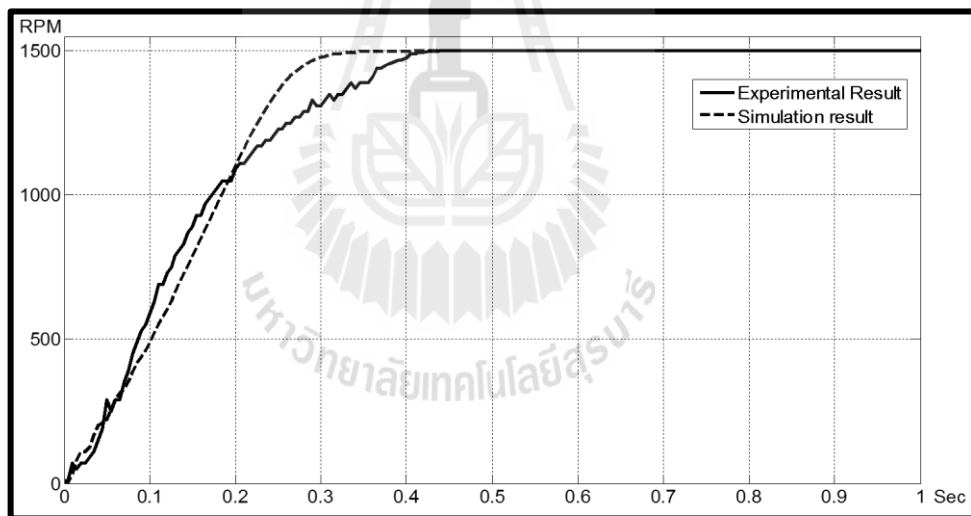
ในการทดสอบเพื่อหาค่าโมเมนต์ความเฉื่อย ( $J$ ) ซึ่งหาได้จากผลการจำลองการทำงานของมอเตอร์บนโปรแกรม MATLAB โดยการสุ่มค่าโมเมนต์ความเฉื่อยไปเรื่อย ๆ จนได้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าจริงมากที่สุด กราฟแสดงพลวัตของความเร็วรอบของมอเตอร์ ที่เปรียบเทียบกันระหว่างการทดสอบจริงกับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ที่ค่า  $J$  ต่าง ๆ แสดงได้ดังรูปที่ 3.10 – 3.17



รูปที่ 3.10 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า  $J = 0.0050 \text{ Kg.m}^2$

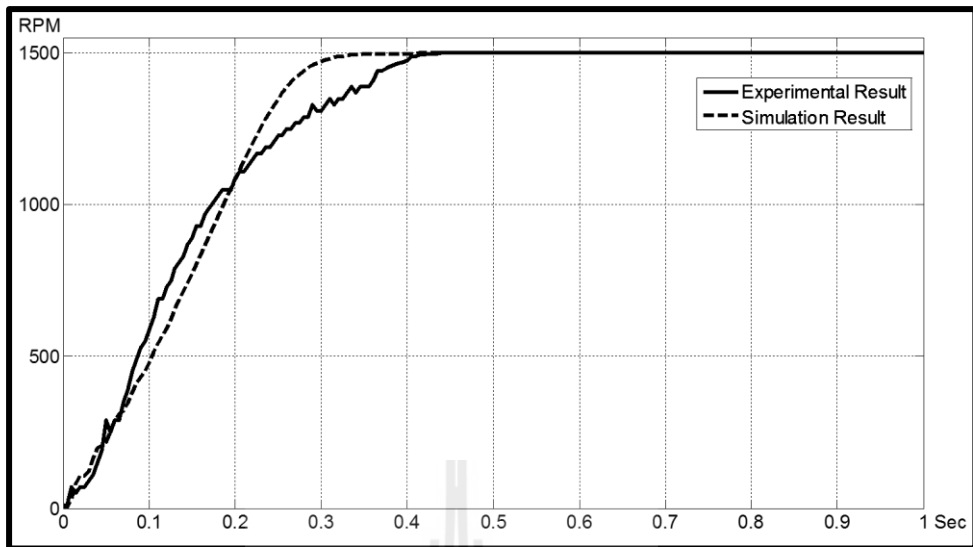


รูปที่ 3.11 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า  $J = 0.0060 \text{ Kg.m}^2$

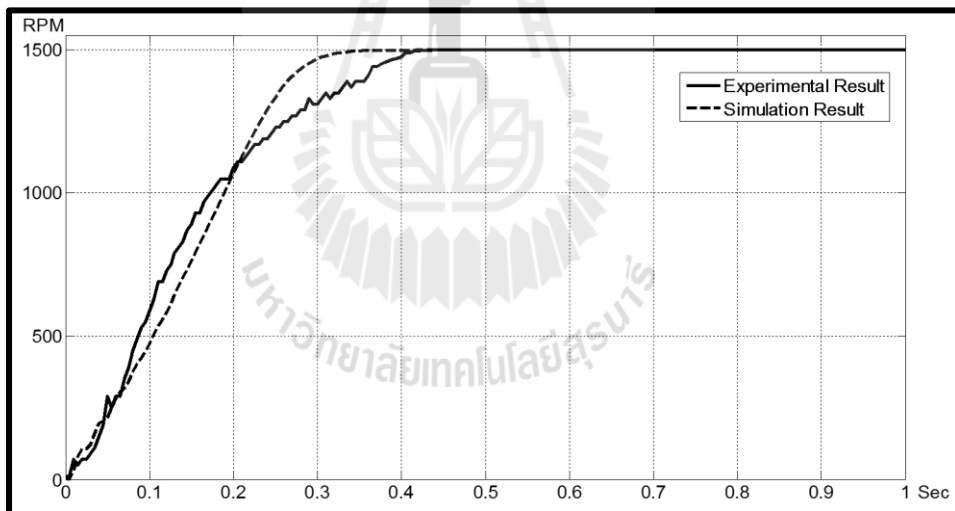


รูปที่ 3.12 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า  $J = 0.0071 \text{ Kg.m}^2$

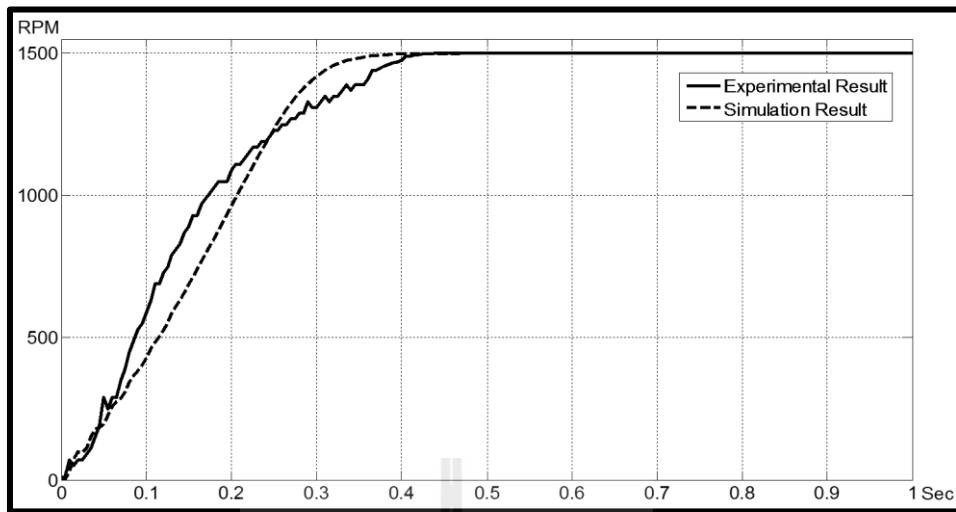




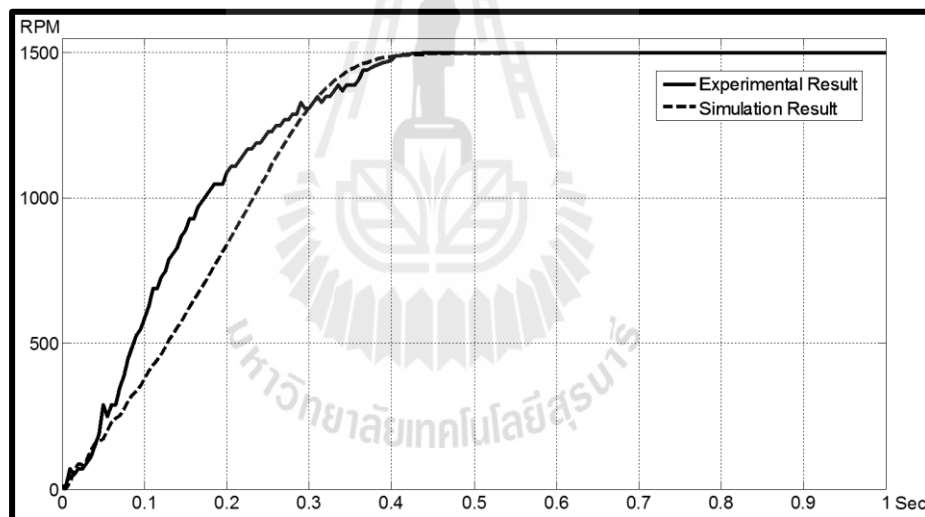
รูปที่ 3.13 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า  $J = 0.0072 \text{ Kg.m}^2$



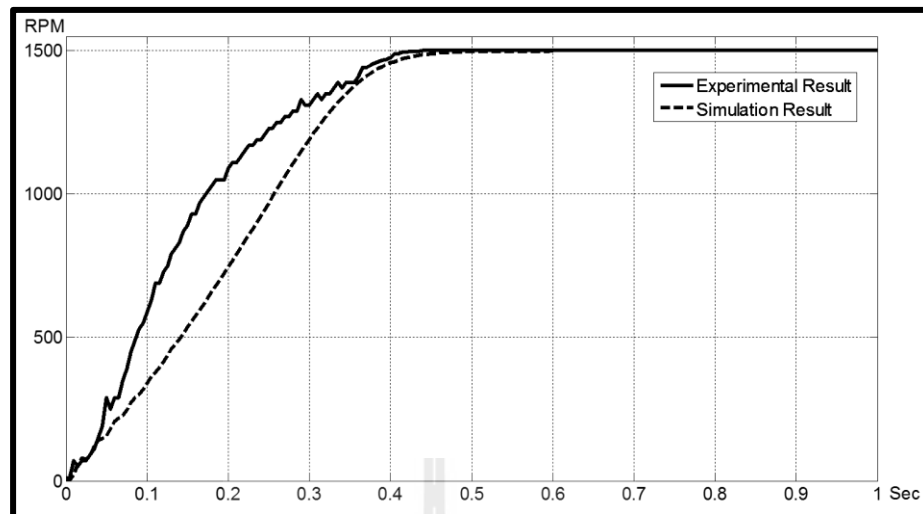
รูปที่ 3.14 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า  $J = 0.0073 \text{ Kg.m}^2$



รูปที่ 3.15 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ที่ใช้ค่า  $J = 0.0080 \text{ Kg.m}^2$



รูปที่ 3.16 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ที่ใช้ค่า  $J = 0.0090 \text{ Kg.m}^2$



รูปที่ 3.17 ความเร็วของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องจนถึงสภาวะคงที่ ใช้ค่า  $J = 0.01 \text{ Kg.m}^2$

นำกราฟที่ได้จากการทดสอบจริงและจากการจำลองสถานการณ์บนโปรแกรม MATLAB จากรูปที่ 3.10 – 3.17 มาคำนวณหาค่าความคลาดเคลื่อน (*Error*) ที่ค่า  $J$  ต่าง ๆ โดยอาศัยสมการที่ (3-6) โดยได้แสดงผลที่ได้จากการคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนดังตารางที่ 3.4

$$Error_{rms} = \sqrt{\sum_0^n \frac{Error^2}{n}} \quad (3-6)$$

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

ตารางที่ 3.4 ค่าความคลาดเคลื่อนที่ค่า  $J$  ต่าง ๆ

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

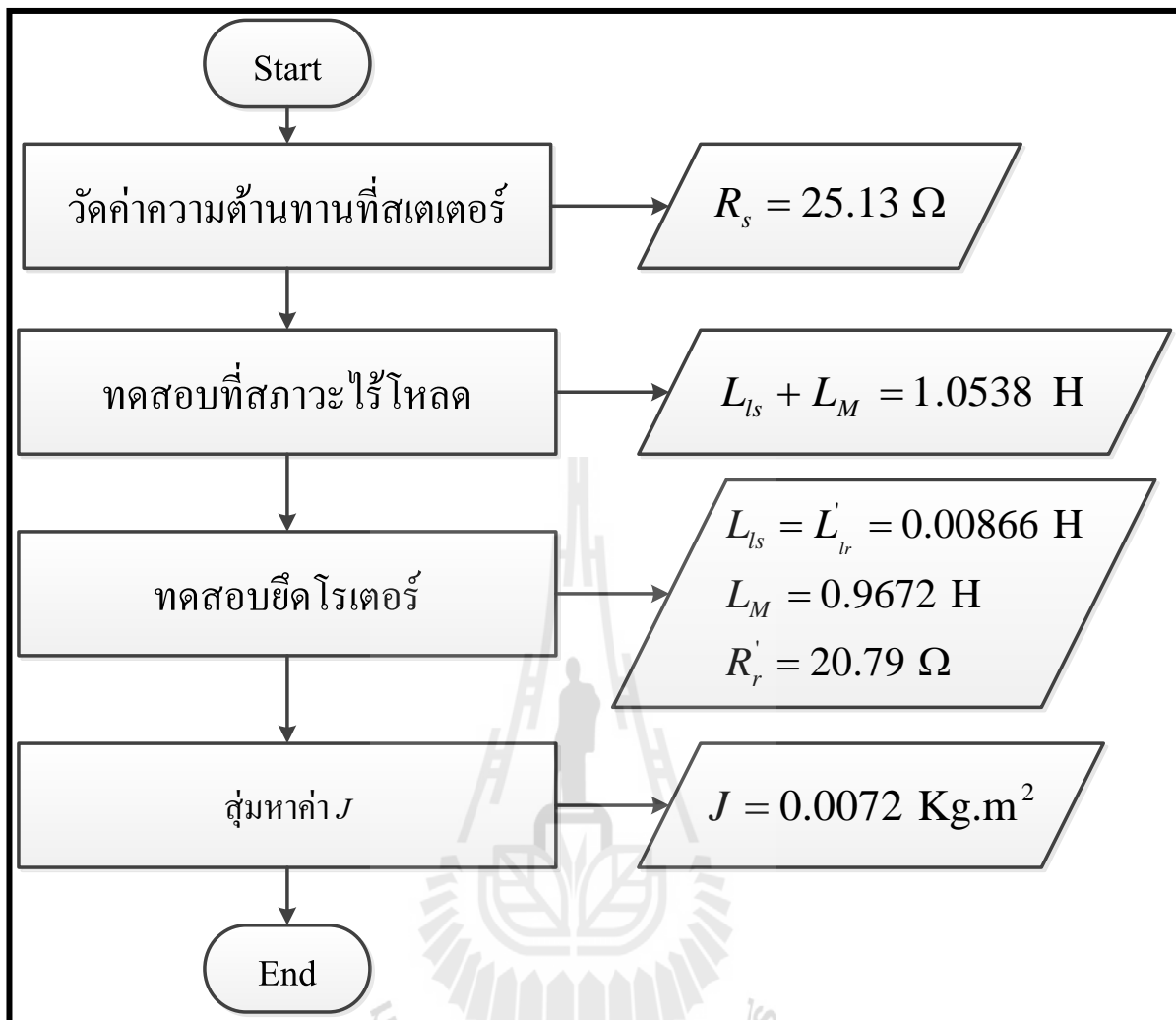
จากตารางที่ 3.4 สรุปได้ว่าที่ค่า  $J = 0.0072 Kg.m^2$  มีค่าความคลาดเคลื่อนต่างไปจากค่าความเป็นจริงน้อยที่สุด ดังนั้น จึงได้เลือกใช้ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยที่  $0.0072 Kg.m^2$  เป็นพารามิเตอร์ของมอเตอร์ดังกล่าว

ในการทดสอบวัดค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์ ทดสอบที่สภาวะไร้โหลด ทดสอบที่สภาวะยึดโรเตอร์และการสุ่มหาค่า  $J$  สามารถแสดงค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดดังตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ

$R_s$	25.13 $\Omega$
$L_{ls}$	0.00866
$L_{lr}$	0.00866 H
$L_M$	0.9672 H
$R'_r$	20.79 $\Omega$
$J$	0.0072 $Kg.m^2$

ขั้นตอนการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสามารถสรุปเป็นไดอะแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 แผนภาพการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

### 3.4 สรุป

การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทำให้ทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ คือ  $R_s$ ,  $R'_r$ ,  $L_{ls}$ ,  $L'_r$ ,  $L_M$ ,  $J$  โดยค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกนำไปใช้ในการจำลองสถานการณ์เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของมอเตอร์และถูกนำไปใช้สำหรับออกแบบตัวควบคุมของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในบทที่ 4

## บทที่ 4

### การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

#### 4.1 บทนำ

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

#### 4.2 การควบคุมแบบเวกเตอร์

การควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control) หรือเรียกอีกอย่างคือการควบคุมแบบฟิลด์อเรียนเต็ด (Field Oriented Control) คือวิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่พัฒนามาจากการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ โดยอาศัยวิธีผสมผสานหลักการเลียนแบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงชนิดขดลวดกระตุ้นแยก (Separated Exciting) ซึ่งใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์คำนวณอยู่บนแกนอ้างอิงที่หมุนไปพร้อม ๆ กับฟลักซ์เวกเตอร์ทางด้านโรเตอร์ ให้มาอยู่ในรูปเทียบเคียงกับมอเตอร์กระแสตรง ในอดีตการควบคุมแบบเวกเตอร์นั้นใช้อุปกรณ์อนาล็อกในการควบคุม จึงทำให้มีความสิ้นเปลืองมาก ทำให้ระยะแรก ๆ การควบคุมแบบเวกเตอร์จึงไม่เป็นที่นิยม ต่อมาได้มีการพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีความเร็วสูง และอุปกรณ์

อิเล็กทรอนิกส์มีราคาถูกลง ทำให้การควบคุมแบบเวกเตอร์มีราคาถูกลง ใกล้เคียงกับการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น หากจะทำความเข้าใจวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์จะต้องเข้าใจหลักการทำงานของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกก่อน ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกมีอยู่สองวิธี คือ 1) การควบคุมปริมาณทางสนามแม่เหล็กจากชุดขดลวดสนามและ 2) การควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กจากชุดขดลวดอาร์เมเจอร์

การควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กจากชุดขดลวดสนาม สามารถทำได้โดยควบคุมปริมาณกระแสที่นำไปสร้างสนามแม่เหล็กคือ  $I_F$  โดยองค์ประกอบของสนามแม่เหล็ก  $I_F$  นี้ จะขึ้นอยู่กับขดลวดสเตเตอร์ที่ใช้สร้างสนามแม่เหล็กเป็นหลัก

ส่วนกระแสอาร์เมเจอร์ ( $I_a$ ) คือกระแสที่นำไปสร้างสนามแม่เหล็กรอบขดลวดอาร์เมเจอร์ องค์ประกอบของสนามแม่เหล็กนี้จึงเกิดขึ้น โดยรอบของขดลวดโรเตอร์โดยมีทิศทางของสนามแม่เหล็กตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กหลักหรือ  $I_F$

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงนั้น ทำได้ง่าย ๆ คือ ให้กระแส  $I_F$  มีค่าคงที่ และเมื่อต้องการเปลี่ยนแปลงความเร็วหรือเปลี่ยนแปลงแรงบิด ก็จะมาควบคุมที่  $I_a$  เป็นหลัก ถ้ามีการทำงานที่ความเร็วเกินพิกัดของมอเตอร์ ถึงจะทำการลด  $I_F$  ลงในสภาวะการทำงานปกติ  $I_F$  จะถูกตั้งไว้ให้คงที่ตามพิกัดของมอเตอร์ และจะควบคุมเพียงแค่ว่า  $I_a$  เท่านั้น ซึ่งจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราเร่งของมอเตอร์และแรงบิดของโหลดที่ต้องการ จึงง่ายต่อการควบคุมไม่ซับซ้อนเหมือนกับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากการควบคุมดังกล่าวจึงเป็นที่มาของการควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ได้เลียนแบบแนวความคิดและวิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง กล่าวคือ ให้มองภาพสนามแม่เหล็กและวิธีการควบคุมแยกออกเป็นสองส่วนคือ

1. ส่วนที่เป็นองค์ประกอบของแกน  $d$  หรือที่เรียกว่า  $i_d$  ทำหน้าที่ควบคุมความเข้มของสนามแม่เหล็กบนแกน  $d$  โดยปกติจะถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ ยกเว้นมอเตอร์หมุนที่ความเร็วเกินพิกัด

2. ส่วนที่เป็นองค์ประกอบของแกน  $q$  หรือที่เรียกว่า  $i_q$  ทำหน้าที่เหมือนกับ  $I_a$  ของการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง โดยที่  $i_q$  จะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราเร่งและแรงบิดที่เกิดจากโหลด ดังนั้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วและเมื่อเพิ่มหรือลดโหลดทางกลก็จะไปปรับที่กระแส  $i_q$  โดยตรง

จากที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น ถึงวิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงซึ่งสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรงเมื่อพิจารณาจากสมการที่ (4-1)

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

การควบคุมฟลักซ์ทำได้โดยการปรับกระแสสนาม ( $I_F$ ) และการควบคุมแรงบิดทำได้โดยการปรับกระแสอาร์เมเจอร์ ( $I_a$ ) ซึ่งเป็นอิสระจากกันกับกระแสสนาม

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

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

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

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

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

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

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

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

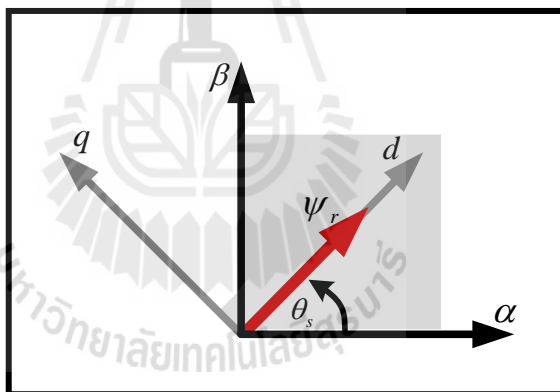
$$\psi'_{qr} = L_r i'_{qr} + L_m i_{qs} \quad (4-9)$$

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



เมื่อพิจารณาสมการที่ (4-4) และสมการที่ (4-5) จะพบว่าแรงดันที่โรเตอร์ทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  จะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากโครงสร้างของมอเตอร์กระแสสลับสามเฟสที่นำมาวิเคราะห์ที่เป็นแบบกรงกระรอกซึ่งประกอบด้วยแท่งตัวนำวางเรียงกันโดยคั่นกลางด้วยฉนวนและที่ปลายทั้งสองข้างจะถูกเชื่อมเข้าด้วยกันกับวงแหวนจึงทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นที่ขดลวดฝั่ง โรเตอร์แรงดันที่โรเตอร์จึงมีค่าเป็นศูนย์

โดยทั่วไปวิธีการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะไม่เหมือนการควบคุมแรงบิดของเครื่องจักรกลกระแสตรง แต่ในการควบคุมนี้จะใช้หลักการของมอเตอร์กระแสตรงโดยกระแสสนามแม่เหล็ก ( $i_d$ ) ที่ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะกำหนดให้ทำงานเหมือนกันกับกระแสของขดลวดสนามในมอเตอร์กระแสตรง โดยการเลือกแกนหมุนให้หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสจะทำให้แกน  $d$  มีการหมุนอยู่บนแกนของฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดโรเตอร์ และองค์ประกอบของแกน  $q$  ของฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดโรเตอร์ ( $\psi'_{qr}$ ) จะมีค่าเป็นศูนย์แสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งเป็นหลักการของการควบคุมแบบฟลัดด์ออเรียนเต็ด



รูปที่ 4.1 ค่าฟลักซ์ของโรเตอร์เมื่อใช้หลักการควบคุมแบบฟลัดด์ออเรียนเต็ด

รูปที่ 4.1 เมื่อ  $\psi'_{qr}$  เท่ากับศูนย์สามารถเขียนสมการฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $q$  ในสมการที่ (4-9) ได้ใหม่เป็น

$$\psi'_{qr} = L_r i'_{qr} + L_m (i_{qs} + i'_{qr}) = L_r i'_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \quad (4-11)$$

จากสมการที่ (4-11) กระแสโรเตอร์บนแกน  $q$  จำนวนได้ดังนี้

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

และเมื่อพิจารณาสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำในสมการที่ (4-10) โดยที่ค่า  $\psi'_{qr}$  เท่ากับศูนย์จะได้ว่า

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left( \underbrace{\psi'_{qr}}_0 i'_{dr} - \psi'_{dr} i'_{qr} \right) \quad (4-13)$$

$$T_{em} = -\frac{3}{2} \frac{P}{2} \psi'_{dr} i'_{qr} \quad (4-14)$$

แทนค่า  $i'_{qr}$  จากสมการที่ (4-12) ลงในสมการที่ (4-14) สมการแรงบิดทางไฟฟ้าสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (4-15)

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr} i_{qs} \quad (4-15)$$

จากสมการที่ (4-15) แสดงให้เห็นว่าค่า  $T_{em}$  จะขึ้นอยู่กับ  $\psi'_{dr}$  และ  $i_{qs}$  ถ้า  $\psi'_{dr}$  ถูกควบคุมให้คงที่ได้ ค่า  $T_{em}$  จะขึ้นอยู่กับ  $i_{qs}$  เท่านั้น

เมื่อ  $\psi'_{qr}$  มีค่าเท่ากับศูนย์ตามหลักของการควบคุมแบบฟิลด์อเรียนเต็ดจะทำให้  $\frac{d}{dt} \psi'_{qr}$  มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งในกรณีนี้ เมื่อแทนค่า  $\frac{d}{dt} \psi'_{qr}$  ที่มีค่าเป็นศูนย์ลงในสมการ (4-5) จะได้

$$R_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi'_{dr} = 0 \quad (4-16)$$

จากสมการที่ (4-16) จัดรูปได้ใหม่เป็น

$$\omega_e - \omega_r = -\frac{R_r i'_{qr}}{\psi'_{dr}} \quad (4-17)$$

แทนค่า  $i'_{qr}$  จากสมการที่ (4-12) ลงในสมการที่ (4-17) ได้เป็น

$$\omega_e - \omega_r = \frac{R_r'}{L_r'} \frac{L_m}{\psi_{dr}'} i_{qs} \quad (4-18)$$

ถ้า  $\psi_{dr}'$  คงที่ไม่เปลี่ยนแปลงจะทำให้  $\frac{d}{dt}\psi_{dr}'$  มีค่าเป็นศูนย์และ  $\psi_{qr}'$  ก็มีค่าเป็นศูนย์ตามเงื่อนไขของการควบคุมแบบฟลด์อเรียนเต็ด ดังนั้น สมการแรงดันของขดลวดโรเตอร์บนแกน  $d$  ในสมการที่ (4-4) สามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (4-19) ดังนี้

$$R_r' i_{dr}' = 0 \quad (4-19)$$

จากสมการที่ (4-19) ทำให้ทราบว่า  $i_{dr}'$  มีค่าเท่ากับศูนย์เสมอเมื่อทำการควบคุมแบบฟลด์อเรียนเต็ด ดังนั้นค่าฟลักซ์เชื่อมโยงที่โรเตอร์บนแกน  $d$  ในสมการที่ (4-8) เขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (4-20)

$$\psi_{dr}' = L_m i_{ds} \quad (4-20)$$

จากสมการที่ (4-20) เมื่อใช้การควบคุมแบบฟลด์อเรียนเต็ด แสดงให้เห็นว่าฟลักซ์  $\psi_{dr}'$  จะขึ้นอยู่กับค่า  $i_{ds}$  เท่านั้น ลำดับต่อมาแทนค่า  $\psi_{dr}'$  จากสมการที่ (4-20) ลงในสมการที่ (4-18) ค่า  $\omega_{sl}$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{R_r'}{L_r'} \frac{L_m}{L_m} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_{ds}} \quad (4-21)$$

เมื่อ  $\tau_r = \frac{L_r'}{R_r'}$

แทนค่า  $\psi_{dr}'$  จากสมการที่ (4-20) ลงในสมการที่ (4-15) สมการแรงบิด  $T_{em}$  สามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (4-22) ดังนี้

$$T_{em} = K_T i_{ds} i_{qs} \quad (4-22)$$

$$\text{เมื่อ } K_T = \frac{3}{2} \frac{P L_m^2}{L_r}$$

จากเงื่อนไขของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดได้แสดงให้เห็นว่าใช้หลักการเดียวกันกับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก การควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดนั้นแกนหมุนจะถูกกำหนดให้หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส ซึ่งจะทำให้การควบคุมฟลักซ์อยู่บนแกน  $d$  เท่านั้น ส่วนฟลักซ์บนแกน  $q$  มีค่าเป็นศูนย์ จากเงื่อนไขดังกล่าวจึงทำให้ได้สมการแรงบิด  $T_{em}$  ในสมการที่ (4-15) มีลักษณะของสมการที่เหมือนกันกับสมการแรงบิดของมอเตอร์กระแสตรง ดังนั้น การควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดจึงสามารถใช้หลักการควบคุมของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกได้ และจากสมการที่ (4-15) เมื่อการควบคุมฟลักซ์ของมอเตอร์ถูกควบคุมอยู่บนแกน  $d$  เท่านั้น จึงทำให้การควบคุมแรงบิดของมอเตอร์อยู่บนแกน  $q$

#### 4.3 การควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดทางอ้อมหรือการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

จากหัวข้อที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่าการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดมีหลักการสำคัญของการควบคุมคือสามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดของมอเตอร์ได้ ซึ่งการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดสามารถแบ่งย่อยออกได้เป็นสองวิธีคือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางตรง มีข้อด้อยคือเมื่อมอเตอร์หมุนที่ความเร็วต่ำ ๆ การใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์โดยตรง ไม่สามารถให้ประสิทธิภาพของการควบคุมที่ดีได้ (P.C. Krause, 2013) ดังนั้น จึงมีอีกทางเลือกคือ การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ซึ่งไม่ต้องใช้เครื่องมือวัดฟลักซ์ที่ช่องว่างอากาศ แต่จะใช้เงื่อนไขของสมการที่ (4-21) และสมการที่ (4-22) มาเป็นโครงสร้างสำหรับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จากเงื่อนไขของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ด เมื่อพิจารณาสมการที่ (4-22) จะเห็นว่าการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์จะถูกควบคุมด้วยกระแส  $i_{qs}$  เป็นหลัก และในส่วนของ การควบคุมฟลักซ์จะถูกควบคุมด้วยกระแส  $i_{ds}$  โดยสมการดังกล่าวถือเป็นหัวใจสำคัญของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ด ในการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดเนื่องจากการควบคุมการทำงานของกระแส  $i_{qs}$  และ  $i_{ds}$  จะมีค่าแปรตามกระแส  $i_{qs}^*$  และ  $i_{ds}^*$  เร็วมาก เนื่องจากมีค่าแบนด์วิดท์ของการควบคุมที่สูง ดังนั้น สมการการคำนวณค่าสลิปในสมการที่ (4-21) สามารถคำนวณได้โดยตรงจากค่า  $i_{qs}^*$  และ  $i_{ds}^*$  ดังสมการที่ (4-23)

$$\omega_{sl} = \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \quad (4-23)$$

การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะใช้มุมในการหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส ( $\theta_e$ ) ซึ่งถือเป็นหลักสำคัญของการควบคุมชนิดนี้ เนื่องจากต้องใช้มุมดังกล่าวสำหรับแปลงแกน  $abc$  ให้อยู่บนแกน  $dq$  ซึ่งจะทำให้การควบคุมฟลักซ์อยู่บนแกน  $d$  และการควบคุมแรงบิดจะอยู่บนแกน  $q$  ในการแปลงกลับจากแกน  $dq$  ให้อยู่บนแกน  $abc$  ของระบบการควบคุมดังกล่าวก็จะใช้มุมของการแปลงกลับหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสเช่นเดิม โดยในการคำนวณมุมของการหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-24) ซึ่งสังเกตได้ว่าการคำนวณค่ามุมที่ความเร็วเชิงโคโรนัสจะใช้ความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ซึ่งสามารถวัดได้โดยตรงจากเซ็นเซอร์และความเร็วเชิงมุมของสลิปได้จากการประมาณในสมการที่ (4-23) จากสมการการประมาณค่าสลิปจะเห็นว่ามีการใช้ค่าคงที่ทางเวลาฝั่งขดลวดโรเตอร์ซึ่งต้องใช้ค่าพารามิเตอร์  $R_r$  และ  $L_r$  ในการคำนวณ ทำให้พารามิเตอร์ดังกล่าวมีความสำคัญอย่างมากสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยถ้าพารามิเตอร์ที่ใช้มีความถูกต้องตามความเป็นจริง จะทำให้มุมในการหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสที่ได้จากการคำนวณมีความถูกต้องไปด้วย ส่งผลให้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น

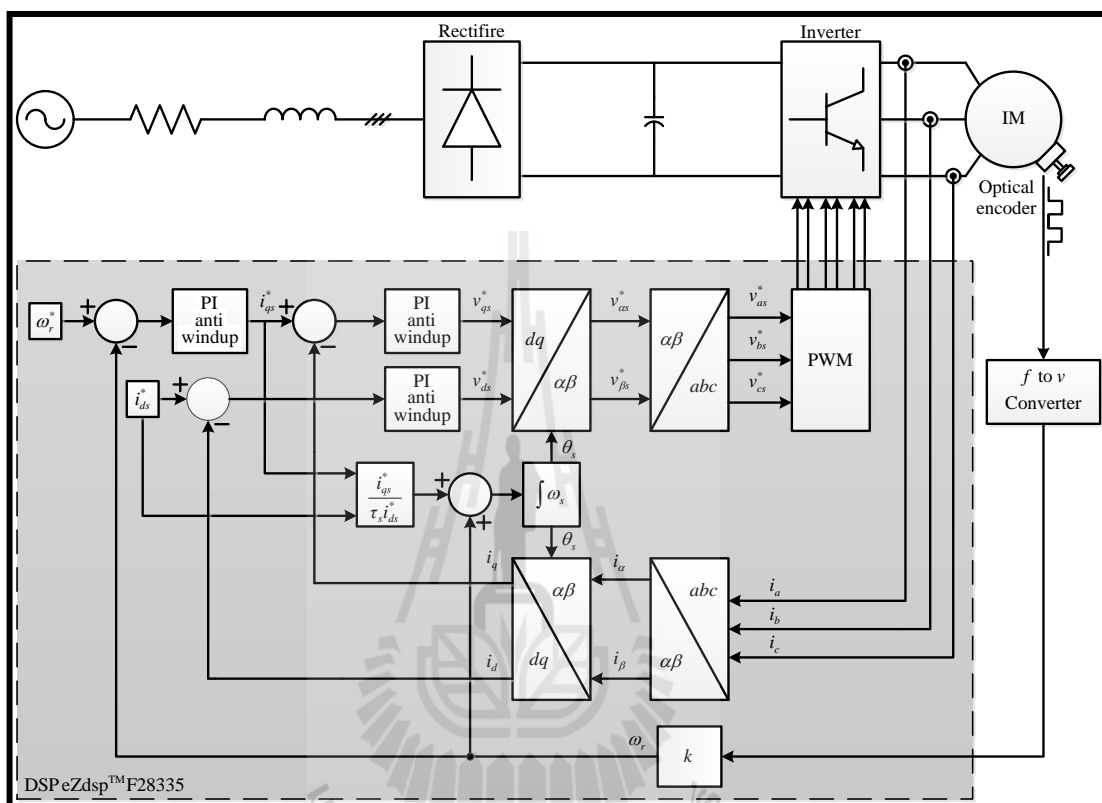
$$\theta_s = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int \left( \omega_r + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \right) dt \quad (4-24)$$

โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 จากรูปในส่วนของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อนเป็นอินพุตให้กับอินเวอร์เตอร์จะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสหรือแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวก็ได้ เพื่อต่อเข้าวงจรเรียงกระแสแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ทั้งนี้ในการเลือกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับว่าจะเป็นแหล่งจ่ายสามเฟสหรือเฟสเดียวขึ้นอยู่กับพิกัดแรงดันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่จะนำมาควบคุม โดยถ้าใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเมื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจะได้แรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตประมาณ 537 V (แรงดันไฟฟ้าต่อเฟสอยู่ที่ 220 V<sub>rms</sub>) และถ้าแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวเมื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจะได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตประมาณ 310 V ซึ่งถ้าพิกัดแรงดันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำมาควบคุมอยู่ที่ 380 V<sub>LL</sub> ก็ควรที่จะใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าเป็นกระแสสลับสามเฟส แต่ถ้าพิกัดแรงดันของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำมาควบคุมอยู่ที่ 220 V<sub>LL</sub> ก็สามารถใช่แหล่งจ่ายได้ทั้งแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสหรือแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวก็ได้

โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะมีการส่งค่ากลับอยู่ 4 ค่า คือกระแสที่ขดลวดสเตเตอร์  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  และ  $i_{cs}$  เพื่อใช้สำหรับการควบคุมกระแส ส่วนอีกค่าคือความเร็วรอบของมอเตอร์หรือความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ ( $\omega_r$ ) โดยจากรูปที่ 4.2 การตรวจวัดค่าความเร็วรอบของมอเตอร์จะใช้เครื่องมือตรวจวัดที่มีสัญญาณเอาต์พุตเป็นพัลส์ (Pulse) โดยความถี่ของสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ จากหลักการดังกล่าว จึงได้แปลงสัญญาณพัลส์ที่ความถี่ต่าง ๆ เป็นแรงดันโดยใช้วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดัน ( $f$  to  $v$  convertor) และได้กำหนดค่าแรงดันดังกล่าวให้เป็นเกณฑ์ในการอ่านค่าความเร็วของมอเตอร์

การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะมีตัวควบคุมอยู่สามชุดด้วยกัน คือ ตัวควบคุมลูปควบคุมความเร็วหนึ่งชุดและตัวควบคุมลูปควบคุมกระแสสองชุด โดยจะกล่าวถึงส่วนของลูปควบคุมความเร็วก่อน จากรูปที่ 4.2 ในลูปควบคุมความเร็ว การกำหนดความเร็วของมอเตอร์จะกำหนดในรูปของความเร็วเชิงมุม ( $\omega_r^*$ ) ลบกับค่าความเร็วเชิงมุมที่วัดได้ ( $\omega_r$ ) ซึ่งจะได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอที่ทำงานควบคู่ไปกับตัวแอนติวินอัพ (anti-windup) (J. Espina, A. Arias J. Balcells, C. Ortega, 2009) โดยแอนติวินอัพจะทำหน้าที่ควบคุมไม่ให้กระแส  $i_{qs}^*$  เกินพิกัด จากตัวควบคุมพีไอของลูปความเร็วจะได้ค่ากระแส  $i_{qs}^*$  ต่อมากล่าวถึงส่วนของลูปควบคุมกระแสซึ่งจะมีการควบคุมอยู่บนแกน  $d$  และแกน  $q$  จากรูปที่ 4.2 ได้มีการส่งกลับค่ากระแส  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  และ  $i_{cs}$  จากนั้นได้แปลงจากปริมาณสามเฟสเป็นปริมาณสองโดยใช้การแปลงแบบคลาร์กจะได้กระแส  $i_{ds}$  และ  $i_{qs}$  ขึ้นตอนต่อไปแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดหนึ่งไปเป็นแกนหมุนโดยใช้รูปแบบการแปลงแบบปาร์คโดยใช้มุมในการหมุนคือ  $\theta_s$  ที่ได้จากรูปแบบการคำนวณในสมการที่ (4-24) ดังนั้น จึงได้กระแส  $i_{ds}$  และ  $i_{qs}$  สำหรับการควบคุมกระแสบนแกน  $d$  และแกน  $q$  การควบคุมกระแสบนแกน  $q$  ทำได้ดังนี้ คือ นำกระแส  $i_{qs}^*$  ที่ได้จากรูปควบคุมความเร็วลบกับกระแส  $i_{qs}$  จะได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอที่ทำงานควบคู่ไปกับอินติวินอัพบนแกน  $q$  จากตัวควบคุมกระแสบนแกน  $q$  ทำให้ได้แรงดัน  $v_{qs}^*$  ส่วนการควบคุมกระแสบนแกน  $d$  จะกำหนดให้ค่ากระแส  $i_{ds}^*$  เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่งส่วนมากจะถูกกำหนดให้มีค่าคงที่อยู่ที่พิกัดของพลักซ์ การควบคุมจะนำค่ากระแส  $i_{ds}^*$  ลบกับกระแส  $i_{ds}$  ได้ค่าความผิดพลาดส่งไปยังตัวควบคุมพีไอที่ทำงานควบคู่ไปกับแอนติวินอัพบนแกน  $d$  จากตัวควบคุมกระแสบนแกน  $d$  ทำให้ได้ค่าแรงดัน  $v_{ds}^*$  และการทำงานของแอนติวินอัพในลูปกระแสทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  จะทำหน้าที่ควบคุมแรงดันไม่ให้เกิดการปรับเกินขนาด (Over modulation) จากแรงดัน  $v_{ds}^*$  และ  $v_{qs}^*$  ที่ได้จากรูปควบคุมกระแสทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  จะแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุนไปเป็นปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดหนึ่งโดยใช้รูปแบบการแปลงแบบปาร์คทำให้ได้แรงดัน  $v_{as}^*$  และ  $v_{bs}^*$  จากนั้นแปลงจากปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหยุดหนึ่งไปเป็นปริมาณสามเฟสโดยใช้

รูปแบบการแปลงแบบคลาร์กทำให้ได้แรงดัน  $v_{ds}^*$   $v_{qs}^*$  และ  $v_{cs}^*$  ต่อมานำสัญญาณแรงดันทั้งสามเฟสไปเป็นสัญญาณควบคุมในวงจร PWM เพื่อสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อเป็นตัวสวิตซ์การทำงานของ IGBT ทั้ง 6 ตัว ของวงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสเพื่อขับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสต่อไป



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

#### 4.4 การออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมกระแส

การควบคุมการทำงานของลูปควบคุมกระแสจะใช้ตัวควบคุมแบบพีไออยู่สองชุดด้วยกัน โดยที่ชุดแรกจะควบคุมกระแส  $i_{ds}$  และชุดที่สองจะควบคุมกระแส  $i_{qs}$  ตัวควบคุมกระแสทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  จะมีค่าเท่ากันเนื่องจากใช้พารามิเตอร์และการออกแบบตัวควบคุมที่เหมือนกัน ดังนั้น พารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบบนลูปควบคุมกระแสบนแกน  $d$  จึงใช้ได้กับลูปควบคุมกระแสบนแกน  $q$  ด้วยเช่นกัน

การหาฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการออกแบบตัวควบคุมบนลูปควบคุมกระแสทั้งแกน  $d$  และแกน  $q$  ด้วยวิธีการควบคุมแบบพีลด์อเรียนเต็ดจะเริ่มจากการพิจารณาสมการแรงดันทางฝั่งขดลวดสเตเตอร์ทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  ในสมการที่ (4-2) และ

สมการที่ (4-3) จากสมการที่ (4-2) และสมการที่ (4-3) เมื่อพิจารณาจะมีพจน์ของฟลักซ์  $\psi_{qs}$  และพจน์ของฟลักซ์  $\psi_{ds}$  และเมื่อพิจารณาสมการของฟลักซ์ที่สเตเตอร์ทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  ในสมการที่ (4-6) และสมการที่ (4-7) พบว่ามีพจน์ของกระแส  $i'_{dr}$  และพจน์ของกระแส  $i'_{qr}$  ตามลำดับ ซึ่งเป็นกระแสที่ไม่สามารถวัดได้ในทางกายภาพ ดังนั้น จึงจัดรูปสมการใหม่โดยไม่ให้มีกระแสที่ขดลวดโรเตอร์

กำจัดกระแสฟลักซ์ขดลวดโรเตอร์เริ่มด้วยการจัดรูปสมการที่ (4-8) และสมการที่ (4-9) ใหม่ให้อยู่ในรูปของกระแสฟลักซ์ขดลวดโรเตอร์ดังนี้

$$i'_{dr} = \frac{\psi'_{dr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i'_{ds} \quad (4-25)$$

$$i'_{qr} = \frac{\psi'_{qr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i'_{qs} \quad (4-26)$$

แทนค่า  $i'_{dr}$  ในสมการที่ (4-25) และแทนค่า  $i'_{qr}$  ในสมการที่ (4-26) ลงในสมการที่ (4-6) และสมการที่ (4-7) ตามลำดับ ดังนั้นสมการของฟลักซ์ที่ขดลวดสเตเตอร์จึงสามารถเขียนได้ใหม่โดยไม่มีพจน์ของกระแสฟลักซ์ขดลวดโรเตอร์ ดังสมการที่ (4-27) และสมการที่ (4-28) ดังนี้

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m \left( \frac{\psi'_{dr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i'_{ds} \right) \quad (4-27)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m \left( \frac{\psi'_{qr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i'_{qs} \right) \quad (4-28)$$

จากสมการของฟลักซ์ที่ขดลวดสเตเตอร์ในสมการที่ (4-27) และสมการที่ (4-28) จัดรูปใหม่เพื่อให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้ดังสมการที่ (4-29) และสมการที่ (4-30) ดังนี้

$$\psi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr} \quad (4-29)$$

$$\psi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \psi'_{qr} \quad (4-30)$$

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



แทนค่า  $\psi_{ds}$  ในสมการที่ (4-29) และแทนค่า  $\psi_{qs}$  ในสมการที่ (4-30) ลงในสมการแรงดันของขดลวดสเตเตอร์สมการที่ (4-2) และสมการที่ (4-3) ตามลำดับ ดังนั้นสมการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์จึงสามารถเขียนได้ใหม่โดยไม่มีพจน์ของฟลักซ์ที่ขดลวดสเตเตอร์ ดังสมการที่ (4-31) และสมการที่ (4-32) ดังนี้

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{qr} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \psi'_{dr} \quad (4-31)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \psi'_{qr} \quad (4-32)$$

เขียนสมการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ในสมการที่ (4-31) และสมการที่ (4-32) ให้อยู่ในรูปของ โดเมน-เอส ได้ดังสมการที่ (4-33) และสมการที่ (4-34)

$$V_{ds}(s) = R_s I_{ds}(s) + s \sigma L_s I_{ds}(s) - \omega_s \sigma L_s I_{qs}(s) - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{qr}(s) + s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) \quad (4-33)$$

$$V_{qs}(s) = R_s I_{qs}(s) + s \sigma L_s I_{qs}(s) + \omega_s \sigma L_s I_{ds}(s) + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) + s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{qr}(s) \quad (4-34)$$

เมื่อพิจารณาพจน์  $\omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{qr}(s)$  ในสมการที่ (4-33) และพจน์  $s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s)$  ในสมการที่ (4-34) จะมีค่าเป็นศูนย์เนื่องจากเงื่อนไขของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดฟลักซ์ที่โรเตอร์บนแกน  $q$  จะมีค่าเป็นศูนย์ เพราะการควบคุมค่าฟลักซ์ทั้งหมดจะถูกควบคุมอยู่บนแกน  $d$  เท่านั้น ดังนั้น สมการแรงดันของขดลวดสเตเตอร์ในสมการที่ (4-33) และสมการที่ (4-34) จึงสามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$V_{ds}(s) = R_s I_{ds}(s) + s \sigma L_s I_{ds}(s) - \omega_s \sigma L_s I_{qs}(s) + s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) \quad (4-35)$$

$$V_{qs}(s) = R_s I_{qs}(s) + s \sigma L_s I_{qs}(s) + \omega_s \sigma L_s I_{ds}(s) + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) \quad (4-36)$$

การออกแบบตัวควบคุมของลูประแสจะไม่พิจารณาเทอม  $s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) - \omega_s \sigma L_s I_{qs}(s)$  (J. Espina, T. Arias, J. Balcells, C. Ortega, 2009) ในสมการที่ (4-35) เนื่องจากในขั้นตอนการออกแบบตัวควบคุมพีไอบนแกน  $d$  จะพิจารณาแค่พจน์ที่มีกระแส  $i_{ds}$  ควบคุมอยู่ด้วยเท่านั้น ดังนั้น ในการ

ออกแบบจึงไม่พิจารณาเทอมของ  $s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s) - \omega_s \sigma L_s I_{qs}(s)$  เทอมดังกล่าวจึงถูกกำหนดให้เป็นเทอมของค่าแรงดันชดเชย การออกแบบตัวควบคุมกระแสบนแกน  $q$  ก็เช่นเดียวกัน เมื่อพิจารณาสมการที่ (4-36) จะไม่พิจารณาเทอม  $\omega_s \sigma L_s I_{ds}(s) + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi'_{dr}(s)$  เนื่องจากการควบคุมกระแสบนแกน  $q$  มีเพียงการควบคุมค่ากระแส  $i_{qs}$  เท่านั้น ดังนั้น เทอมดังกล่าวจึงถูกกำหนดให้เป็นแรงดันชดเชยแบบไปหน้า (feedforward compensation) เพื่อเพิ่มสมรรถนะการควบคุมที่ความเร็วต่ำ แต่งานวิจัยนี้ไม่ได้นำมาพิจารณา จากสมการของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์ภายใต้เงื่อนไขของการออกแบบตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดในสมการที่ (4-35) และสมการที่ (4-36) จึงสามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (4-37) และสมการที่ (4-38)

$$V_{ds}(s) = R_s I_{ds}(s) + s \sigma L_s I_{ds}(s) \quad (4-37)$$

$$V_{qs}(s) = R_s I_{qs}(s) + s \sigma L_s I_{qs}(s) \quad (4-38)$$

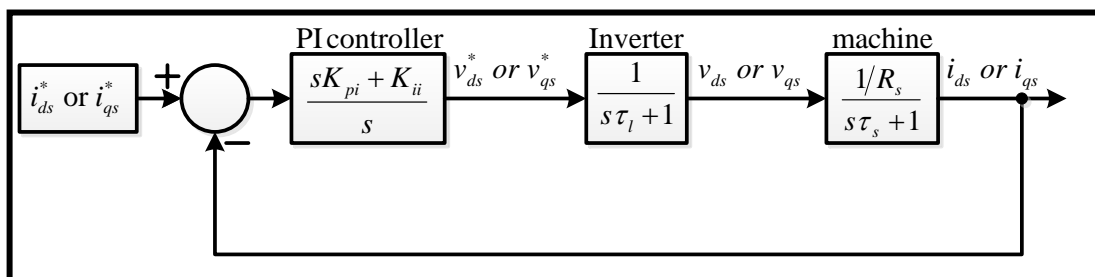
เมื่อพิจารณาสมการของแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ด ในสมการที่ (4-37) และสมการที่ (4-38) พบว่าสมการทั้งสองมีรูปแบบของสมการที่เหมือนกัน ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4-39)

$$\frac{I_{ds}(s)}{V_{ds}(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs}(s)} = \frac{1/R_s}{s\tau_s + 1} \quad (4-39)$$

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

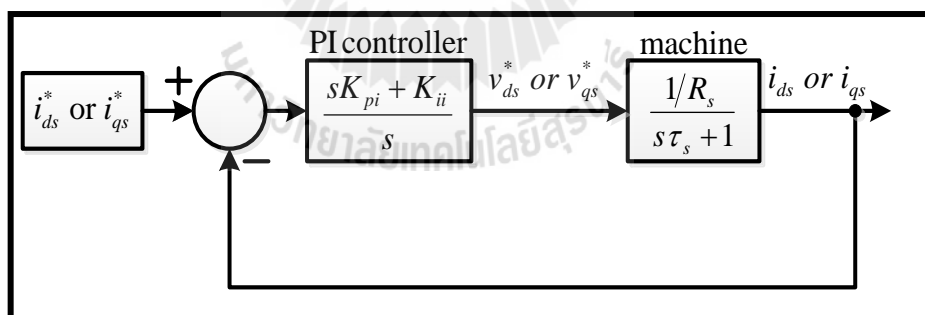
จากโครงสร้างของการควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปที่ 4.2 และจากฟังก์ชันถ่ายโอนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในสมการที่ (4-39) สามารถนำมาเขียนเป็นแผนภาพโอดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  ของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ดได้ดังรูปที่ 4.3 เนื่องจากโครงสร้างของลูปควบคุมกระแสทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  มีความเหมือนกัน จึงได้แสดงแผนภาพโอดอะแกรมของการออกแบบตัวควบคุมกระแสของ

ทั้งสองแกนไว้ในรูปเดียวกัน เพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจสำหรับการออกแบบและการศึกษาระบบการควบคุมความเร็วรอบแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ล



รูปที่ 4.3 แผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ล

เมื่อพิจารณารูปที่ 4.3 พบว่าค่าคงที่ทางเวลาของอินเวอร์เตอร์ ( $\tau_l$ ) มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าคงที่ทางเวลาของขดลวดฝั่งสเตเตอร์ของมอเตอร์ ( $\tau_s$ ) เนื่องจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์มีการทำงานที่ไวมาก ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของอินเวอร์เตอร์จึงไม่นำมาพิจารณา โครงสร้างของลูปควบคุมกระแสสำหรับการออกแบบตัวควบคุมสามารถเขียนได้ใหม่ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 โครงสร้างลูปควบคุมกระแสที่ไม่พิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของอินเวอร์เตอร์

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุมกระแสแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $L_r$  และ  $L_M$  ทั้ง 4 ตัวนี้เป็นพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบโดยได้แสดงรายละเอียดของการทดสอบพารามิเตอร์ดังกล่าวไว้ในบทที่ 3

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

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปลการควบคุมกระแส

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
$R_s$	25.13 $\Omega$	ค่าความต้านทานที่ขดลวดสเตเตอร์
$L_s$	1.0538 H	ค่าความเหนี่ยวนำที่ขดลวดสเตเตอร์
$L_r$	1.0538 H	ค่าความเหนี่ยวนำที่ขดลวดโรเตอร์
$L_M$	0.9672 H	ค่าความเหนี่ยวนำร่วม

จากรูปที่ 4.4 เขียนฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิด เพื่อจะได้สมการอนุพันธ์อันดับสองสำหรับการออกแบบตัวควบคุมกระแสได้ดังสมการ (4-40)

$$\frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = \frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(sK_{pi} + K_{ii}) / R_s \tau_s}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pi}}{R_s \tau_s}\right)s + \frac{K_{ii}}{R_s \tau_s}} \quad (4-40)$$

สำหรับระบบมาตรฐานอันดับสองของระบบควบคุมแบบวงปิด มีฟังก์ชันถ่ายโอนแสดงได้ดังสมการที่ (4-41) ดังนี้

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-41)$$

ดังนั้น ในการออกแบบตัวควบคุมของลูปลการควบคุมกระแสด้วยการควบคุมแบบพีลด์อเรียนเต็ดทำได้โดยการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ตัวหารระหว่างสมการที่ (4-40) และสมการที่ (4-41) ได้ดังนี้

$$\frac{R_s + K_{pi}}{R_s \tau_s} = 2\zeta_i \omega_{ni} \quad (4-42)$$

$$\frac{K_{ii}}{R_s \tau_s} = \omega_{ni}^2 \quad (4-43)$$

จากสมการที่ (4-42) และสมการที่ (4-43) สามารถจัดรูปสมการได้ใหม่ เพื่อง่ายต่อการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ( $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$ ) ของลูปลควบคุมกระแส ดังสมการที่ (4-44) และสมการที่ (4-45) ดังนี้

$$K_{pi} = 2\zeta_i R_s \tau_s \omega_{ni} - R_s \quad (4-44)$$

$$K_{ii} = R_s \tau_s \omega_{ni}^2 \quad (4-45)$$

นำค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในตารางที่ 4.1 มาคำนวณหาค่าคงที่ทางเวลาฝั่งขดลวดสเตเตอร์ได้ดังนี้

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

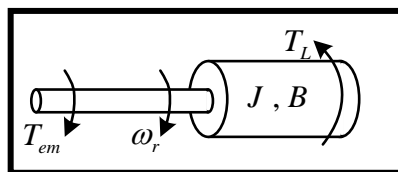
แทนค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 4.1 ลงในสมการที่ (4-44) และ (4-45) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของลูปลควบคุมกระแสคือ

$$K_{pi} = 58.3$$

$$K_{ii} = 16375$$

#### 4.5 การออกแบบตัวควบคุมของลูปลควบคุมความเร็ว

จากการศึกษาโครงสร้างและหลักการทำงานของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์เตด พบว่าการควบคุมความเร็วจะถูกควบคุมอยู่บนแกน  $q$  เท่านั้น ซึ่งมีความสอดคล้องกับสมการแรงบิดของมอเตอร์ในสมการที่ (4-22) โดยที่กระแส  $i_{ds}$  มีหน้าที่ควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กเท่านั้น ดังนั้น การควบคุมแรงบิดทางไฟฟ้าจึงขึ้นอยู่กับกระแส  $i_{qs}$  เพียงอย่างเดียว การออกแบบตัวควบคุมความเร็วจะเริ่มจากการหาสมการอนุพันธ์ที่มีความสัมพันธ์กับความเร็วที่โรเตอร์โดยการพิจารณารูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ไคอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

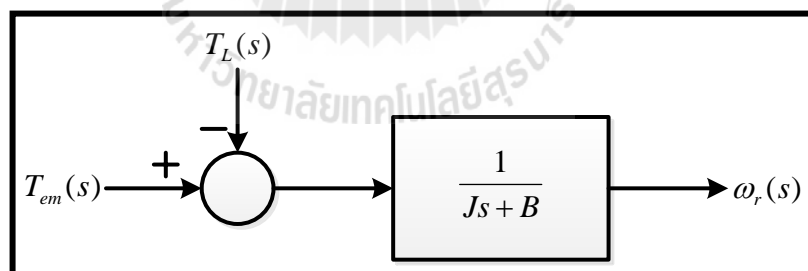
จากรูปที่ 4.5 สามารถนำมาเขียนสมการอนุพันธ์ได้ดังสมการที่ (4-46)

$$T_{em} - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_r + B \omega_r \quad (4-46)$$

จากสมการที่ (4-46) เขียนให้อยู่ในรูปของ โดเมน-เอส ได้ดังนี้

$$T_{em}(s) - T_L(s) = sJ \omega_r(s) + B \omega_r(s) \quad (4-47)$$

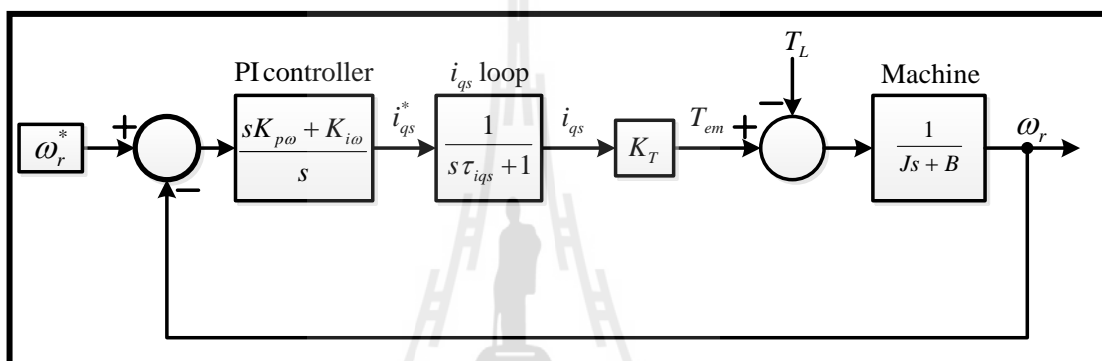
และจากสมการที่ (4-47) สามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูปของแผนภาพไคอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.6



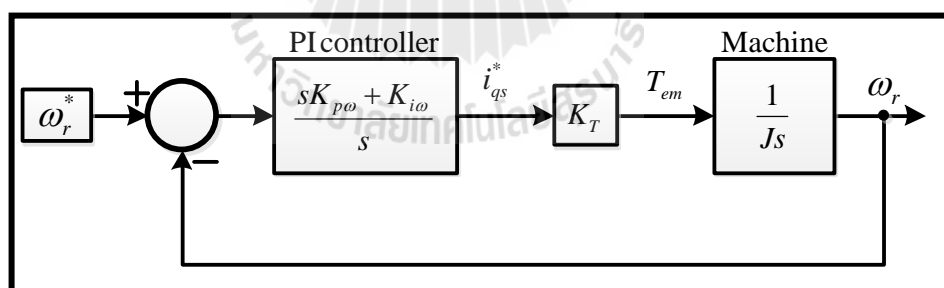
รูปที่ 4.6 บล็อกไคอะแกรมทางกลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมในรูปที่ 4.2 ในส่วนของการควบคุมความเร็วควบคุมคู่ไปกับสมการทางกลของมอเตอร์สมการที่ (4-47) และสมการแรงบิดทางไฟฟ้าในสมการที่ (4-22) จึงสามารถนำมาเขียนเป็นโครงสร้างสำหรับการออกแบบตัวควบคุมของลูบควบคุมความเร็ว ได้ดังรูปที่ 4.7

จากรูปที่ 4.7 เมื่อพิจารณาค่าคงที่ทางเวลาของลูปควบคุมกระแส ( $\tau_{iqs}$ ) พบว่ามีค่าน้อยมาก เนื่องจากการออกแบบตัวควบคุมของลูปการควบคุมกระแสใช้แบนด์วิดท์ที่สูงทำให้ระบบมีการตอบสนองเร็วมากเมื่อเทียบกับลูปควบคุมความเร็ว ดังนั้น จึงไม่นำค่า  $\tau_{iqs}$  มาพิจารณา ส่วนค่าแรงบิดต้านของโหลด ( $T_L$ ) ในการออกแบบตัวควบคุมจะถูกกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ซึ่งเป็นการออกแบบในสถานะที่ไม่มีภาระบวกรวม และค่าความฝืดที่เกิดจากแรงเสียดทานของมอเตอร์ ( $B$ ) มีค่าน้อยมากจึงกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้น โครงสร้างของการออกแบบลูปควบคุมความเร็วจึงเขียนได้ใหม่ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 โครงสร้างของลูปการควบคุมความเร็วแบบเวกเตอร์ทางอ้อม



รูปที่ 4.8 โครงสร้างที่ใช้ในการออกแบบตัวควบคุมความเร็วด้วยวิธีเวกเตอร์ทางอ้อม

จากรูปที่ 4.8 ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงรอบปิดสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4-48) ดังนี้

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{sK_T K_{p\omega} + K_T K_{i\omega}}{s^2 + \frac{sK_T K_{p\omega}}{J} + \frac{K_T K_{i\omega}}{J}} \quad (4-48)$$

การออกแบบตัวควบคุมความเร็ว สามารถดำเนินการเช่นเดียวกับการออกแบบตัวควบคุม กระแส โดยนำสัมประสิทธิ์ของพหุนามตัวหารในสมการที่ (4-48) มาเปรียบเทียบกับสัมประสิทธิ์ พหุนามตัวหารของระบบมาตรฐานอันดับสองในสมการที่ (4-41) ผลการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ จะได้

$$\frac{K_T K_{p\omega}}{J} = 2\zeta\omega_{n\omega} \quad (4-49)$$

$$\frac{K_T K_{i\omega}}{J} = \omega_{n\omega}^2 \quad (4-50)$$

จากสมการที่ (4-49) และ (4-50) สามารถเขียนสมการการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม พิไอสำหรับลูปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ( $K_{p\omega}$  และ  $K_{i\omega}$ ) แสดงได้ดังสมการที่ (4-51) และ สมการที่ (4-52) ดังนี้

$$K_{p\omega} = \frac{2\zeta J \omega_{n\omega}}{K_T} \quad (4-51)$$

$$K_{i\omega} = \frac{J \omega_{n\omega}^2}{K_T} \quad (4-52)$$

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมของลูปควบคุม ความเร็วแสดงได้ดังตารางที่ 4.2 ซึ่งพารามิเตอร์  $L_r$ ,  $L_m$  และ  $J$  ได้มาจากการทดสอบ รายละเอียด ของการทดสอบดูได้จากบทที่ 3

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

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพิไอของลูปควบคุมความเร็ว

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



จากค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 4.2 สามารถคำนวณค่า  $K_T$  ของระบบควบคุมความเร็วรอบได้ดังนี้

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

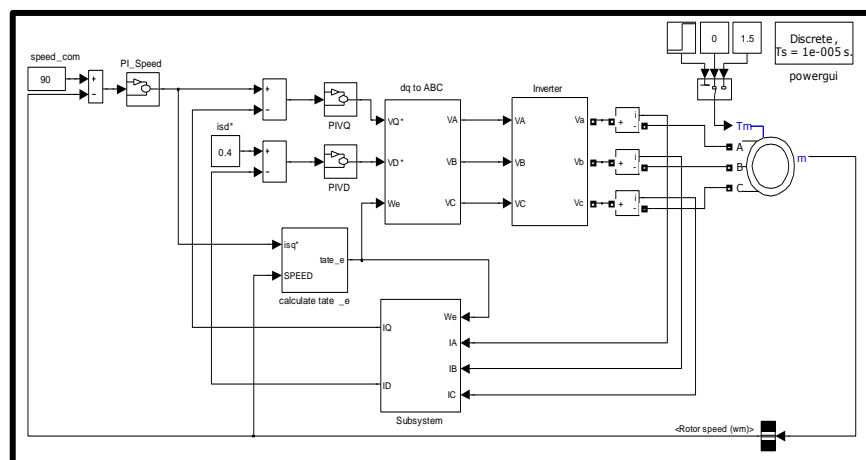
แทนค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 4.2 ลงในสมการที่ (4-51) และสมการที่ (4-52) จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ( $K_{p\omega}$  และ  $K_{i\omega}$ ) ในรูปควบคุมความเร็วดังนี้

$$K_{p\omega} = 0.2717$$

$$K_{i\omega} = 10.67$$

#### 4.6 การจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็วรอบแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

การจำลองสถานการณ์ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จะทำการจำลองสถานการณ์ โดยอาศัยตัวควบคุมที่ผ่านการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ดังรายละเอียดที่นำเสนอมาแล้วในหัวข้อที่ 4.4 และ 4.5 โดยอาศัยชุดบล็อก SPS บนโปรแกรม MATLAB แสดงได้ดังรูปที่ 4.9 ซึ่งได้ใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 มอเตอร์ที่ใช้มีจำนวนขั้วแม่เหล็กไฟฟ้า 4 ขั้ว พิกัดแรงดันระหว่างสายของมอเตอร์ 380 V<sub>rms</sub> และพิกัดกระแสของมอเตอร์เท่ากับ 1.1 A



รูปที่ 4.9 ชุดบล็อกการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

การจำลองสถานการณ์ได้เงื่อนไขการจำลองสถานการณ์ดังนี้คือ

กำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็ว 860 รอบต่อนาที หรือ 90 เรเดียน/วินาที

กำหนดโหลดที่จ่ายให้มอเตอร์ 2.5 นิวตัน-เมตร

กำหนดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงฝั่งวงจรมอเตอร์เท่ากับ 530 โวลต์

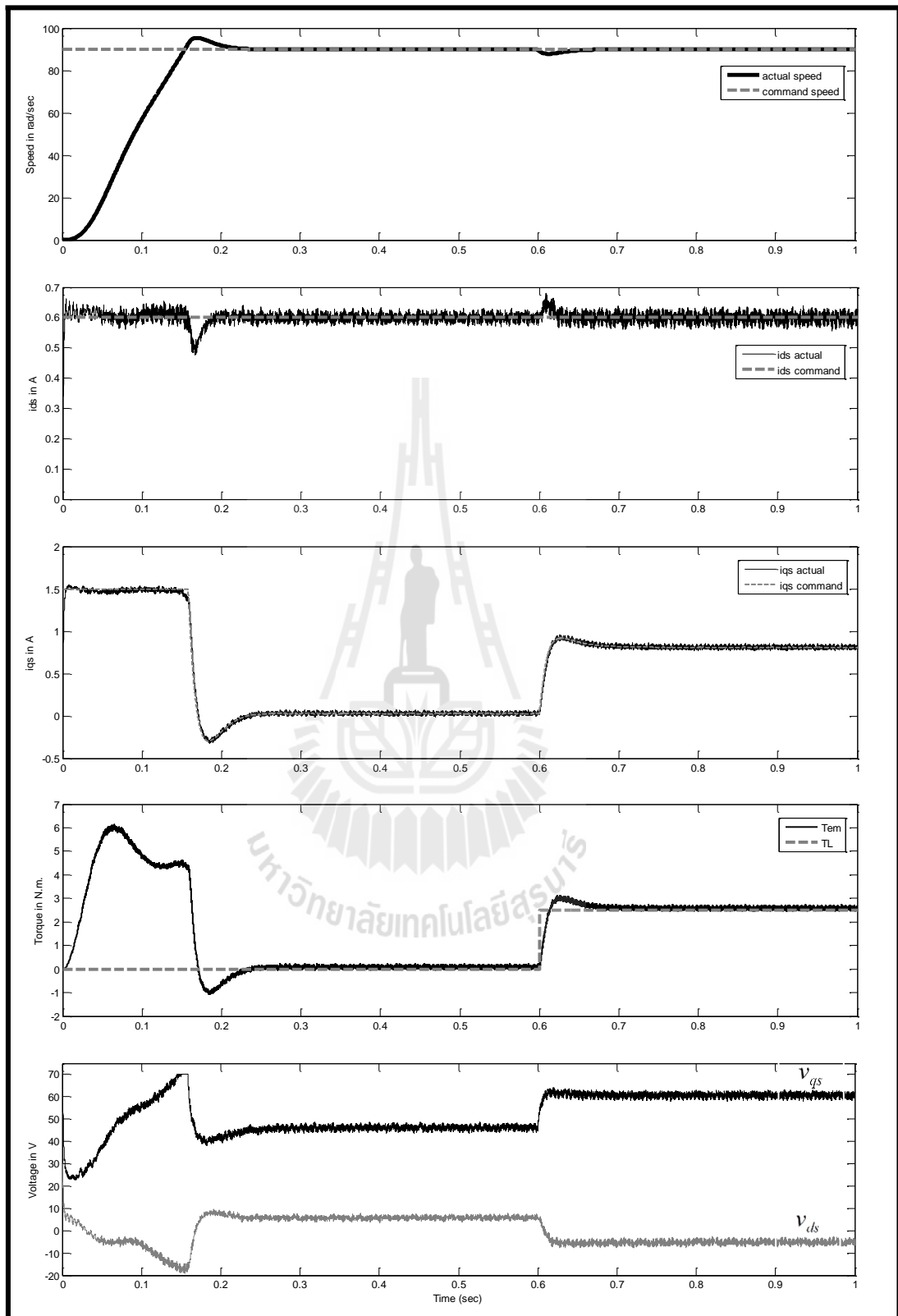
กระแส  $i_{ds}^*$  เท่ากับ 0.6 A (เป็นค่าสำหรับสร้างฟลักซ์ที่ปกติของมอเตอร์)

จากเงื่อนไขของการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ที่กล่าวไว้แล้วข้างต้นคือ กำหนดให้  $\omega_r^*$  เท่ากับ 90 เรเดียน/วินาที เมื่อความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่จึงได้ทดสอบจ่าย โหลดให้มอเตอร์ที่ 2.5 นิวตัน-เมตร ที่เวลา 0.6 วินาที โดยใช้กระแส  $i_{ds}^*$  เท่ากับ 0.6 A สามารถ แสดงผลการจำลองสถานการณ์ได้ดังนี้

รูปที่ 4.10 แสดงผลการตอบสนองการทำงานของตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วย วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมเป็นลำดับดังนี้ กราฟรูปบนเป็นความเร็วที่ได้จากการควบคุม เทียบกับความเร็วของการควบคุม ( $\omega_r^*$ ) ลำดับต่อมาคือกระแสควบคุมปริมาณสนามแม่เหล็กหรือ กระแสควบคุมฟลักซ์ในกรณีนี้กระแส  $i_{ds}^*$  จะถูกกำหนดให้คงที่ที่ 0.6 A กราฟถัดไปคือค่ากระแส ควบคุมแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ ( $i_{qs}^*$ ) จากนั้นคือกราฟแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์ ( $T_{em}$ ) เทียบกับแรงบิดของโหลดที่จ่ายให้มอเตอร์ ( $T_L$ ) และกราฟด้านล่างคือแรงดันที่ได้จากการควบคุม ของคู่ควบคุมกระแสเปรียบเทียบกันระหว่างแรงดัน  $v_{ds}$  และ  $v_{qs}$

เมื่อพิจารณาผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ที่สภาวะการทำงานต่าง ๆ โดยได้ กำหนดให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วคงที่ที่ 859 รอบต่อนาที จากรูปจะเห็นว่ามอเตอร์เริ่มหมุนที่ 0 รอบต่อนาที ไปที่ความเร็ว 859 รอบต่อนาที ใช้เวลาเพียง 0.25 วินาที ความเร็วของมอเตอร์ก็เข้าสู่ สภาวะคงที่ และที่เวลา  $t = 0.6$  วินาที ได้จ่ายโหลดให้กับมอเตอร์ 2.5 นิวตัน-เมตร แต่อย่างไรก็ตาม ความเร็วของมอเตอร์ก็สามารถรักษาระดับให้คงที่ได้ด้วยตัวควบคุมที่ได้ออกแบบไว้

เมื่อพิจารณาในส่วนของการควบคุมกระแสบนแกน  $d$  หรือกระแส  $i_{ds}$  จากรูปพบว่าค่า กระแสดังกล่าวจะพยายามรักษาระดับกระแสให้คงที่อยู่ที่ 0.6 A ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขที่กำหนด ไว้ให้คือ  $i_{ds}^* = 0.6$  A



รูปที่ 4.10 ผลการตอบสนองการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

จากรูปที่ 4.10 กระแส  $i_{qs}$  ตอนที่มอเตอร์เริ่มสตาร์ทกระแส  $i_{qs}$  จะเท่ากับ 1.5 A และเมื่อพิจารณาจากพิกัดกระแสของมอเตอร์ที่ 1.1 A จะเห็นว่ามีความเกินพิกัด แต่เนื่องจากตอนที่มอเตอร์กินกระแสเกินพิกัดเป็นเพียงช่วงเวลาสั้น ๆ ของการเริ่มสตาร์ทมอเตอร์เท่านั้นจึงได้กำหนดค่ากระแสไว้ที่ค่าดังกล่าวเพื่อให้ความเร็วมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่เร็วยิ่งขึ้น จากรูประหว่างที่ความเร็วของมอเตอร์กำลังวิ่งเข้าไปสู่ความเร็วควบคุมหรือความเร็วที่กำหนดให้มอเตอร์หมุน ค่ากระแส  $i_{qs}$  ก็ยังคงอยู่ที่พิกัด 1.5 A เนื่องจากมอเตอร์ต้องการแรงบิดสูงสุดเพื่อให้ความเร็วเข้าสู่ค่าที่ต้องการเร็วที่สุด และเมื่อความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่ค่ากระแส  $i_{qs}$  จะมีค่าน้อยมากซึ่งอยู่ในช่วงเวลา  $t = 0.25$  วินาที ถึงเวลา  $t < 0.6$  วินาที เนื่องจากมอเตอร์ยังไม่มีภาระจากโหลดต่อเมื่อมอเตอร์มีการรับภาระจากโหลดที่เวลา  $t = 0.6$  วินาที ค่ากระแส  $i_{qs}$  จะมีค่ามากขึ้นซึ่งได้แสดงความสัมพันธ์ของกระแส  $i_{qs}$  เทียบกับโหลดดังนี้ โดยจะเลือกพิจารณาค่ากระแส  $i_{qs}$  ที่เวลา  $t = 0.9$  วินาที จากรูปที่ 4.10 สามารถคำนวณกระแส  $i_{qs}$  เพื่อเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ได้สมการที่ (4.53)

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (4.53)$$

ซึ่งขนาด ( $i_s$ ) ของกระแสสเตเตอร์วัดได้ที่เวลา 0.9 วินาที เท่ากับ 1 A และกระแส  $i_{ds}$  มีค่าเท่ากับ 0.6 A ดังนั้น จากสมการที่ (4.53) สามารถคำนวณกระแส  $i_{qs}$  ได้เท่ากับ 0.8 A ซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณเมื่อพิจารณาแล้วพบว่ามีความสอดคล้องกันกับค่ากระแส  $i_{qs}$  ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.10

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

แรงดันที่ได้จากการควบคุมของลูปควบคุมกระแส จะเห็นว่าช่วงมอเตอร์เริ่มสตาร์ทแรงดันบนแกน  $q$  จะมีค่าค่อย ๆ เพิ่มมากขึ้นแสดงให้เห็นว่ายิ่งมอเตอร์หมุนที่ความเร็วมากขึ้นยังมีความต้องการแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์เพิ่มมากยิ่งขึ้นเพื่อจะรักษาระดับแรงบิดให้มีค่าคงที่ที่ค่าสูงที่สุดเพื่อให้มอเตอร์เข้าสู่สภาวะคงที่เร็วที่สุด และจากรูปยังเห็นว่าแรงดันทั้งบนแกน  $d$  และแกน  $q$  มีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามการรับสภาวะการรับภาระจากโหลดของมอเตอร์ด้วยเช่นกัน

#### 4.7 สรุป

การควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็คเป็นการเรียนแบบวิธีการของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก โดยแปลงปริมาณของกระแสสามเฟสให้อยู่ในปริมาณสองเฟสที่อยู่บนแกนหมุน โดยหมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัส จึงทำให้การควบคุมฟลักซ์จะขึ้นอยู่กับกระแส  $i_{ds}$  และการควบคุมแรงบิดจะขึ้นอยู่กับกระแส  $i_{qs}$  การควบคุมความเร็วแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ค ปกติจะกำหนดให้กระแสควบคุมฟลักซ์คงที่โดยจะกำหนดไว้ที่ค่าพิคคของมอเตอร์ ส่วนกระแสควบคุมแรงบิดก็จะมีการเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะการรับโหลดของมอเตอร์ ตรงส่วนนี้เองจึงสามารถกล่าวได้ว่าการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็คสามารถควบคุมแรงบิดได้โดยตรง ในการออกแบบตัวควบคุมผู้ออกแบบจำเป็นต้องมีข้อมูลของพารามิเตอร์ของตัวมอเตอร์สำหรับการออกแบบตัวควบคุม และพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญมากคือ  $L_r$  และ  $R_r$  จะเห็นว่าจากสมการที่ (4-21) ต้องใช้พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้ในการคำนวณค่าความเร็วเชิงมุมของค่าสลิปเพื่อจะนำมารวมกันกับค่าความเร็วเชิงมุมที่โรเตอร์ที่ได้จากเอ็นโคดเดอร์จะได้ความเร็วเชิงมุมที่เชิงโคโรนัสเพื่อใช้ในการแปลงปริมาณสามเฟสให้อยู่บนแกนดิกิว ซึ่งถ้าใช้พารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้ไม่ตรงตามความเป็นจริงจะทำให้การคำนวณมุมที่ความเร็วเชิงโคโรนัสมีความคลาดเคลื่อนโดยที่ความคลาดเคลื่อนดังกล่าวจะส่งผลเป็นลูกโซ่ คือ ถ้ามุมที่ใช้ในการหมุนแกนไม่ได้หมุนที่ความเร็วเชิงโคโรนัสจะทำให้การควบคุมค่าฟลักซ์ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกระแส  $i_{ds}$  เพียงอย่างเดียว แต่จะขึ้นอยู่กับค่ากระแส  $i_{qs}$  ด้วย ซึ่งจะมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับค่าความคลาดเคลื่อนของการคำนวณมุมที่ความเร็วเชิงโคโรนัส ดังนั้นพารามิเตอร์ทั้งสองตัวนี้จึงมีความสำคัญมาก และจากการศึกษาการออกแบบตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็คในบทนี้จะนำไปใช้สำหรับค้นหาตัวควบคุมด้วยวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์ซึ่งคาดว่าจะให้ผลการควบคุมที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม โดยได้อธิบายวิธีการออกแบบดังกล่าวไว้ในบทที่ 5

## บทที่ 5

### การออกแบบตัวควบคุมของการควบคุมความเร็วแบบฟีดแบ็คออเรียนเตดด้วยวิธีการ ทางปัญญาประดิษฐ์

#### 5.1 บทนำ

จากบทที่ผ่านมาได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คของลูปควบคุมกระแส และ ลูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ซึ่งให้สมรรถนะการทำงานดีในระดับหนึ่ง เพื่อที่จะให้สมรรถนะการควบคุมดียิ่งขึ้น จึงได้นำเอาวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เข้ามาช่วยในการออกแบบตัวควบคุมฟีดแบ็คของลูปควบคุมกระแสและลูปควบคุมความเร็ว โดยการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟีดแบ็ค งานวิจัยนี้ได้ใช้วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว (Adaptive Tabu Search, ATS) ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย และยังให้ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมอย่างมีประสิทธิภาพ (D. Puangdownreong, K-N. Areerak, S. Sujitjorn, and P. Totarong 2002) สำหรับการค้นหาตัวควบคุมด้วยวิธีดังกล่าวได้ใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ได้จากการทดสอบ เพื่อให้ผลการค้นหาตัวควบคุมฟีดแบ็คใช้ได้จริงกับชุดทดสอบในทางปฏิบัติ

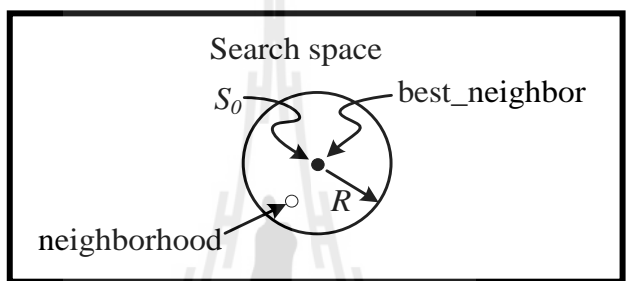
#### 5.2 การค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

วิธีการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวเป็นวิธีการค้นหาทางปัญญาประดิษฐ์เป็นอีกวิธีหนึ่งที่มีประสิทธิภาพการค้นหาที่ดี โดยอัลกอริทึมนี้ถูกพัฒนาขึ้นมาจากอัลกอริทึมของการค้นหาแบบตาบู่ (tabu search: TS) ซึ่งอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่ได้นำมาประยุกต์ใช้ในการแก้ปัญหาการค้นหาค่าเหมาะสมที่สุดเชิงผสมผสาน (combinatorial optimization) โดยที่อัลกอริทึมดังกล่าวได้ถูกคิดค้นโดย Glover ปี 1989 (F. Glover, 1989) และต่อมาได้ถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวางจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากอัลกอริทึมดังกล่าวมีความสามารถในการหลีกเลี่ยงคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่น (local solution) และยังสามารถทำการค้นหาคำตอบจนกระทั่งได้คำตอบที่ใกล้เคียงกับคำตอบที่เหมาะสมที่สุดแบบวงกว้าง (near global solution) ต่อมาในปี พ.ศ. 2545 กองพัน อารีรักษ์และสราวุฒิ สุจิตจร ได้พัฒนาและปรับปรุงอัลกอริทึมดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพการค้นหาที่ดียิ่งขึ้น โดยได้เพิ่ม 2 กลไกเข้าไปในอัลกอริทึม สำหรับกลไกแรก คือ การเดินย้อนรอย (black-tracking) เป็นกลไกที่อนุญาตให้ระบบการค้นหาสามารถย้อนกลับไปค้นหาคำตอบบริเวณพื้นที่เดิมที่เคยถูกค้นหามาก่อน ซึ่งทำให้

ระบบการค้นหามีโอกาสที่จะค้นหาคำตอบในบริเวณพื้นที่ใหม่ และหลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่นได้ กลไกที่สอง คือ การปรับค่ารัศมีในการค้นหา (adaptive radius) ซึ่งจะทำการปรับลดค่ารัศมีในระหว่างการค้นหาจนกระทั่งการค้นหาเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุดแบบวงกว้างโดยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวพิจารณาได้ตามขั้นตอนดังนี้

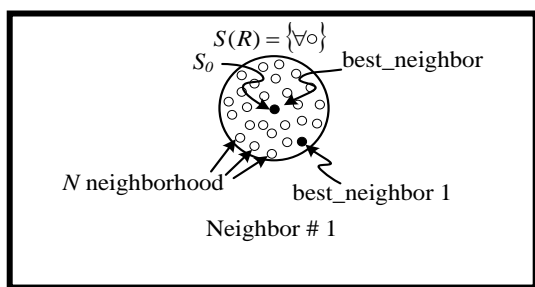
ขั้นตอนที่ 1 กำหนดพื้นที่การค้นหา รัศมีการค้นหาและจำนวนรอบสูงสุดของการค้นหา

ขั้นตอนที่ 2 ทำการสุ่มคำตอบเริ่มต้น  $S_0$  ภายในพื้นที่การค้นหาและให้  $S_0$  เป็นคำตอบที่ดีที่สุดแบบวงแคบเฉพาะถิ่น ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 สุ่มค่า  $S_0$  ในพื้นที่การค้นหา

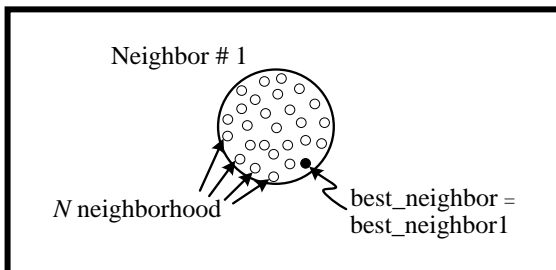
ขั้นตอนที่ 3 ทำการสุ่มเลือกคำตอบจำนวน  $N$  คำตอบ รอบ ๆ  $S_0$  (neighborhood) ภายในพื้นที่การค้นหารัศมี  $R$  และกำหนดให้เซต  $S(R)$  เป็นเซตของคำตอบ  $N$  คำตอบ ซึ่งเรียกว่า คำตอบรอบข้าง ดังรูปที่ 5.2



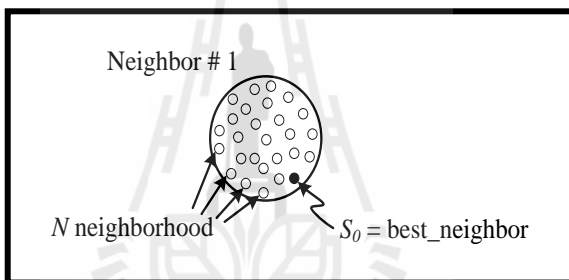
รูปที่ 5.2 ค่าใกล้เคียงรอบ ๆ  $S_0$

ขั้นตอนที่ 4 ทำการประเมินคำตอบด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของแต่ละสมาชิกใน  $S(R)$  โดยกำหนดให้  $S_1$  เป็นคำตอบที่ดีที่สุด (best\_neighbor1) ใน  $S(R)$

ขั้นตอนที่ 5 ถ้า  $S_1 < S_0$  ดังนั้น กำหนดให้  $S_0 = S_1$  และเก็บค่า  $S_0$  ในรายการตาม ดังรูปที่ 5.3 และรูปที่ 5.4

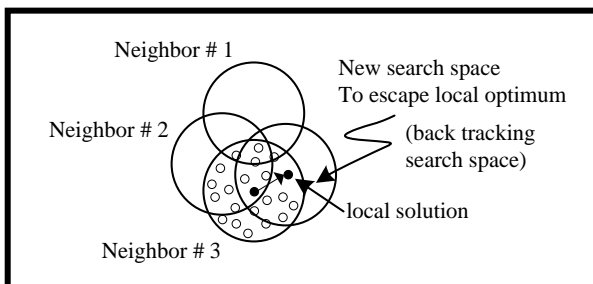


รูปที่ 5.3 กำหนดค่าใกล้เคียงใหม่



รูปที่ 5.4 กำหนดค่า  $S_0$  ใหม่

ขั้นตอนที่ 6 ถ้า  $count \geq count_{max}$  จะหยุดกระบวนการการค้นหา โดยที่ค่า  $S_0$  คือคำตอบที่ดีที่สุดไม่เช่นนั้นจะกลับไปสู่ขั้นตอนที่ 3 และเริ่มกระบวนการใหม่อีกครั้งจนกระทั่งได้คำตอบที่พอใจ

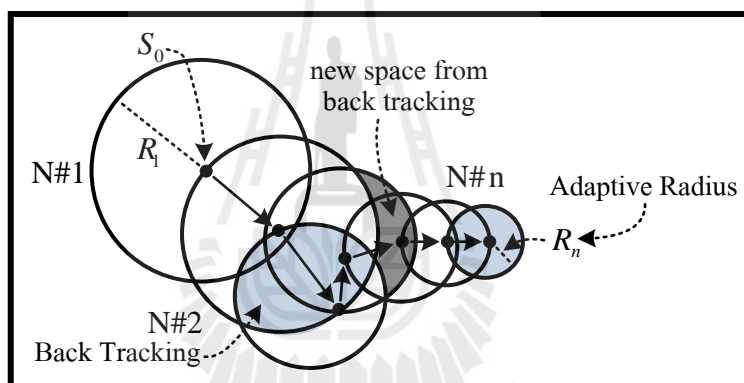


รูปที่ 5.5 กลไกการเดินย้อนรอย



ขั้นตอนที่ 7 จะเข้าสู่กลไกการเดินย้อนรอย เมื่อจำนวนคำตอบในแต่ละรอบไม่หลุดออก จากคำตอบที่เป็นวงแคบเฉพาะถิ่นเป็นจำนวนเท่ากับจำนวนสูงสุดที่ได้จากการค้นหาในพื้นที่การค้นหาเดิมในรายการตามเพื่อนำมากำหนดเป็นคำตอบเริ่มต้นสำหรับการค้นหาในรอบถัดไป ทั้งนี้ เพื่อให้หลุดออกจากคำตอบที่เป็นแบบวงแคบเฉพาะถิ่น ดังรูปที่ 5.5 ซึ่งใช้ค่า local solution ในรายการตามเป็นค่าเริ่มต้นในการค้นหา

ขั้นตอนที่ 8 จะเข้าสู่กลไกการปรับค่ารัศมีการค้นหา โดยจะปรับลดรัศมีลงเรื่อย ๆ ตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (5-1) จะทำการลดรัศมีการค้นหาจนกระทั่งเข้าใกล้คำตอบที่ดีที่สุด ซึ่งทำให้คำตอบในการค้นหามีความละเอียดมากขึ้น แต่ในทางตรงกันข้าม หากการปรับลดรัศมีการค้นหา มีขนาดเล็กเกินไป การค้นหาอาจไม่ครอบคลุมคำตอบที่ต้องการ ดังนั้น การปรับรัศมีให้เหมาะสมกับระบบที่พิจารณาจึงมีความสำคัญ ดังรูปที่ 5.6



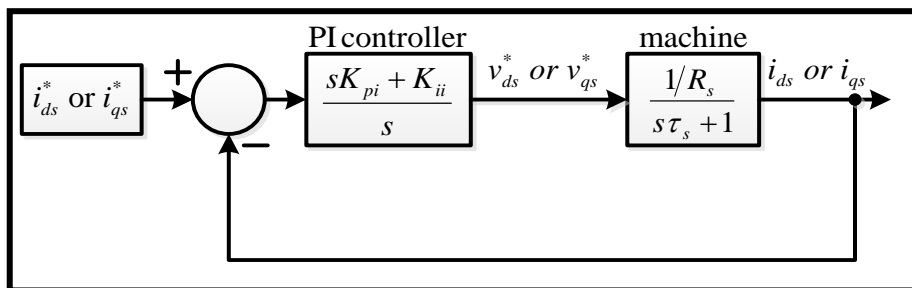
รูปที่ 5.6 กลไกการปรับลดค่ารัศมี

$$radius_{new}(R_n) = \frac{radius_{old}}{DF} \quad (5-1)$$

โดยที่  $DF$  คือ ตัวประกอบปรับลดค่ารัศมี (Decreasing Factor)

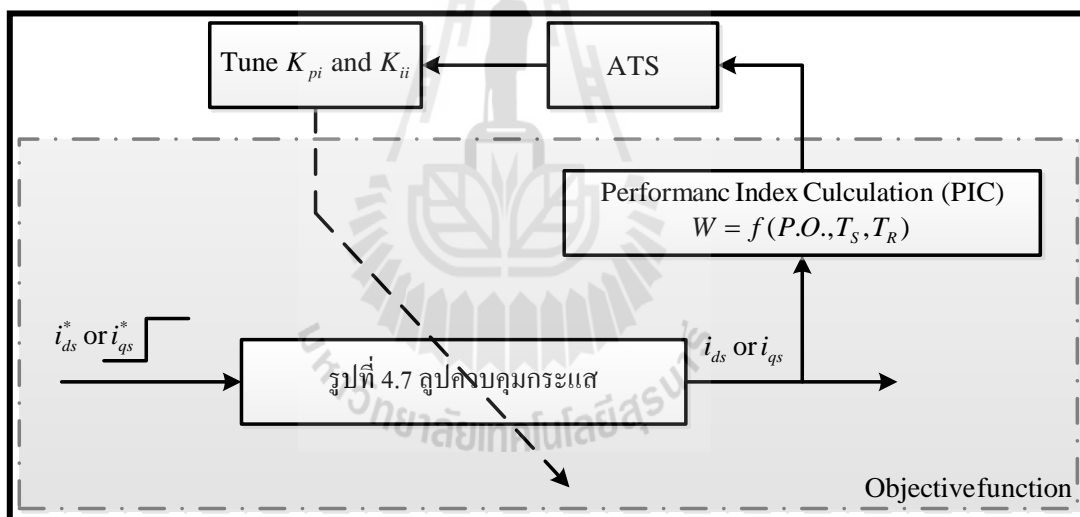
### 5.3 การออกแบบตัวควบคุมฟิวส์สำหรับรูปควบคุมกระแสด้วยวิธีการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว

การออกแบบตัวควบคุมฟิวส์ของรูปควบคุมกระแสของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ จะอาศัยระบบควบคุมแสดงในรูปที่ 5.7 เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ซึ่งเป็นระบบที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3



รูปที่ 5.7 โครงสร้างของลูปควบคุมกระแสของการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ คือ  $R_s$  และ  $\tau_s$  ในรูปที่ 5.7 ได้แสดงรายละเอียดและที่มาของพารามิเตอร์ดังกล่าวไว้ในบทที่ 4 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวได้จากการทดสอบ รายละเอียดของการทดสอบดูได้ในบทที่ 3



รูปที่ 5.8 บล็อกไดอะแกรมการออกตัวควบคุมแบบฟีดแบ็คของลูปควบคุมกระแสด้วยวิธีการค้นหาแบบเชิงปรับตัว

รูปที่ 5.8 เป็นแผนภาพไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟีดแบ็คของลูปการควบคุมกระแส โดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมฟีดแบ็ค ( $K_{pi}$ ,  $K_{ii}$ ) ภายในขอบเขตของการค้นหาที่กำหนดไว้ การค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในแต่ละรอบจะดำเนินการตามอัลกอริทึมของวิธีการค้นหาแบบเชิงปรับตัว โดยในระหว่างการค้นหาระบบจะ

ตรวจสอบค่า  $W$  ซึ่งอธิบายได้ดังสมการที่ (5-2) และจะค้นหาว่าค่า  $W$  พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองดีที่สุดหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือทำให้ค่า  $W$  มีค่าน้อยที่สุด

$$W(T_{r(p.u.)}, T_{s(p.u.)}, P.O.(p.u.)) = \sigma \frac{T_r}{T_{r1}} + \alpha \frac{T_s}{T_{s1}} + \gamma \frac{P.O.}{P.O._1} \quad (5-2)$$

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

$T_r$  คือ ช่วงเวลาขึ้น (rise time)

$T_s$  คือ ช่วงเวลาเข้าที่ (setting time)

$P.O._1$  คือ การพุ่งเกินชั่วคราวของระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดยวิธีการแบบดั้งเดิม

$T_{r1}$  คือ ช่วงเวลาขึ้นของระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดยวิธีการแบบดั้งเดิม

$T_{s1}$  คือ ช่วงเวลาเข้าที่ของระบบที่ใช้ตัวควบคุมพีไอที่ออกแบบโดยวิธีการแบบดั้งเดิม

เมื่อ  $\sigma$ ,  $\alpha$  และ  $\gamma$  คือค่าสัมประสิทธิ์สำหรับการกำหนดค่านัยสำคัญของค่า  $T_r$ ,  $T_s$  และ  $P.O.$  ตามลำดับ ซึ่งในงานวิจัยนี้กำหนดให้ค่า  $\sigma$ ,  $\alpha$  และ  $\gamma$  มีค่าเท่ากับ 0.33, 0.33 และ 0.34 ตามลำดับ ซึ่งหมายถึง การออกแบบจะให้ความสำคัญของค่า  $P.O.$ ,  $T_r$  และ  $T_s$  เท่า ๆ กัน และได้แสดงความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์ทั้งสามตัวดังสมการที่ (5-3)

$$\sigma + \alpha + \gamma = 1 \quad (5-3)$$

### 5.3.1 ทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวของลูปลควบคุมกระแส

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับการค้นหาตัวควบคุมแบบพีไอของลูปลควบคุมกระแส มีพารามิเตอร์ที่สำคัญทั้งหมด 4 ค่า คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี ซึ่งเมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะส่งผลให้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยขอบเขตต่ำสุดและขอบเขตสูงสุดของพารามิเตอร์  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  เป็น [10-90] และ [1000-50000] ตามลำดับ การเลือกค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จะใช้เกณฑ์การพิจารณาค่า  $W_i$  เฉลี่ย ซึ่งการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปลควบคุมกระแส ได้ทำการทดสอบที่ค่า 400 450 500 550 และ 600 โดยกำหนด จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 15 และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.6 ซึ่ง

ผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่าที่จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500 เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยของ  $w_i$  พบว่าจำนวนคำตอบเริ่มต้นที่ค่าดังกล่าวให้ประสิทธิภาพของการค้นหาที่ดีที่สุด ดังนั้นผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500

ตารางที่ 5.1 การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

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

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จะทำการทดสอบโดยใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 175 200 225 และ 250 โดยได้กำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 500 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 15 และ ค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.6 ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.2 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย  $w_i$  พบว่า ที่จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 จะให้ค่า  $w_i$  น้อยที่สุด จึงเลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200

ตารางที่ 5.2 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ค่าที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 คำตอบ						
ค่า $w_i$	0.5656	0.5657	0.5904	0.5463	0.5641	0.56642

ตารางที่ 5.2 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง (ต่อ)

จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 175 คำตอบ						
ค่า $W_i$	0.5328	0.5969	0.5538	0.5540	0.5441	0.55632
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 คำตอบ						
ค่า $W_i$	0.5278	0.5875	0.5522	0.5478	0.5537	0.5538
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 225 คำตอบ						
ค่า $W_i$	0.5747	0.5920	0.5990	0.5290	0.5435	0.56764
จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 250 คำตอบ						
ค่า $W_i$	0.5473	0.5567	0.5571	0.5877	0.5689	0.56354

การทดสอบจำนวนค่ารัศมีเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว จะทำการทดสอบโดยใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 13 15 17 19 และ 21 โดยกำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 และตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.6 ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.3 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย  $W_i$  พบว่ากรณีที่ใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 17 จะให้ผลการทดสอบที่ดีที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 17

ตารางที่ 5.3 การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

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

การทดสอบค่าการปรับลดครีมีของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวจะดำเนินการทดสอบโดยใช้ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.5 1.6 1.7 1.8 และ 1.9 โดยกำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 500 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 200 และค่าครีมีเริ่มต้น เท่ากับ 17 ผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.4 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาที่ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.7 พบว่ามีค่า  $W_i$  เฉลี่ย น้อยที่สุดดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าปรับลดครีมีเท่ากับ 1.7

ตารางที่ 5.4 การทดสอบค่าปรับลดครีมี

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

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวทั้งหมดข้างต้นผู้วิจัยได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบฟิวของลูบควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนเต็ด ซึ่งสรุปได้ดังนี้

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

### 5.3.2 การออกแบบตัวควบคุมกระแสโดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับการควบคุมกระแสของมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ด โดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว แสดงขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวได้ ดังนี้

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

ขั้นที่ 2 กำหนดการสุ่มคำตอบเริ่มต้นจำนวนเท่ากับ 500

ขั้นที่ 3 กำหนดการสุ่มคำตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหาจำนวนเท่ากับ 200

ขั้นที่ 4 กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นสำหรับการค้นหาเท่ากับ 17

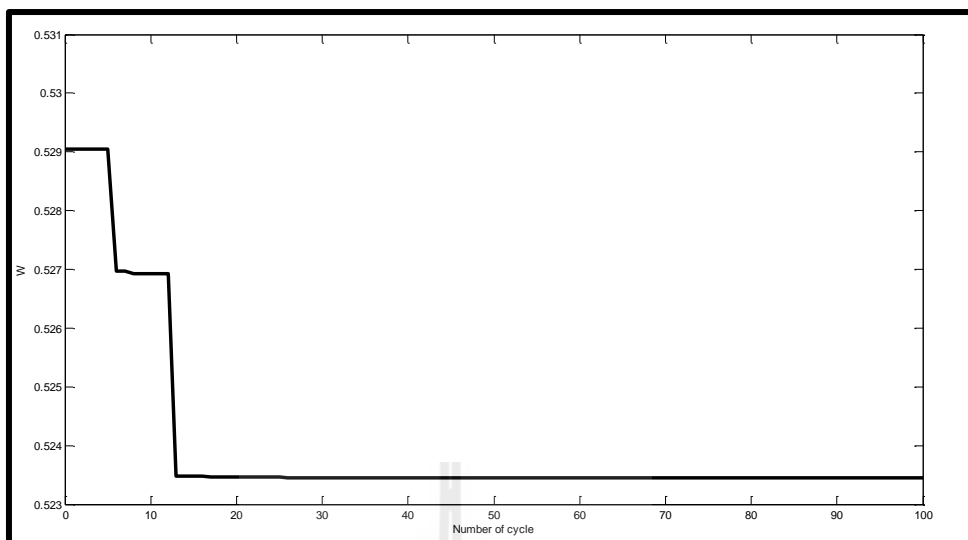
ขั้นที่ 5 กำหนดค่าตัวประกอบปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.7

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

ขั้นที่ 7 กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ( $count_{max}$ ) เท่ากับ 100 รอบ

จากการกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ภายใต้ขั้นตอนการออกแบบข้างต้น ผลการดูเข้าของคำตอบในระหว่างการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับรูปควบคุมกระแสของการควบคุมความเร็วแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ด แสดงได้ดังรูปที่ 5.9 ซึ่งแสดงการดูเข้าของ  $w_i$  ที่ค่าเท่ากับ 0.5235 ในจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 100 โดยในช่วงของรอบการค้นหาที่ 5 ถึง 13  $w_i$  มีค่าเท่ากับ 0.527 ซึ่งค่า  $w_i$  ดังกล่าวเป็นค่าคำตอบแบบวงแคบเฉพาะถิ่นอย่างไรก็ตาม อัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวยังสามารถค้นหาพบคำตอบค่าที่ดีกว่าที่ค่าเท่ากับ 0.527 ในรอบการค้นหาที่ 14 ทั้งนี้เนื่องมาจากผลของการเดินย้อนรอยของอัลกอริทึม จึงทำให้ระบบการค้นหาสามารถหลุดออกจากคำตอบวงแคบเฉพาะถิ่นเข้าสู่บริเวณค้นหาที่ให้คำตอบที่ดีขึ้น สำหรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวคือ  $K_{pi}$  เท่ากับ 89.99 และ  $K_{ii}$  เท่ากับ 13952

จากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับรูปควบคุมกระแสด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คเรียนเต็ดโดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสามารถสรุปผลการค้นหาเทียบกับการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ซึ่งได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 4 โดยสามารถแสดงผลของค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธีดังตารางที่ 5.5 ดังนี้



รูปที่ 5.9 การลู่เข้าหาค่าตอบ  $W_i$  ของลูบควบคุมกระแส

ตารางที่ 5.5 ตัวควบคุมแบบพีไอจากวิธีการค้นหาแบบดั้งเดิมและแบบตามูเชิงปรับตัว

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

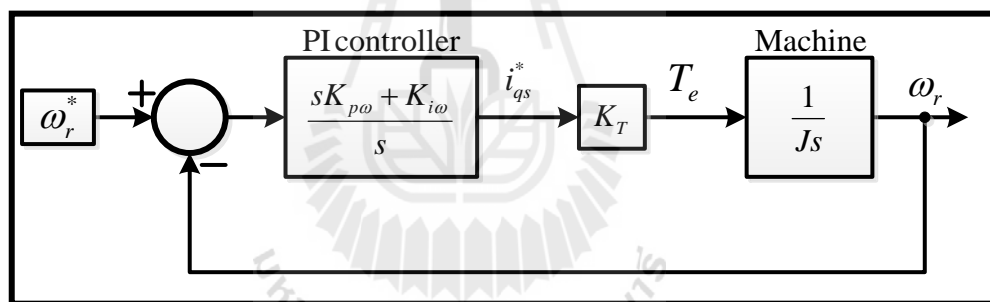
เมื่อพิจารณาจากตารางที่ 5.5 พบว่าผลที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวจะได้ค่าพารามิเตอร์  $K_{pi}$  ที่มีค่าเข้าใกล้ขอบเขตบนมาก เมื่อพิจารณาจากขอบเขตการค้นหาที่ได้กำหนดไว้ข้างต้น ซึ่งลักษณะเช่นนี้แสดงให้เห็นว่าคำตอบที่ดีที่สุดอาจจะอยู่นอกขอบเขตของการค้นหา อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาค่า  $W_i$  ที่ได้จากการค้นหาตัวควบคุมของทั้งสองวิธีจะเห็นว่าการค้นหาตัวควบคุมแบบตามูเชิงปรับตัวก็ยังสามารถให้การควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม จากนั้นได้ทดลองปรับเปลี่ยนขอบเขตบนของการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม  $K_{pi}$  และ  $K_{ii}$  ผลจากการค้นหาพบว่าตัวควบคุม  $K_{pi}$  ที่ได้ก็ยังมีลักษณะเข้าใกล้ขอบเขตบนของการค้นหาเสมอและค่า  $W_i$  ก็มีค่าน้อยกว่าเดิม หมายความว่ายิ่งปรับเปลี่ยนขอบเขตบนของการค้นหาให้มีค่ายิ่งมาก ก็ยิ่งจะได้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ดียิ่งขึ้นแต่เมื่อมองในส่วนของการนำพารามิเตอร์พีไอไปใช้จริงจะเห็นว่ายิ่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอมีค่ามากระบบควบคุมก็จะต้องค่าเวลาการควบคุมหรือที่เรียกว่าค่าเวลาแซมปลิง ( $T_s$ ) ที่



มีความละเอียดมากยิ่งขึ้นหรือมีค่าน้อยมาก ๆ ดังนั้น จึงได้เลือกค่าที่ได้จากการค้นหาที่เหมาะสมที่สุดที่จะนำไปใช้เป็นตัวควบคุมแสดงได้ดังตารางที่ 5.5

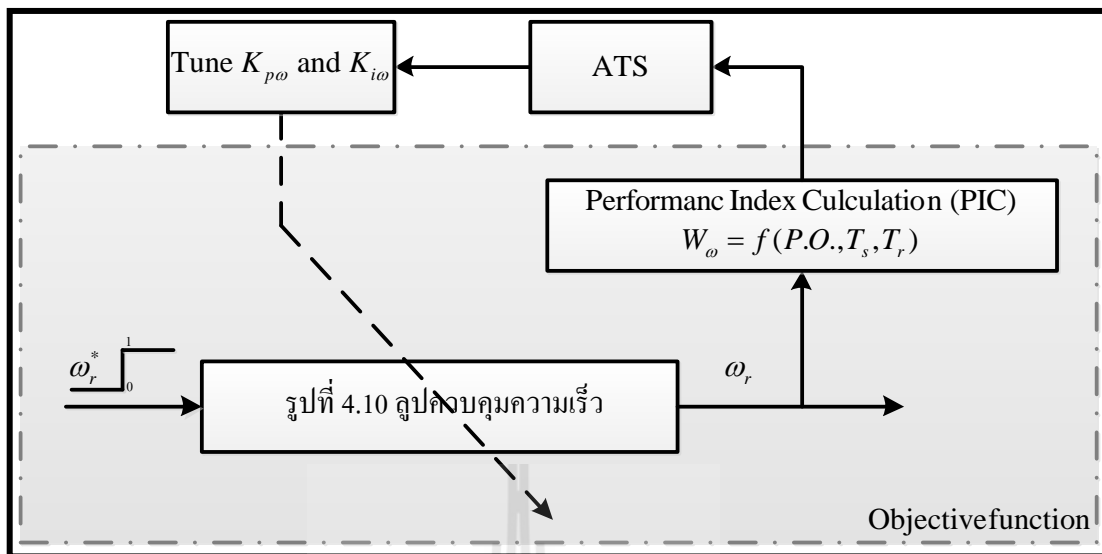
#### 5.4 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับลู่วควบคุมความเร็วด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

การออกแบบตัวควบคุมพีไอของลู่วควบคุมความเร็วสำหรับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยหลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ อาศัยระบบควบคุมแสดงในรูปที่ 5.10 เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ซึ่งเป็นระบบที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 จะเห็นว่าในบล็อกไดอะแกรมมีค่าคงที่ของมอเตอร์ คือ  $K_T$  ได้จากสมการแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์สำหรับการควบคุมแบบฟิลด์อเรียนเติ้ลในสมการที่ (3-22) (โดยรายละเอียดและที่มาของค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวแสดงไว้ในบทที่ 4) และค่า  $J$  เป็นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบรายละเอียดของการทดสอบได้แสดงไว้ในบทที่ 2



รูปที่ 5.10 บล็อกไดอะแกรมของลู่วควบคุมความเร็วโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.10 จะถูกใช้เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลู่วควบคุมความเร็วด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ดังนั้น จากรูปที่ 5.10 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับการค้นหาตัวควบคุมพีไอ ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวได้ดังรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 บล็อกไดอะแกรมของการค้นหาตัวควบคุมแบบพีไอของลูปลควบคุมความเร็ว  
ด้วยวิธีการค้นหาแบบตาชูเชิงปรับตัว

รูปที่ 5.11 เป็นบล็อกไดอะแกรมสำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีไอของลูปลควบคุมความเร็วโดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ ( $K_{p\omega}$ ,  $K_{i\omega}$ ) ในขอบเขตการค้นหาที่กำหนดไว้ การค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในแต่ละรอบจะดำเนินการตามอัลกอริทึมของวิธีการค้นหาแบบตาชูเชิงปรับตัวโดยในระหว่างการค้นหาระบบจะตรวจสอบค่า  $W_\omega$  ซึ่งอธิบายได้ดังสมการที่ (5-2) และจะค้นหาจนกว่าจะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ทำให้ผลการตอบสนองดีที่สุดหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือทำให้ค่า  $W_\omega$  มีค่าน้อยที่สุด

เมื่อ  $\sigma$  และ  $\gamma$  คือค่าสัมประสิทธิ์สำหรับการกำหนดค่านัยสำคัญของค่า  $T_r$ ,  $T_s$  และ  $P.O.$  ตามลำดับ จะกำหนดเหมือนกันกับการค้นหาตัวควบคุมของลูปลกระแส

#### 5.4.1 ทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตาชูเชิงปรับตัวของลูปลควบคุมความเร็ว

การทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาชูเชิงปรับตัว สำหรับการค้นหาตัวควบคุมพีไอของลูปลควบคุมความเร็ว โดยมีพารามิเตอร์ที่สำคัญทั้งหมด 4 ค่า คือ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง รัศมีเริ่มต้น และตัวปรับลดรัศมี ซึ่งเมื่อได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะส่งผลให้การค้นหาแบบตาชูเชิงปรับตัวมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยขอบเขตต่ำสุดและขอบเขตสูงสุดของพารามิเตอร์  $K_{p\omega}$  และ  $K_{i\omega}$  เป็น  $[0.1-0.5]$  และ  $[3-30]$  ตามลำดับ การเลือกค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตาชูเชิงปรับตัว จะใช้เกณฑ์การพิจารณาค่าเฉลี่ย  $W_\omega$  เป็นหลัก

ซึ่งการทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้นของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟิวของลูปควบคุมความเร็ว ได้ทำการทดสอบที่ค่า 500 550 600 650 และ 700 โดยกำหนดจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 20 และค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.7 ซึ่งผลการทดสอบได้แสดงไว้ในตารางที่ 5.6 จากตารางดังกล่าว สังเกตได้ว่า ที่จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 650 เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย  $W_{\omega}$  พบว่ามีค่าน้อยที่สุด ดังนั้น จึงได้เลือกคำตอบเริ่มต้นที่ 650

ตารางที่ 5.6 การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

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

การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้างของการค้นหาแบบตามเชิงปรับตัว จะทำการทดสอบโดยใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 100 125 150 175 และ 200 โดยกำหนดจำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 650 ค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 20 และ ค่าตัวประกอบปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.7 ซึ่งผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.7 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย  $W_{\omega}$  พบว่าจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 จะให้ค่า  $W_{\omega}$  น้อยที่สุด จึงเลือกจำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150

ตารางที่ 5.7 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

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

การทดสอบจำนวนค่ารัศมีเริ่มต้นของการค้นหาแบบตาบอดเชิงปรับตัว จะทำการทดสอบโดยใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 10 15 20 25 และ 30 โดยกำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้น เท่ากับ 650 จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150 และตัวประกอบการปรับลดรัศมี เท่ากับ 1.7 โดยผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.8 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ย  $W_\omega$  พบว่า กรณีค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 25 จะให้ผลการทดสอบที่ดีที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่ากับ 25

ตารางที่ 5.8 การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น

ครั้งที่ทดสอบ \ ครั้งที่	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	ค่าเฉลี่ย
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 10						
ค่า $W_\omega$	0.6148	0.6189	0.6123	0.6194	0.6193	0.61694
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 15						
ค่า $W_\omega$	0.6124	0.6136	0.6131	0.6186	0.6070	0.1294
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 20						
ค่า $W_\omega$	0.6073	0.6075	0.6184	0.6135	0.6120	0.61174

ตารางที่ 5.8 การทดสอบค่ารัศมีเริ่มต้น (ต่อ)

ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 25						
ค่า $W_\omega$	0.6142	0.6130	0.6062	0.6164	0.6133	0.61262
ค่ารัศมีเริ่มต้นเท่า 30						
ค่า $W_\omega$	0.6187	0.6182	0.6102	0.6177	0.6125	0.61546

การทดสอบค่าการปรับลดรัศมีของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวได้ดำเนินการทดสอบโดยใช้ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.5 1.6 1.7 1.8 และ 1.9 โดยกำหนด จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 650 จำนวนคำตอบรอบข้าง เท่ากับ 150 และค่ารัศมีเริ่มต้น เท่ากับ 25 ผลการทดสอบแสดงได้ดังตารางที่ 5.9 จากตารางดังกล่าว เมื่อพิจารณาที่ค่าการปรับลดรัศมีที่ 1.8 พบว่าค่า  $W_\omega$  เฉลี่ยน้อยที่สุด ดังนั้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.8

ตารางที่ 5.9 การทดสอบค่าปรับลดรัศมี

ค่าที่ทดสอบ	ครั้งที่					ค่าเฉลี่ย
	ครั้งที่ 1	ครั้งที่ 2	ครั้งที่ 3	ครั้งที่ 4	ครั้งที่ 5	
ค่าตัวปรับลดรัศมี 1.5						
ค่า $W_\omega$	0.6184	0.6193	0.6132	0.6148	0.6158	0.6163
ค่าตัวปรับลดรัศมี 1.6						
ค่า $W_\omega$	0.6192	0.6159	0.6135	0.6157	0.6165	0.61616
ค่าตัวปรับลดรัศมี 1.7						
ค่า $W_\omega$	0.6159	0.6174	0.6089	0.6156	0.6174	0.61504
ค่าตัวปรับลดรัศมี 1.8						
ค่า $W_\omega$	0.6162	0.6072	0.6196	0.6134	0.6175	0.61478
ค่าตัวปรับลดรัศมี 1.9						
ค่า $W_\omega$	0.6199	0.6095	0.6132	0.6183	0.6156	0.6153

จากการทดสอบพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวทั้งหมดข้างต้นผู้วิจัยได้ทำการเลือกใช้พารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวสำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบฟิวของลูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คออเรียนเตด สามารถสรุปได้ดังนี้

- เลือกใช้จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 650

- เลือกใช้จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 150
- เลือกใช้ค่ารัศมีเท่ากับ 25
- เลือกใช้ค่าปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.8

#### 5.4.2 การออกแบบตัวควบคุมความเร็วโดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

ขั้นตอนการออกแบบค่าพารามิเตอร์  $K_{p\omega}$  และ  $K_{i\omega}$  ของตัวควบคุมพีไอสำหรับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์เตด โดยใช้การค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว แสดงขั้นตอนการออกแบบและการกำหนดพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมดังกล่าวได้ดังนี้

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

ขั้นที่ 2 กำหนดการสุ่มคำตอบเริ่มต้นจำนวนเท่ากับ 650

ขั้นที่ 3 กำหนดการสุ่มคำตอบรอบข้างภายในรัศมีการค้นหาจำนวนเท่ากับ 150

ขั้นที่ 4 กำหนดค่ารัศมีเริ่มต้นสำหรับการค้นหาเท่ากับ 25

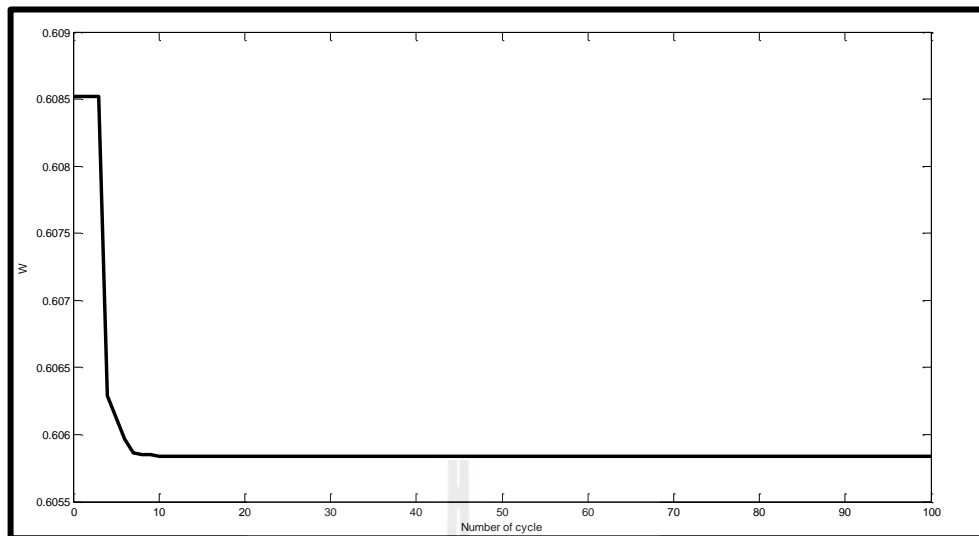
ขั้นที่ 5 กำหนดค่าตัวประกอบปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.8

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

ขั้นที่ 7 กำหนดจำนวนรอบการค้นหาสูงสุด ( $count_{max}$ ) เท่ากับ 100 รอบ

จากการกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว ภายใต้ขั้นตอนการออกแบบข้างต้น ผลการลู่เข้าของคำตอบในระหว่างการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับรูปควบคุมกระแสของการควบคุมความเร็วแบบฟีดแบ็คอเรียนต์เตด แสดงได้ดังรูปที่ 5.12 ซึ่งแสดงการลู่เข้าของ  $W_{\omega}$  ที่ค่าเท่ากับ 0.6058 ในจำนวนรอบการค้นหาสูงสุดเท่ากับ 100 และพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว คือ  $K_{p\omega}$  เท่ากับ 0.4999 และ  $K_{i\omega}$  เท่ากับ 14.1482

จากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอสำหรับรูปควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมแบบฟีดแบ็คอเรียนต์เตด โดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวสามารถสรุปผลของการค้นหาเทียบกับการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม ที่ได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 4 โดยได้แสดงผลเปรียบเทียบการออกแบบทั้งสองวิธีดังตารางที่ 5.10 ดังนี้



รูปที่ 5.12 การลู่เข้าหาค่าตอบ  $W_{\omega}$  ของลูปควบคุมความเร็ว

ตารางที่ 5.10 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมความเร็วจากวิธีดั้งเดิมเทียบกับวิธีแบบตามูเชิงปรับตัว

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

จากการค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอของลูปควบคุมความเร็วพบว่า ค่าพารามิเตอร์  $K_{p\omega}$  จากการค้นหามีลักษณะเข้าใกล้ขอบเขตบนของการค้นหามากเมื่อพิจารณาจากขอบเขตการค้นหาในช่วงต้น แสดงให้เห็นว่าคำตอบที่ดีที่สุดอาจอยู่นอกขอบเขตการค้นหา จึงได้ทดลองปรับเพิ่มขอบเขตบนของพารามิเตอร์  $K_{p\omega}$  ค่าออกไป ยังพบว่าผลที่ได้จากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีลักษณะที่เข้าใกล้ขอบเขตบนของการค้นหาเหมือนเดิม และทุกครั้งที่มีการปรับเพิ่มขอบเขตบนของการค้นหาเพิ่มขึ้น ค่า  $W_{\omega}$  ก็ยังมีค่าน้อยลงเรื่อย ๆ นั่นคือ ยิ่งพารามิเตอร์ของการควบคุมแบบพีไอมีค่ายิ่งมาก ยิ่งจะให้สมรรถนะของการควบคุมดียิ่งขึ้น แต่เมื่อพิจารณาขีดความสามารถในการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะมีความสามารถของการตอบสนองที่ดีที่สุดอยู่ช่วงช่วงหนึ่งเท่านั้น ดังนั้น การเลือกพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ได้จากการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวก็ต้องดูสมรรถนะการตอบสนองทางด้านความเร็วของมอเตอร์ด้วย ซึ่งถ้าเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่มีค่ามากเกินไป เมื่อนำไปใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจะทำให้มอเตอร์เกิดการสั่นหรือจนกระทั่งไม่สามารถควบคุม

ได้ ดังนั้น สำหรับการค้นหาตัวควบคุมแบบพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวจึงได้เลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในตารางที่ 5.10 เป็นพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม สำหรับรูปควบคุมความเร็วและเมื่อพิจารณาค่า  $W_{\omega}$  ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีแบบตามูเชิงปรับตัวก็ยังมีค่าน้อยกว่าการค้นหาแบบดั้งเดิม หมายความว่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

## 5.5 การจำลองสถานการณ์โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการแบบดั้งเดิมเทียบกับตัวควบคุมที่ได้จากวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว

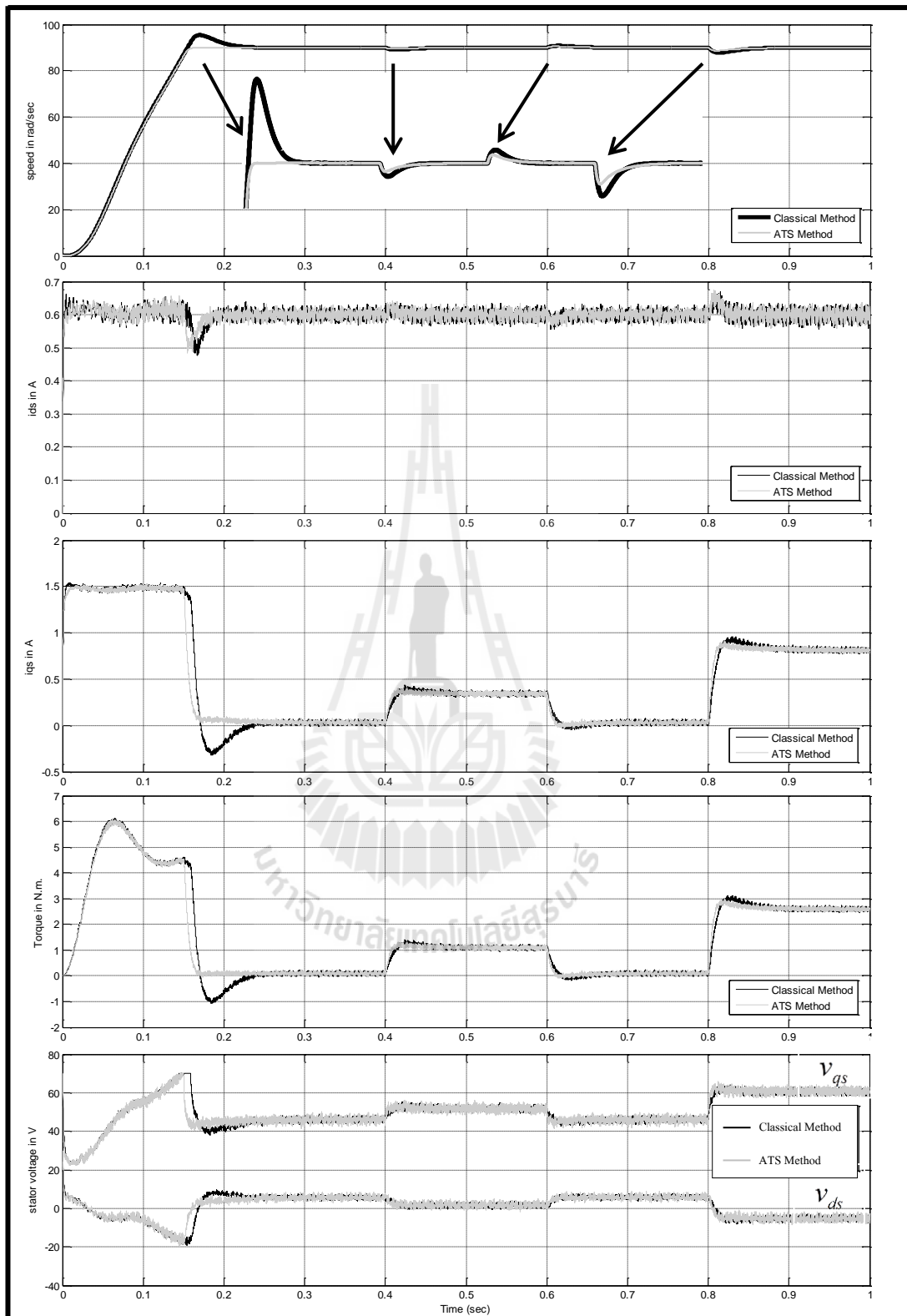
ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอเพื่อใช้สำหรับควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม ด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวเทียบกับผลที่ได้จากออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิมแสดงได้ดังตารางที่ 5.11

ตารางที่ 5.11 ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแบบพีไอที่ออกแบบด้วยวิธีดั้งเดิมเทียบกับวิธี ATS

พารามิเตอร์	รูปควบคุมกระแส		รูปควบคุมความเร็ว	
	แบบดั้งเดิม	แบบ ATS	แบบดั้งเดิม	แบบ ATS
$K_p$	58.3	89.99	0.2710	0.4999
$K_I$	16375	13951	10	14
$W$	1	0.5234	1	0.6058

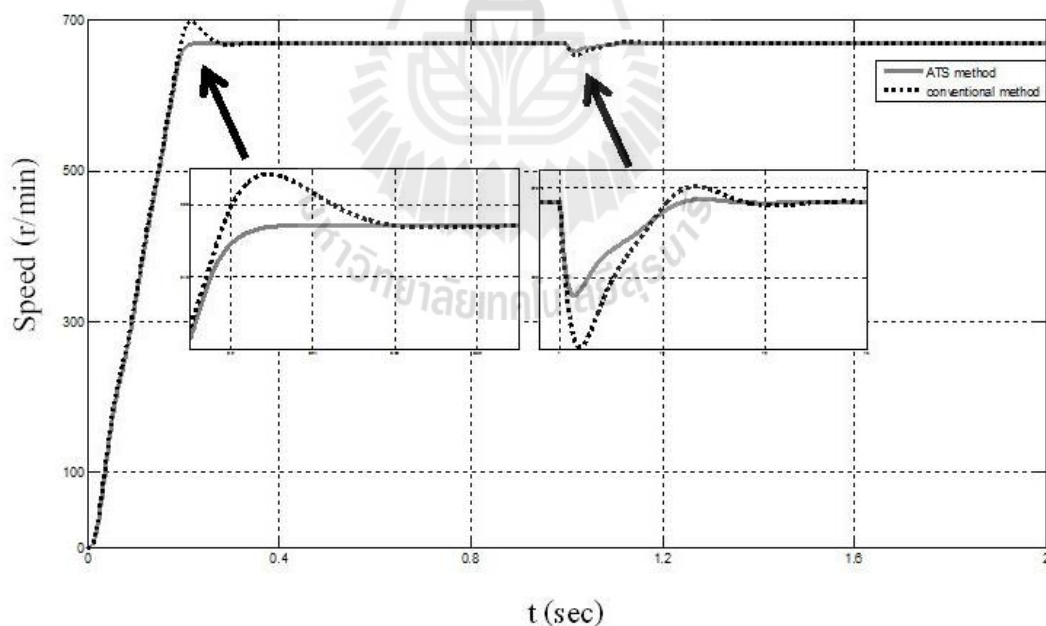
จากตารางที่ 5.11 ได้นำค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบของทั้งสองวิธีมาจำลองสถานการณ์โดยอาศัยชุดบล็อก SPS บนโปรแกรม MATLAB เช่นเดียวกับบทที่ 4 (รูปที่ 4.9) การจำลองสถานการณ์ได้กำหนดความเร็วของมอเตอร์เท่ากับ 90 เรเดียน/วินาที หลังจากนั้นเริ่มการจ่ายโพลดให้กับมอเตอร์ขนาด 1 นิวตัน-เมตร ที่เวลา  $t = 0.4$  วินาที ต่อมาที่เวลา 0.6 วินาที ได้เอาโพลด 1 นิวตัน-เมตร ออกจากมอเตอร์ และสุดท้ายจ่ายโพลด 2.5 นิวตัน-เมตร ให้กับมอเตอร์ที่เวลา 0.8 วินาที จากการจำลองสถานการณ์เพื่อคุณสมบัติของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธี ได้แสดงผลการจำลองสถานการณ์ดังรูปที่ 5.13 โดยรูปกราฟด้านบนแสดงผลการตอบสนองด้านความเร็วของมอเตอร์ ถัดมาแสดงรูปกราฟของกระแสสร้างฟลักซ์หรือกระแส  $i_{ds}$  ต่อมาแสดงรูปกราฟของกระแสควบคุมแรงบิดมอเตอร์หรือกระแส  $i_{qs}$  จากนั้นแสดงรูปกราฟของแรงบิดทางไฟฟ้าของมอเตอร์หรือ  $T_{em}$  ด้านล่างสุดแสดงรูปกราฟของแรงดันไฟฟ้าที่





รูปที่ 5.13 ผลการควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส  
ภายใต้การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

ขดลวดสเตเตอร์คือค่าแรงดัน  $v_{qs}$  และ  $v_{ds}$  ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบทั้งสองวิธี จะเห็นว่าการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธี ATS ให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม ที่เห็นได้ชัดที่สุดคือความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้ตัวควบคุมจากการค้นหาแบบ ATS จากตอนที่มอเตอร์เริ่มสตาร์ทจนเข้าสู่สภาวะคงที่ ความเร็วของมอเตอร์แทบจะไม่มีอัตราการพุ่งเกินต่างจากการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม ความเร็วของมอเตอร์มีอัตราการพุ่งเกินที่สูงกว่าจึงเข้าไปให้เข้าสู่สภาวะคงตัวได้ช้ากว่า และเมื่อพิจารณาพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.13 ก็ยังเห็นว่าการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธี ATS ให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม สำหรับผลการเปรียบเทียบที่จุดการทำงานจุดอื่น แสดงได้ดังรูปที่ 5.14 ซึ่งเป็นการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไว้ที่ 688 เเรเดียน/วินาที และทำการเพิ่มโหลดขนาด 1.5 นิวตัน-เมตร ที่เวลา 1 วินาที ผลการจำลองสถานการณ์ได้ข้อสรุปเช่นเดียวกับผลในรูปที่ 5.13 กล่าวคือ การออกแบบด้วยวิธี ATS ให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม



รูปที่ 5.14 ผลการจำลองสถานการณ์ที่ 688 เเรเดียน/วินาที และจ่ายโหลดที่ 1.5 นิวตัน-เมตร

## 5.6 สรุป

การออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทั้งลูปลควบคุมกระแสและลูปลควบคุมความเร็ว ซึ่งใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การใช้อัลกอริทึมของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวจำเป็นต้องทดสอบพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวก่อน ได้แก่ จำนวนคำตอบเริ่มต้น จำนวนคำตอบรอบข้าง ค่ารัศมีเริ่มต้น และค่าการปรับลดรัศมี ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่กล่าวมานี้จะมีค่าต่างกันไปขึ้นอยู่กับระบบที่ได้นำมาพิจารณาเห็นได้จากผลการทดสอบพารามิเตอร์ของลูปลควบคุมกระแสและลูปลควบคุมเร็วที่ได้ค่าพารามิเตอร์ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวที่ไม่เหมือนกัน จากการพิจารณาค่า  $W$  ของการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวพบว่าให้ประสิทธิภาพการค้นหาที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม และจากการจำลองสถานการณ์การควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมบนโปรแกรม MATLAB ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวก็ยังสามารถควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม แสดงให้เห็นว่าการค้นหาตัวควบคุมด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์สามารถค้นหาตัวควบคุมที่ดีกว่าการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม

สำหรับงานวิจัยในส่วนของารออกแบบตัวควบคุมพีไอของการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5 ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติคือ

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

## บทที่ 6

### สรุปและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุป

งานวิจัยนี้ ได้ศึกษาการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม รวมถึงการนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบตัวควบคุม จากผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์ของระบบบนคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัวให้สมรรถนะการควบคุมความเร็วที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีการแบบดั้งเดิม โดยรายละเอียดของงานวิจัยได้นำเสนอไว้ดังรายละเอียดต่อไปนี้

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงการสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยอาศัยชุดบล็อก SimPowerSystems บนโปรแกรม MATLAB และได้ตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่สร้างขึ้นใหม่ โดยนำไปจำลองสถานการณ์เปรียบเทียบการทำงานระหว่างแบบจำลองที่สร้างขึ้นใหม่กับแบบจำลองที่มากับโปรแกรม MATLAB จากผลการจำลองสถานการณ์พบว่าแบบจำลองทั้งสองให้ผลการตอบสนองที่คล้ายคลึงกัน

บทที่ 3 ได้กล่าวถึงการทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อนำค่าที่ได้จากการทดสอบไปใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บทที่ 4 ได้ศึกษาวิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยอาศัยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม จากบทที่ 2 สามารถนำสมการทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสบนแกนดีคิวมาใช้สำหรับออกแบบโครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยวิธีการควบคุมความเร็วดังกล่าว โดยได้เลียนแบบวิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก ซึ่งสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยตรง เมื่อนำหลักการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงมาใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะได้รูปแบบการควบคุม คือ การควบคุมฟลักซ์ของมอเตอร์ถูกกำหนดให้อยู่บนแกนดี และการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ถูกกำหนดให้อยู่บนแกนคว (การหมุนแกนต้องหมุนที่ความเร็วเชิง โครน์สแทนัน) จากโครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมที่สร้างขึ้นได้นำไปจำลองการทำงานบนโปรแกรม MATLAB โดยใช้ตัวควบคุมพีไอที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม พบว่ากระแสบนแกนคิวมีการเปลี่ยนแปลงไปตาม

สภาวะการรับภาระจากโหลดของมอเตอร์และกระแสบนแกนดีจะมีค่าคงที่ตามที่ได้กำหนด ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม

บทที่ 5 แสดงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม โดยใช้วิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว การออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในรูปควบคุมกระแสและรูปควบคุมความเร็วได้อาศัยฟังก์ชันถ่ายโอนของรูปควบคุมกระแสและรูปควบคุมความเร็วจากบทที่ 4 มาประยุกต์ใช้งานเพื่อค้นหาพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว จากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีการค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว สามารถนำมาจำลองสถานการณ์ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อม เพื่อเปรียบเทียบการควบคุมโดยใช้ตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิมกับตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบตามูเชิงปรับตัว จากผลการจำลองสถานการณ์พบว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบตามูเชิงปรับตัวให้สมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมที่ได้จากการออกแบบด้วยวิธีแบบดั้งเดิม

## 6.2 ข้อเสนอแนะ

- ควรหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ควบคุมจากบริษัทผู้ผลิตเพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่มีความถูกต้องแม่นยำ เนื่องจากการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์อาจจะได้ค่าที่ไม่ถูกต้องเท่าที่ควร เพราะการควบคุมแบบเวกเตอร์ทางอ้อมจำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่นำมาควบคุมที่มีความถูกต้องตามความเป็นจริงจึงจะให้สมรรถนะของการควบคุมที่ดี

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

## รายการอ้างอิง

- Krause, P.C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S.D., Pekarek, S. (2013) Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. **IEEE Press Series on Power Engineering**
- Tripathi, R.K., Ahmad, I. (2012) Indirect field oriented control (IFOC) of induction motor using SVPWM fed with Z-source inverter. **Engineering and Systems (SCES) Conf.** : 1-5.
- Gaeid, K.S., Hew Wooi Ping, Mohamed H.A.F. (2009) Indirect vector control of a variable frequency induction motor drive. **Instrumentation, Communications, Information Technology, and Biomedical Engineering (ICICI-BME), International Conf.** : 36-40.
- Espina, J., Arias, A., Balcells, J., Ortega, C. (2009) Speed Anti-Windup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines. **Compatibility and Power Electronics, CPE '09.** : 279-285.
- Puangdownreong, D., Areerak, K.-N., Srikaew, A., Sujitjorn, S. (2002) System identification via Adaptive Tabu Search. **IEEE Int. Conf. Industrial Technology ICIT '02.** 2 : 915-920.
- Glover, F. (1989). Tabu Search. **ORSA Journal on Computing** 1(2) : 190–206.
- Chen Wei, Yang Rong Feng, Yu Yong, Wang Gao Lin, (1993) A novel stability improvement Method for V/F controlled induction motor drive systems. **Electrical Machines and Systems, ICEMS. Int. Conf.** : 1073-1076.
- Ben-Brahim, L., (1998) Improvement of the stability of the V/f controlled induction motor drive systems. **IEEE Proc. Conf. Industrial Electronics Society. IECON '98.** 2 : 859 – 864.
- Munoz-Garcia, A., Lipo T.A., Novotny D.W. (1998) A new induction motor V/f control method capable of high-performance regulation at low speeds. **IEEE Trans. Industry Applications.** 34(4) : 813 - 821.
- Suzuki, K., Saito Suzuo, Kudor Toshiaki, Tanaka, A. (2006) Stability Improvement of V/F Controlled Large Capacity Voltage-Source Inverter Fed Induction Motor. **Industry Applica-**

**tions Conf. 41<sup>st</sup> IAS Annual Meeting.** 1 : 90 – 95.

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

- Hiware, R.S., Chaudhari, J.G. (2011) Indirect Field Oriented Control for Induction Motor. **Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 4<sup>th</sup> Int. Conf.** : 191-194
- Kulworawanichpong, T., Areerak, K-L., Areerak, K-N., Sujitjorn, S. (2004) Harmonic Identification for Active Power Filters Via Adaptive Tabu Search Method. **Int. Conf.** : 687 - 694
- Chaijarunudomrung, K., Areerak, K-N., Areerak, K-L., Srikaew, A. (2011) The controller design of three-phase controlled rectifier using an adaptive tabu search algorithm. **Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 8<sup>th</sup> Int. Conf.** : 605 - 608
- Udomsuk, S., Areerak, K.-L., Areerak, K.-N., Srikaew, A. (2010) Parameters identification of separately excited DC motor using adaptive tabu search technique. **Advances in Energy Engineering (ICAEE), Int. Conf.** : 48 - 51

