

พังก์เทียมและตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพในวงกว้างสำหรับการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งของ
มอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2562
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Fictitious Flux and A Globally Stable Observer for Position Sensorless Control of
Synchronous Reluctance Motors



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

Department of Electrical Engineering

FACULTY OF ENGINEERING

Chulalongkorn University

Academic Year 2019

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ฟลักซ์เทียมและตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพในวงกว้างสำหรับการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์
โดย	นายธันวา ภิญโญภาวศุทธิ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

.....	คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร.สุพจน์ เตชวรสินสกุล)	
คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ประธานกรรมการ
.....	
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรพงศ์ สุวรรณกวิน)	
.....	อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์)	
.....	กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์)	
.....	กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรพงศ์ สุวรรณกวิน)	
.....	กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(รองศาสตราจารย์ ดร.นิตยั เพ็ญเวโรจน์สกุล)	

ธันวาคม วิทยุภาวศุทธิ : ฟลักซ์เทียมและตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพในวงกว้างสำหรับการควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์. (

Fictitious Flux and A Globally Stable Observer for Position Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors) อ.ที่ปรึกษาหลัก : ผศ. ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

การประมาณตำแหน่งโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์โดยอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์มีข้อดีคือไม่รบกวนการทำงานของมอเตอร์ และมีงานการใช้งานที่ค่อนข้างกว้าง แม้ว่าในอดีตจะมีงานวิจัยหลายฉบับที่ได้นำเสนอตัวสังเกตฟลักซ์เพื่อการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ไว้ แต่ในปัจจุบันก็ยังไม่มียานวิจัยใดสามารถรับประกันเสถียรภาพของตัวสังเกตที่นำเสนอได้ ดังนั้นงานวิทยานิพนธ์นี้จึงมีจุดมุ่งหมายหลักเพื่อนำเสนอตัวสังเกตฟลักซ์ซึ่งสามารถพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างได้ โดยอาศัยแบบจำลองทางพลวัตใหม่ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียม ฟลักซ์เทียมสำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่นำเสนอมีข้อดีคล้ายกับแม่เหล็กถาวรของมอเตอร์ซิงโครนัสคือ มีขนาดที่รู้หรือคำนวณได้จากข้อมูลของกระแสเดเตอร์ และมีมุมเฟสที่ให้ข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ที่ต้องการรวมอยู่ด้วย ตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์สามารถหาได้จากฟลักซ์เทียมที่ประมาณได้โดยใช้เทคนิคเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์ แนวคิดและทฤษฎีทั้งหมดที่นำเสนอถูกทดสอบในเบื้องต้นโดยการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink และนำไปใช้กับระบบจริงเพื่อประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ในระบบควบคุมแบบไร้ตัวตรวจจับตำแหน่ง ผลการจำลองและผลการทดลองกับระบบจริงยืนยันความถูกต้องของแนวคิดและทฤษฎีที่ได้นำเสนอในงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ลายมือชื่อนิสิต

ปีการศึกษา 2562

ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก

5970198321 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORD: Fictitious flux, globally stable observer, sensorless control,
synchronous reluctance motors, position estimation

Tunwa Pinyopawasutti :

Fictitious Flux and A Globally Stable Observer for Position Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors. Advisor: Asst. Prof. Somboon Sangwongwanich, D.Eng.

Position estimation for synchronous reluctance motors based on the mathematical model of the motors has distinctive features in that it does not disturb the normal operation of the motors and can be applied for a wide range of operations. Although several flux observers have been proposed in the past literatures for position estimation of the synchronous reluctance motors, none of them can rigorously guarantee global stability. The main objective of this thesis is to propose a globally stable flux observer for the synchronous reluctance motors. The proposed flux observer is derived from the new dynamic model based on the fictitious flux concept. The fictitious flux introduced behaves like the permanent magnet of the synchronous motors in the sense that its magnitude is known or can be calculated from the stator current and that its phase contains the information of the rotor position. Rotor position and speed are then extracted from the estimated fictitious flux using a modified vector phase-locked-loop technique. The proposed ideas and theoretical results are first tested by computer simulation using Matlab/Simulink program, and then implemented on a real sensorless control system. Simulation and experimental results verify the correctness of the proposed ideas and theories developed in this thesis.

Field of Study: Electrical Engineering

Student's Signature

Academic Year: 2019

Advisor's Signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ต้องขอขอบพระคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้คำแนะนำ อบรม สั่งสอน และช่วยเหลือในทุกๆ เรื่องด้วยความเอาใจใส่ตลอดมา ทั้งในเรื่องการทำวิทยานิพนธ์และเรื่องทักษะการเป็นวิศวกรที่ดีในอนาคต ขอขอบคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรพงศ์ สุวรรณภิน อาจารย์ผู้ให้คำแนะนำ และให้ความรู้ที่ลึกซึ้งและเป็นประโยชน์ในการทำงานวิจัย รวมถึงอาจารย์ทุกท่านในอดีตที่ได้ให้ความรู้กับข้าพเจ้า ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยที่ได้ให้โอกาสและทุนในการศึกษาแก่ข้าพเจ้า ขอขอบคุณนายศุภโชค เตชะอุดมถาวร ที่แม้จะสำเร็จการศึกษาไปแล้วแต่ก็ยังคอยเป็นที่ปรึกษาและให้คำแนะนำอยู่เสมอ รวมถึงพี่ศุภชรร หมื่นพล พิมนต์ชัย อริยพฤษ และน้องๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัย อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่คอยรับฟังและช่วยเสนอแนะที่ต่างออกไปเมื่อพบปัญหา และสุดท้ายขอขอบคุณคุณพ่อ คุณแม่ ป้าและญาติพี่น้องของข้าพเจ้าที่ได้ให้กำลังใจและให้โอกาสทางการศึกษาตลอดชีวิตของข้าพเจ้า ด้วยสิ่งต่างๆ ที่ได้กล่าวไว้ ทำให้งานวิจัยนี้ประสบความสำเร็จได้ ข้าพจึงขอขอบพระคุณทุกท่านอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้ด้วย

ธันวา ภิญญภาวศุทธิ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

1.2.2.3 การประมาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายด้วยตัวสังเกต	12
1.2.2.4 การประมาณฟลักซ์แอกทีฟด้วยตัวสังเกต	13
1.3 สรุปปัญหาและข้อจำกัดของวิจัยในอดีต	14
1.4 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	15
1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์	15
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ – ด้านวิชาการและด้านประยุกต์	16
1.7 ขั้นตอนและวิธีดำเนินการวิจัย	16
บทที่ 2 แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมแบบใหม่	18
2.1 นิยามฟลักซ์เทียมแบบใหม่	18
2.2 แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมแบบใหม่	19
2.3 ข้อดี-ข้อได้เปรียบของนิยามฟลักซ์เทียมใหม่และแบบจำลองใหม่ในงานวิจัยนี้นำเสนอ	20
บทที่ 3 การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตฟลักซ์ที่มีเสถียรภาพ ในวงกว้าง	23
3.1 ตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์และตัวสังเกตฟลักซ์แม่เหล็กถาวรที่มีเสถียรภาพในวงกว้างจาก งานวิจัยในอดีต	23
3.2 ตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์และตัวสังเกตฟลักซ์เทียม	25
3.3 การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากฟลักซ์เทียม	26
3.3.1 วิธีเฟสล็อกลูบเชิงเวกเตอร์	26
3.3.2 วิธีเฟสล็อกลูบเชิงเวกเตอร์แบบดัดแปลง	28
3.4 การออกแบบอัตราขยายพีโอโดยพิจารณาจากสมรรถนะการติดตามของกระบวนการเฟส ล็อก ลูบเชิงเวกเตอร์	30
บทที่ 4 การวัดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์	33
4.1 การทดสอบหาค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์	33
4.2 การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์	35
4.2.1 การตรึงโรเตอร์สำหรับทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน d และแกน q	35

4.2.2 การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน $d (L_d)$	37
4.2.3 การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน $q (L_q)$	40
บทที่ 5 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไร้เซ็นเซอร์ตรวจวัดตำแหน่ง	42
5.1 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control).....	42
5.1.1 ระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม (decoupling control).....	42
5.1.2 วงรอบควบคุมกระแสแกน d-q (current control)	43
5.2 การออกแบบวงรอบควบคุมกระแส (current control loop).....	44
5.2.1 การออกแบบวงรอบควบคุมกระแสแกน d.....	44
5.2.2 การออกแบบวงรอบควบคุมกระแสแกน q.....	46
5.3 ระบบควบคุมความเร็ว (speed control).....	48
5.4 การออกแบบวงรอบควบคุมความเร็ว (speed control loop).....	49
บทที่ 6 ผลการจำลองการทำงานของระบบ	52
6.1 การจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state response)	54
6.1.1 การจำลองสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะไร้โหลด.....	55
6.1.1.1 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm.....	55
6.1.1.2 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm	57
6.1.1.3 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm.....	59
6.1.2 การจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด.....	61
6.1.2.1 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm	61
6.1.2.2 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm.....	63
6.2 การจำลองผลตอบสนองชั่วคราว (Transient response).....	65
6.2.1 การจำลองการเริ่มทำงานด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต	66
6.2.2 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ.....	67
6.2.3 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง	69

6.2.4 การจำลองการกลับทิศการหมุน.....	71
6.2.4.1 การจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ.....	71
6.2.4.2 การจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง.....	73
6.2.5 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	75
6.2.5.1 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็วพิกัด.....	75
6.2.5.2 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็ว 750 rpm.....	77
6.2.6 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาค.....	79
บทที่ 7 ผลการทำงานของระบบจริง.....	80
7.1 ผลการทำงานในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state response).....	82
7.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะไร้โหลด	83
7.1.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm	83
7.1.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm.....	85
7.1.1.3 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm.....	87
7.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด	89
7.1.2.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm	89
7.1.2.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm.....	91
7.2 ผลตอบสนองชั่วคราว (Transient response).....	93
7.2.1 การจำลองการเริ่มทำงานด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต	94
7.2.2 การทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ	95
7.2.3 การทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง	97
7.2.4 การทดลองการกลับทิศการหมุน.....	99
7.2.4.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุน ที่ความเร็วต่ำ.....	99
7.2.4.2 การทดลองการกลับทิศการหมุน ที่ความเร็วสูง.....	101
7.2.5 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น	103

7.2.5.1 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็วพิกัด.....	103
7.2.5.2 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็ว 750 rpm.....	105
7.2.6 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาค.....	107
บทที่ 8 ปัจจัยที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ	109
8.1 ระลอกกระแสน์เนื่องมาจากสล็อตของสเตเตอร์ (slot ripple effect).....	109
8.1.1 การคำนวณแรงดันป้อนไปหน้าเพื่อหักล้างระลอกของกระแส	112
8.1.2 ผลการชดเชยผลของสล็อตสเตเตอร์ด้วยแรงดันป้อนหน้า	114
8.2 การควบคุมแบบผสมระหว่างให้กระแสแกน d คงที่ และแบบแรงบิดต่อกระแสสูงสุด	115
บทที่ 9 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	118
9.1 สรุปผลการวิจัย	118
9.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในลำดับถัดไป	119
ภาคผนวก ก ลักษณะความเป็นขั้วยื่นตามธรรมชาติของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	121
ก.1 ลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	121
ก.2 การสะท้อนความเป็นขั้วยื่นของฟลักซ์เทียมแบบใหม่	123
ก.3 การสะท้อนความเป็นขั้วยื่นของแรงบิดต่อคู่ขั้ว	123
ภาคผนวก ข ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณต่างๆ ในการทดสอบค่าความเหนียวนำ	125
ข.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ใช้ในการทดสอบกับกระแสบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์	125
ข.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ในการทดสอบกับแรงดันบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์	127
ภาคผนวก ค การพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่งานวิจัยนี้นำเสนอ	128
ภาคผนวก ง การพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของวงรอบเฟสล็อก.....	133
บรรณานุกรม.....	135
ประวัติผู้เขียน.....	137

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 ข้อจำกัดของแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์จากงานวิจัยในอดีต	15
ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบแบบจำลองระหว่างมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์.....	25
ตารางที่ 4.1 ค่าพิกัดของมอเตอร์	33
ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบหาค่าความต้านทาน.....	35
ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์และระบบประมาณที่ใช้ในระบบควบคุมจริง.....	81
ตารางที่ 7.2 เงื่อนไขการทดลองในสภาวะอยู่ตัว.....	82
ตารางที่ 7.3 เงื่อนไขการทดลองเพื่อดูผลตอบสนองชั่วครู่.....	93



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกรอบอ้างอิงสเตเตอร์และกรอบอ้างอิงโรเตอร์.....	3
รูปที่ 1.2 ระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ที่งานวิจัย [16] นำเสนอ.....	10
รูปที่ 1.3 สเปกเวกเตอร์ของฟลักซ์สเตเตอร์จากแบบจำลองเชิงแรงดันและแบบจำลองเชิงกระแส... 10	10
รูปที่ 1.4 วิธีการประมาณค่าความเร็วค่าความเร็วในงานวิจัย [11]	13
รูปที่ 1.5 ระบบประมาณตำแหน่งที่งานวิจัย [4, 13] นำเสนอ	13
รูปที่ 2.1 สเปกเวกเตอร์ของฟลักซ์สเตเตอร์ ฟลักซ์แอกทีฟ และฟลักซ์เทียมแบบใหม่	20
รูปที่ 3.1 วงรอบเฟสบล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์.....	27
รูปที่ 3.2 ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เทียมประมาณ.....	28
รูปที่ 3.3 วงรอบเฟสบล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์แบบปรับเปลี่ยนที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	29
รูปที่ 3.4 วงรอบเฟสบล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์แบบใหม่ที่นำไปใช้ในการทดลอง	29
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของระบบประมาณในรูปที่ 3.1	30
รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของระบบประมาณในรูปที่ 3.1 30	30
รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ทดสอบหาค่าความต้านทานมอเตอร์.....	34
รูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้ขดลวดของมอเตอร์.....	36
รูปที่ 4.3 วงจรสำหรับทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน d	37
รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบค่าฟลักซ์แกน d และค่าความเหนี่ยวนำแกน d	39
รูปที่ 4.5 วงจรสำหรับทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน q	40
รูปที่ 4.6 ผลการทดสอบค่าฟลักซ์แกน q และค่าความเหนี่ยวนำแกน q	41
รูปที่ 5.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์	44
รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมกระแส	45
รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมกระแสแกน d.....	46

รูปที่ 5.4	บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมกระแสแกน q	46
รูปที่ 5.5	บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมกระแสแกน d	47
รูปที่ 5.6	โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็ว	48
รูปที่ 5.7	บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมความเร็ว	49
รูปที่ 5.8	แผนภาพโพลเดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของวงรอบควบคุมความเร็ว.....	50
รูปที่ 5.9	โครงสร้างของระบบควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแทนซ์.....	51
รูปที่ 6.1	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm.....	55
รูปที่ 6.2	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm	56
รูปที่ 6.3	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm.....	57
รูปที่ 6.4	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm	58
รูปที่ 6.5	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm.....	59
รูปที่ 6.6	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm.....	60
รูปที่ 6.7	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm.....	61
รูปที่ 6.8	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm	62
รูปที่ 6.9	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm.....	63
รูปที่ 6.10	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm	64
รูปที่ 6.11	ผลการจำลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น	66
รูปที่ 6.12	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ	67
รูปที่ 6.13	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ	68
รูปที่ 6.14	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง	69
รูปที่ 6.15	ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง.....	70
รูปที่ 6.16	ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุน	71
รูปที่ 6.17	ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุน.....	72
รูปที่ 6.18	ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุน	73

รูปที่ 6.19 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุน.....	74
รูปที่ 6.20 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	75
รูปที่ 6.21 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	76
รูปที่ 6.22 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	77
รูปที่ 6.23 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	78
รูปที่ 6.24 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาคการทำงานของระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์	79
รูปที่ 7.1 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm.....	83
รูปที่ 7.2 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm.....	84
รูปที่ 7.3 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm.....	85
รูปที่ 7.4 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm.....	86
รูปที่ 7.5 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm.....	87
รูปที่ 7.6 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm.....	88
รูปที่ 7.7 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm.....	89
รูปที่ 7.8 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm.....	90
รูปที่ 7.9 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm.....	91
รูปที่ 7.10 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm.....	92
รูปที่ 7.11 ผลการทดลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น.....	94
รูปที่ 7.12 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ.....	95
รูปที่ 7.13 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ.....	96
รูปที่ 7.14 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง.....	97
รูปที่ 7.15 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง.....	98
รูปที่ 7.16 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุน.....	99
รูปที่ 7.17 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุน.....	100
รูปที่ 7.18 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุน.....	101

รูปที่ 7.19 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุน.....	102
รูปที่ 7.20 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	103
รูปที่ 7.21 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุมในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	104
รูปที่ 7.22 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	105
รูปที่ 7.23 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุมในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	106
รูปที่ 7.24 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาคการทำงาน of ระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์	107
รูปที่ 7.25 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาคการทำงาน of ระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์	108
รูปที่ 8.1 โครงสร้างของสเตเตอร์ และโรเตอร์จริงของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	109
รูปที่ 8.2 โครงสร้างของสเตเตอร์ และโรเตอร์จริงของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	110
รูปที่ 8.3 ค่าความเหนี่ยวนำแกน d และแกน q ใน 1 รอบการหมุนทางไฟฟ้า.....	110
รูปที่ 8.4 ระลอกกระแสแกน d-q จากผลของสล็อตของสเตเตอร์	111
รูปที่ 8.5 กระแสที่คาดว่าจะถูกสร้างจากแรงดันป้อนไปหน้ากับระลอกกระแสจริง	114
รูปที่ 8.6 กระแสแกน d-q หลังจากชดเชยระลอกสล็อตสเตเตอร์ด้วยการป้อนแรงดันป้อนไปหน้า	114
รูปที่ 8.7 ค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่ง และความเร็ว เมื่อให้ i_d ไม่ต่ำกว่า 1 A	116
รูปที่ 8.8 ค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่ง และความเร็ว เมื่อให้ i_d ไม่ต่ำกว่า 2 A	116
รูปที่ 8.9 โหมดการควบคุมของมอเตอร์.....	117
รูปที่ ก.1 ลักษณะความเป็นขั้วยื่นของโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์.....	121
รูปที่ ก.2 ลักษณะโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่มุมต่างๆ	122
รูปที่ ก.3 ลักษณะความเป็นขั้วยื่นของโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์.....	122
รูปที่ ก.4 ตัวอย่างแรงบิดรีลักแตนซ์ ขณะจ่ายกระแสสเตเตอร์	124

นิยามสัญลักษณ์

v, i	:	แรงดันและกระแสเตเตอร์
θ, ω	:	ตำแหน่งของโรเตอร์ (แกน d) และ ความเร็วของโรเตอร์ (ทางไฟฟ้า)
δ	:	มุมระหว่างกระแสเตเตอร์กับกรอบอ้างอิงโรเตอร์
Ψ	:	ฟลักซ์สเตเตอร์
Ψ'	:	ฟลักซ์ค้ำอิงที่นิยามในงานวิจัย [6]
$\tilde{\Psi}$:	ฟลักซ์สเตเตอร์ที่คำนวณจากแบบจำลองเชิงกระแส
Ψ^a	:	ฟลักซ์แอกทีฟ
ε'	:	แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟลักซ์ค้ำอิง (Ψ')
ε	:	แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยาย
λ	:	ฟลักซ์เทียมใหม่ที่งานวิจัยนี้นำเสนอ
R	:	ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
L_d, L_q	:	ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d, q
L_Δ, L_Σ	:	$\frac{(L_d - L_q)}{2}, \frac{(L_d + L_q)}{2}$
p	:	จำนวนขั้วของมอเตอร์
τ_{rated}	:	แรงบิดพิกัด
J	:	โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์
Q	:	เมตริกซ์สะท้อน $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$
J	:	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

$$\mathbf{I} \quad : \quad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ตัวห้อย x, y หมายถึง องค์ประกอบในแกน x, y บนกรอบอ้างอิงสแตเตอร์

ตัวห้อย d, q หมายถึง องค์ประกอบในแกน d, q บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์

ตัวห้อย u, v, w หมายถึง ปริมาณในเฟส u, v, w

“ \sim ” หมายถึง สเปซเวกเตอร์

“ \wedge ” หมายถึง ค่าประมาณ

“ $*$ ” หมายถึง ค่าคำสั่ง



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

ในปัจจุบันมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ (SynRM) กำลังได้รับความสนใจและถูกนำมาใช้งานมากขึ้นในอุตสาหกรรม เนื่องจากมีข้อได้เปรียบเมื่อเทียบกับมอเตอร์ที่นิยมใช้ในอดีตคือ มีประสิทธิภาพสูง และมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน [1, 2] สำหรับการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ชนิดนี้ อย่างมีประสิทธิภาพจำเป็นต้องทราบข้อมูลของตำแหน่งและความเร็ว ทำให้ต้องติดตั้งเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็วไว้ภายในระบบควบคุม แต่การใช้วิธีนี้มีข้อเสียหลายประการ เช่น เพิ่มต้นทุนของตัวเซนเซอร์ อาจเกิดข้อจำกัดในเรื่องพื้นที่สำหรับติดตั้งเซนเซอร์ที่ตัวมอเตอร์ เพิ่มค่าใช้จ่ายในการซ่อมบำรุง ปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนจากตัวเซนเซอร์ เป็นต้น [3] เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าวจึงมีการนำระบบควบคุมแบบไม่ใช้เซนเซอร์ตรวจวัดมาใช้อย่างแพร่หลาย โดยอาศัยการตรวจจับปริมาณต่างๆ หรือใช้เทคนิคบางอย่างในการคำนวณหาตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ แทนการตรวจวัดด้วยเซนเซอร์โดยตรง [3-5] ซึ่งนอกจากจะช่วยลดปัญหาจากตัวเซนเซอร์แล้ว ยังช่วยเพิ่มความน่าเชื่อถือของระบบควบคุมให้สูงขึ้นด้วย โดยความท้าทายของการควบคุมมอเตอร์โดยปราศจากเซนเซอร์ คือ การหาวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ที่มีความแม่นยำสูง และมีเสถียรภาพ

ในปัจจุบันได้มีการนำเสนอวิธีการประมาณตำแหน่งของโรเตอร์ไว้หลายวิธี โดยวิธีหลักๆ ที่นิยมใช้คือ การฉีดสัญญาณความถี่สูง [6-9] และการประมาณโดยอาศัยแบบจำลอง (Model-based estimation) โดยงานวิจัยฉบับนี้เลือกใช้วิธีการประมาณโดยอาศัยแบบจำลอง เนื่องจากไม่มีการรบกวนการทำงานของมอเตอร์ซึ่งแตกต่างกับวิธีการฉีดสัญญาณความถี่สูง

1.2 การประมาณตำแหน่งโดยอาศัยแบบจำลอง

การประมาณตำแหน่งโดยอาศัยแบบจำลองคือ การใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์สร้างตัวประมาณขึ้นมา เพื่อใช้คำนวณหาค่าสัญญาณต่างๆที่สามารถนำไปคำนวณหาตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ต่อไปได้ การประมาณตำแหน่งโดยอาศัยแบบจำลองนี้แบ่งออกได้เป็นสองขั้นตอนคือ ขั้นตอนการหาแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ และขั้นตอนการเลือกวิธีการที่จะใช้ประมาณหาตำแหน่ง ซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการหาแบบจำลองของมอเตอร์

ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ก่อนเป็นลำดับแรก โดยจะนำเสนอแบบจำลองต่างๆ จากงานวิจัยในอดีต แล้วหลังจากนั้นจึงจะกล่าวถึงวิธีการที่ใช้ประมาณตำแหน่งโดยอาศัยแบบจำลองแต่ละแบบเป็นลำดับถัดไป

1.2.1 แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์สามารถแบ่งตามลักษณะการอ้างอิงที่ใช้ได้เป็น 2 รูปแบบหลักๆ ได้แก่ แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ (d-q axes) และแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (x-y axes) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1.2.1.1 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์

ปกติแล้วมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ซึ่งมีลักษณะความเป็นขั้วยื่น (Saliency) มักใช้แบบจำลองในรูปแบบสมการแรงดันและกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ดังสมการที่ (1.1) เนื่องจากมีความซับซ้อนน้อยที่สุด

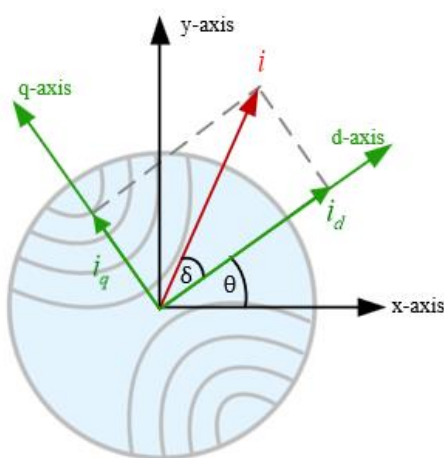
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} L_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + \frac{d}{dt} L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

โดยที่ v_d, v_q คือ องค์ประกอบในแกน d และแกน q ของแรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์, i_d, i_q คือ องค์ประกอบในแกน d และแกน q ของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ ซึ่งแรงดันและกระแสบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์สามารถหาได้จากการแปลงแรงดันและกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ตามสมการที่ (1.2)-(1.3), v_x, v_y คือ องค์ประกอบในแกน x และแกน y ของแรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์, i_x, i_y คือ องค์ประกอบในแกน x และแกน y ของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์, θ คือ ตำแหน่งของโรเตอร์ (ตำแหน่งของแกน d), ω คือ ความเร็วทางไฟฟ้าของโรเตอร์, R คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ และ L_d, L_q คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d และแกน q ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

แม้ว่าแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์นี้จะมีจุดเด่นตรงที่มีความซับซ้อนน้อย แต่ก็ยังไม่สามารถนำมาใช้งานกับระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งได้ในทางปฏิบัติ เนื่องจากการที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจวัดตำแหน่งทำให้เราไม่ทราบข้อมูลตำแหน่ง (θ) ของแกนโรเตอร์ (d-q axes) จึงทำให้การคำนวณหาค่ากระแสบนแกน d-q จากการแปลงกระแสบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์นั้นไม่สามารถทำได้ (ดูรูปที่ 1.1) ดังนั้นการควบคุมมอเตอร์ซึ่งโครนอสรีล็กแทนซ์โดยไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งจึงต้องอาศัยแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์แทน



รูปที่ 1.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกรอบอ้างอิงสเตเตอร์และกรอบอ้างอิงโรเตอร์

1.2.1.2 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมแก่การนำมาใช้คำนวณหาตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ในระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง เนื่องจากกระแสและแรงดันบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์เป็นข้อมูลที่สามารถวัดได้โดยตรง โดยไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ ซึ่งงานวิจัยในอดีตได้มีการกล่าวถึงแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ไว้หลายรูปแบบ โดยสามารถสรุปแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์แบบต่างๆได้ดังนี้

1.2.1.2.1 แบบจำลองแบบดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

แบบจำลองดั้งเดิมของมอเตอร์ซึ่งโครนอสรีล็กแทนซ์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (Conventional model) แสดงได้ดังสมการ (1.4)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \left(R + \frac{d}{dt} L_{\Sigma} \right) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} L_{\Delta} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$\text{โดยที่ } L_\Delta = \frac{(L_d - L_q)}{2}, \quad L_\Sigma = \frac{(L_d + L_q)}{2}$$

ข้อเสียของแบบจำลองนี้ คือ มีความซับซ้อนและมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง โดยจะสังเกตได้จากข้อมูลตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์ (θ) ที่อยู่ในรูปเมทริกซ์ของฟังก์ชันตรีโกณมิติ ทำให้การนำแบบจำลองนี้มาใช้ประมาณหาตำแหน่งจากข้อมูลของกระแสและแรงดันสเตเตอร์นั้นทำได้ยาก

1.2.1.2.2 แบบจำลองขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

งานวิจัย [10] ได้นำแบบจำลองดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์มาขยาย โดยนิยามเทอมฟลักซ์คัลลิ่งและแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขึ้นมาเป็นตัวแปรสถานะเพิ่มเติมจากเดิมที่มีเพียงกระแสสเตเตอร์เป็นตัวแปรสถานะ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

เริ่มต้นจากการนำสมการที่ (1.4) มาเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปของฟลักซ์สเตเตอร์ ($\bar{\Psi}$) ตามสมการที่ (1.5)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} &= \left(R + \frac{d}{dt} L_\Sigma \right) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} L_\Delta \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \\ &= R \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(L_\Sigma \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + L_\Delta \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \right) \\ &= R \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} (\bar{\Psi}) \end{aligned} \quad (1.5)$$

ซึ่งฟลักซ์สเตเตอร์สามารถแสดงในรูปองค์ประกอบย่อยได้ ตามสมการที่ (1.6)

$$\bar{\Psi} = \begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} = L_q \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + (L_d - L_q) i_d \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

โดยงานวิจัยนี้ได้ประมาณให้เทอม $(L_d - L_q) i_d \triangleq \varphi$ มีขนาดคงที่ เนื่องจากมีการเปลี่ยนแปลงที่ช้าเมื่อเทียบกับคาบการสุ่ม (Sampling period) ส่งผลให้หาอนุพันธ์เพื่อแสดงพลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์ในสมการที่ (1.6) ได้ดังสมการที่ (1.7)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} = L_q \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\varphi \omega \sin \theta \\ \varphi \omega \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

และผลจากสมมติฐานที่กำหนดให้เทอม φ มีค่าคงที่ งานวิจัย [10] จึงได้นิยามตัวแปรแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้น ตามสมการที่ (1.8)

$$\begin{bmatrix} \mathcal{E}'_x \\ \mathcal{E}'_y \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} -\varphi\omega \sin \theta \\ \varphi\omega \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

เมื่อนำแบบจำลองในสมการที่ (1.5) มาใช้ประกอบกับสมการฟลักซ์สเตเตอร์ (1.6) และสมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (1.8) จะทำให้ได้แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ในเทอมของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ตามสมการที่ (1.9)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} - \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} \mathcal{E}'_x \\ \mathcal{E}'_y \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

จากนั้นงานวิจัย [10] ได้พิจารณาที่เทอมแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยแยกองค์ประกอบของเทอมแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำออกเป็น 2 ส่วน คือองค์ประกอบมูลฐาน ($\mathcal{E}'_{x1}, \mathcal{E}'_{y1}$) ซึ่งหมุนด้วยความถี่คงที่ (ω) และองค์ประกอบไฟตรง ($\mathcal{E}'_{x0}, \mathcal{E}'_{y0}$) ตามสมการที่ (1.10)

$$\begin{bmatrix} \mathcal{E}'_x \\ \mathcal{E}'_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \sin \omega t + b_1 \cos \omega t + \mathcal{E}'_{x0} \\ a_2 \sin \omega t + b_2 \cos \omega t + \mathcal{E}'_{y0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{E}'_{x1} + \mathcal{E}'_{x0} \\ \mathcal{E}'_{y1} + \mathcal{E}'_{y0} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

พร้อมทั้งได้นิยามตัวแปรฟลักซ์คล่องขึ้นเพิ่มเติม ตามสมการที่ (1.11)

$$\begin{bmatrix} \Psi'_x \\ \Psi'_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi \cos \theta \\ \varphi \sin \theta \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

และเมื่อนำสมการที่ (1.6)-(1.11) มาประกอบเข้าด้วยกัน จะทำให้ได้แบบจำลองขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ซึ่งในที่นี้จะขอเสนอไว้เฉพาะแบบจำลองขององค์ประกอบในแกน x ดังสมการที่ (1.12)

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{Ax} + b v_x \quad (1.12)$$

$$\text{โดยที่ } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_x \\ \Psi'_x \\ \mathcal{E}'_{x1} \\ \mathcal{E}'_{x0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & 0 & -\frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\omega^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

สำหรับแบบจำลองขององค์ประกอบบนแกน y ก็สามารถหาได้โดยใช้หลักการเดียวกันกับแบบจำลองขององค์ประกอบบนแกน x

จากแบบจำลองขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ที่ได้ จะพบว่ายังไม่เหมาะสมแก่การนำมาประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ เนื่องจากแบบจำลองนี้เขียนขึ้นภายใต้การกำหนดเงื่อนไขให้ φ มีค่าคงที่ และมีตัวแปรสถานะเพิ่มเติมทั้งแกน x และแกน y รวมทั้งหมด 8 ตัวแปร ส่งผลให้แบบจำลองนี้มีความซับซ้อนมาก ทั้งนี้ตัวแปรสถานะฟลักซ์ค้ำองที่นิยามขึ้นมาก็ไม่สามารถให้ความหมายในทางฟิสิกส์หรือทางกายภาพได้ แต่นิยามขึ้นโดยมีวัตถุประสงค์เพื่อใช้ปรับแต่งรูปสมการแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นเท่านั้น

1.2.1.2.3 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฐานแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยาย

งานวิจัย [11] นำแบบจำลองดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จากสมการที่ (1.1) มาจัดรูปแบบใหม่ ดังสมการที่ (1.13)

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} L_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R + \frac{d}{dt} L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \left(\omega i_d - \frac{di_q}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

โดยได้เสนอให้นิยามเทอมที่สองทางด้านขวามือของสมการเป็นตัวแปรเพิ่มเติมที่เรียกว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยาย (Extended electromotive force: ε) บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ตามสมการที่ (1.14)

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \triangleq (L_d - L_q) \left(\omega i_d - \frac{di_q}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

เมื่อแทนที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายที่ได้นิยามไว้ลงไปในสมการที่ (1.13) จะทำให้เขียนสมการแบบจำลองในเทอมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ได้ ตามสมการที่ (1.15)

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} L_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R + \frac{d}{dt} L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

จากนั้นทำการแปลงสมการที่ (1.13)-(1.15) ให้อยู่บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ จะทำให้ได้แบบจำลองในเทอมแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ตามสมการที่ (1.16) รวมถึงได้เทอมแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ดังสมการที่ (1.17)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt}L_d & \omega(L_d - L_q) \\ -\omega(L_d - L_q) & R + \frac{d}{dt}L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \bar{\mathcal{E}}_{xy} \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{E}_x \\ \mathcal{E}_y \end{bmatrix} = (L_d - L_q)\left(\omega i_d - \frac{di_q}{dt}\right) \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

และเมื่อนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ($\mathcal{E}_x, \mathcal{E}_y$) มาหาอนุพันธ์เพื่อเขียนเป็นสมการพลวัต จะได้สมการพลวัตของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแบบขยาย ดังสมการที่ (1.18)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathcal{E}_x \\ \mathcal{E}_y \end{bmatrix} = J\omega \begin{bmatrix} \mathcal{E}_x \\ \mathcal{E}_y \end{bmatrix} + (L_d - L_q)\left(\omega \frac{di_d}{dt} - \frac{d^2i_q}{dt^2}\right) \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

เมื่อพิจารณาแบบจำลองที่ได้ ตามสมการที่ (1.16)-(1.18) จะพบว่าสามารถประมาณตำแหน่งโรเตอร์ (θ) ได้โดยง่ายเพราะข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ปรากฏอยู่ในเทอมของค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามการคำนวณสมการพลวัตของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายนี้ จำเป็นต้องทราบค่ากระแส i_d, i_q ซึ่งเป็นกระแสที่อยู่บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ ทำให้จำเป็นต้องทราบข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์เพื่อนำมาคำนวณหาค่ากระแสด้วย ดังนั้นการที่จะประมาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบขยายนี้ได้ จึงต้องประมาณให้ค่าอนุพันธ์ของกระแสเป็นศูนย์

1.2.1.2.4 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานฟลักซ์แอกทีฟ

จากหลายแบบจำลองที่ผ่านมาทำให้เราทราบว่าแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์นั้นมีความซับซ้อนค่อนข้างมาก แต่เราก็สามารถลดความซับซ้อนของแบบจำลองลงได้ โดยการจัดรูปให้สมการแบบจำลองมีลักษณะคล้ายคลึงกับแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยงานวิจัย [12-14] ได้นำเสนอนิยามฟลักซ์แอกทีฟ (Active flux: $\bar{\Psi}^a$) จากปฏิกิริยาอาร์เมเจอร์บนแกน d ตามสมการที่ (1.19)

(หมายเหตุ งานวิจัยในอดีตหลายฉบับอาจเรียกฟลักซ์แอกทีฟว่าฟลักซ์เทียม(Fictitious flux) แต่เพื่อป้องกันการสับสนกับฟลักซ์เทียมที่งานวิจัยนี้จะนำเสนอ จึงขอเรียกฟลักซ์ที่นิยามตามหัวข้อ 1.2.1.2.4 นี้ว่าฟลักซ์แอกทีฟ ส่วนคำว่าฟลักซ์เทียมหรือฟลักซ์เทียมแบบใหม่หมายถึงฟลักซ์เทียมที่งานวิจัยฉบับนี้จะนำเสนอ)

$$\bar{\Psi}^a \triangleq (L_d - L_q) e^{J\theta} \begin{bmatrix} i_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

จะเห็นได้ว่าฟลักซ์แอกทีฟที่นิยามขึ้นมา มีข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ (θ) อยู่ด้วย จึงทำให้สามารถคำนวณหาตำแหน่งจากเทอมฟลักซ์แอกทีฟนี้ได้ นอกจากนี้หากพิจารณาตำแหน่งของฟลักซ์แอกทีฟ ก็จะพบว่า มีทิศทางชี้ไปที่ตำแหน่งของแกน d ซึ่งก็คือตำแหน่งของโรเตอร์ด้วย เมื่อนำฟลักซ์แอกทีฟที่นิยามไว้มาแทนที่ลงในแบบจำลองแบบดั้งเดิมจากสมการที่ (1.4) จะทำให้สามารถเขียนแบบจำลองในเทอมของฟลักซ์แอกทีฟบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ได้ ตามสมการที่ (1.20) ซึ่งเมื่อหาอนุพันธ์ของเทอมฟลักซ์แอกทีฟ ก็จะเขียนสมการพลวัตของฟลักซ์แอกทีฟได้ตามสมการที่ (1.21)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} L_q & 0 \\ 0 & R + \frac{d}{dt} L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} (\bar{\Psi}^a) \quad (1.20)$$

$$\frac{d}{dt} (\bar{\Psi}^a) = J\omega \bar{\Psi}^a + (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

จากแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานฟลักซ์แอกทีฟ (1.20)-(1.21) จะพบว่าแบบจำลองมีตัวแปรสถานะ 2 ตัว ได้แก่ กระแสสเตเตอร์ และฟลักซ์แอกทีฟ ซึ่งหากกระแสบนแกน d (i_d) มีค่าคงที่ จะทำให้แบบจำลองมีลักษณะคล้ายคลึงกับแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร แต่ในทางปฏิบัติเงื่อนไขนี้อาจไม่เป็นจริง เช่น ในกรณีที่ใช้การควบคุมแบบแรงบิดต่อกระแสสูงสุด (Maximum torque per ampere: MTPA) เป็นต้น นอกจากนี้ค่ากระแสบนแกน d ที่ใช้ในการคำนวณหาฟลักซ์แอกทีฟก็ไม่สามารถหาได้หากไม่รู้ข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์

หลังจากที่ได้กล่าวถึงแบบจำลองแบบต่างๆของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์จากงานวิจัยในอดีตไปแล้ว ส่วนถัดไปจะกล่าวถึงวิธีการประมาณค่าตัวแปรสถานะในแบบจำลอง รวมทั้งวิธีประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์บนฐานแบบจำลองต่างๆจากงานวิจัยในอดีต

1.2.2 วิธีประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์บนฐานแบบจำลองต่างๆ

งานวิจัยในอดีตใช้แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ที่แตกต่างกัน ดังที่ได้กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ ซึ่งแบบจำลองแต่ละแบบก็จะถูกนำมาใช้เพื่อประมาณค่าตัวแปรสถานะในแบบจำลอง และนำตัวแปรสถานะที่ประมาณได้มาใช้ประมาณหาตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ต่อไปด้วยวิธีการที่แตกต่างกัน ซึ่งสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

1.2.2.1 การประมาณฟลักซ์สเตเตอร์โดยวิธีการอินทิเกรตโดยตรง

งานวิจัย [15] ได้นำเสนอวิธีคำนวณหาฟลักซ์สเตเตอร์ (Ψ) ซึ่งเป็นตัวแปรสถานะของสมการแรงดันสเตเตอร์ (1.22) โดยคำนวณด้วยวิธีการอินทิเกรตตามสมการที่ (1.23)

$$\dot{v} = R\bar{i} + \frac{d}{dt} \Psi \quad (1.22)$$

$$\hat{\Psi} = \int (\dot{v} - R\bar{i}) dt = \hat{\Psi} \angle \alpha \quad (1.23)$$

เมื่อ α คือ มุมของฟลักซ์สเตเตอร์เทียบกับกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (x-y axes)

หลังจากที่ประมาณฟลักซ์สเตเตอร์ได้แล้ว งานวิจัยที่ [16] ก็ได้นำเสนอวิธีการประมาณตำแหน่งจากฟลักซ์สเตเตอร์ตามรูปที่ 1.2 โดยอาศัยการคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์จากแบบจำลอง 2 ชนิด ได้แก่

1) แบบจำลองเชิงแรงดัน: คำนวณหาฟลักซ์สเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ($\hat{\Psi}$) ด้วยวิธีการอินทิเกรตตามสมการที่ (1.24) โดยมีการชดเชยการคำนวณแรงดันด้วยค่าความผิดพลาดระหว่างฟลักซ์สเตเตอร์ที่คำนวณจากแบบจำลองทั้งสองชนิด

$$\hat{\Psi} = \int [(\dot{v} - R\bar{i}) - g(\hat{\Psi} - \tilde{\Psi})] dt \quad (1.24)$$

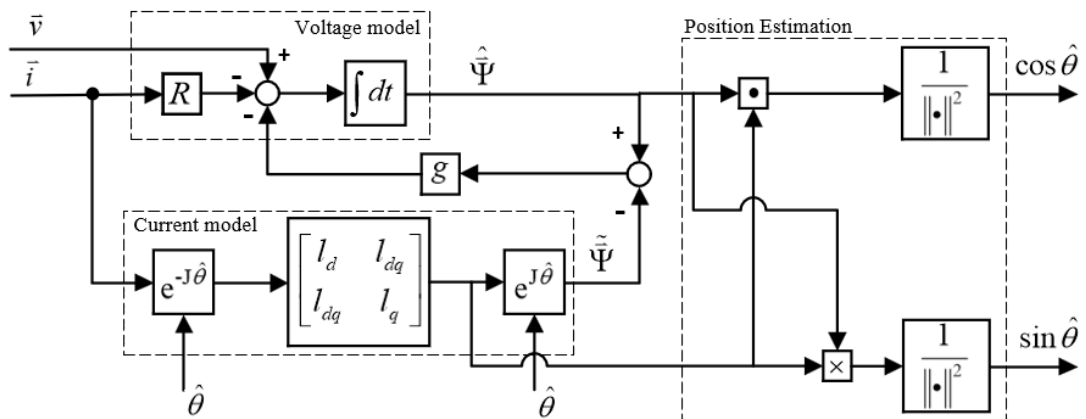
โดยที่ g คือ ค่าอัตราขยายของเทอมชดเชย

2) แบบจำลองเชิงกระแส: คำนวณฟลักซ์สเตเตอร์ ($\tilde{\Psi}$) ตามสมการที่ (1.25) ซึ่งฟลักซ์สเตเตอร์ที่คำนวณได้ก็อยู่บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์เช่นกัน แต่ในระหว่างการคำนวณก็ยังคงให้ค่าฟลักซ์สเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ตามสมการ (1.26) อีกด้วย

$$\tilde{\Psi} = e^{J\hat{\theta}} \begin{bmatrix} l_d & l_{dq} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} e^{-J\hat{\theta}} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

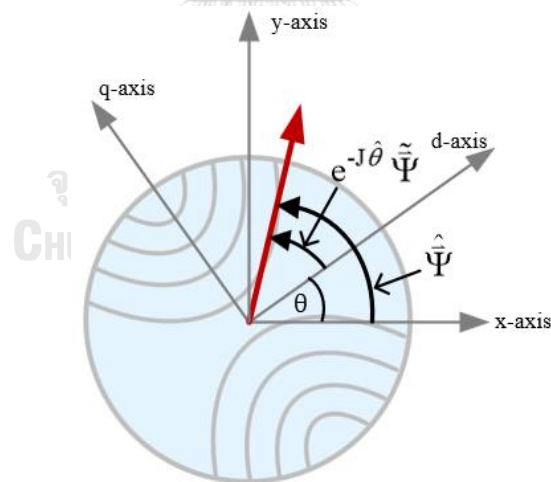
$$\tilde{\Psi}_r = \begin{bmatrix} l_d & l_{dq} \\ l_{dq} & l_q \end{bmatrix} e^{-J\hat{\theta}} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

โดย l_d, l_q, l_{dq} คือ ค่าความเหนี่ยวนำเชิงอนุพันธ์ (Differential inductance) ในแกน d แกน q และค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างแกน d และแกน q ตามลำดับ และ $\tilde{\Psi}_r$ คือ ฟลักซ์สเตเตอร์บนกรอบอ้างอิง โรเตอร์



รูปที่ 1.2 ระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ที่งานวิจัย [16] นำเสนอ

เมื่อพิจารณาสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์สเตเตอร์จากสมการ (1.24) และฟลักซ์สเตเตอร์จากสมการ (1.26) ตามรูปที่ 1.3 จะเห็นได้ว่าแม้ฟลักซ์สเตเตอร์ทั้งสองจะไม่ได้ชี้ที่ตำแหน่งจริงของโรเตอร์ แต่เนื่องจากฟลักซ์สเตเตอร์ทั้งสองอยู่บนกรอบอ้างอิงที่ต่างกัน ทำให้ผลต่างของมุมฟลักซ์สเตเตอร์ที่ประมาณจากแบบจำลองเชิงแรงดันบนกรอบอิงสเตรเตอร์กับฟลักซ์สเตเตอร์จากแบบจำลองเชิงกระแสบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ จึงมีค่าเท่ากับผลต่างของตำแหน่งของกรอบอ้างอิงด้วย ซึ่งมีค่าเท่ากับตำแหน่งของโรเตอร์ (θ) พอดี



รูปที่ 1.3 สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์สเตเตอร์จากแบบจำลองเชิงแรงดันและแบบจำลองเชิงกระแส ดังนั้นหากนำฟลักซ์สเตเตอร์ทั้งสองมาหาผลคูณเชิงสเกลาร์และผลคูณเชิงเวกเตอร์ จะได้ผลลัพธ์ในเทอม $\cos \theta$ และ $\sin \theta$ ตามลำดับ และสุดท้ายเมื่อใช้การคำนวณผ่านฟังก์ชัน \arctan ตามสมการที่ (1.27) ก็จะหาตำแหน่งของโรเตอร์ได้

$$\theta = \arctan\left(\frac{\sin \theta}{\cos \theta}\right) \quad (1.27)$$

ส่วนการคำนวณหาความเร็วของโรเตอร์ก็สามารถทำได้โดยนำตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์มาหาอนุพันธ์

สำหรับข้อเสียของการประมาณด้วยวิธีนี้มีอยู่หลายประการ ได้แก่

- วิธีการคำนวณฟลักซ์โดยสมการที่ (1.23) จะมีปัญหาเรื่องเสถียรภาพหากมีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำหรือสัญญาณไฟตรงเนื่องจากใช้วิธีการอินทิเกรต
- ใช้วิธีการหาอนุพันธ์ของตำแหน่งโรเตอร์ในการคำนวณหาความเร็ว ซึ่งไวต่อสัญญาณรบกวน
- การพิสูจน์เสถียรภาพของการคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์จากสมการ (1.24)-(1.25) ทำได้ยาก จึงยังไม่มีงานวิจัยใดที่สามารถพิสูจน์เสถียรภาพของการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ด้วยวิธีนี้ได้ อย่างชัดเจน

1.2.2.2 การประมาณฟลักซ์คัลลิ่งและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้วยตัวสังเกต

หลังจากที่งานวิจัย [10] ได้นำเสนอแบบจำลองขยายของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ไว้แล้ว ดังสมการที่ (1.12) จากนั้นก็ได้สร้างตัวสังเกตเพื่อประมาณฟลักซ์คัลลิ่งและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในบนแกน x ขึ้นมาจากแบบจำลองที่นำเสนอ ดังสมการที่ (1.28)

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = A\hat{\mathbf{x}} + bv_x + g(i_x - \hat{i}_x) \quad (1.28)$$

$$\text{โดยที่ } \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_x \\ \hat{\Psi}'_x \\ \hat{\mathcal{E}}'_{x1} \\ \hat{\mathcal{E}}'_{x0} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & 0 & -\frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\omega^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

ส่วนตัวสังเกตฟลักซ์คัลลิ่งและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในบนแกน y ก็สามารถเขียนได้ในทำนองเดียวกันกับกรณีแกน x

หลังจากที่ประมาณฟลักซ์คัลลิ่งและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้วยตัวสังเกตได้แล้ว ก็สามารถนำฟลักซ์คัลลิ่งและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำมาคำนวณหาตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ได้จากสมการที่ (1.29) และ (1.30) ตามลำดับ

$$\sin \hat{\theta} = \frac{\hat{\Psi}'_y}{\sqrt{\hat{\Psi}'_x{}^2 + \hat{\Psi}'_y{}^2}}, \quad \cos \hat{\theta} = \frac{\hat{\Psi}'_x}{\sqrt{\hat{\Psi}'_x{}^2 + \hat{\Psi}'_y{}^2}} \quad (1.29)$$

$$\hat{\omega} = \frac{\hat{\varepsilon}'_{y1} \hat{\Psi}'_x - \hat{\varepsilon}'_{x1} \hat{\Psi}'_y}{\hat{\Psi}'_x{}^2 + \hat{\Psi}'_y{}^2} \quad (1.30)$$

การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยวิธีนี้ อยู่ภายใต้สมมติฐานที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำประกอบด้วยองค์ประกอบมูลฐานซึ่งหมุนด้วยความถี่คงที่ (ω) รวมถึงเงื่อนไขที่กระแสสเตเตอร์บนแกน d ต้องมีขนาดคงที่เพื่อทำให้ขนาดของฟลักซ์คล่อง (Ψ') คงที่ด้วย อีกทั้งสมการที่เกี่ยวข้องก็ยังคงมีความซับซ้อนสูง รวมไปถึงยังไม่มีที่ยืนยันเสถียรภาพของตัวสังเกตที่ใช้ ดังนั้นการประมาณตำแหน่งด้วยวิธีนี้จึงยังไม่เหมาะที่จะนำมาใช้กับระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์

1.2.2.3 การประมาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายด้วยตัวสังเกต

งานวิจัย [11] ใช้แบบจำลองบนฐานแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ตามสมการที่ (1.16)-(1.18) ในการสร้างตัวสังเกตแบบลดอันดับ (Reduced-order observer) เพื่อประมาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ($\hat{\varepsilon}$) ตามสมการที่ (1.31)

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}}{dt} &= A_{11}\hat{i} + A_{12}\hat{\varepsilon} + B_1\bar{v} \\ \frac{d\hat{\varepsilon}}{dt} &= A_{22}\hat{\varepsilon} + G\left(\frac{d\hat{i}}{dt} - \frac{d\bar{i}}{dt}\right) \end{aligned} \quad (1.31)$$

โดย $A_{11} = \left(-\frac{R}{L_d}\right)\mathbf{I} + \left\{\hat{\omega} \frac{(L_d - L_q)}{L_d}\right\}\mathbf{J}$, $A_{12} = \left(\frac{-1}{L_d}\right)\mathbf{I}$, $A_{22} = \hat{\omega}\mathbf{J}$, $B_1 = \left(\frac{1}{L_d}\right)\mathbf{I}$,

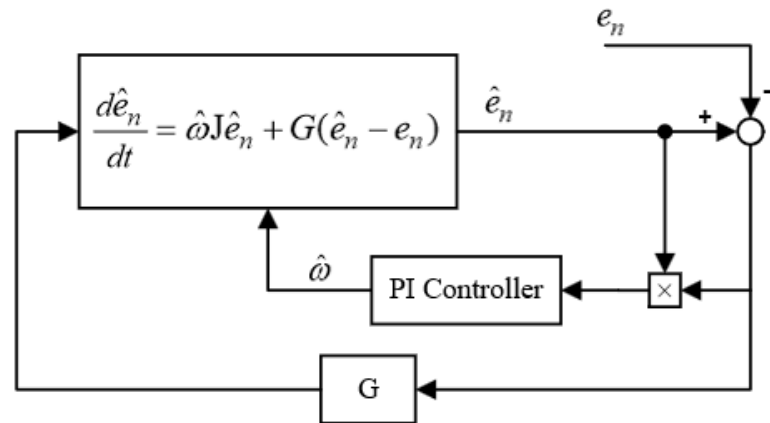
$$G = \alpha L_d \mathbf{I} + (\hat{\omega} - \beta) L_d \mathbf{J}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

เมื่อ G คืออัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตและ α, β คือขั้วของตัวสังเกต

ทำให้เราก็สามารถประมาณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายได้ จากนั้นจึงนำแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายไปคำนวณเพื่อหาตำแหน่งโรเตอร์ต่อ ตามสมการที่ (1.32)

$$\hat{\theta} = \tan^{-1}\left(\frac{-\hat{\varepsilon}_x}{\hat{\varepsilon}_y}\right) \quad (1.32)$$

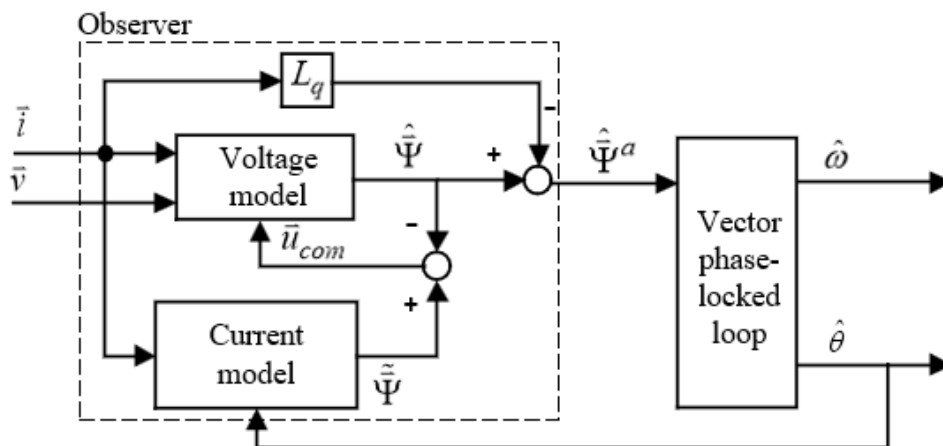
ส่วนการประมาณค่าความเร็วจะใช้ระบบประมาณตามรูปที่ 1.4 โดยที่ $\hat{e}_n = \frac{\hat{\varepsilon}}{\|\hat{\varepsilon}\|}$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าทั้งแบบจำลองและสมการที่เกี่ยวข้องยังคงมีความซับซ้อน ทำให้การพิสูจน์เสถียรภาพของตัวสังเกตแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแบบขยายทำได้ยากและไม่ได้ถูกกล่าวไว้ในงานวิจัยนี้



รูปที่ 1.4 วิธีการประมาณค่าความเร็วค่าความเร็วในงานวิจัย [11]

1.2.2.4 การประมาณฟลักซ์แอกทีฟด้วยตัวสังเกต

งานวิจัย [4, 13] ได้นำเสนอวิธีการประมาณฟลักซ์แอกทีฟโดยใช้แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานฟลักซ์แอกทีฟ (1.20)-(1.21) ร่วมกับตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์ ตามรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5 ระบบประมาณตำแหน่งที่งานวิจัย [4, 13] นำเสนอ

โดยภายในตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์ที่ใช้ประกอบด้วยการคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์จากสมการ 2 ส่วน คือ การคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์จากสมการเชิงกระแสตั้งสมการที่ (1.33) และการคำนวณฟลักซ์

สเตเตอร์จากการอินทิเกรตสมการเชิงแรงดันดังสมการที่ (1.34) โดยมีการชดเชยการคำนวณสมการแรงดันด้วยแรงดันชดเชย (\bar{u}_{com}) ซึ่งคำนวณได้จากการนำความแตกต่างระหว่างฟลักซ์สเตเตอร์ทั้ง 2 ส่วน ไปผ่านตัวควบคุมพีไอแล้วป้อนกลับไปยังตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์จากแบบจำลองเชิงแรงดันตามสมการที่ (1.35)

$$\tilde{\Psi} = e^{J\hat{\theta}} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} e^{-J\hat{\theta}} \bar{i} \quad (1.33)$$

$$\hat{\Psi} = \int (\bar{v} - R\bar{i} + \bar{u}_{com}) dt \quad (1.34)$$

$$\bar{u}_{com} = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (\tilde{\Psi} - \hat{\Psi}) \quad (1.35)$$

โดยที่ K_p, K_I คืออัตราขยายของตัวควบคุมแบบพีไอ

หลังจากที่สามารถประมาณฟลักซ์สเตเตอร์ได้แล้ว ก็จะสามารถประมาณฟลักซ์แอกทีฟได้โดยง่ายตามสมการที่ (1.36)

$$\hat{\Psi}^a = \hat{\Psi} - L_q \bar{i} \quad (1.36)$$

ซึ่งภายในเทอมฟลักซ์แอกทีฟที่ประมาณได้นั้นมีข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ที่ต้องการ ($\hat{\theta}$) อยู่ด้วย ดังสมการที่ (1.19) ดังนั้นงานวิจัย [13] จึงเลือกใช้วงรอบเฟสล็อกในการคำนวณค่าตำแหน่งและความเร็วจากเทอมฟลักซ์แอกทีฟ

สำหรับข้อเสียของการประมาณด้วยวิธีนี้ คือ ตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์ที่ใช้ทั้งสองส่วนยังมีความไม่ชัดเจนในประเด็นการพิสูจน์เสถียรภาพ เช่นเดียวกับงานวิจัยอื่นๆที่ใช้วิธีประมาณในลักษณะเดียวกัน

1.3 สรุปปัญหาและข้อจำกัดของวิจัยในอดีต

1. แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์และสมการที่เกี่ยวข้องมีความซับซ้อนและยังไม่เหมาะสมสำหรับการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ โดยสรุปได้ดังตารางที่ 1.1
2. วิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ในอดีตยังไม่สามารถยืนยันเสถียรภาพในวงกว้าง (Global stability) ได้

ตารางที่ 1.1 ข้อจำกัดของแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์จากงานวิจัยในอดีต

แบบจำลอง	ข้อจำกัด
1.แบบจำลองแบบดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (Conventional model)	1.ตำแหน่งเชิงมุม (θ) อยู่ในรูปเมตริกซ์ของฟังก์ชันตรีโกณมิติ ทำให้ความไม่เป็นเชิงเส้นสูง 2.การประมาณตำแหน่งและความเร็วจากข้อมูลของกระแสและแรงดันสเตเตอร์ทำได้ยาก
2.แบบจำลองขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์	1.อยู่ภายใต้เงื่อนไข φ มีค่าคงที่ 2.มีตัวแปรสถานะรวม 8 ตัวแปร ทำให้มีความซับซ้อนมากขึ้น
3.แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฐานแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยาย	1.สมการพลวัตของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขยายมีความซับซ้อนทำให้การประมาณทำได้ยาก
4.แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฐานฟลักซ์แอกทีฟ	1.อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่กระแสสเตเตอร์บนแกน d (i_d) มีค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติเงื่อนไขนี้อาจไม่เป็นจริง 2.ค่ากระแส i_d เป็นค่าไม่สามารถหาได้เนื่องจากไม่รู้ข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์

1.4 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

เพื่อแก้ข้อจำกัดของงานวิจัยในอดีตที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น งานวิจัยนี้จึงมีเป้าหมายหลัก

2 ประการ คือ

1. นำเสนอแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมแบบใหม่ที่ยืดหยุ่นและเหมาะสมกับการนำไปใช้สร้างระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง

2. นำเสนอวิธีการประมาณฟลักซ์เทียมที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง พร้อมกับวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากฟลักซ์เทียมที่ประมาณได้

1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. นำเสนอนิยามของฟลักซ์เทียมแบบใหม่และนำเสนอแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ภายใต้ฟลักซ์เทียมใหม่

2. นำเสนอวิธีประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์โดยใช้ตัวสังเกตฟลักซ์ที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง

3. วัดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์ที่จำเป็นสำหรับใช้ในระบบควบคุม
4. ออกแบบ และสร้างระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ตรวจวัดตำแหน่ง
5. ทดสอบแนวคิดทางทฤษฎีด้วยการจำลองการทำงาน และทดสอบการทำงานกับระบบควบคุมจริง

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ – ด้านวิชาการและด้านประยุกต์

1. ได้วิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วด้วยตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพในวงกว้างซึ่งสามารถนำไปใช้ได้จริงในอุตสาหกรรม
2. ได้แบบจำลองมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์ใหม่ที่เหมาะสมกับการใช้ในระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ตรวจวัดตำแหน่ง
3. ได้ความรู้และประสบการณ์ในการติดตั้ง สร้าง และออกแบบระบบควบคุมมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์ ทั้งส่วนฮาร์ดแวร์และส่วนซอฟต์แวร์

1.7 ขั้นตอนและวิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาแบบจำลองพลวัตของมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์ และศึกษาการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ด้วยวิธีประมาณเชิงแบบจำลอง (Model-based estimation)
2. ศึกษาแนวคิดฟลักซ์เทียบจากงานวิจัยในอดีต
3. นิยามฟลักซ์เทียบแบบใหม่ขึ้น เพื่อใช้พัฒนาระบบการประมาณตำแหน่งและความเร็ว
4. พิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของระบบประมาณ (ตัวสังเกตฟลักซ์)
5. ทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์เพื่อนำมาใช้ในระบบควบคุม
6. ออกแบบระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ตรวจวัดตำแหน่ง
7. จำลองการทำงานของระบบประมาณที่นำเสนอด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink เพื่อยืนยันความถูกต้องของทฤษฎีในงานวิจัยนี้
8. จัดเตรียมฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์สำหรับระบบควบคุมและประมาณตำแหน่งของมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์ พร้อมทดสอบการทำงานจริง

9. เก็บผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ตรวจวัดตำแหน่ง ภายใต้เงื่อนไขการทดสอบต่างๆ

10. วิเคราะห์ผลการทดลองและเขียนวิทยานิพนธ์



บทที่ 2

แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานพลาซึ่มเทียมแบบใหม่

เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มจากการนิยามพลาซึ่มเทียมแบบใหม่ขึ้น ก่อนที่จะนำเสนอแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานพลาซึ่มเทียมแบบใหม่ และส่วนสุดท้ายจะกล่าวถึงข้อดีของพลาซึ่มเทียมและแบบจำลองใหม่ที่งานวิจัยนี้นำเสนอ

2.1 นิยามพลาซึ่มเทียมแบบใหม่

การเขียนแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่จะนำเสนอในงานวิจัยนี้ จะเริ่มต้นจากการนำแบบจำลองดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (1.4) มาเขียนใหม่ตามสมการที่ (2.1) ดังนี้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} &= \left(R + \frac{d}{dt} L_\Sigma \right) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} L_\Delta \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \\ &= R \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \left(\frac{d}{dt} L_\Sigma \right) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} L_\Delta \begin{bmatrix} \cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.1)$$

และเมื่อกำหนดให้ $e^{J2\theta} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix}$ และ $Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$ แล้วแทนค่ากลับไปในสมการ

(2.1) จะทำให้เขียนสมการแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ได้ตามสมการที่ (2.2)

$$\vec{v} = R\vec{i} + \frac{d}{dt} L_\Sigma \vec{i} + \frac{d}{dt} L_\Delta (e^{J2\theta} Q \vec{i}) \quad (2.2)$$

และเพื่อลดความซับซ้อนของแบบจำลอง งานวิจัยนี้จึงขอนำเสนอนิยามพลาซึ่มเทียมแบบใหม่ ($\vec{\lambda}$) ตามสมการที่ (2.3)

$$\vec{\lambda} \triangleq L_\Delta e^{J2\theta} Q \vec{i} \quad (2.3)$$

จะสังเกตได้ว่าพลาซึ่มเทียมที่นิยามขึ้นใหม่มีข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์อยู่ด้วย ทำให้เราสามารถนำพลาซึ่มเทียมใหม่ไปคำนวณหาตำแหน่งของโรเตอร์ต่อไปได้ อีกทั้งข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ยังอยู่ในรูปของมุม 2θ ซึ่งสะท้อนถึงลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ได้เป็นอย่างดี (รายละเอียดเรื่องลักษณะความเป็นขั้วยื่นจะแสดงไว้ในภาคผนวก ก) และยิ่งไปกว่านั้นหากต้องการ

ทราบขนาดของฟลักซ์เทียมนใหม่ ก็สามารถคำนวณได้โดยอาศัยเพียงข้อมูลจากขนาดของกระแสสเตเตอร์โดยตรงดังสมการที่ (2.4)

$$\begin{aligned}\|\bar{\lambda}\| &= \|L_{\Delta} e^{J2\theta} \mathbf{Q}\bar{i}\| \\ &= L_{\Delta} \|\mathbf{Q}\bar{i}\| \\ &= L_{\Delta} \|\bar{i}\|\end{aligned}\quad (2.4)$$

ซึ่งหากนำไปเปรียบเทียบกับฟลักซ์แอกทีฟ ที่มีนิยามตามสมการที่ (1.19) จะพบว่าแม้นิยามของฟลักซ์แอกทีฟจะมีทอมข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์อยู่เช่นเดียวกัน แต่ตำแหน่งโรเตอร์จะอยู่ในรูปของมุม θ ซึ่งไม่ได้สะท้อนถึงลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ อีกทั้งการหาขนาดของฟลักซ์แอกทีฟ ซึ่งคำนวณได้ตามสมการที่ (2.5) จำเป็นจะต้องทราบขนาดของกระแสบนแกน d

$$\begin{aligned}\|\bar{\Psi}^a\| &\triangleq \left\| (L_d - L_q) e^{J\theta} \begin{bmatrix} i_d \\ 0 \end{bmatrix} \right\| \\ &= (L_d - L_q) i_d\end{aligned}\quad (2.5)$$

นั่นหมายความว่าเราจำเป็นต้องทราบข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ด้วย ซึ่งในการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์เราจะไม่ทราบข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ ทำให้ไม่สามารถคำนวณหาขนาดของฟลักซ์แอกทีฟได้

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการนิยามฟลักซ์เทียมนแบบใหม่ขึ้นตามที่งานวิจัยนี้นำเสนอ มีข้อได้เปรียบกว่าการใช้นิยามของฟลักซ์แอกทีฟในอดีตหลายประการ ทั้งในเรื่องที่สามารถคำนวณหาขนาดของฟลักซ์เทียมนได้จากการวัดกระแสสเตเตอร์ รวมไปถึงลักษณะของข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ที่ปรากฏในนิยามของฟลักซ์เทียมนแบบใหม่ก็สะท้อนถึงความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ได้มากกว่า

2.2 แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมนแบบใหม่

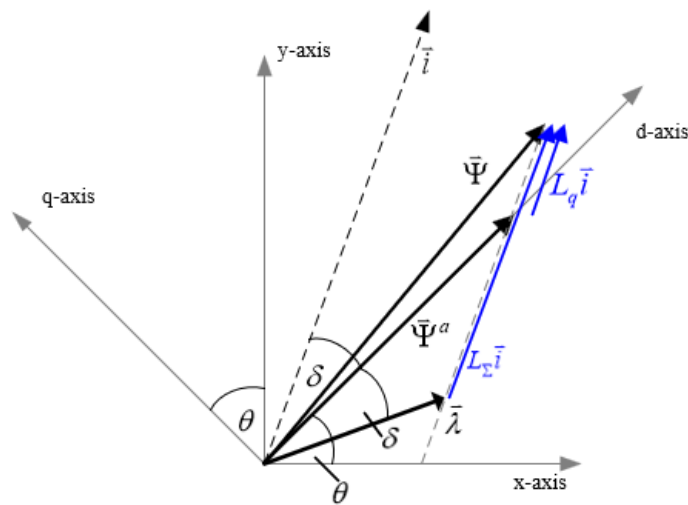
หลังจากที่ได้ทำการนิยามฟลักซ์เทียมนแบบใหม่แล้ว ต่อมาจะเป็นการนำเสนอแบบจำลองมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์แบบใหม่ โดยแทนนิยามของฟลักซ์เทียมนที่นำเสนอไว้ลงไปแบบจำลองในสมการที่ (2.2) ซึ่งจะทำให้ได้แบบจำลองใหม่ดังสมการที่ (2.6)

$$\bar{v} = R\bar{i} + \frac{d}{dt} L_{\Sigma}\bar{i} + \frac{d}{dt} \bar{\lambda} \quad (2.6)$$

โดยหากพิจารณาให้เทอมที่มีการหาอนุพันธ์เทียบกับเวลาเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์สเตเตอร์ จะสามารถมองได้ว่าฟลักซ์เทียมที่งานวิจัยนี้นำเสนอ ($\bar{\lambda}$) มีความสัมพันธ์กับฟลักซ์สเตเตอร์ ($\bar{\Psi}$) ดังสมการที่ (2.7)

$$\bar{\Psi} = L_{\Sigma} \bar{i} + \bar{\lambda} \quad (2.7)$$

เมื่อนำแบบจำลองใหม่ที่ได้ มาพิจารณาเปรียบเทียบกับแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานฟลักซ์แอกทีฟ (หัวข้อ 1.2.1.2.4) จะพบว่าแบบจำลองทั้ง 2 มีลักษณะที่คล้ายคลึงกัน และต่างก็มีความคล้ายคลึงกับแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรด้วย แต่ความแตกต่างระหว่างแบบจำลองทั้งสองจะอยู่ที่นิยามของเทอมฟลักซ์เทียมกับฟลักซ์แอกทีฟ อย่างไรก็ตามฟลักซ์สเตเตอร์ของแบบจำลองทั้ง 2 ก็ยังคงเท่ากัน (ดูรูปที่ 2.1 ประกอบ) ซึ่งหมายความว่า การนิยามฟลักซ์เทียมใหม่ที่งานวิจัยนี้ได้นำเสนอไปนั้น ไม่ได้เปลี่ยนแปลงฟลักซ์สเตเตอร์โดยรวมของมอเตอร์ หากแต่ช่วยเพิ่มข้อได้เปรียบขึ้นหลายประการเมื่อเทียบกับการใช้นิยามฟลักซ์แอกทีฟในอดีต



รูปที่ 2.1 สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์สเตเตอร์ ฟลักซ์แอกทีฟ และฟลักซ์เทียมแบบใหม่

2.3 ข้อดี-ข้อได้เปรียบของนิยามฟลักซ์เทียมใหม่และแบบจำลองใหม่ที่งานวิจัยนี้นำเสนอ

จากหัวข้อ 2.1 และ 2.2 ทำให้เรานิยามฟลักซ์เทียมแบบใหม่และเขียนแบบจำลองแบบใหม่ได้แล้ว ส่วนสุดท้ายของบทนี้จึงเป็นการนำข้อดีของแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแทนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมใหม่ที่งานวิจัยนี้ได้นำเสนอมาสรุปเป็นประเด็นต่างๆ ดังนี้

1. แบบจำลองที่นำเสนอมีลักษณะคล้ายแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร โดยมองให้ฟลักซ์เทียมใหม่เสมือนเป็นฟลักซ์ของแม่เหล็กถาวร จากลักษณะดังกล่าวทำให้สามารถนำ

ทฤษฎีการควบคุมและวิธีการประมาณตำแหน่งของงานวิจัยที่ใช้กับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร มาประยุกต์ใช้กับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ได้ ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดของการประยุกต์ใช้ในบทที่ 3

2. ขนาดของฟลักซ์เทียมนสามารถคำนวณได้จากขนาดของกระแสเตเตอร์โดยตรง โดยไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลตำแหน่งหรือความเร็วของโรเตอร์ ตามสมการ $\|\vec{\lambda}\| = L_\Delta \|\vec{i}\|$ ดังนั้นประเด็นนี้จึงเป็นข้อได้เปรียบกว่านิยามฟลักซ์แอกทีฟที่ใช้ในอดีต ที่ต้องใช้ข้อมูลของขนาดกระแสบนแกน d ในการคำนวณขนาดของฟลักซ์แอกทีฟ จึงทำให้ไม่สามารถนำมาใช้ในระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ได้

3. ข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ที่ปรากฏในนิยามของฟลักซ์เทียมนแบบใหม่อยู่ในรูป 2θ ซึ่งสะท้อนถึงลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ตามธรรมชาติอย่างชัดเจน โดยรายละเอียดเกี่ยวกับลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์จะกล่าวไว้ในภาคผนวก ก

4. เมื่อเปรียบเทียบสมการแรงบิดต่อคู่ขั้วของมอเตอร์ (Torque per pole pairs: \vec{T}) ที่เขียนขึ้นจากฟลักซ์เทียมนใหม่ตามสมการที่ (2.8) กับสมการแรงบิดต่อคู่ขั้วของมอเตอร์ที่เขียนจากฟลักซ์แอกทีฟตามสมการที่ (2.9)

$$\begin{aligned}
 \vec{T} &= \vec{\lambda} \times \vec{i} \\
 &= (L_\Delta e^{J2\theta} \mathbf{Q} \vec{i}) \times \vec{i} \\
 &= (L_\Delta e^{J\theta} \mathbf{Q} (e^{-J\theta} \vec{i})) \times \vec{i} \\
 &= \left(L_\Delta e^{J\theta} \mathbf{Q} \left(e^{J\delta} \begin{bmatrix} \|\vec{i}\| \\ 0 \end{bmatrix} \right) \right) \times \vec{i} \\
 &= L_\Delta e^{J(\theta-\delta)} \begin{bmatrix} \|\vec{i}\| \\ 0 \end{bmatrix} \times e^{J(\theta+\delta)} \begin{bmatrix} \|\vec{i}\| \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &= L_\Delta \|\vec{i}\|^2 \sin 2\delta
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

โดยที่ $e^{J2\theta} = e^{J\theta} \mathbf{Q} e^{-J\theta}$ และ $\vec{i} = \|\vec{i}\| \angle(\theta + \delta) = e^{J(\theta+\delta)} \begin{bmatrix} \|\vec{i}\| \\ 0 \end{bmatrix}$

$$\begin{aligned}
 \vec{T} &= \vec{\Psi}^a \times \vec{i} \\
 &= (L_d - L_q) e^{J\theta} \begin{bmatrix} i_d \\ 0 \end{bmatrix} \times e^{J\theta} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\
 &= (L_d - L_q) i_d i_q
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

จะพบว่าสมการแรงบิดต่อคู่ขั้วที่ได้มีลักษณะต่างกัน ซึ่งหากนำแรงบิดจากสมการที่ (2.8) มาจัดรูปโดยอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.10)-(2.11)

$$i_d = \|\vec{i}\| \cos \delta, \quad i_q = \|\vec{i}\| \sin \delta \quad (2.10)$$

$$L_\Delta = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (2.11)$$

จะพบว่าสมการแรงบิดต่อคู่ขั้วทั้งสองแบบให้ค่าแรงบิดที่เท่ากันตามสมการที่ (2.12)

$$\begin{aligned} L_\Delta \|\vec{i}\|^2 \sin 2\delta &= \left(\frac{L_d - L_q}{2}\right) \|\vec{i}\|^2 (2 \sin \delta \cos \delta) \\ &= (L_d - L_q) (\|\vec{i}\| \cos \delta) (\|\vec{i}\| \sin \delta) \\ &= (L_d - L_q) i_d i_q \end{aligned} \quad (2.12)$$

ถึงแม้เราจะทราบแล้วว่าแรงบิดที่ได้จากการคำนวณทั้งสองแบบมีค่าเท่ากัน แต่หากพิจารณารูปแบบของสมการที่ (2.8) เทียบกับสมการที่ (2.9) แล้ว จะพบว่าสมการแรงบิดต่อคู่ขั้วที่เขียนโดยใช้พิกซ์เทียมแบบใหม่จะสะท้อนถึงแรงบิดรีลักแตนซ์ของมอเตอร์ได้ชัดเจนมากกว่า (เนื่องจากเป็นฟังก์ชันของ $\sin 2\delta$) ส่วนสมการแรงบิดที่คำนวณจากพิกซ์แอกทีฟจะมีความเหมือนกับแรงบิดจากมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรเสียมากกว่า

บทที่ 3

การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตพลาซที่มีเสถียรภาพ ในวงกว้าง

หลังจากที่ได้นำเสนอานิยามของพลาซเทียมและแบบจำลองแบบใหม่ไปแล้วในบทที่ 2 ในบทนี้จะเป็นการอธิบายถึงการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ โดยจะประยุกต์ใช้พลาซเทียมและแบบจำลองแบบใหม่ร่วมกับแนวคิดการสร้างตัวประมาณของงานวิจัย [17] ดังนั้นส่วนแรกของบทนี้จึงขอกกล่าวถึงงานวิจัย [17] โดยพอสังเขปเสียก่อน หลังจากนั้นจะกล่าวถึงการสร้างตัวประมาณพลาซเทียมแบบใหม่ที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง เมื่อประมาณพลาซเทียมได้แล้ว ลำดับถัดไปจะกล่าวถึงวิธีการคำนวณหาข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ (2θ) ซึ่งอยู่ภายในเทอมพลาซเทียมใหม่ด้วยวิธีเฟสล็อก ลูปเชิงเวกเตอร์แบบดัดแปลง และในที่สุดท้ายจะกล่าวถึงการออกแบบอัตราขยายของเฟสล็อก ลูปเชิงเวกเตอร์แบบดัดแปลงเพื่อให้ระบบประมาณมีสมรรถนะตามต้องการ

3.1 ตัวสังเกตพลาซสเตเตอร์และตัวสังเกตพลาซแม่เหล็กถาวรที่มีเสถียรภาพในวงกว้างจากงานวิจัยในอดีต

ตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 ว่าความท้าทายของการประมาณตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์นั้นคือการสร้างตัวประมาณที่มีความแม่นยำและมีเสถียรภาพ แต่ในอดีตยังไม่มีงานวิจัยใดสามารถพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวประมาณที่ใช้ได้ จนกระทั่งงานวิจัย [17] ได้นำเสนอตัวสังเกตพลาซสเตเตอร์และพลาซแม่เหล็กถาวรเพื่อใช้กับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบพื้นผิวไว้ อีกทั้งยังสามารถพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวประมาณได้อีกด้วย ดังนั้นก่อนที่จะนำแนวคิดของงานวิจัย [17] มาประยุกต์ใช้กับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ จำเป็นจะต้องกล่าวถึงรายละเอียดหลักของงานวิจัยที่ [17] เสียก่อน

โดยลำดับแรกจะขอกกล่าวถึงแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบพื้นผิว ก่อน ตามสมการที่ (3.1)

$$\vec{v} = R\vec{i} + \frac{d\vec{\Psi}}{dt} \quad (3.1)$$

เมื่อ \vec{v}, \vec{i} คือแรงดันและกระแสเตเตอร์ตามลำดับ, R คือค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์, $\vec{\Psi}$ คือฟลักซ์สเตเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร

โดยที่ฟลักซ์สเตเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรประกอบด้วยฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร และฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจากกระแสเตเตอร์ดังสมการที่ (3.2)

$$\begin{aligned}\vec{\Psi} &= L\vec{i} + \Phi \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} \\ &= L\vec{i} + \vec{\Phi}\end{aligned}\quad (3.2)$$

เมื่อ L คือค่าความเหนี่ยวนำขดลวดสเตเตอร์, Φ คือฟลักซ์ที่สร้างขึ้นโดยแม่เหล็กถาวร, θ คือตำแหน่งของโรเตอร์

จะเห็นว่าข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ปรากฏอยู่ที่เทอมของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร ดังนั้นหากเราทราบค่าของเทอมฟลักซ์แม่เหล็กถาวรก็จะสามารถนำไปคำนวณหาข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ได้ ส่วนการคำนวณหาเทอมของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรนั้นก็สมารถทำได้หากทราบค่าของเทอมฟลักซ์สเตเตอร์ดังสมการที่ (3.3) ดังนั้นปัญหาหลักจึงเป็นการหาวิธีการประมาณเทอมฟลักซ์สเตเตอร์ให้ได้

$$\vec{\Phi} = \vec{\Psi} - L\vec{i}\quad (3.3)$$

โดยงานวิจัย [17] ได้นำเสนอตัวสังเกตเทอมฟลักซ์สเตเตอร์และเทอมฟลักซ์แม่เหล็กถาวรไว้ตามสมการที่ (3.4)-(3.6) อีกทั้งยังได้ทำการพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวสังเกตนี้ไว้ด้วย

$$\frac{d\hat{\vec{\Psi}}}{dt} = \vec{v} - R\vec{i} - k \cdot (\hat{\vec{\Psi}} - L\vec{i})\quad (3.4)$$

$$k = \mu \cdot \max\{0, \|\hat{\vec{\Phi}}\|^2 - \Phi^2\}\quad (3.5)$$

$$\hat{\vec{\Phi}} = \hat{\vec{\Psi}} - L\vec{i}\quad (3.6)$$

โดยที่ μ คือ อัตราขยายของตัวสังเกต

ทำให้ในที่สุดก็สามารถประมาณเทอมของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรได้ ลำดับถัดไปจึงเป็นขั้นตอนการคำนวณหาตำแหน่งของโรเตอร์ที่อยู่ภายในเทอมของฟลักซ์แม่เหล็กถาวร ซึ่งงานวิจัย [12] เลือกใช้วิธีการเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ในการคำนวณ โดยรายละเอียดของวิธีการเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์จะกล่าวถึงไว้ในหัวข้อที่ 3.3

3.2 ตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์และตัวสังเกตฟลักซ์เทียม

ในกรณีของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ การประมาณหาตำแหน่งของโรเตอร์สามารถทำได้ โดยการคำนวณจากเทอมฟลักซ์เทียมซึ่งมีข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ที่ต้องการในรูปของมุม 2θ (ดูสมการที่ (2.3)) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาวิธีการประมาณค่าฟลักซ์เทียมให้ได้เสียก่อน ซึ่งหากอาศัยข้อดีของแบบจำลองมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ฐานฟลักซ์เทียมใหม่ที่งานวิจัยนี้นำเสนอที่ไว้ โดยพิจารณาแบบจำลองตามสมการที่ (2.6)-(2.7) ในบทที่ 2 จะสามารถเขียนแบบจำลองในรูปของฟลักซ์สเตเตอร์ได้ตามสมการที่ (3.7) ดังนี้

$$\begin{aligned}\bar{v} &= R\bar{i} + \frac{d}{dt}L_{\Sigma}\bar{i} + \frac{d}{dt}\bar{\lambda} \\ &= R\bar{i} + \frac{d}{dt}(L_{\Sigma}\bar{i} + \bar{\lambda}) \\ &= R\bar{i} + \frac{d}{dt}(\bar{\Psi})\end{aligned}\quad (3.7)$$

จะสังเกตได้ว่าแบบจำลองที่งานวิจัยนี้แนะนำเสนอนั้น เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของฟลักซ์สเตเตอร์แล้วจะมีลักษณะเหมือนกับแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในงานวิจัยที่ [17] ตามสมการที่ (3.1)-(3.2) โดยมองว่าเทอมฟลักซ์เทียม ($\bar{\lambda}$) เสมือนเป็นฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร ($\bar{\Phi}$) ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบแบบจำลองระหว่างมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ กับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรพื้นผิวของงานวิจัย [12]

มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรพื้นผิว	มอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์
แบบจำลองของมอเตอร์	
$\bar{v} = R\bar{i} + \frac{d\bar{\Psi}}{dt}$	$\bar{v} = R\bar{i} + \frac{d}{dt}L_{\Sigma}\bar{i} + \frac{d}{dt}\bar{\lambda}$ $= R\bar{i} + \frac{d}{dt}(\bar{\Psi})$
สมการของสเตเตอร์ฟลักซ์	
$\bar{\Psi} = L\bar{i} + (\bar{\Phi})$	$\bar{\Psi} = L_{\Sigma}\bar{i} + (\bar{\lambda})$

ซึ่งจุดนี้เป็นประโยชน์ต่อการสร้างตัวประมาณฟลักซ์เทียมอย่างยิ่ง เพราะทำให้เราสามารถสร้างตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์และตัวสังเกตฟลักซ์เทียมสำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ได้ด้วยการเทียบเคียงกับตัวสังเกตฟลักซ์แม่เหล็กถาวรในงานวิจัย [17] โดยนำสมการ (3.4)-(3.6) มาแทนที่ค่า

L ด้วย L_{Σ} และแทนที่เวกเตอร์ของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร (Φ) ด้วยเวกเตอร์ของฟลักซ์เทียม ($\hat{\lambda}$) ผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์และตัวสังเกตฟลักซ์เทียม ดังสมการที่ (3.8)-(3.10)

$$\frac{d\hat{\Psi}}{dt} = \hat{v} - R\hat{i} - k \cdot (\hat{\Psi} - L_{\Sigma}\hat{i}) \quad (3.8)$$

$$k = \mu \cdot \max\{0, \|\hat{\lambda}\|^2 - \|\bar{\lambda}\|^2\} \quad ; \quad \|\bar{\lambda}\|^2 = (L_{\Delta} \|\hat{i}\|)^2 \quad (3.9)$$

$$\hat{\lambda} = \hat{\Psi} - L_{\Sigma}\hat{i} \quad (3.10)$$

โดยที่ μ คือ อัตราขยายของตัวสังเกต

ยิ่งไปกว่านั้นตัวสังเกตที่ได้ ก็สามารถพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างได้ในทำนองเดียวกันกับในงานวิจัย [17] โดยรายละเอียดการพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่งานวิจัยนี้นำเสนอจะถูกแสดงไว้ในภาคผนวก ค

3.3 การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากฟลักซ์เทียม

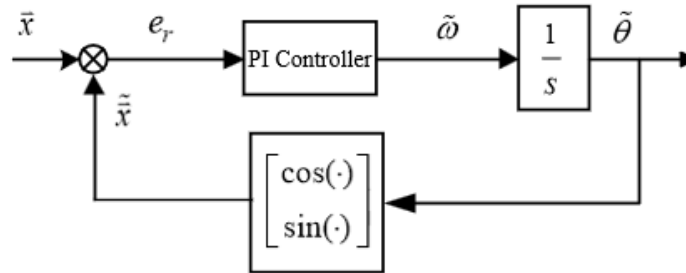
จากหัวข้อก่อนหน้าทำให้เราประมาณหาเทอมของฟลักซ์เทียมได้แล้ว ขั้นตอนถัดไปคือ การนำเทอมฟลักซ์เทียมมาคำนวณหาข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ โดยเราจะตั้งสมมติฐานให้ตัวประมาณฟลักซ์เทียมที่นำเสนอไปนั้นทำงานได้อย่างสมบูรณ์แบบ นั้นหมายความว่าฟลักซ์เทียมที่ประมาณจากตัวสังเกตจะมีค่าเข้าสู่ค่าฟลักซ์เทียมจริง ทำให้มุมโรเตอร์ประมาณ ($\hat{\theta}$) ในเวกเตอร์ฟลักซ์เทียมประมาณมีค่าเท่ากับค่าตำแหน่งโรเตอร์จริงด้วย กล่าวคือ $\hat{\theta} = \theta$ ดังนั้นหากเราคำนวณหาขนาดของมุมโรเตอร์ประมาณจากเวกเตอร์ฟลักซ์เทียมประมาณได้ ก็จะกล่าวได้ว่าเราทราบค่าของตำแหน่งโรเตอร์จริงด้วย

ฟลักซ์เทียมที่ประมาณได้นั้นจะอยู่ในรูปของเวกเตอร์ ซึ่งโดยปกติแล้วการจะคำนวณหาตำแหน่งของเวกเตอร์ที่งานวิจัย [17] รวมถึงงานวิจัยในอดีตนิยมใช้คือ วิธีเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ (Vector phase-locked loop) ดังนั้นเพื่อความเข้าใจในวิธีคำนวณหาตำแหน่งโรเตอร์ที่งานวิจัยนี้กำลังจะนำเสนอ จึงจำเป็นต้องขอกกล่าวถึงรายละเอียดของวิธีเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ที่ใช้กันทั่วไปเสียก่อน

3.3.1 วิธีเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์

วิธีเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ เป็นวิธีการคำนวณหาตำแหน่งและความเร็วของข้อมูลที่เป็นเวกเตอร์ ซึ่งมีโครงสร้างตามรูปที่ 3.1 โดยที่ \bar{x} คือ เวกเตอร์อ้างอิงที่ต้องการทราบข้อมูลตำแหน่ง,

\tilde{x} คือ เวกเตอร์เสมือนที่เฟสล็อกถูกสร้างขึ้น, e_r คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างมุมของเวกเตอร์อ้างอิงกับมุมที่ประมาณจากเฟสล็อก, $\tilde{\theta}, \tilde{\omega}$ คือ ข้อมูลตำแหน่งและความเร็วประมาณจากเฟสล็อกตามลำดับ



รูปที่ 3.1 วงรอบเฟสล็อกเชิงเวกเตอร์

ซึ่งวงรอบเฟสล็อกจะทำงานโดยสร้างเวกเตอร์เสมือน (\tilde{x}) ภายในวงรอบขึ้นเพื่อติดตามเวกเตอร์อ้างอิง (\tilde{x}) ซึ่งหากตำแหน่ง (มุม) ของเวกเตอร์ทั้งสองมีค่าต่างกัน จะส่งผลให้มีสัญญาณความผิดพลาด (e_r) เข้าไปที่ตัวควบคุมพีไอเพื่อปรับความเร็วของเวกเตอร์เสมือนซึ่งเป็นสัญญาณขาออกของตัวควบคุมพีไอ ก่อนที่จะนำความเร็วนี้มาคำนวณผ่านตัวอินทิเกรตจนได้ผลลัพธ์เป็นมุมของเวกเตอร์เสมือนในขณะนั้น หากมุมเฟสของเวกเตอร์เสมือนตามหลังเวกเตอร์อ้างอิง ตัวควบคุมจะสั่งให้ความเร็วเวกเตอร์เสมือนเพิ่มมากขึ้น แต่หากมุมของเวกเตอร์เสมือนนำมุมของเวกเตอร์อ้างอิง ตัวควบคุมก็จะสั่งให้เวกเตอร์เสมือนมีความเร็วลดลง จนกระทั่งเวกเตอร์ทั้งสองมีมุมเฟสตรงกัน วงรอบเฟสล็อกก็จะหยุดทำงาน ซึ่งในสภาวะเช่นนี้หมายความว่ามุมของเวกเตอร์เสมือนที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับมุมของเวกเตอร์อ้างอิง อีกทั้งภายในวงรอบยังมีข้อมูลความเร็วของเวกเตอร์เสมือนซึ่งเท่ากับเวกเตอร์อ้างอิงอีกด้วย โดยที่ไม่ต้องทำการหาอนุพันธ์ของตำแหน่งเพิ่มเติม ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าวงรอบเฟสล็อกสามารถประมาณได้ทั้งตำแหน่ง และความเร็วของเวกเตอร์อ้างอิง

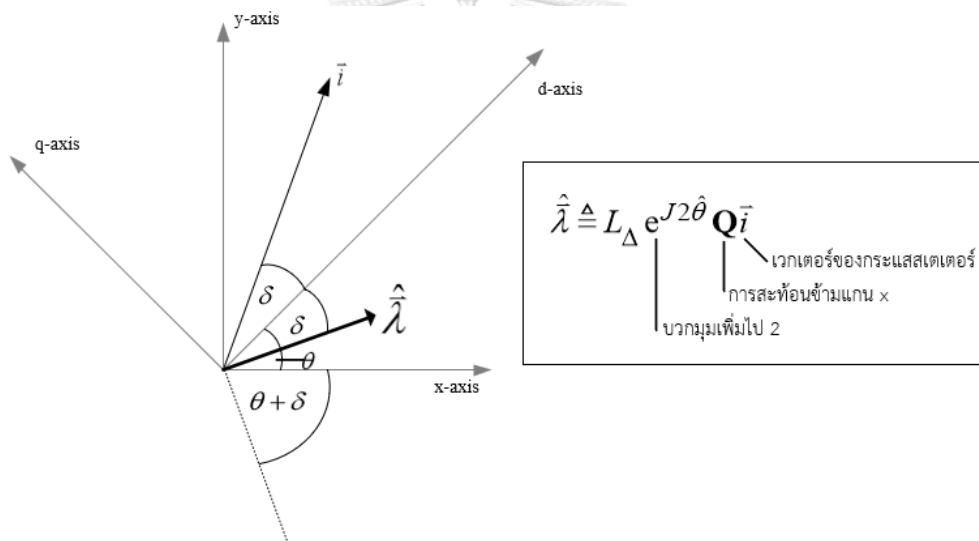
จากหลักการการทำงานของเวกเตอร์เฟสล็อก จะพบว่ามีข้อดีที่งานวิจัยในอดีตนิยมใช้อย่างแพร่หลาย คือ

1. ไม่จำเป็นต้องใช้ฟังก์ชัน \arctan ในการคำนวณตำแหน่งโรเตอร์ ซึ่งอาจหาค่าไม่ได้ในบางตำแหน่ง
2. ไม่ต้องคำนวณค่าความเร็วของปริมาณเวกเตอร์อ้างอิงโดยการหาอนุพันธ์ของตำแหน่งโรเตอร์อีก เพราะภายในวงรอบเฟสล็อกจะมีข้อมูลความเร็วโรเตอร์ที่เป็นสัญญาณขาออกของตัว

ควบคุมฟิวมาด้วยอยู่แล้วตามธรรมชาติ จึงช่วยลดปัญหาจากสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการหาอนุพันธ์ได้

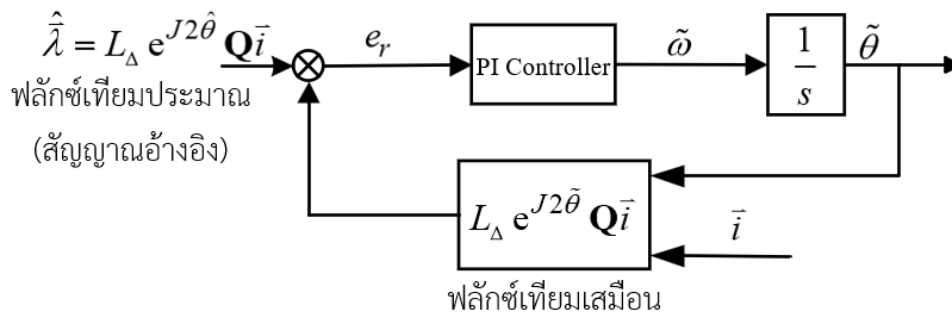
3.3.2 วิธีเฟสล็อกลูบเชิงเวกเตอร์แบบดัดแปลง

ในงานวิจัยนี้ก็เลือกใช้วิธีเฟสล็อกลูบเชิงเวกเตอร์ในการคำนวณตำแหน่ง และความเร็วของโรเตอร์ที่อยู่ภายในเวกเตอร์ฟลักซ์เทียมนี่ประมาณได้จากตัวสังเกตในหัวข้อ 3.2 เช่นเดียวกันกับหลายๆ งานวิจัยในอดีต แต่เมื่อพิจารณาเวกเตอร์ฟลักซ์เทียมนี่ประมาณ ($\hat{\lambda}$) ที่ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงเข้าของวงรอบเฟสล็อกอย่างละเอียด จะพบว่าตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เทียมนี่ประมาณขึ้นอยู่กัทั้งสองเท่าของตำแหน่งของโรเตอร์ และตำแหน่งของเวกเตอร์กระแสเดเตอร์ที่สะท้อนผ่านแกน x ตามสมการที่ (2.3) (ดูรูปที่ 3.2 ประกอบ)



รูปที่ 3.2 ตำแหน่งของเวกเตอร์ฟลักซ์เทียมนี่ประมาณ

ทำให้เราไม่สามารถใช้เฟสล็อกลูบแบบทั่วไปกับงานวิจัยนี้ได้ เพราะเฟสล็อกลูบแบบทั่วไปจะสร้างเวกเตอร์เสมือนจากตำแหน่งของโรเตอร์ประมาณเพียงอย่างเดียวแล้วป้อนกลับมาเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ทำให้เวกเตอร์เสมือนมีตำแหน่งที่ไม่ถูกต้อง ดังนั้นเพื่อให้วงรอบเฟสล็อกลูบประมาณตำแหน่งและความเร็วได้อย่างถูกต้อง จำเป็นต้องปรับเปลี่ยนวงรอบเฟสล็อกลูบในส่วนการสร้างเวกเตอร์เสมือน โดยนำข้อมูลเวกเตอร์ของกระแสเดเตอร์และเมตริกซ์การสะท้อนข้ามแกน x (Q) เข้าไปใช้เพิ่มเติมในส่วนการป้อนกลับของเฟสล็อกลูบ ทำให้ได้วงรอบเฟสล็อกลูบแบบปรับเปลี่ยนดังรูปที่ 3.3

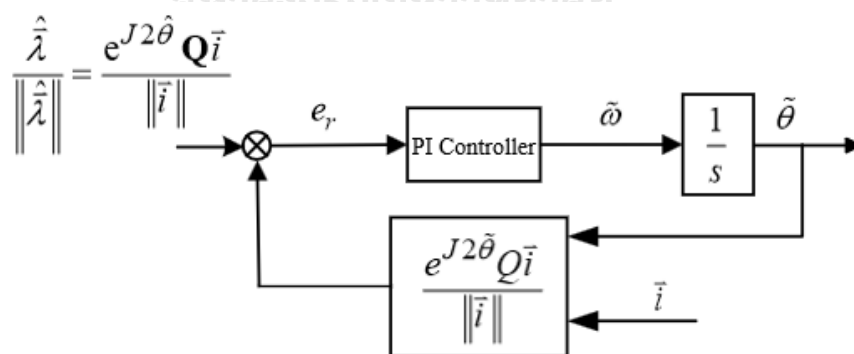


รูปที่ 3.3 วงจรเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์แบบปรับเปลี่ยนที่ใช้ในงานวิจัยนี้

ในทางปฏิบัติเราจะนำทั้งฟลักซ์เทียบที่ประมาณได้จากตัวสังเกตและเวกเตอร์ฟลักซ์เทียบเสมือน มาทำให้มีขนาดเป็นหนึ่งหน่วยตามสมการที่ (3.11)

$$\begin{aligned} \frac{\hat{\lambda}}{\|\hat{\lambda}\|} &= \frac{L_\Delta e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}_{\bar{i}}}{\|L_\Delta e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}_{\bar{i}}\|} \\ &= \frac{L_\Delta e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}_{\bar{i}}}{(L_\Delta) \|\bar{i}\|} \\ &= \frac{e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}_{\bar{i}}}{\|\bar{i}\|} \end{aligned} \tag{3.11}$$

ซึ่งจะทำให้อัตราขยายในเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์แบบปรับเปลี่ยนไม่ขึ้นกับขนาดของกระแสเดเตอร์สุดท้ายจึงได้เฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์แบบใหม่ที่จะนำไปใช้จริง ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.4



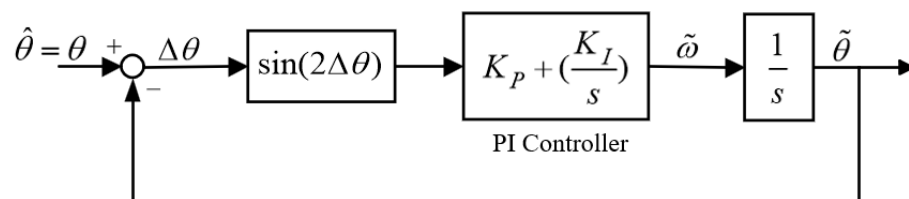
รูปที่ 3.4 วงจรเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์แบบใหม่ที่นำไปใช้ในการทดลอง

โดยที่ $e_r = \frac{e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}_{\bar{i}}}{\|\bar{i}\|} \times \frac{\hat{\lambda}}{\|\hat{\lambda}\|} = \frac{e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}_{\bar{i}}}{\|\bar{i}\|} \times \frac{e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}_{\bar{i}}}{\|\bar{i}\|} = \sin 2(\hat{\theta} - \tilde{\theta})$

หลังจากที่เราได้เฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์แบบใหม่เพื่อใช้ในการหาตำแหน่งโรเตอร์และความเร็วของมอเตอร์แล้ว ลำดับถัดไปจะกล่าวถึงการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์ที่นำเสนอเพื่อกำหนดสมรรถนะในการทำงานของระบบประมาณ

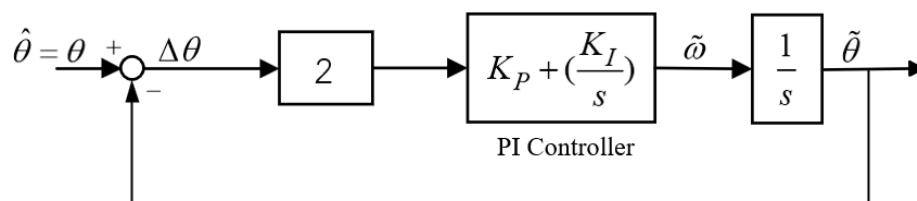
3.4 การออกแบบอัตราขยายพีไอโดยพิจารณาจากสมรรถนะการติดตามของกระบวนการเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์

สำหรับการออกแบบเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์แบบปรับเปลี่ยน จะพิจารณาให้ระบบควบคุมทำการเร่งหรือลดความเร็วโดยมีการจำกัดแรงบิดคำสั่งไว้ที่แรงบิดพิกัดของมอเตอร์ ซึ่งภายใต้เงื่อนไขนี้ความเร็วของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นแบบฟังก์ชันแรมป์ (Ramp) โดยสาเหตุที่ต้องวิเคราะห์สมรรถนะการติดตามในการประมาณตำแหน่งนั้นที่แรงบิดพิกัดของมอเตอร์ ก็เพราะเงื่อนไขนี้จะทำให้ค่าความผิดพลาดของการประมาณตำแหน่ง ($\Delta\theta$) มีค่ามากที่สุดที่เป็นไปได้ และเนื่องจากเรากำลังพิจารณาการติดตามค่าตำแหน่งโรเตอร์จริง ดังนั้นเราจึงต้องการให้ค่าความผิดพลาดของการประมาณที่มากที่สุดที่เป็นไปได้มีค่าน้อย ($\Delta\theta \ll 1$) ซึ่งทำให้สามารถประมาณเทอมค่าความผิดพลาดของการประมาณ ($\sin(2\Delta\theta)$) ให้เป็นเชิงเส้นได้ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ $2\Delta\theta$ โดยเราสามารถนำวงรอบเฟสล็อกในรูปที่ 3.1 มาเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมฟังก์ชันโอนย้ายได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของระบบประมาณในรูปที่ 3.1

และภายหลังจากทำให้เป็นเชิงเส้น บล็อกไดอะแกรมฟังก์ชันโอนย้ายจะมีลักษณะดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายที่ทำให้เป็นเชิงเส้นของระบบประมาณในรูปที่ 3.1

จากบล็อกไดอะแกรม ในรูปที่ 3.6 เราสามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่าง $\Delta\theta$ กับ θ ได้ ดังสมการที่ (3.12) โดยที่ $G(s)$ คือ ฟังก์ชันโอนย้ายป้อนไปหน้า (feedforward transfer function) ของวงรอบเฟสล็อกที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้น ตามสมการที่ (3.13)

$$\frac{\theta(s) - \tilde{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{1}{1 + G(s)} \quad (3.12)$$

$$G(s) = 2 \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{s} \right) \quad (3.13)$$

ซึ่งภายใต้เงื่อนไขที่ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นแบบฟังก์ชันแรम्พ์ (Ramp) จะทำให้ตำแหน่งของโรเตอร์มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงเชิงเวลาเป็นฟังก์ชันพาราโบลา (Parabolic) ดังสมการที่ (3.14)

$$\theta(s) = \frac{A}{s^3} \quad (3.14)$$

โดยที่ A คืออัตราเร่งสูงสุดที่แรงบิดพิกัด $= \frac{p \cdot \tau_{rated}}{2 \cdot J}$, p คือจำนวนขั้วของมอเตอร์, τ_{rated} คือแรงบิดพิกัด และ J คือโมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์

และเมื่อนำทฤษฎีบทค่าสุดท้ายมาใช้คำนวณหาค่าความผิดพลาดของการติดตามตำแหน่งที่สถานะอยู่ตัว (e_{ss}) จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดของการติดตามกับอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอได้ ดังสมการที่ (3.15)

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{t \rightarrow \infty} \theta(t) - \hat{\theta}(t) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot (\theta(s) - \hat{\theta}(s)) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{1 + G(s)} \cdot \theta(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{1 + 2 \cdot \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{s} \right)} \cdot \frac{A}{s^3} \\ &= \frac{A}{2K_I} \end{aligned} \quad (3.15)$$

จากความสัมพันธ์ที่ได้จะพบว่า ในทางกลับกันหากรับรู้ค่าความผิดพลาดที่ต้องการได้ ก็จะสามารถคำนวณหาอัตราขยายการอินทิเกรต (K_I) ของตัวควบคุมพีไอได้ด้วย ดังสมการที่ (3.16)

$$K_I = \frac{A}{2} \cdot \frac{1}{e_{ss}} \quad (3.16)$$

สำหรับมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์ที่ใช้ในการทดลองจริง มีจำนวนขั้ว 4 ขั้ว, แรงบิดพิกัด 3.5 N.m, มีค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของระบบฮาร์ดแวร์ในส่วนมอเตอร์และโหลดเท่ากับ 0.007459 kg.m² ดังนั้นค่าอัตราเร่งสูงสุดที่แรงบิดพิกัดจึงเท่ากับ 938.464 rad/s² เมื่อนำค่าอัตราเร่งสูงสุดที่แรงบิดพิกัดมาแทนค่าในสมการที่ (3.16) โดยเลือกให้ค่าความผิดพลาดตำแหน่งโรเตอร์ขณะเร่งลดความเร็วทางกลของมอเตอร์มีค่าเท่ากับ 5° (0.08726 rad) จึงทำให้ได้ค่าอัตราขยาย $K_I \approx 5477$

สำหรับการคำนวณหาค่าอัตราขยาย K_p ทำได้โดยเขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของเฟส ล็อกคู่ระหว่าง $\tilde{\theta}$ กับ θ ในรูปที่ 3.6 ตามที่แสดงในสมการที่ (3.18)

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{\theta}(s)}{\theta(s)} &= \frac{G(s)}{1+G(s)} \\ &= \left(\frac{s}{\omega_{PI}} + 1 \right) \cdot \left(\frac{2K_I}{s^2 + 2K_p s + 2K_I} \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

โดย $G(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายป้อนไปหน้าตามสมการที่ (3.14) และ ω_{PI} คือความถี่หักมุมของตัวควบคุมพีไอมีค่าเท่ากับ $\frac{K_I}{K_p}$

ซึ่งหากสมมติให้ ω_{PI} มีค่ามาก จะทำให้สมการที่ (3.17) คล้ายสมการอันดับที่ 2 ดังสมการที่ (3.18)

$$\frac{\tilde{\theta}(s)}{\theta(s)} \approx \left(\frac{2K_I}{s^2 + 2K_p s + 2K_I} \right) \quad (3.18)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.18) ไปเทียบกับฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดมาตรฐานของระบบอันดับที่สอง ($T(s)$) ดังสมการที่ (3.19)

$$T(s) = \left(\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \right) \quad (3.19)$$

$$K_p = \xi \sqrt{2K_I} \quad (3.20)$$

จะสามารถเทียบเคียงตัวแปรต่างๆได้ ดังนี้ $\omega_n^2 = 2K_I$ และ $\xi\omega_n = K_p$ ดังนั้นเมื่อเราเลือกค่า $\xi = 0.7$ ประกอบกับค่า K_I ที่คำนวณไว้ก่อนหน้านี้ จะทำให้เราสามารถคำนวณค่า K_p ได้จากสมการที่ (3.20) ซึ่งสำหรับงานวิจัยนี้ใช้ค่า K_p เท่ากับ 51.32

บทที่ 4

การวัดค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

ในการยืนยันแนวคิดที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ด้วยการจำลองและการทดลองควบคุมระบบจริง จำเป็นจะต้องทราบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์ที่ใช้งานเสียก่อน เพราะระบบควบคุมและระบบประมาณตำแหน่งต่างก็จำเป็นต้องใช้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ทั้งสิ้น ดังนั้นในบทนี้จึงขอเสนอวิธีการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นซึ่งประกอบด้วย การทดสอบหาค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์ และการทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์บนแกน d และแกน q

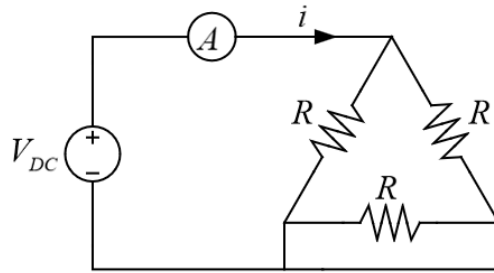
ก่อนที่จะเริ่มกล่าวถึงวิธีการทดสอบ จะขอแสดงข้อมูลและพิกัดของมอเตอร์ที่ใช้ก่อนเป็นลำดับแรก โดยงานวิจัยนี้ทำการทดสอบกับมอเตอร์ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์รุ่น SIMOTICS ซึ่งมีพิกัดดังตารางที่ 4.1 เนื่องจากมอเตอร์นี้ถูกออกแบบมาให้ใช้งานในย่านกระแสที่มีขนาดไม่สูงนัก ซึ่งส่งผลต่อความแม่นยำในการอ่านค่ากระแสของเซนเซอร์วัดกระแส ดังนั้นจึงเลือกการเชื่อมต่อขดลวดเป็นแบบเดลต้า เพราะให้กระแสที่มีขนาดสูงกว่าการต่อแบบวาย ส่งผลให้ฮาร์ดแวร์ส่วนที่ใช้ตรวจจับกระแสมีความแม่นยำที่สูงขึ้น

ตารางที่ 4.1 ค่าพิกัดของมอเตอร์

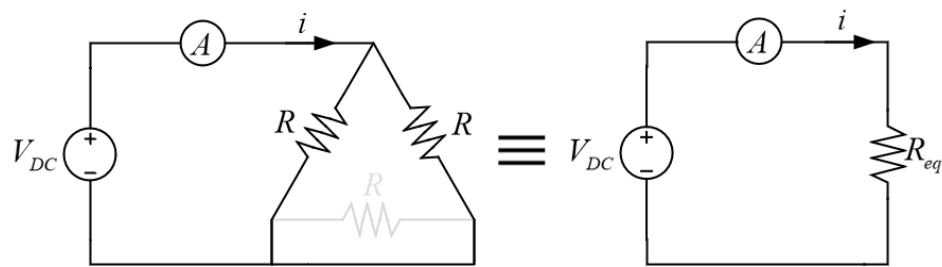
U [V]	Δ/Y	f [Hz]	P [kW]	I [A]	n [rpm]	Poles	Torque [Nm]
220	Δ	50	0.55	2.75	1500	4	3.5
380	Y	50	0.55	1.59	1500	4	3.5

4.1 การทดสอบหาค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์

การทดสอบเพื่อหาค่าความต้านทานนั้นสามารถทำได้โดยการเชื่อมต่อขดลวดของมอเตอร์เป็นแบบเดลต้าเพื่อให้สอดคล้องกับการเชื่อมต่อของมอเตอร์ขณะทำการควบคุมจริง ซึ่งจะทำให้วงจรของขดลวดสเตเตอร์เป็นไปตามรูปที่ 4.1 (ก) โดยในขณะที่ทดสอบตัวต้านทานที่ถูกลัดวงจรจะไม่ถูกนำมาคำนวณ ทำให้เขียนวงจรทดสอบเป็นวงจรสมมูลได้ตามรูปที่ 4.1 (ข) จากนั้นทำการจ่ายแรงดันไฟตรงให้กับวงจรทดสอบที่ค่าแรงดันไฟตรงค่าต่างๆ แล้ววัดค่ากระแสในวงจรที่ไหลออกจากแหล่งจ่าย



(ก) วงจรที่ใช้ทดสอบ



(ข) วงจรสมมูล

รูปที่ 4.1 วงจรที่ใช้ทดสอบหาค่าความต้านทานมอเตอร์

หลังจากที่มีข้อมูลของกระแสในวงจรที่วัดได้กับแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้วงจรแล้ว ก็สามารถนำมาคำนวณหาค่าความต้านทานสมมูล (R_{eq}) ได้ตามสมการที่ (4.1)

$$V_{DC} = iR_{eq} \quad (4.1)$$

และเมื่อคำนวณหาค่าความต้านทานสมมูลได้แล้ว ก็สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานขดลวดต่อเฟส (R) ได้จากความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานสมมูลกับความต้านทานต่อเฟส ตามสมการที่ (4.2)

$$R = 2R_{eq} \quad (4.2)$$

ผลการทดสอบโดยจ่ายแรงดันไฟตรงที่ค่าต่างๆในงานวิจัยนี้แสดงไว้ในตารางที่ 4.2 ซึ่งจากการทดสอบพบว่าค่าความต้านทานขดลวดต่อเฟสของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่ใช้มีขนาด 9.682 โอห์ม

ตารางที่ 4.2 ผลการทดสอบหาค่าความต้านทาน

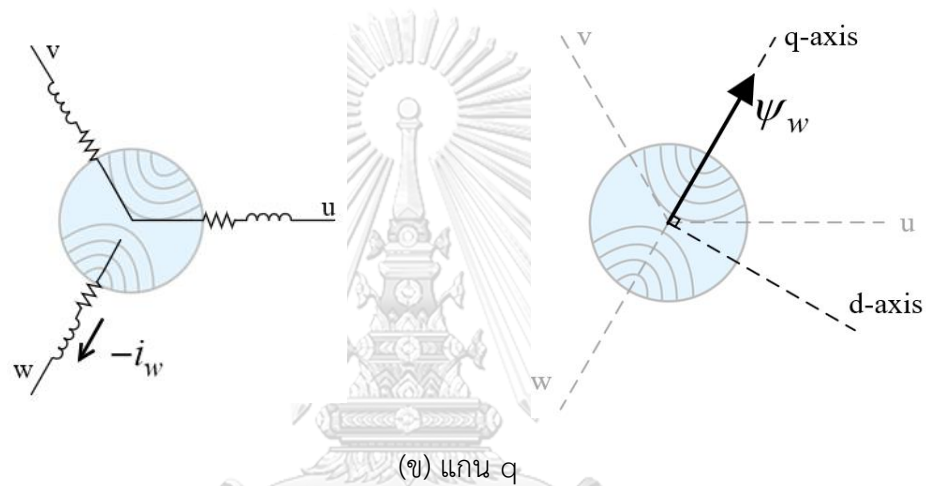
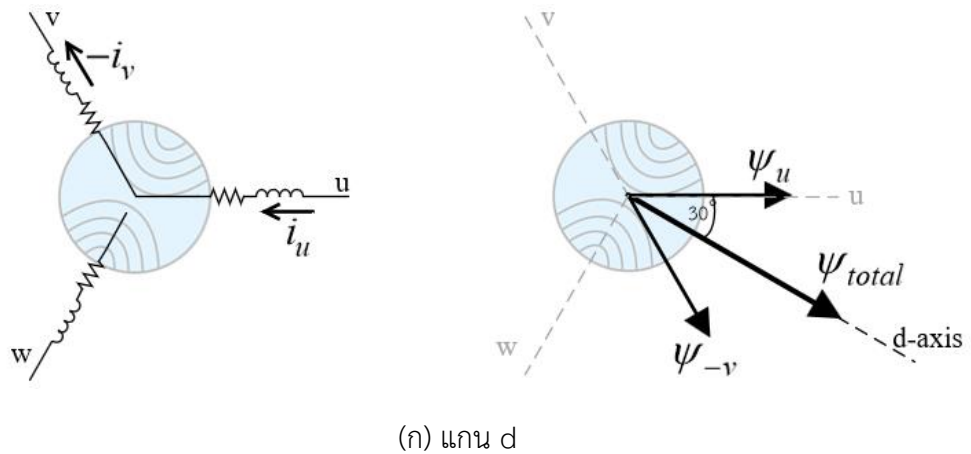
V_{DC} [V]	i [mA]	R_{eq} [Ohm]	R [Ohm]
7.563	1557.3	4.856	9.713
6.862	1414.5	4.851	9.702
5.732	1183.1	4.845	9.690
4.931	1018.0	4.844	9.688
4.383	905.3	4.841	9.683
3.744	773.6	4.840	9.680
3.029	625.6	4.842	9.683
2.510	519.2	4.834	9.669
1.518	314.2	4.831	9.661
1.001	207.4	4.829	9.657
ความต้านทานเฉลี่ย			9.682

4.2 การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์

สำหรับค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ซึ่งโครนีสรีล็กแทนซ์ที่ต้องทดสอบประกอบด้วย ค่าความเหนี่ยวนำแกน d (L_d) และค่าความเหนี่ยวนำแกน q (L_q) ซึ่งมอเตอร์จริงที่ใช้ไม่สามารถป้อนแรงดันให้กับวงจรแกน d และวงจรแกน q ได้โดยตรง แต่สามารถป้อนแรงดันให้ขดลวดของมอเตอร์เฟส u v และ w ได้เท่านั้น ดังนั้นการทดสอบจึงต้องเริ่มต้นจากการหาวิธีสร้างกระแสให้กับวงจรแกน d และแกน q ผ่านการป้อนแรงดันเฟส u, v, w ให้ได้เสียก่อน ซึ่งทำได้โดยอาศัยเทคนิคการตรึงโรเตอร์ดังนี้

4.2.1 การตรึงโรเตอร์สำหรับทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำบนแกน d และแกน q

เมื่อพิจารณาจากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้กับขดลวดสเตเตอร์ กับสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นภายในช่องอากาศ ตามรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้ขดลวดของมอเตอร์

กับสเปซเวกเตอร์บนแกน d และแกน q

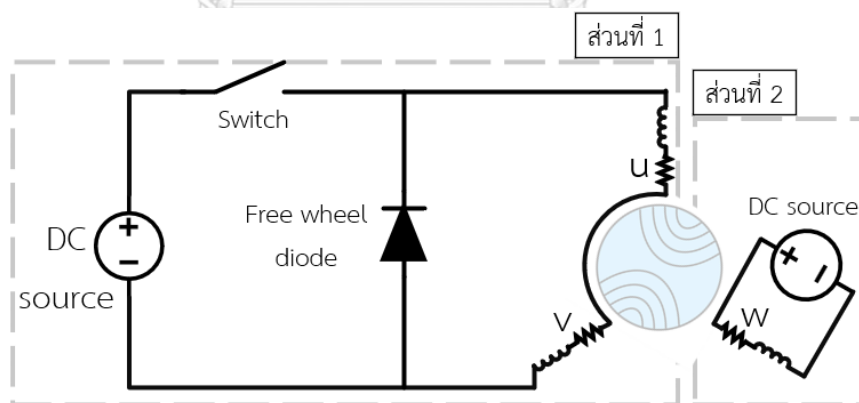
จะพบว่าการป้อนให้กระแสไหลเข้าที่ขดลวดเฟส u จะทำให้เกิดสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเฟส u (Ψ_u) ขึ้น (มุม 0 องศา) และเมื่อกระแสไหลออกที่ขดลวดเฟส v ก็จะทำให้เกิดสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเฟส v (Ψ_v) ขึ้นด้วย แต่จะเกิดในทิศ-v (มุม -60 องศา) ดังนั้นสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กทั้งหมดภายในช่องอากาศ (Ψ_{total}) ซึ่งเกิดจากสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเฟส u และ v วางตัวอยู่ในแนว -30 องศา ตามรูปที่ 4.2 (ก) โดยปรากฏการณ์นี้จะส่งผลให้โรเตอร์ถูกฟลักซ์แม่เหล็กดึงดูดให้วางตัวที่ตำแหน่ง -30 องศาด้วย ซึ่งจากคุณสมบัติของแกน d ที่มีแนวตรงกับตำแหน่งของโรเตอร์ ดังนั้นการตั้งโรเตอร์ไว้ที่มุม -30 องศา แล้วป้อนกระแสให้ไหลเข้าที่ขดลวดเฟส u แล้วไหลออกที่ขดลวดเฟส v จึงทำให้เราสามารถกระตุ้นวงจรบนแกน d ได้

เมื่อพิจารณาขดลวดเฟส w (ในขณะที่ยังตรึงโรเตอร์ไว้ที่มุม -30 องศา) พบว่าหากป้อนกระแสในทิศไหลออกจากขดลวดเฟส w จะทำให้เกิดสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเฟส w ในทิศ $-w$ ซึ่งตรงกับแนวแกน q พอดี จากจุดนี้ทำให้การป้อนกระแสที่ขดลวดเฟส w ขณะตรึงโรเตอร์ไว้ที่มุม -30 องศา จึงเสมือนเป็นการกระตุ้นวงจรแกน q ด้วย ตามรูปที่ 4.2 (ข)

หลังจากที่เราทราบแนวทางการกระตุ้นวงจรแกน d และแกน q ผ่านการจ่ายกระแสไปที่ขดลวดเฟส u v w แล้ว ลำดับถัดไปจะกล่าวถึงวิธีการทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ ซึ่งโครนส์รีลักแตนซ์จากแนวคิดของงานวิจัย [13,14] โดยมองว่าขดลวดของมอเตอร์ประกอบด้วยตัวต้านทาน และตัวเหนี่ยวนำ เสมือนเป็นวงจรอนุพันธ์อันดับที่หนึ่ง ทำให้การป้อนสัญญาณไฟตรงให้กับวงจรแกน d และ q จนวงจรเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว แล้วตัดแหล่งจ่ายไฟตรงออก จะสามารถคำนวณหาค่าฟลักซ์แม่เหล็ก และค่าความเหนี่ยวนำจากช่วงที่กระแสกำลังสลายตัวได้ โดยจะกล่าวถึงการทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน d ก่อนเป็นลำดับแรก

4.2.2 การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน d (L_d)

ตามที่งานวิจัย [13,14] ได้นำเสนอแนวคิดสำหรับทดสอบค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ด้วยวิธีการป้อนไฟตรง ซึ่งขณะทดสอบโรเตอร์จะถูกตรึงที่ตำแหน่ง -30 องศา จากนั้นจะใช้วงจรตามรูปที่ 4.3 เพื่อทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน d



รูปที่ 4.3 วงจรสำหรับทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน d

การทดสอบจะเริ่มจากการป้อนแรงดันไฟตรงให้กับมอเตอร์ในวงจรส่วนที่ 1 ในขณะที่สวิตช์อยู่ในสถานะเปิด โดยปรับแรงดันไฟตรงจนได้กระแสแกน d ที่ค่าพิกัด (รายละเอียดความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณบนแกน d และแกน q กับปริมาณที่ใช้ขณะทดสอบจะแสดงไว้ในภาคผนวก ข) หลังจากวงจรอยู่ในสภาวะอยู่ตัวแล้ว จึงทำการปิดสวิตช์เพื่อตัดแหล่งจ่ายไฟตรงออก ซึ่งกระแสในวงจรส่วนที่ 1 นี้

จะไม่หายไปในพื้นที่ทันใดเนื่องจากผลของตัวเหนี่ยวนำในขดลวดเฟส u และ v แต่จะค่อยๆสลายตัวผ่านไดโอด ดัง

ซึ่งเราสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมไดโอด แรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน และแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำได้ตามกฎของเคอร์ชอฟฟ์ ดังสมการที่ 4.3

$$\frac{d\psi_d}{dt} = V_d - Ri_d \quad (4.3)$$

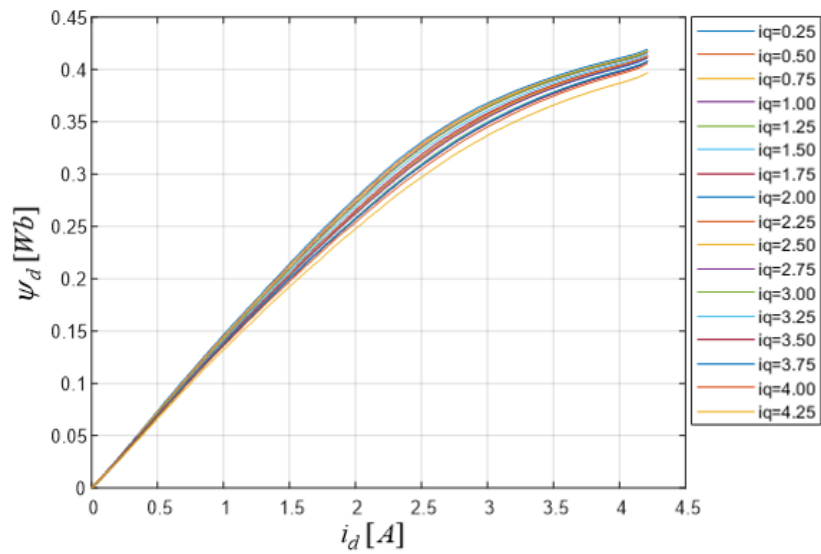
จากสมการแรงดันข้างต้นสามารถนำมาคำนวณหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กแกน d ได้ดังสมการที่ (4.4)

$$\psi_d = \int (V_d - Ri_d) dt \quad (4.4)$$

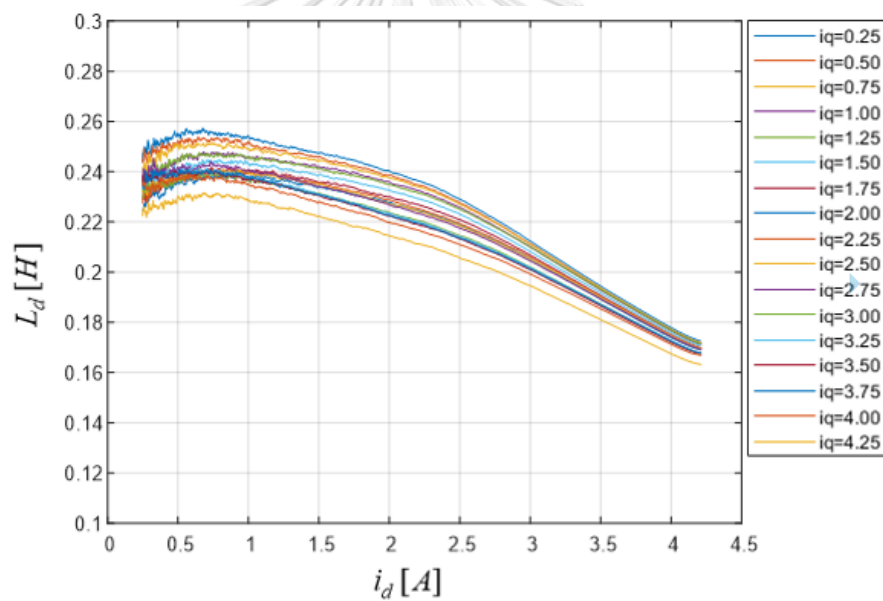
ซึ่งหากมองว่ากระแสคงที่ในช่วงเวลาสั้นๆ ก็จะสามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำ ที่กระแสแกน d ค่าต่างๆได้ จากสมการที่ (4.5)

$$L_d = \frac{\psi_d}{i_d} \quad (4.5)$$

ในความเป็นจริงค่าความเหนี่ยวนำแกน d เป็นค่าพารามิเตอร์ที่ขึ้นกับทั้งค่ากระแสบนแกน d โดยตรง และยังขึ้นกับค่ากระแสบนแกน q ด้วย ดังนั้นเพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ใกล้เคียงกับความเป็นจริง จึงต้องทำการทดสอบโดยใช้ค่ากระแสบนแกน q ที่แตกต่างกันด้วย โดยที่การป้อนแรงดันให้กับวงจรแกน q ทำได้โดยป้อนแรงดันผ่านวงจรขดลวดเฟส w ดังรูปที่ 4.3 ในส่วนที่ 2 เพื่อปรับค่ากระแสบนแกน q ให้มีค่าแตกต่างกัน ผลการทดสอบค่าความเหนี่ยวนำแกน d สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ แสดงดังรูปที่ 4.4



(ก) ฟลักซ์แกน d กับกระแสแกน d ที่กระแสแกน q ค่าต่างๆ



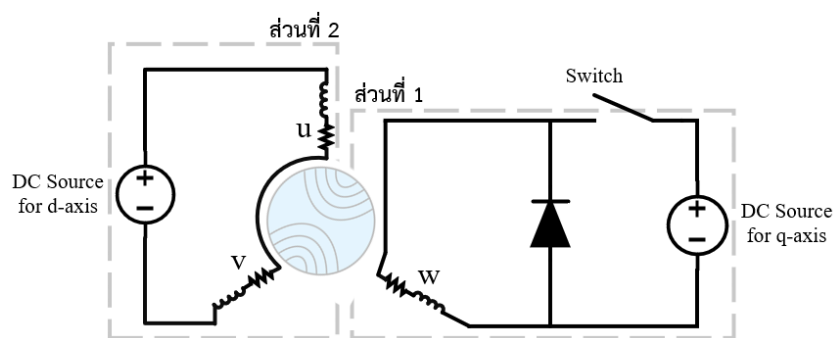
(ข) ค่าความเหนี่ยวนำแกน d กับกระแสแกน d ที่กระแสแกน q ค่าต่างๆ

รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบค่าฟลักซ์แกน d และค่าความเหนี่ยวนำแกน d

ลำดับถัดไปจะกล่าวถึงการทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน q ซึ่งมีวิธีทดสอบเช่นเดียวกับกรณีการทดสอบในแกน d แต่จะต่างกันที่ลักษณะของวงจรที่ใช้ทดสอบ ดังนี้

4.2.3 การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน q (L_q)

การทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน q ทำได้โดยสลับวงจรทดสอบหลักวงจรขดลวดเฟส u และ v มาไว้ที่วงจรถดลวดเฟส w แทน ตามภาพที่ 4.5 ในส่วนที่ 1 เพื่อป้อนแรงดันไฟตรงให้กับมอเตอร์ขณะเปิดสวิตช์จนกระทั่งได้กระแสแกน q ที่ค่าพิกัด (รายละเอียดความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณบนแกน d และแกน q กับปริมาณที่ใช้ทดสอบจะแสดงไว้ในภาคผนวก ข)



รูปที่ 4.5 วงจรสำหรับทดสอบหาค่าความเหนี่ยวนำแกน q

จากนั้นเมื่อทำการปิดสวิตช์เพื่อตัดแหล่งจ่ายไฟตรงออก จะทำให้กระแสไฟในวงจรถดลวดมอเตอร์ค่อยๆ สลายตัว ผ่านไดโอดเช่นเดียวกันกับตอนทดสอบบนแกน d โดยความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกระแส และฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.6)

$$\frac{d\psi_q}{dt} = V_q - Ri_q \quad (4.6)$$

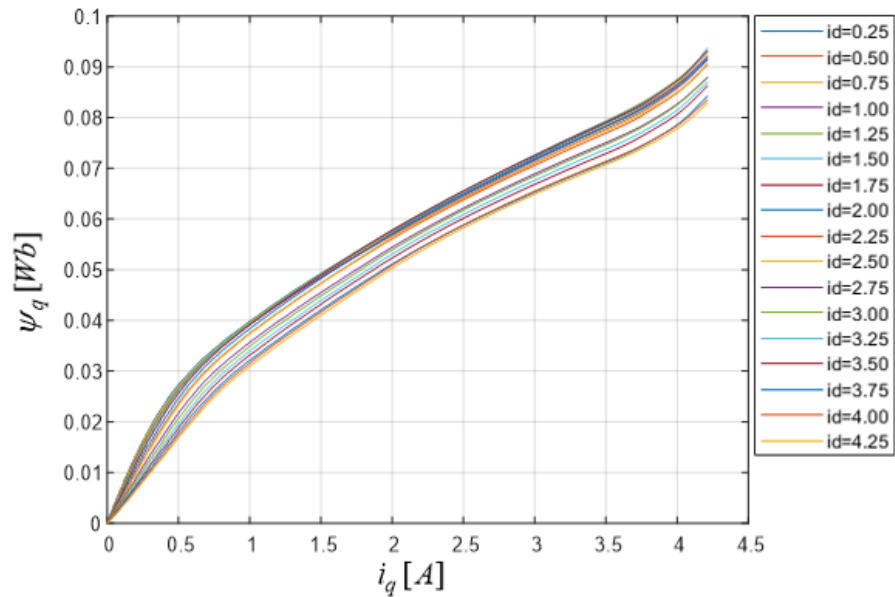
เมื่อเราวัดแรงดันตกคร่อมไดโอด ประกอบกับค่ากระแสที่กำลังสลายตัวได้ ก็จะสามารถคำนวณหาฟลักซ์แม่เหล็กแกน q ได้ดังสมการที่ (4.7) และยังสามารถคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่กระแสแกน q ค่าต่างๆได้ตามสมการที่ (4.8)

$$\psi_q = \int (V_q - Ri_q) dt \quad (4.7)$$

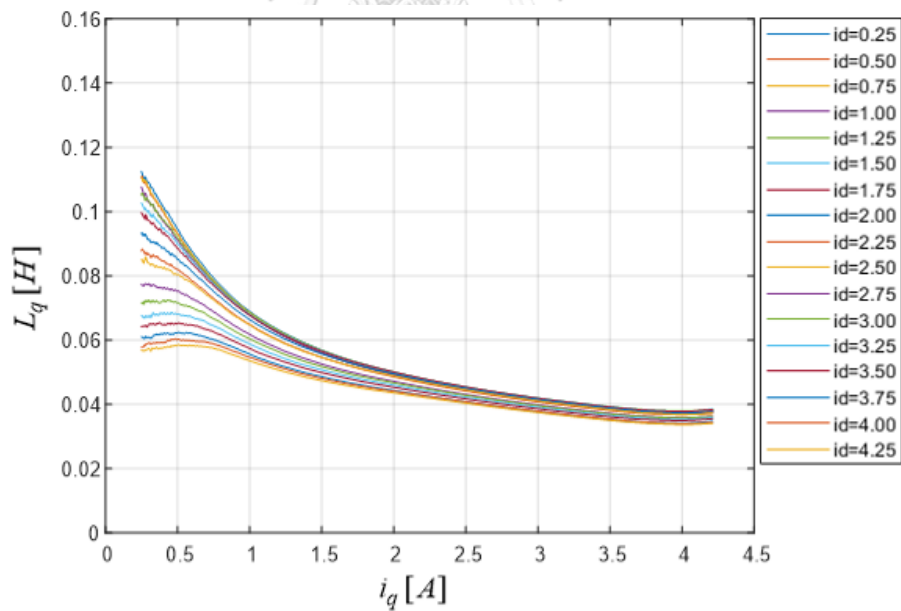
$$L_q = \frac{\psi_q}{i_q} \quad (4.8)$$

ในความเป็นจริงแล้วค่าความเหนี่ยวนำแกน q ก็ขึ้นกับทั้งค่ากระแสบนแกน q โดยตรง และก็ยังขึ้นกับค่ากระแสบนแกน d ด้วย เช่นเดียวกันกับกรณีตอนทดสอบบนแกน d ดังนั้นเพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ใกล้เคียงกับความเป็นจริง จึงต้องทำการทดสอบโดยใช้กระแสบนแกน d ที่แตกต่างกัน

สำหรับปรับกระแสแกน d ก็ทำได้โดยปรับแรงดันที่ป้อนให้กับวงจรในส่วนที่ 2 โดยผลการทดสอบค่าความเหนี่ยวนำแกน ψ_q สำหรับมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ แสดงไว้ดังรูปที่ 4.6



(ก) ฟลักซ์แกน q กับกระแสแกน q ที่กระแสแกน d ค่าต่างๆ



(ข) ค่าความเหนี่ยวนำแกน q กับกระแสแกน q ที่กระแสแกน d ค่าต่างๆ

รูปที่ 4.6 ผลการทดสอบค่าฟลักซ์แกน q และค่าความเหนี่ยวนำแกน q

บทที่ 5

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไร้เซนเซอร์ตรวจวัดตำแหน่ง

ในบทนี้จะกล่าวถึงระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยไร้เซนเซอร์ตรวจวัดตำแหน่งในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ โดยลำดับแรกจะกล่าวถึงระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ก่อน จากนั้นจะกล่าวถึงวงรอบควบคุมความเร็วที่ใช้ พร้อมทั้งนำเสนอแนวทางการออกแบบอัลตราซายของวงรอบต่างๆ ภายในระบบควบคุม

5.1 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control)

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์มีหน้าที่ควบคุมกระแสจริงให้มีค่าตรงตามกระแสคำสั่งโดยการคำนวณแรงดันคำสั่งป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันเพื่อสร้างแรงดันป้อนให้กับมอเตอร์ต่อไป ซึ่งการคำนวณค่าแรงดันคำสั่งที่จะป้อนให้กับมอเตอร์ต้องอาศัยแบบจำลองทางพลวัตของ SynRM บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ ดังสมการที่ (5.1)

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \underbrace{\omega L_q i_q}_{\text{cross coupling emf}} \quad (5.1)$$

$$v_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \underbrace{\omega L_d i_d}_{\text{cross coupling emf}} \quad (5.2)$$

ภายในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ มีองค์ประกอบ 2 ส่วน คือ ระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม (decoupling control) และวงรอบควบคุมกระแสแกน d-q (current control) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

5.1.1 ระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม (decoupling control)

จากสมการพลวัต (5.1)-(5.2) จะเห็นว่ามีเทอมแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเชื่อมร่วม (cross coupling emf) ทั้งแกน d และแกน q ทำให้การควบคุมกระแสบนแกน d และแกน q ไม่เป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นในการคำนวณแรงดันคำสั่งเพื่อป้อนให้กับมอเตอร์จึงต้องใช้สมการที่มีการชดเชยเทอมแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเชื่อมร่วม ดังสมการที่ (5.3)-(5.4)

$$v_d^* = Ri_d^* - \underbrace{\omega L_q i_q}_{\text{cross coupling emf}} \quad (5.3)$$

$$v_q^* = Ri_q^* + \underbrace{\omega L_d i_d}_{\text{cross coupling emf}} \quad (5.4)$$

เมื่อป้อนแรงดันตามสมการที่ (5.3)-(5.4) ให้กับมอเตอร์ จะได้ผลตอบสนองของกระแสแกน d และแกน q ซึ่งมีลักษณะเป็นผลตอบสนองอันดับหนึ่ง (first order response) ที่มีค่าคงตัวเวลาสำหรับกระแสแกน d และแกน q เท่ากับ τ_d, τ_q ตามลำดับ ดังสมการที่ (5.5)-(5.6)

$$\left. \begin{aligned} Ri_d^* &= Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d \\ \tau_d &= \frac{L_d}{R} \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

$$\left. \begin{aligned} Ri_q^* &= Ri_q + L_q \frac{d}{dt} i_q \\ \tau_q &= \frac{L_q}{R} \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

จากผลตอบสนองที่ได้ จะเห็นว่าเราสามารถควบคุมกระแสแกน d และแกน q ได้โดยเป็นอิสระต่อกัน ผ่านการป้อนแรงดันป้อนหน้า Ri_d^*, Ri_q^*

ในความเป็นจริงเราจะพบความไม่เป็นอุดมคติ รวมไปถึงความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในระบบควบคุม ซึ่งจะส่งผลให้กระแสจริงคลาดเคลื่อนไปจากที่คำนวณไว้ ดังนั้นเพื่อลดทอนผลดังกล่าวจึงได้นำวงรอบควบคุมกระแสแกน d และแกน q (current control) มาใช้ร่วมกับระบบควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมด้วย

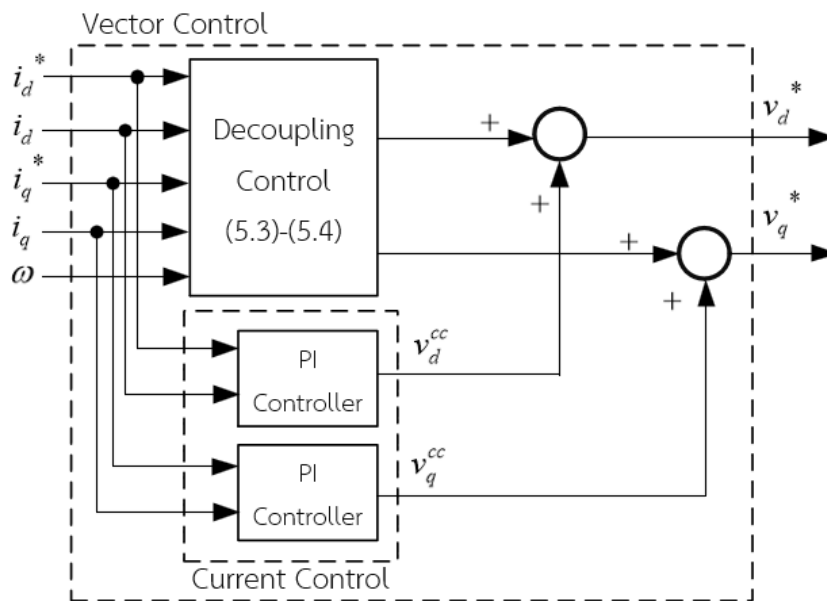
5.1.2 วงรอบควบคุมกระแสแกน d-q (current control)

เมื่อกระแสจริงมีความผิดพลาดไปจากกระแสคำสั่ง วงรอบควบคุมกระแสจะเป็นส่วนที่ช่วยควบคุมให้กระแสจริงมีค่าตรงตามกระแสคำสั่งได้ โดยอาศัยตัวควบคุมแบบพีไอ (PI controller) เพื่อสร้างแรงดันของวงรอบควบคุมกระแส (v_d^{cc}, v_q^{cc}) ไปชดเชยความผิดพลาดที่เกิดขึ้นร่วมกับแรงดันจากระบบควบคุมแยกการเชื่อมร่วม ดังสมการที่ (5.7)-(5.8)

$$v_d^* = \underbrace{Ri_d^* - \omega L_q i_q}_{\text{voltage from decoupling control}} + v_d^{cc} \quad (5.7)$$

$$v_q^* = \underbrace{Ri_q^* + \omega L_d i_d}_{\text{voltage from decoupling control}} + v_q^{cc} \quad (5.8)$$

สำหรับโครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์ที่ใช้จะถูกแสดงไว้ใน



รูปที่ 5.1 โครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์

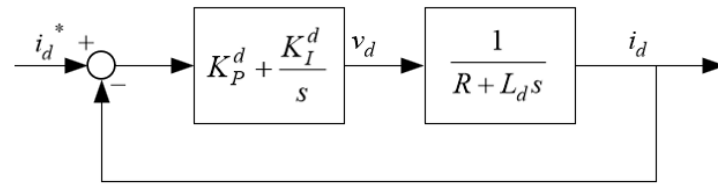
หลังจากทำการทดสอบค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญแล้ว ประเด็นถัดไปที่จะกล่าวในบทนี้คือ การออกแบบค่าอัตราขยายของวงรอบต่างๆ ภายในระบบควบคุม โดยระบบควบคุมที่ใช้เป็นระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ ซึ่งภายในระบบควบคุมประกอบด้วยวงรอบควบคุมความเร็ว และวงรอบควบคุมกระแสแกน d และแกน q ซึ่งต่างก็มีค่าอัตราขยายสำหรับใช้ในวงรอบนั้นๆ ดังนั้นสาระสำคัญในบทนี้จะขอแนะนำวิธีการออกแบบอัตราขยายอย่างง่าย โดยจะเริ่มจากการออกแบบวงรอบควบคุมกระแสก่อนเป็นลำดับแรก

5.2 การออกแบบวงรอบควบคุมกระแส (current control loop)

งานวิจัยนี้ใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์บนกรอบอ้างอิงหมุน (d-q axes) ซึ่งประกอบด้วยตัวควบคุมแยกการเชื่อมร่วม (decoupling control) และตัวควบคุมกระแส ซึ่งในหัวข้อนี้จะนำเสนอวิธีการออกแบบอัตราขยายของตัวควบคุมกระแส โดยจะกล่าวถึงการออกแบบวงรอบควบคุมกระแสแกน d ก่อน แล้วจะกล่าวถึงวงรอบควบคุมกระแสแกน q เป็นลำดับถัดไป

5.2.1 การออกแบบวงรอบควบคุมกระแสแกน d

วงรอบควบคุมกระแสแกน d สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมกระแส

โดยที่สามารถเขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด ($G_d(s)$) ของวงรอบควบคุม ในรูปที่ 5.2 ได้ตามสมการที่ (5.1) ซึ่งในการออกแบบจะเลือกใช้ค่า R เท่ากับ 3.2273 โอห์ม และใช้ค่า L_d เท่ากับ 0.2125 H

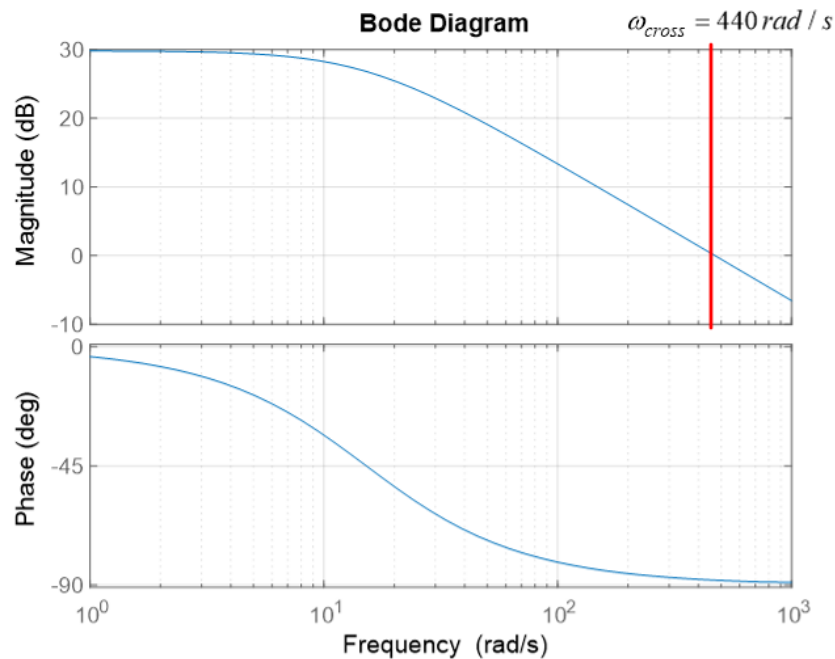
$$G_d(s) = \left(K_p^d + \frac{K_I^d}{s}\right) \cdot \frac{1}{(L_d s + R)} \quad (5.9)$$

โดยที่การออกแบบค่าอัตราขยาย K_p^d และ K_I^d อย่างง่าย สามารถทำได้โดยเริ่มจากการกำหนดให้ค่า K_I^d เท่ากับ 0 ก่อน ซึ่งจะทำให้เขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของวงรอบควบคุมกระแสได้ใหม่ ($G_d'(s)$) ดังสมการที่ (5.2)

$$G_d'(s) = \frac{K_p^d}{(L_d s + R)} \quad (5.10)$$

$$T_R \approx \frac{2.2}{\omega_{cross}} \quad (5.11)$$

จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันโอนย้ายมีลักษณะเป็นสมการอันดับที่หนึ่ง ซึ่งสามารถคำนวณระยะเวลาขาขึ้น (Rise time: T_R) โดยประมาณได้จากสมการที่ (5.3) โดยเลือกกำหนดให้ระยะเวลาขาขึ้นเท่ากับ 5 ms. ดังนั้นสามารถคำนวณความถี่ตัดผ่าน (ω_{cross}) ได้ประมาณ 440 rad/s เมื่อนำ $G_d'(s)$ ไปวาดแผนภาพโบเด แล้วเลือกค่า K_p^d ที่ทำให้ได้ความถี่ตัดผ่าน 440 rad/s ตามที่คำนวณไว้ จะพบว่าต้องใช้ค่า K_p^d เท่ากับ 100 ดังรูปที่ 5.3



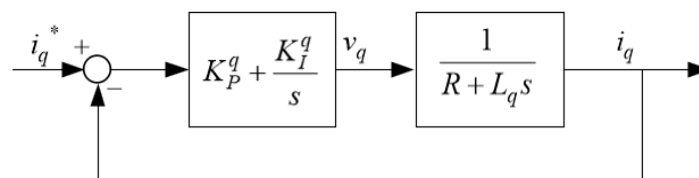
รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมกระแสแกน d

ส่วนการคำนวณค่า K_I^d ทำได้โดยเริ่มจากการเลือกให้ค่าความถี่หักมุมของตัวควบคุม (ω_{PI}^d) มีค่าต่ำกว่าความถี่ตัดผ่านของระบบอย่างน้อย 10 เท่า โดยเลือก ω_{PI}^d เท่ากับ 22 rad/s ดังนั้นจึงคำนวณหา ค่า K_I^d จากสมการที่ (5.4) ได้เท่ากับ 2200

$$\omega_{PI}^d \approx \frac{K_I^d}{K_p^d} \quad (5.12)$$

5.2.2 การออกแบบวงรอบควบคุมกระแสแกน q

สำหรับการออกแบบอัตราขยายวงรอบควบคุมกระแสแกน q สามารถทำได้เช่นเดียวกับการออกแบบวงรอบควบคุมกระแสแกน d โดยที่บล็อกไดอะแกรมของวงรอบควบคุมกระแสแกน q แสดงได้ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมกระแสแกน q

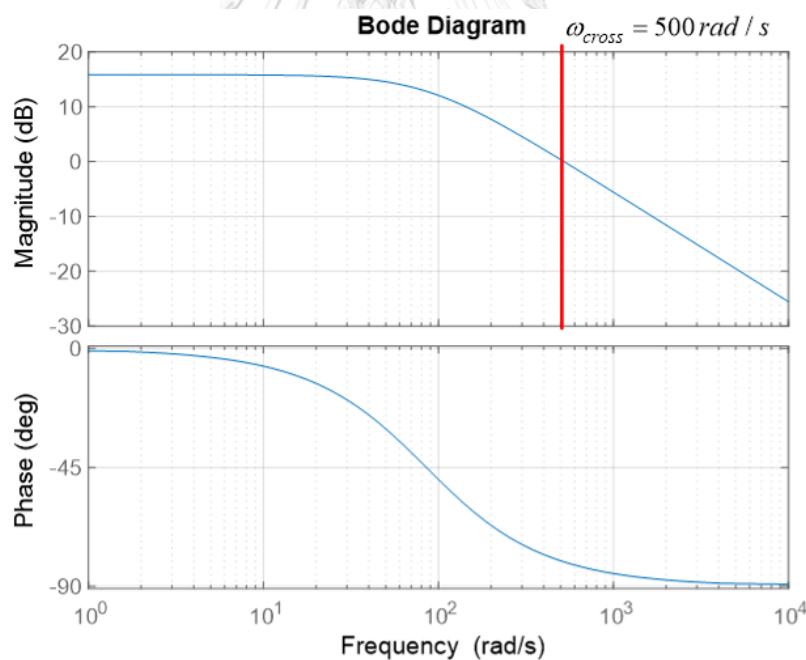
ซึ่งมีฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของวงรอบควบคุม ตามสมการที่ (5.5) โดยในการออกแบบจะใช้ค่า R เท่ากับ 3.2273 โอห์ม และ เท่ากับ 0.03786 H

$$G_q(s) = \left(K_p^q + \frac{K_I^q}{s}\right) \cdot \frac{1}{(L_q s + R)} \quad (5.13)$$

การคำนวณค่า K_p^q ทำได้โดยกำหนดให้ค่า K_I^q เท่ากับ 0 ก่อน ซึ่งจะทำให้เขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของวงรอบควบคุมกระแสแกน q ได้ใหม่ ดังสมการที่ (5.6)

$$G_q'(s) = \frac{K_p^q}{(L_q s + R)} \quad (5.14)$$

จากนั้นเลือกระยะเวลาขาขึ้นเท่ากับ 5 ms เพื่อคำนวณหาค่าความถี่ตัดผ่านจากสมการที่ (5.3) เมื่อแทนค่าระยะเวลาขาขึ้นลงไป จะคำนวณหาค่าความถี่ตัดผ่านได้ประมาณ 500 rad/s เมื่อนำ $G'(s)$ ไปวาดแผนภาพโบเด จะพบว่าต้องใช้ค่า K_p^q เท่ากับ 20 เพื่อให้ความถี่ตัดผ่านได้อยู่ที่ 500 rad/s ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมกระแสแกน q

ส่วนการคำนวณค่า K_I^q จะเลือกให้ค่าความถี่หักมุมของตัวควบคุม (ω_{PI}^d) ให้มีค่าต่ำกว่าความถี่ตัดผ่านของระบบอย่างน้อย 10 เท่า โดยเลือก ω_{PI}^d เท่ากับ 22 rad/s ดังนั้นจึงคำนวณหาค่า K_I^q จากสมการที่ (5.7) ได้เท่ากับ 440

$$\omega_{PI}^q \approx \frac{K_I^q}{K_P^q} \quad (5.15)$$

5.3 ระบบควบคุมความเร็ว (speed control)

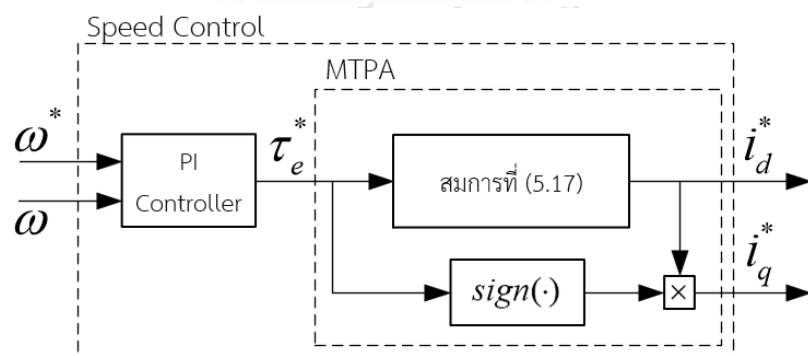
ระบบควบคุมความเร็วทำหน้าที่ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้มีค่าตรงตามความเร็วคำสั่งโดยอาศัยตัวควบคุมแบบพีไอในการสั่งแรงบิดคำสั่งเพื่อปรับความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งแรงบิดจะถูกควบคุมผ่านกระแสแกน d-q ในงานวิจัยนี้เลือกใช้วิธีควบคุมแบบแรงบิดต่อกระแสสูงสุด (maximum torque per amp: MTPA) ซึ่งสำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์เงื่อนไขในการควบคุมแบบ MTPA คือ การควบคุมให้ $i_d = |i_q|$ ดังนั้นการคำนวณกระแสคำสั่งจากแรงบิดที่สั่งจากตัวควบคุมพีไอจึงเป็นไปตามสมการที่ (5.16)-(5.18) โดยกำหนดให้ทิศของแรงบิดแสดงไว้ที่กระแสคำสั่งบนแกน q

$$\begin{aligned} \tau_e^* &= \frac{p}{2} (L_d - L_q) i_d^* i_q^* \\ &= \frac{p}{2} (L_d - L_q) i_d^{*2} \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$i_d^* = \sqrt{\frac{|\tau_e^*|}{\frac{p}{2} (L_d - L_q)}} \quad (5.17)$$

$$i_q^* = \text{sign}(\tau_e^*) \times i_d^* \quad (5.18)$$

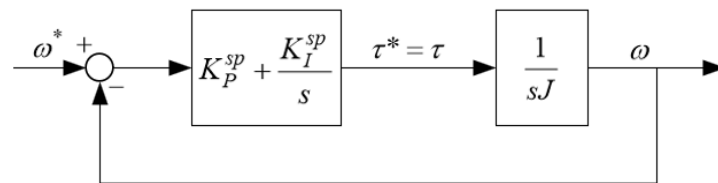
โดยโครงสร้างของระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ แสดงได้ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็ว

5.4 การออกแบบวงรอบควบคุมความเร็ว (speed control loop)

หลังจากออกแบบวงรอบควบคุมกระแสแล้ว ส่วนถัดมาที่ต้องออกแบบคือ วงรอบควบคุมความเร็ว ซึ่งหากประมาณว่าทั้งวงรอบควบคุมกระแสแกน d และแกน q ที่อธิบายไว้ก่อนหน้านี้ทำงานได้ดีมาก กล่าวคือมีอัตราขยายเท่ากับ 1 จะทำให้แรงบิดจริงมีขนาดเท่ากับแรงบิดคำสั่ง โดยเราสามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมของวงรอบควบคุมความเร็วได้ดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบควบคุมความเร็ว

และเมื่อนำบล็อกไดอะแกรมมาเขียนเป็นฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด จะได้ตามสมการที่ (5.8) โดยที่ J คือ ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของระบบ ซึ่งสำหรับระบบที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีค่าความเฉื่อยเท่ากับ 0.007063 Kg.m^2

$$G(s) = \left(K_p^{sp} + \frac{K_I^{sp}}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{sJ} \right) \quad (5.19)$$

ในการออกแบบค่าอัตราขยายวงรอบควบคุมความเร็ว จะใช้หลักการเดียวกันกับตอนออกแบบวงรอบควบคุมกระแส โดยเริ่มต้นจากการกำหนดให้ค่า K_I^{sp} เท่ากับ 0 ก่อน ซึ่งจะทำให้เขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดได้ใหม่ตามสมการที่ (5.9) วิทยาลัย

CHULALONGKORN UNIVERSITY

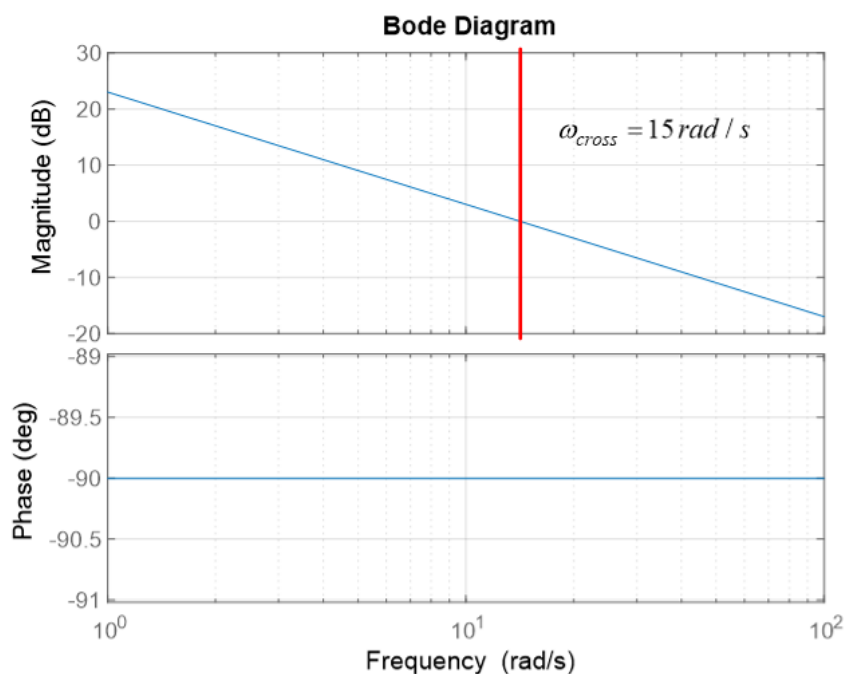
$$G_{osp}(s) = \frac{K_p^{sp}}{sJ} \quad (5.20)$$

$$\omega_{PI}^{sp} \approx \frac{K_I^{sp}}{K_p^{sp}} \quad (5.21)$$

โดยค่า K_p^{sp} มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ตัดผ่านศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดซึ่งจะสะท้อนถึงความไวในการตอบสนองของระบบ สำหรับวงรอบควบคุมความเร็วซึ่งเป็นวงรอบทางกล จะเลือกความถี่ตัดผ่านศูนย์ที่ 15 rad/s เพื่อไม่ให้งานของวงรอบไวเกินไป ซึ่งจะใช้ค่า K_p^{sp} เท่ากับ 0.1 โดยสามารถวาดแผนภาพโพลเด่ได้ดังรูปที่ 5.8

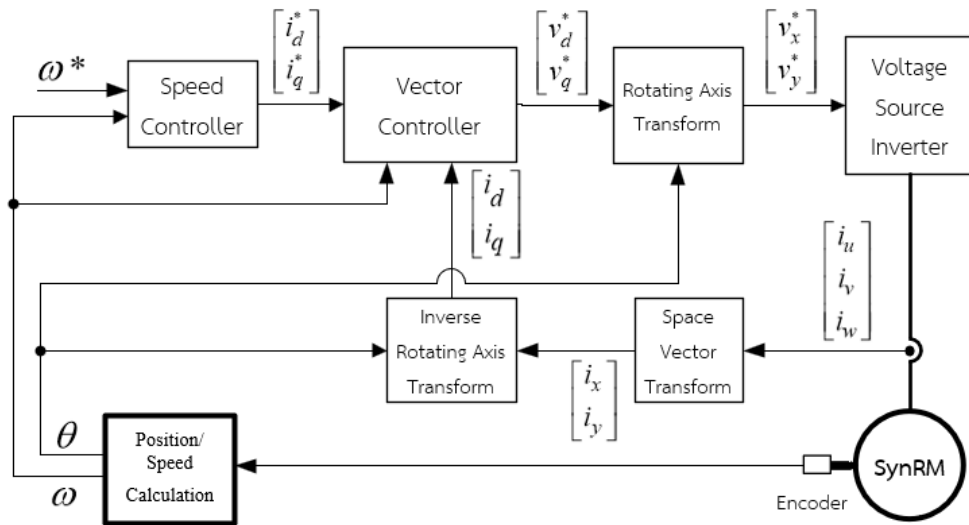
หลังจากได้ค่าความถี่ตัดผ่านศูนย์ของระบบแล้ว ลำดับถัดมาคือการเลือกค่าความถี่หักมุมของตัวควบคุม (ω_{PI}^{sp}) ซึ่งโดยทั่วไปจะมีค่าต่ำกว่าความถี่ตัดผ่านศูนย์ของระบบอย่างน้อย 10 เท่า ดังนั้นจึง

เลือกความถี่หักมุมของตัวควบคุมเท่ากับ 0.15 rad/s และเมื่อนำความถี่หักมุมของตัวควบคุมที่เลือก
 ไว้ไปแทนลงในสมการที่ (5.10) ก็จะสามารถคำนวณหาค่า K_I^{sp} ได้เท่ากับ 0.015

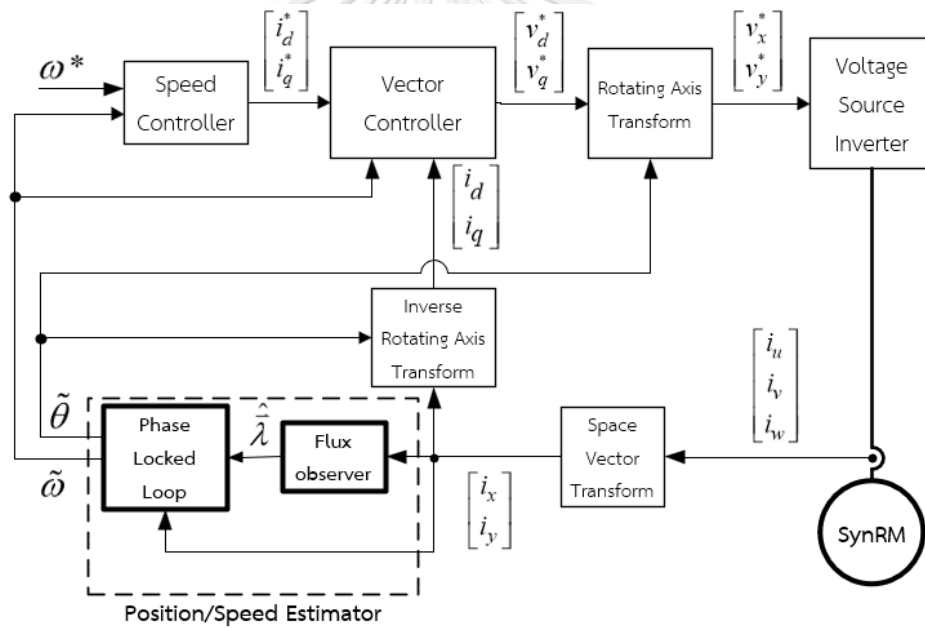


รูปที่ 5.8 แผนภาพโบเดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของวงรอบควบคุมความเร็ว

หลังจากที่กล่าวถึงส่วนประกอบที่สำคัญของระบบควบคุมที่ใช้ พร้อมทั้งแนวทางการออกแบบ
 อัตราขยายของตัวควบคุมภายในระบบแล้ว ลำดับสุดท้ายจะเป็นการนำเสนอโครงสร้างของระบบ
 ควบคุมที่ใช้งานจริง โดยรูปที่ 5.9 (ก) แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์โดยมีเซนเซอร์
 สำหรับตรวจวัดตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ ส่วนรูปที่ 5.9 (ข) แสดงโครงสร้างของระบบควบคุม
 แบบเวกเตอร์โดยไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ใช้จริงในงานวิจัยนี้



(ก) ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ (มีเซ็นเซอร์วัดตำแหน่ง)



(ข) ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่ง

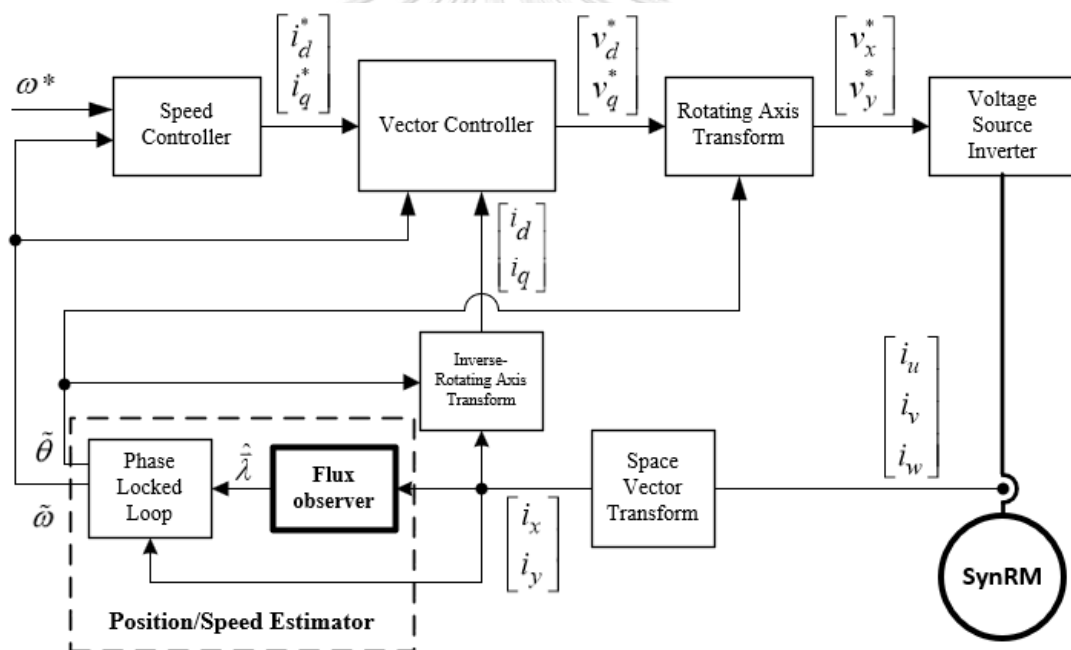
รูปที่ 5.9 โครงสร้างของระบบควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

บทที่ 6

ผลการจำลองการทำงานของระบบ

เพื่อยืนยันความถูกต้องของแนวคิดที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากการใช้ตัวสังเกตฟลักซ์ที่นิยมตามทฤษฎีในบทที่ 2 และบทที่ 3 จึงได้จำลองการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink โดยบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งโดยใช้วิธีการประมาณที่นำเสนอแสดงดังรูปที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานแสดงดังตารางที่ 6.1

ผลการจำลองจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน โดยจะเริ่มแสดงจากผลการจำลองในช่วงสภาวะอยู่ตัว (Steady state) จากนั้นจึงแสดงผลการจำลองของผลตอบสนองชั่วคราว (Transient response)



รูปที่ 6.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งที่ใช้จำลอง

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์และระบบประมาณที่ใช้ในการจำลอง

SynRM Parameters	No. of poles	4	Rated Torque	3.5 N·m
	R	3.2273 Ω	Rated Speed	1500 rpm
	L_d	0.2125 H	Rated Current	2.75 A
	L_q	0.03786 H	Rated Voltage	220 V
	J (ทั้งระบบ)	0.007459 kg·m ²		
Vector Control Parameter	Speed Control	$K_P^{sp} = 0.1$		
		$K_I^{sp} = 0.015$		
	Current Control	D axis	Q axis	
		$K_P^d = 100$	$K_P^q = 20$	
	$K_I^d = 2200$	$K_I^q = 440$		
Estimator Parameters	Observer Gains (μ)	300		
	Phase-Locked Loop	$K_P^{PLL} = 51$		
		$K_I^{PLL} = 5477$		

6.1 การจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state response)

การจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวจะแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ ในสภาวะไร้โหลด และในสภาวะที่โหลดพิกัด ดังตารางที่ 6.2

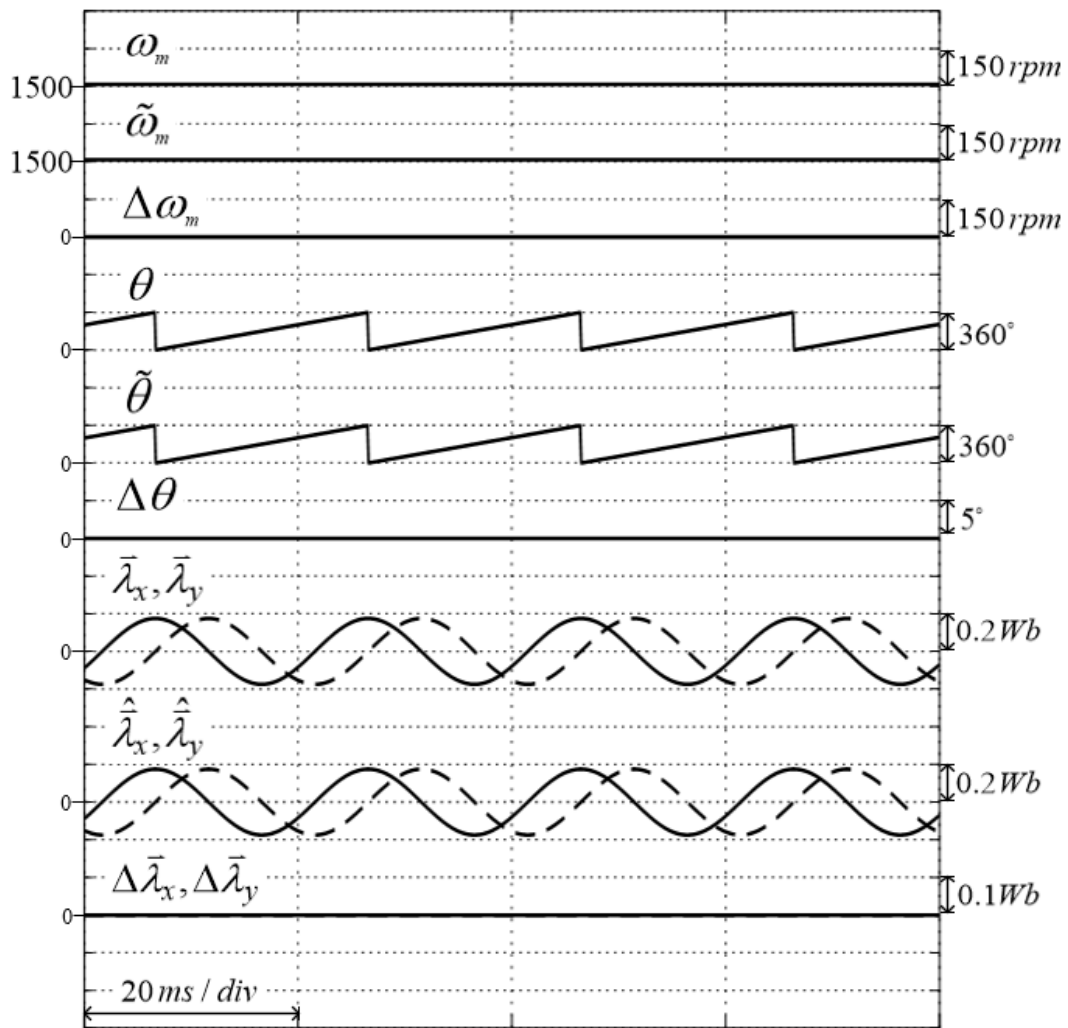
ตารางที่ 6.2 เงื่อนไขการจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัว

6.1 การจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state response)
6.1.1 การจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด
6.1.1.1 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm 6.1.1.2 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm 6.1.1.3 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm
6.1.2 การจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด
6.1.2.1 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm 6.1.2.2 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm

6.1.1 การจำลองสถานะอยู่ตัว ในสถานะไร้โหลด

6.1.1.1 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัว ในสถานะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm

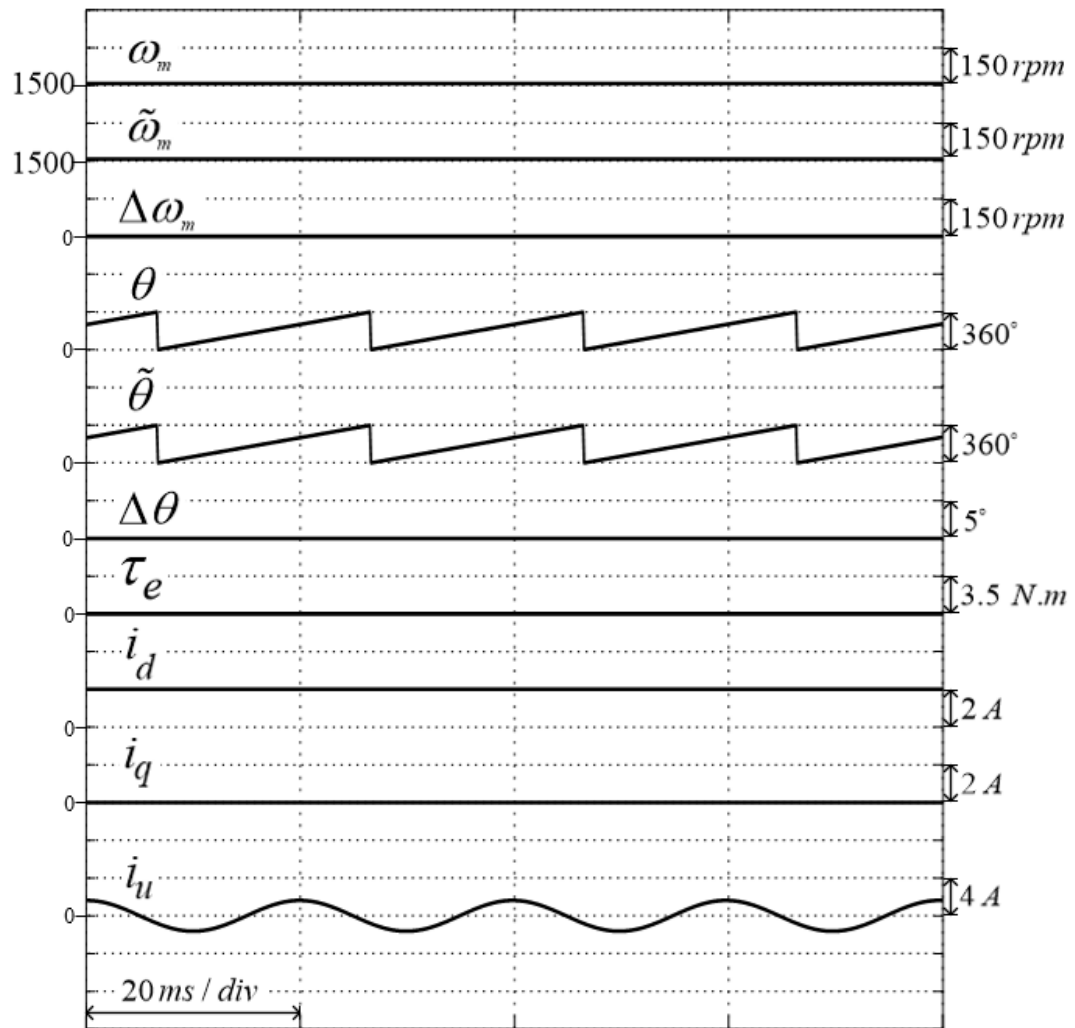
จากผลการจำลองในรูปที่ 6.1 จะเห็นว่าตัวประมาณสามารถประมาณฟลักซ์ได้ใกล้เคียงกับฟลักซ์ที่แท้จริง ส่วนระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วก็สามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้ดีมาก ซึ่งสอดคล้องกับตอนออกแบบระบบประมาณตำแหน่ง



รูปที่ 6.1 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm

โดยไม่มีโหลด

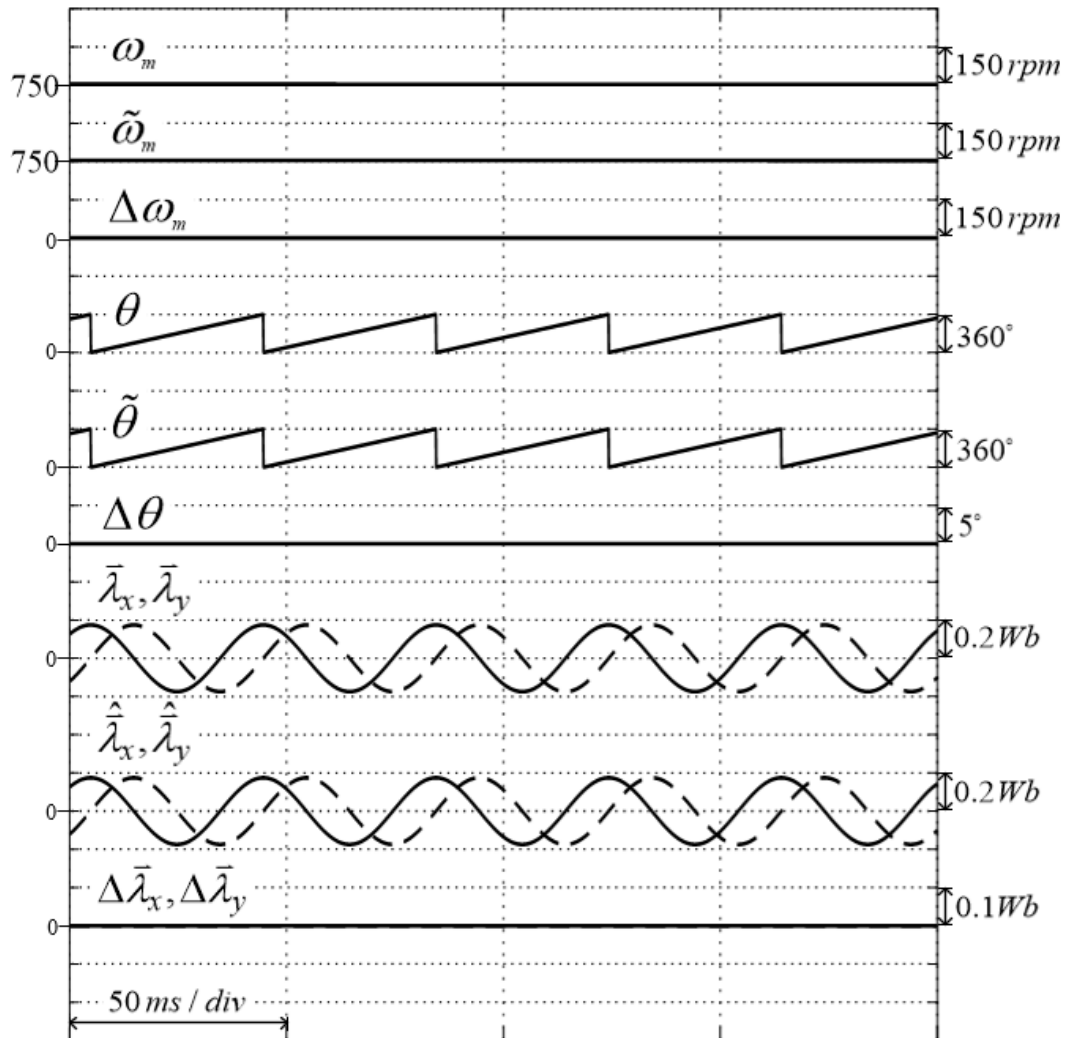
ส่วนสมรรถนะของระบบควบคุมแสดงได้ดังผลการทดลองในรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm โดยไม่มีโหลด

6.1.1.2 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm

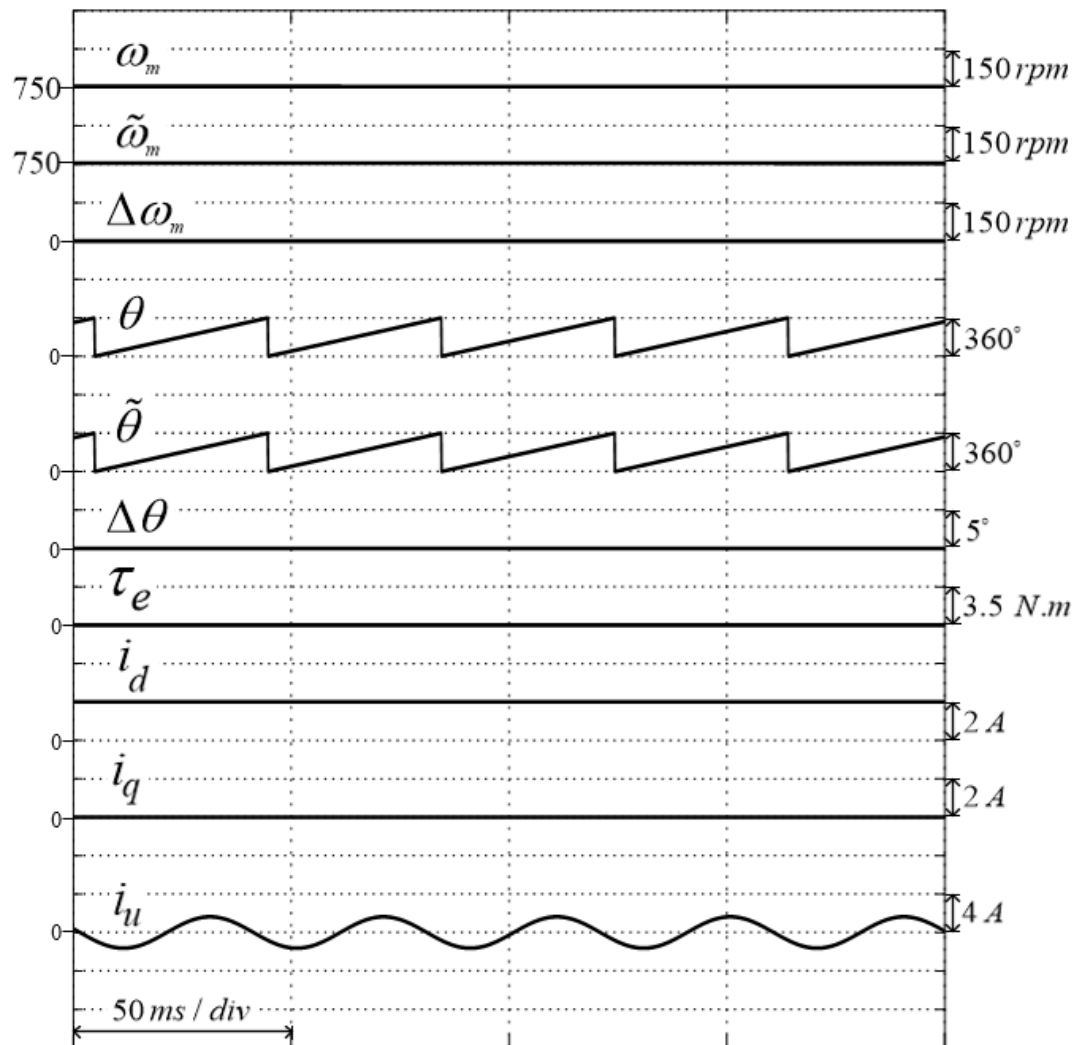
จากผลการจำลองในรูปที่ 6.3 จะเห็นว่าตัวประมาณสามารถประมาณพลักซ์ได้ใกล้เคียงกับพลักซ์ที่แท้จริง ส่วนระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วก็สามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้ดีมาก



รูปที่ 6.3 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm

โดยไม่มีโหลด

ส่วนผลการทดลองในรูปที่ 6.4 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุม

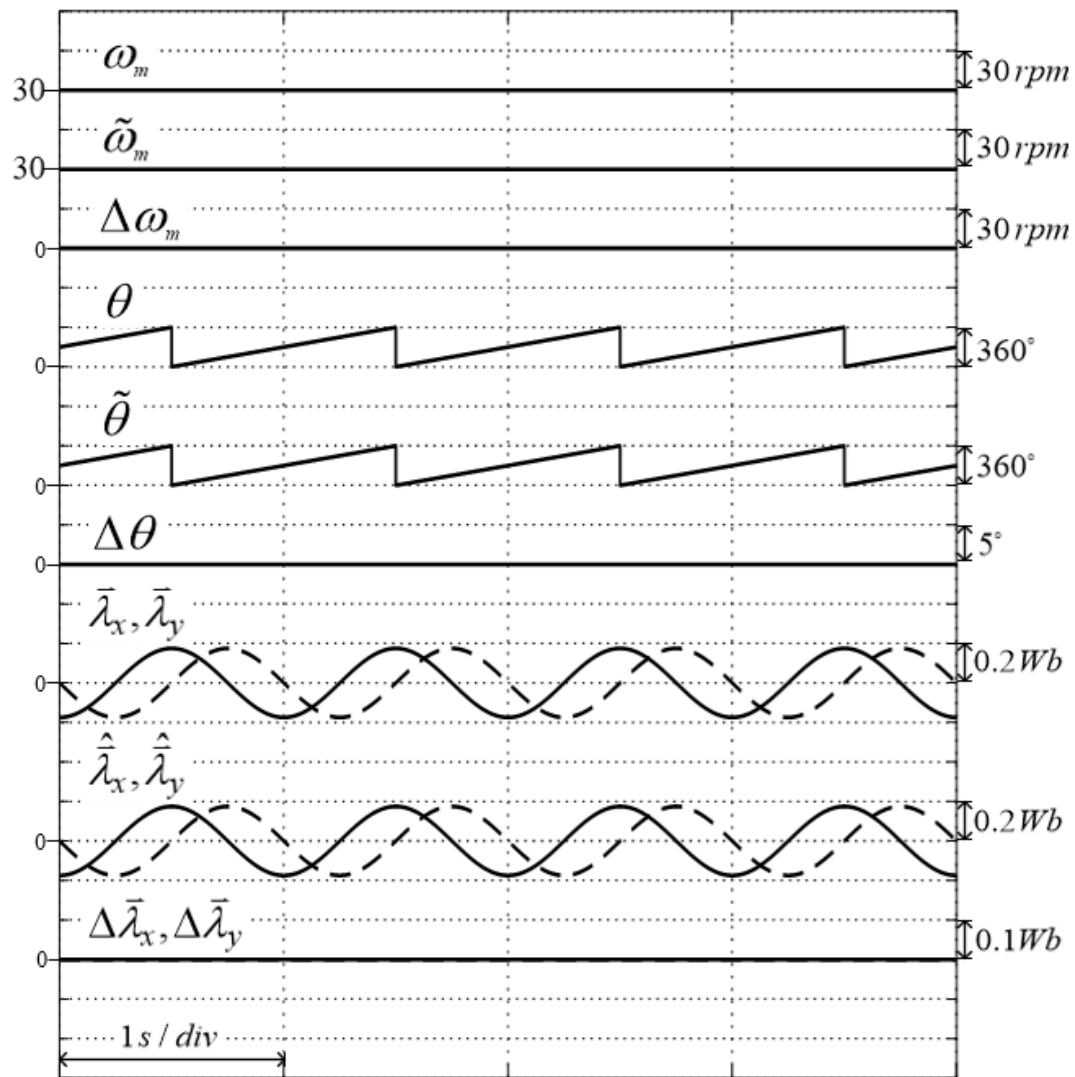


รูปที่ 6.4 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm

โดยไม่มีโหลด

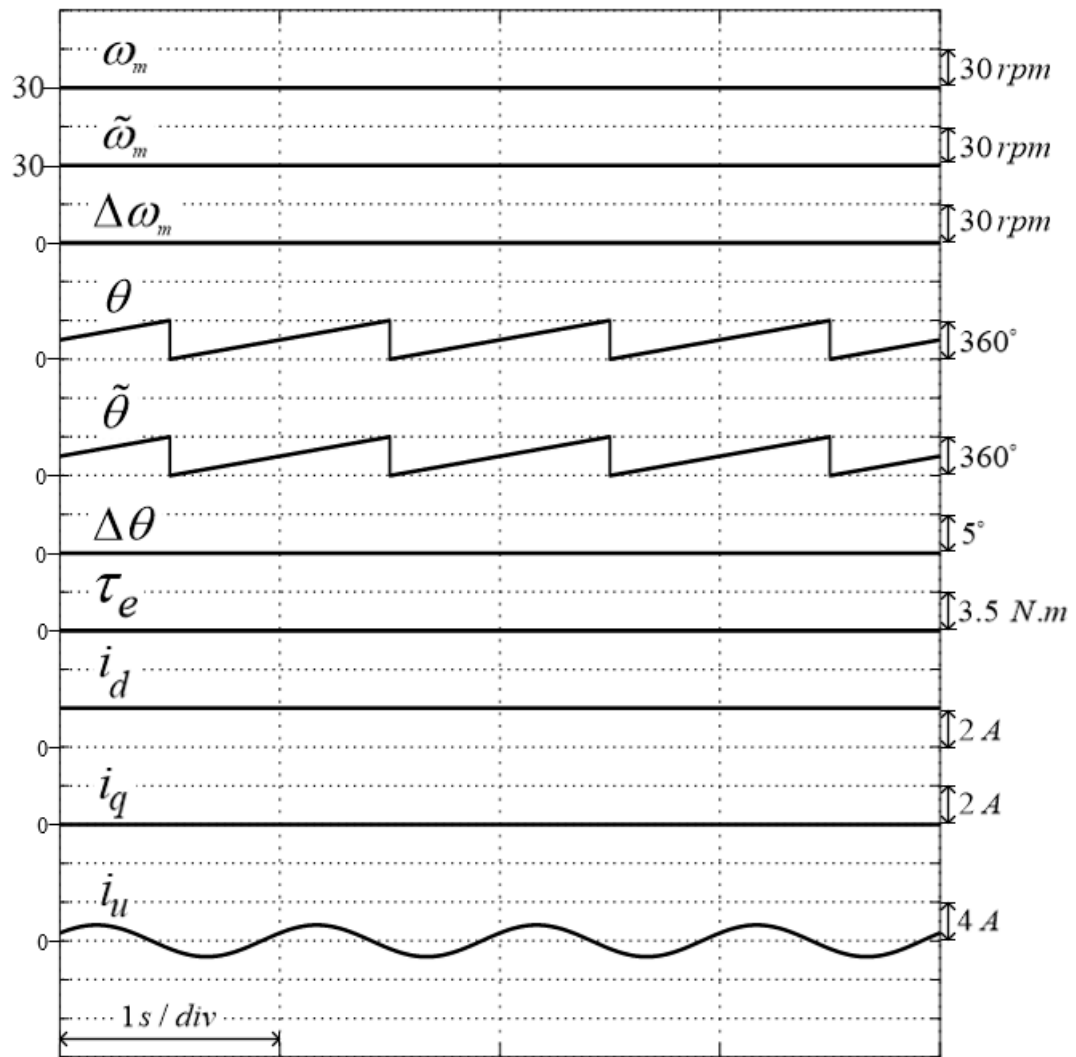
6.1.1.3 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm

จากผลการจำลองในรูปที่ 6.5 จะเห็นว่าในย่านความถี่ต่ำตัวประมาณก็ยังสามารถประมาณพลักซ์ได้ใกล้เคียงกับพลักซ์ที่เที่ยมจริง ส่วนระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วก็ยังสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้ดีมาก



รูปที่ 6.5 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm โดยไม่มีโหลด

ส่วนผลการทดลองในรูปที่ 6.6 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุม



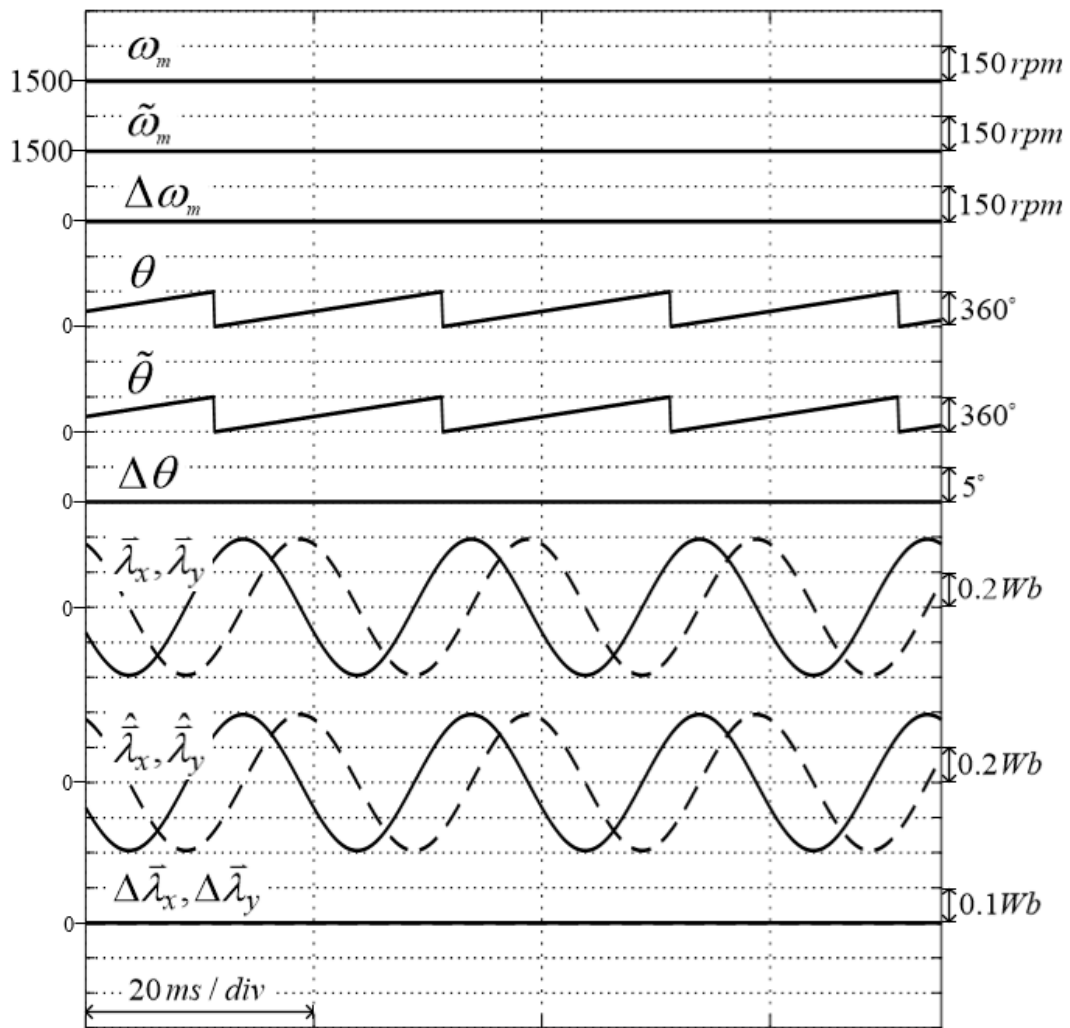
รูปที่ 6.6 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm

โดยไม่มีโหลด

6.1.2 การจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด

6.1.2.1 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm

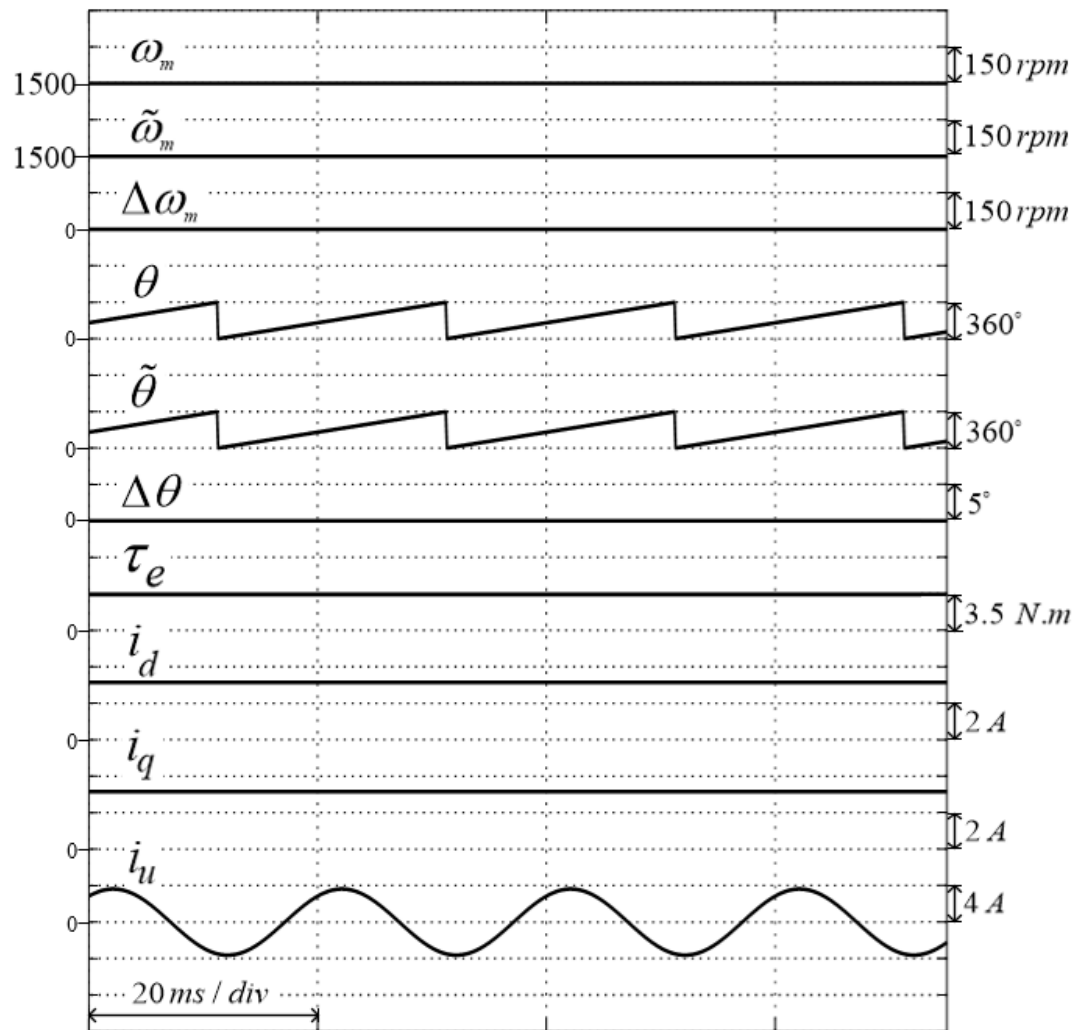
จากผลการจำลองในรูปที่ 6.7 จะเห็นว่าที่โหลดพิกัดตัวประมาณก็สามารถประมาณพลักซ์ได้ใกล้เคียงกับพลักซ์ที่ยอมรับจริง ส่วนระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วก็สามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี ซึ่งสอดคล้องกับตอนออกแบบระบบประมาณตำแหน่ง



รูปที่ 6.7 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm

ที่โหลดพิกัด 3.5 N.m

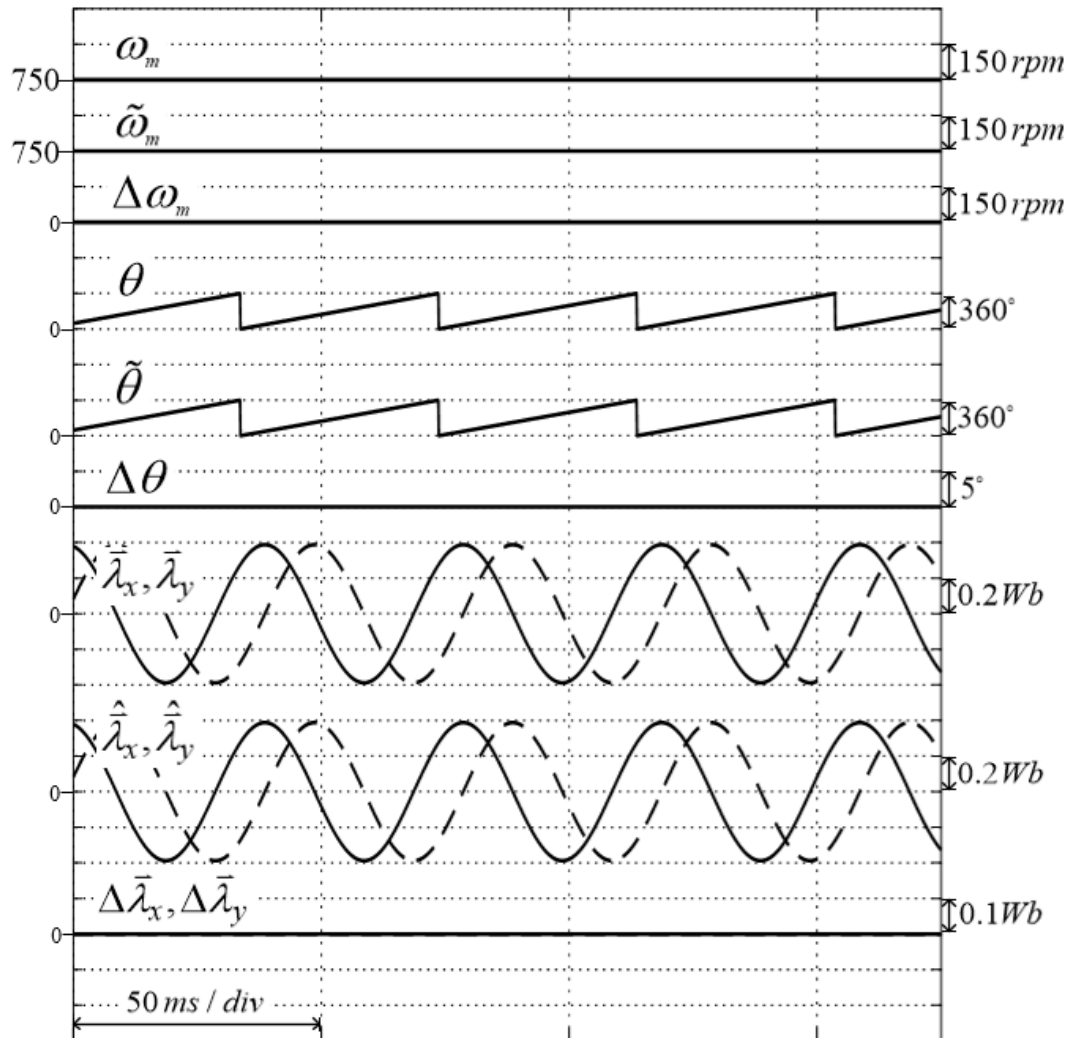
ส่วนผลการทดลองในรูปที่ 6.8 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุม



รูปที่ 6.8 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ที่โหลดพิกัด 3.5 N.m

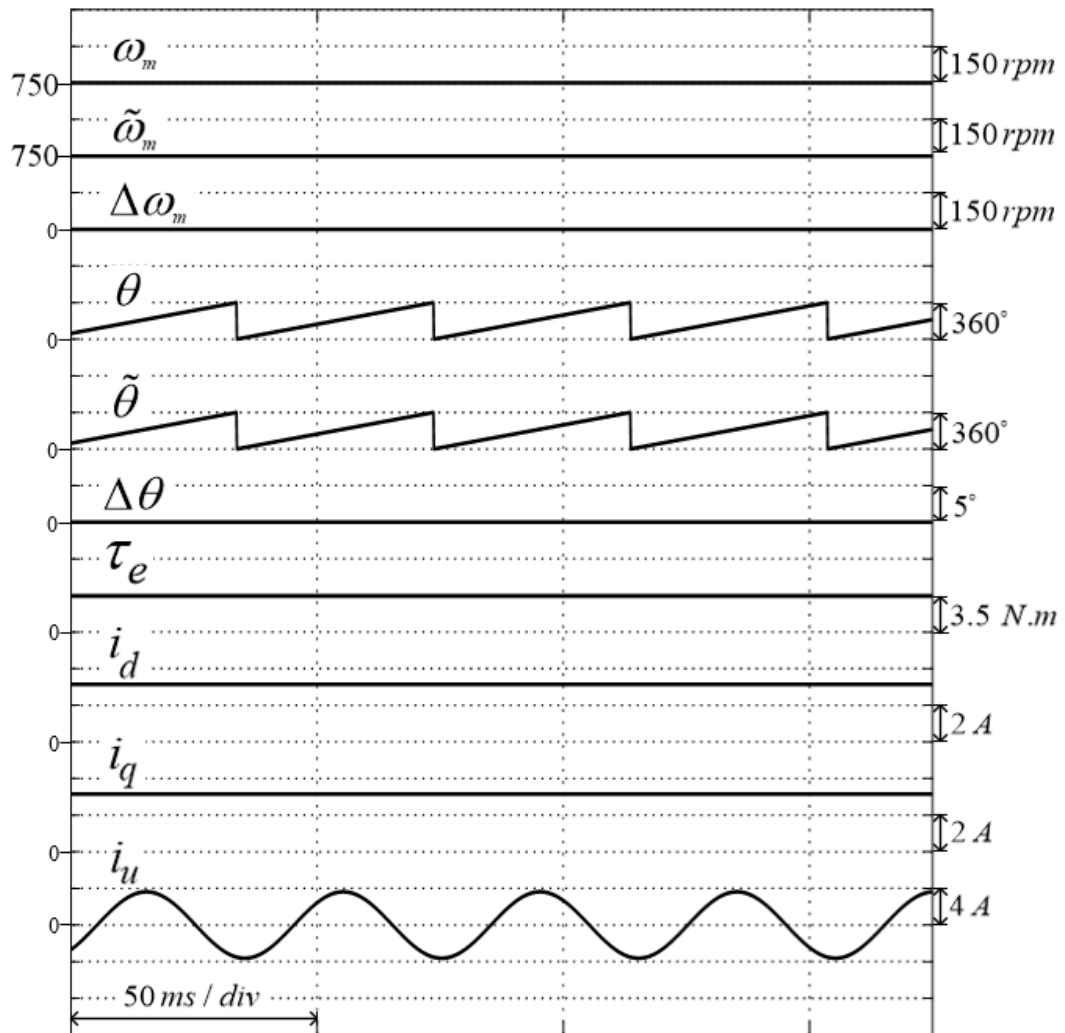
6.1.2.2 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm

จากผลการจำลองในรูปที่ 6.9 จะเห็นว่าตัวประมาณสามารถประมาณพลักซ์ได้ใกล้เคียงกับพลักซ์ที่แท้จริง ส่วนระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วก็สามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี ซึ่งสอดคล้องกับตอนออกแบบระบบประมาณตำแหน่ง



รูปที่ 6.9 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ที่โหลดพิกัด 3.5 N.m

ส่วนผลการทดลองในรูปที่ 6.10 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุม



รูปที่ 6.10 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm

ที่โหลดพิกัด 3.5 N.m

6.2 การจำลองผลตอบสนองชั่วคราว (Transient response)

การจำลองการทำงานเพื่อดูผลตอบสนองชั่วคราว จะแบ่งการจำลองออกภายใต้เงื่อนไขต่างๆ ดังตารางที่ 6.2

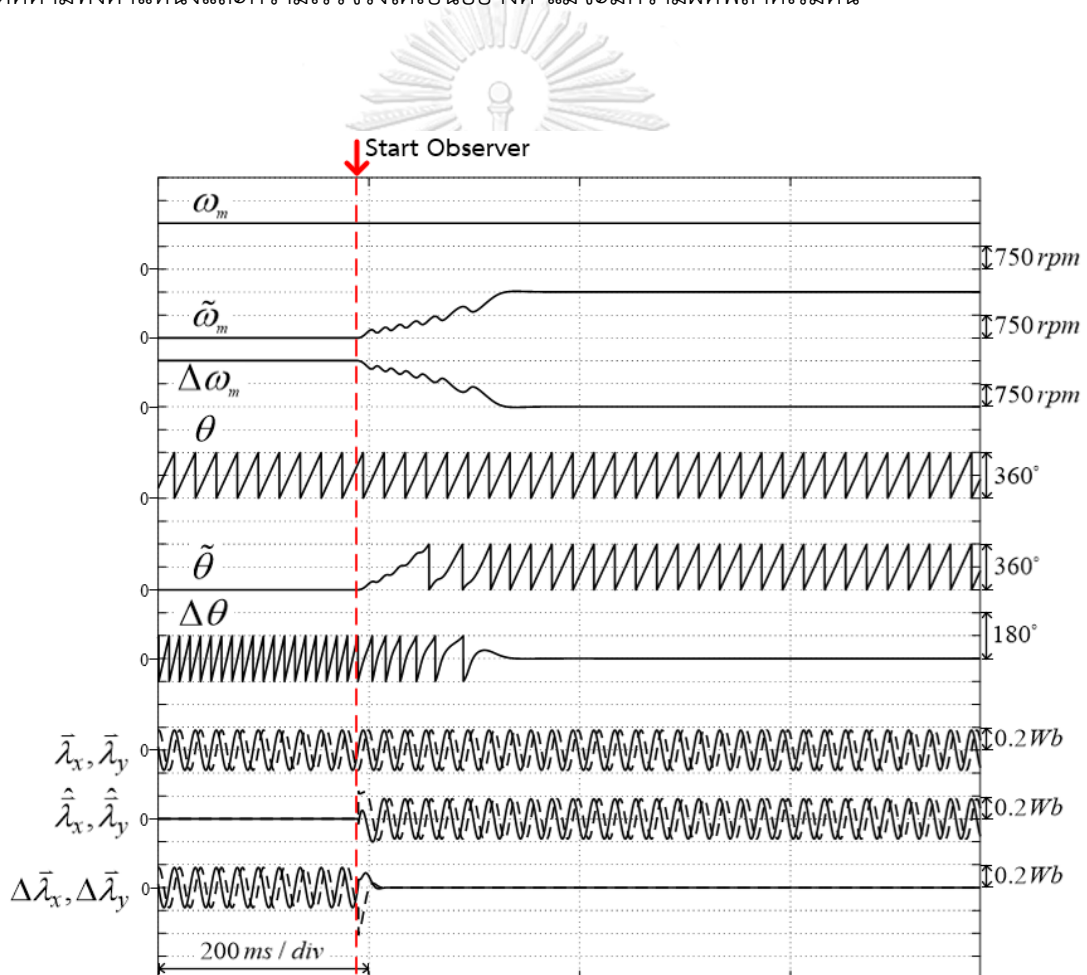
ตารางที่ 6.2 เงื่อนไขการจำลองผลตอบสนองชั่วคราว

6.2 การจำลองผลตอบสนองชั่วคราว (Transient response)
6.2.1 การจำลองการเริ่มทำงานด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสั่งเกต
6.2.2 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ
6.2.2.1 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ในสภาวะไร้โหลด
6.2.2.2 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ที่โหลดพิกัด
6.2.3 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง
6.2.3.1 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง ในสภาวะไร้โหลด
6.2.3.2 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง ที่โหลดพิกัด
6.2.4 การจำลองการกลับทิศการหมุน
6.2.4.1 การจำลองการกลับทิศการหมุน ในสภาวะไร้โหลด
6.2.4.2 การจำลองการกลับทิศการหมุน ที่โหลดพิกัด
6.2.5 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น
6.2.5.1 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็วพิกัด
6.2.5.2 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็ว 750 rpm
6.2.5.3 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็ว 30 rpm
6.2.6 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาค

6.2.1 การจำลองการเริ่มทำงานด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต

ผลการจำลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น จำลองโดยขับเคลื่อนให้มอเตอร์หมุนที่ความเร็วพิกัด 1500 rpm โดยใช้ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบมีเซนเซอร์วัดตำแหน่ง แล้วค่อยเริ่มการทำงานในส่วนระบบประมาณ เพื่อให้ตัวประมาณเริ่มทำงานขณะที่มีความผิดพลาดพลักซ์ ตำแหน่ง และความเร็วเริ่มต้น

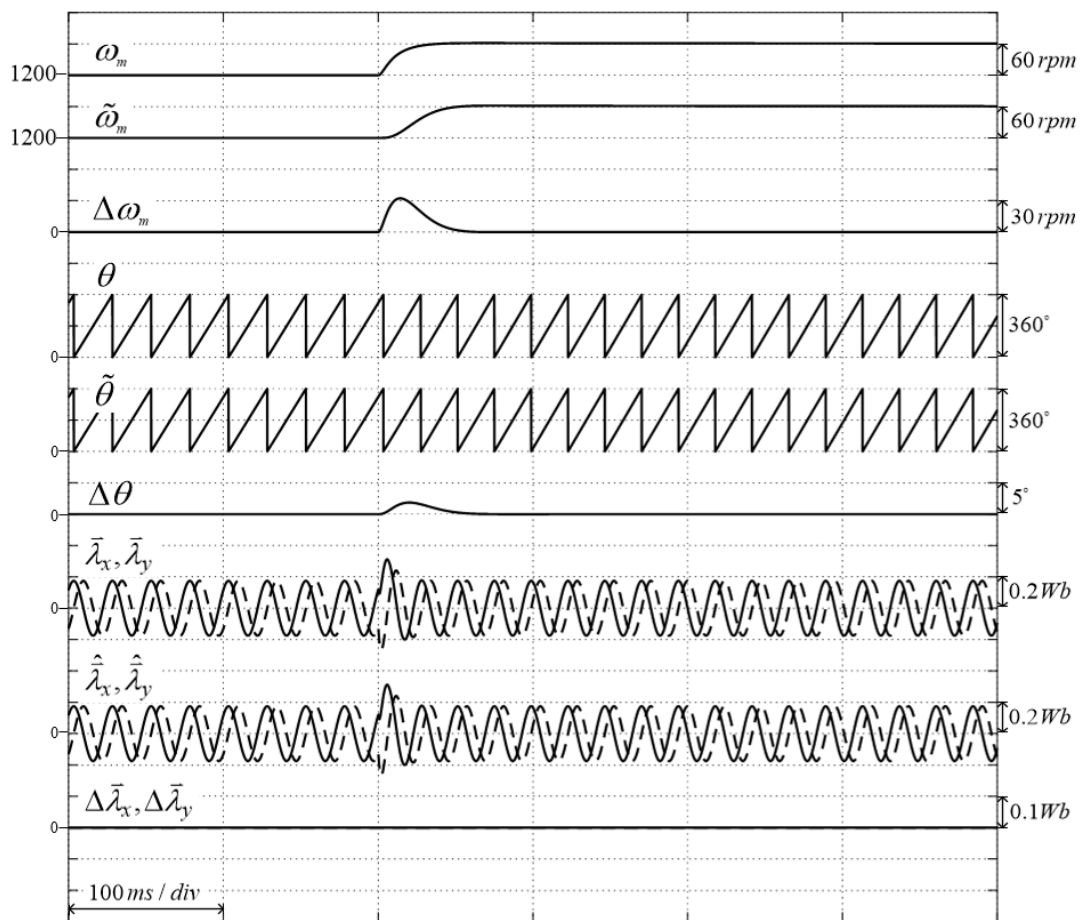
ผลการจำลองในรูปที่ 6.11 แสดงให้เห็นว่าพลักซ์เทียบที่ประมาณจากตัวสังเกตเข้าสู่พลักซ์เทียบจริงของมอเตอร์ได้อย่างรวดเร็ว รวมถึงระบบประมาณตำแหน่ง และความเร็วก็สามารถติดตามทั้งตำแหน่งและความเร็วจริงได้เป็นอย่างดี แม้จะมีความผิดพลาดเริ่มต้น



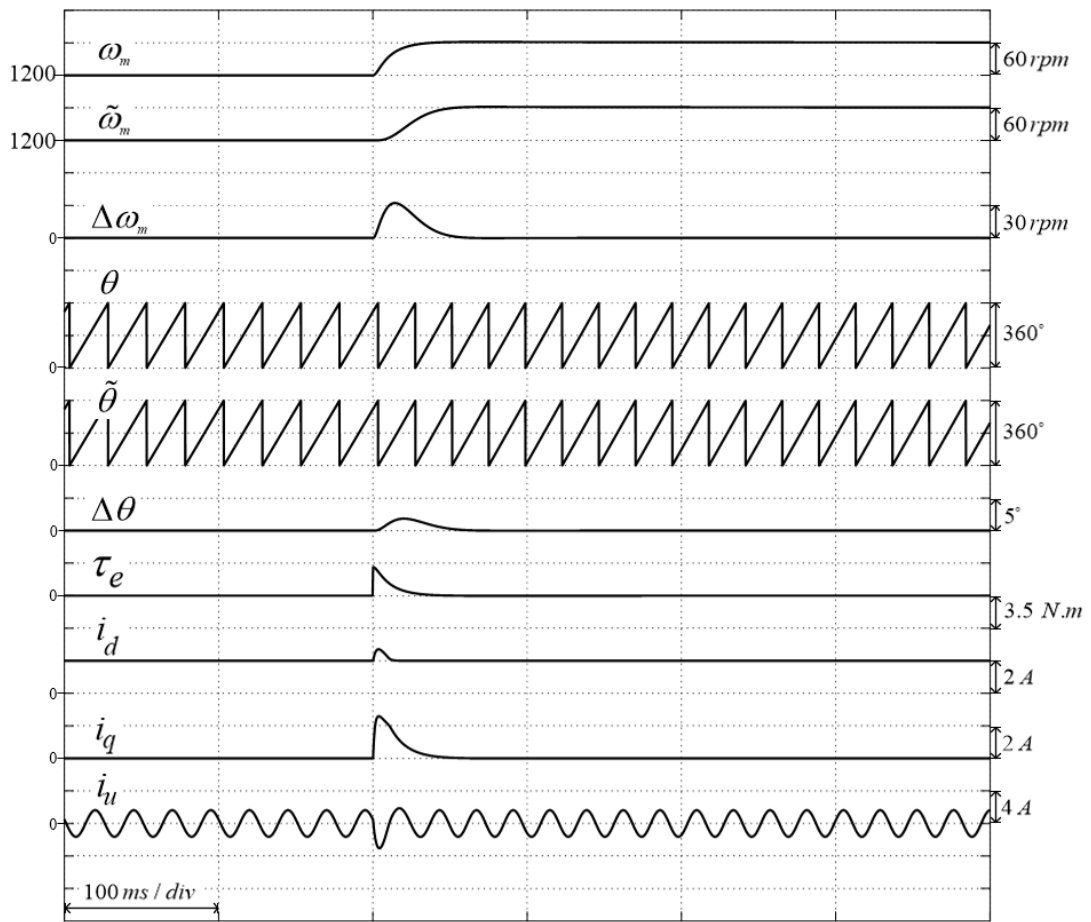
รูปที่ 6.11 ผลการจำลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น

6.2.2 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ

ผลการจำลองการเปลี่ยนความเร็วในช่วงแคบ จาก 1200 rpm ไปที่ 1260 rpm จากรูปที่ 6.12 จะเห็นว่าขณะเร่งความเร็วระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบ และติดตามความเร็วกับตำแหน่งได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วสูงสุดที่ 32 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดประมาณ 2 องศาทางไฟฟ้า สอดคล้องกับที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 และผลการทดลองในรูปที่ 6.13 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุม



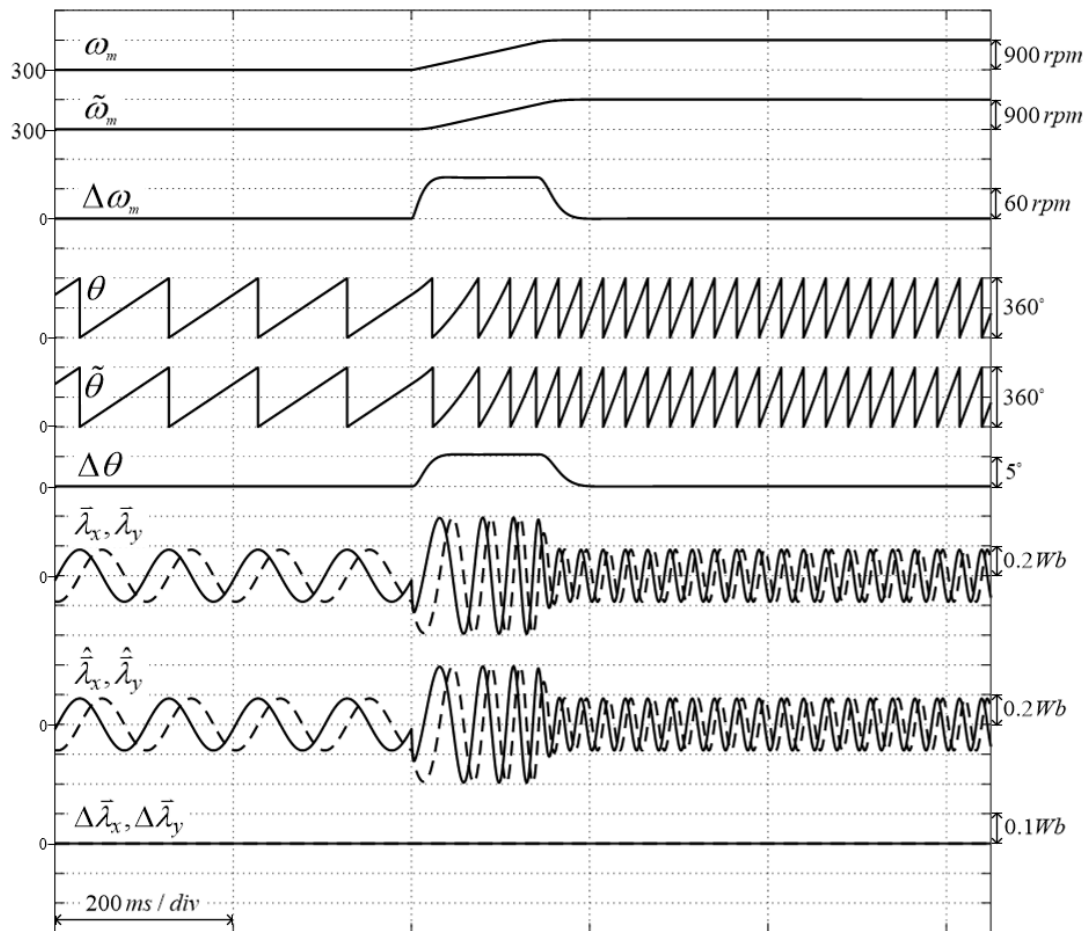
รูปที่ 6.12 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ จาก 1200 rpm ไปที่ 1260 rpm



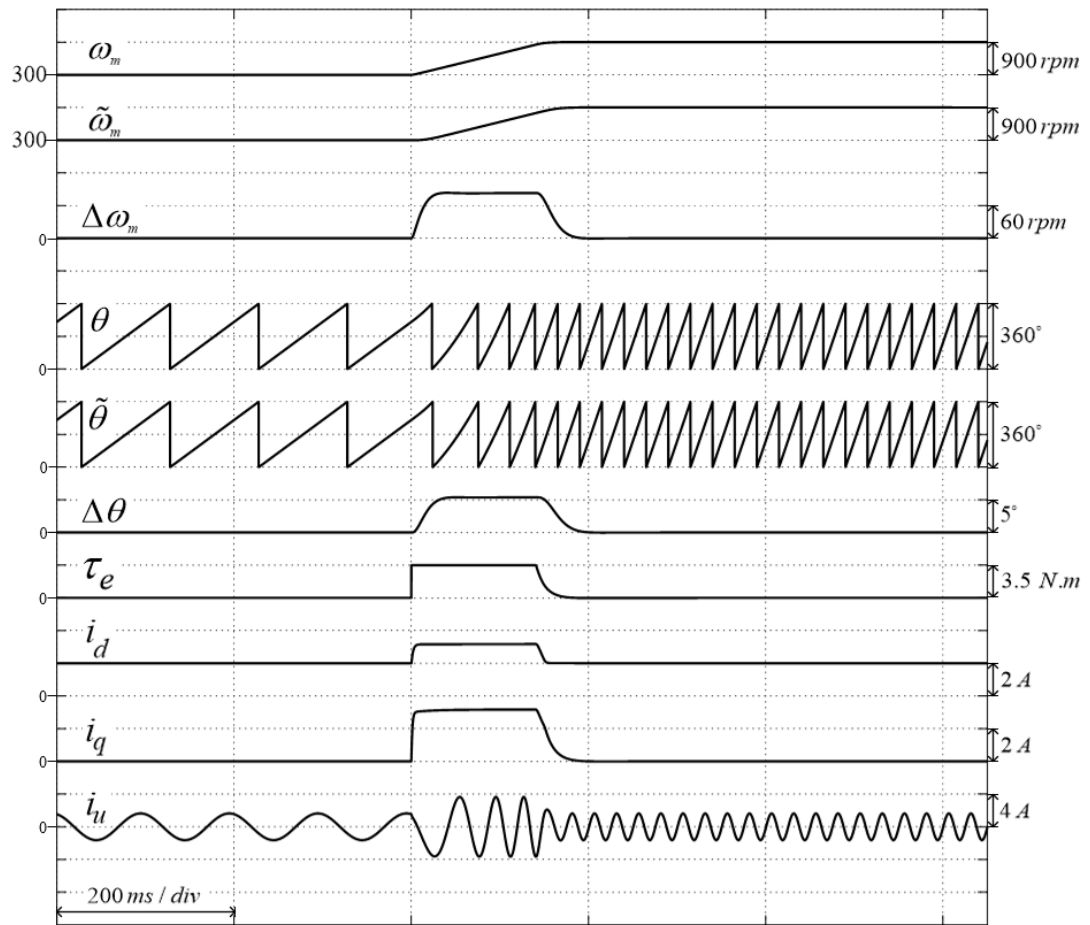
รูปที่ 6.13 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ จาก 1200 rpm ไปที่ 1260 rpm

6.2.3 การจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง

ผลการจำลองการเปลี่ยนความเร็วในช่วงแคบ จาก 300 rpm ไปที่ 1200 rpm จากรูปที่ 6.14 จะเห็นว่าขณะเร่งความเร็วระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบ และติดตามความเร็วกับตำแหน่งได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วสูงสุดที่ 83 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดประมาณ 5.5 องศาทางไฟฟ้า สอดคล้องกับที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 และผลการทดลองในรูปที่ 6.13 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุม



รูปที่ 6.14 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง จาก 300 rpm ไปที่ 1200 rpm

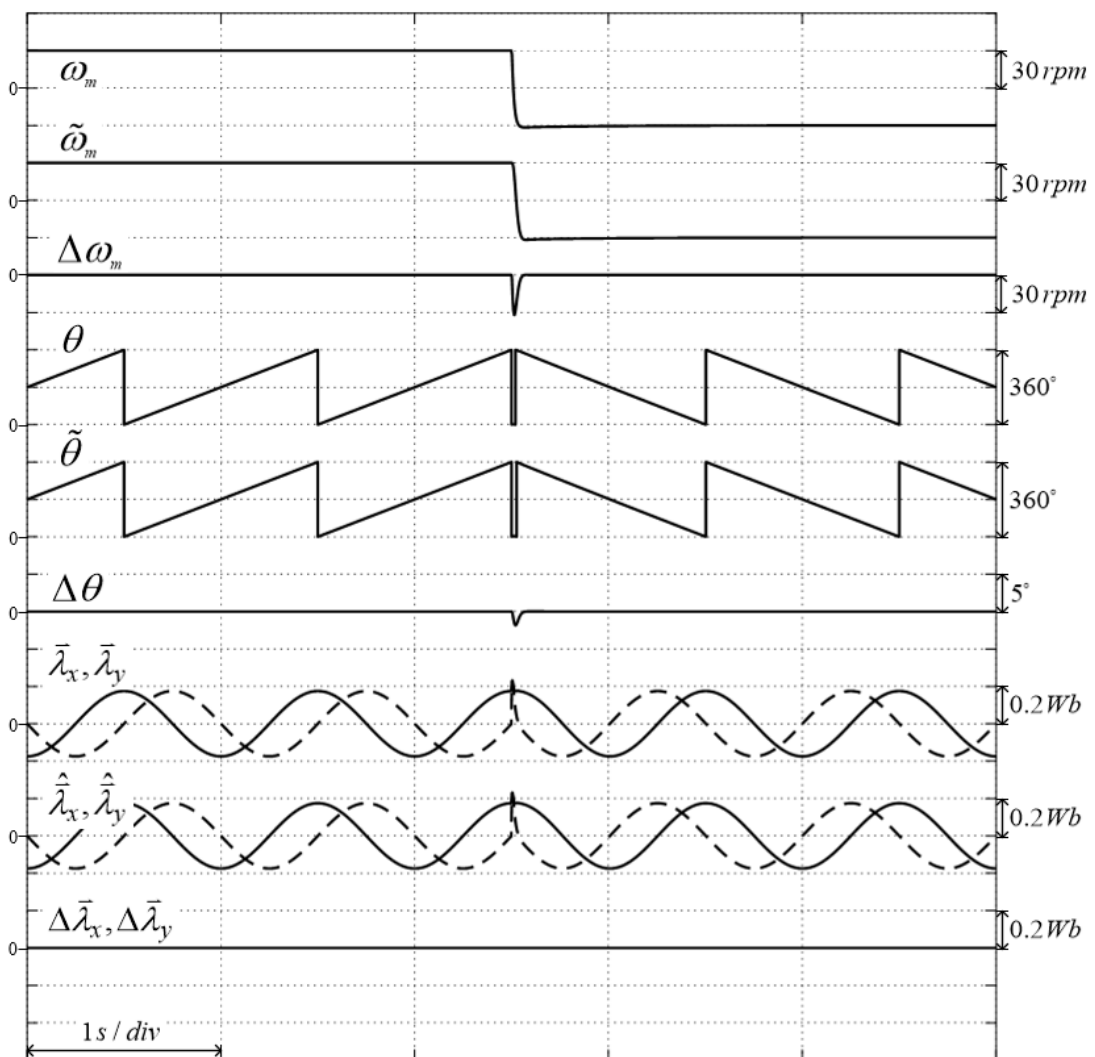


รูปที่ 6.15 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง จาก 300 rpm ไปที่ 1200 rpm

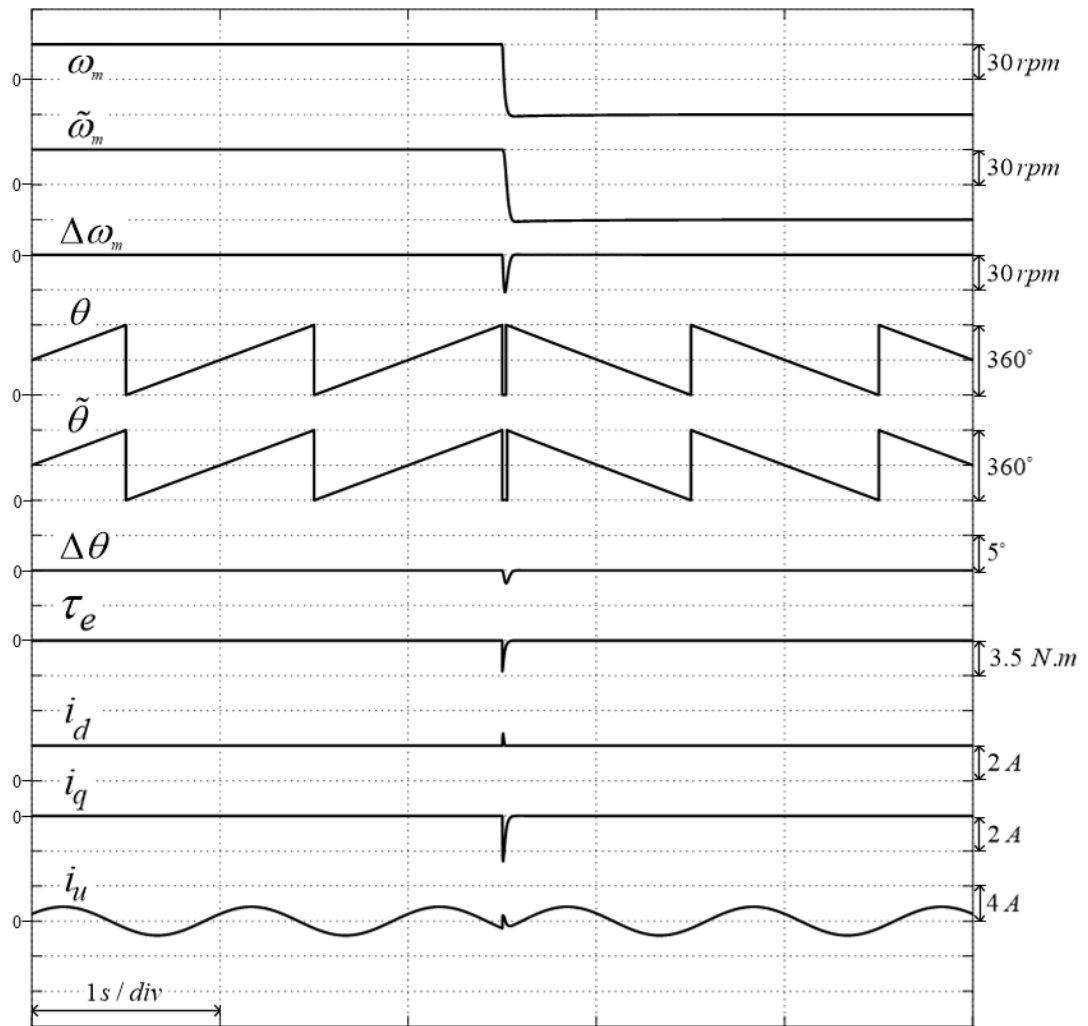
6.2.4 การจำลองการกลับทิศการหมุน

6.2.4.1 การจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ

ผลการจำลองแสดงการกลับทิศการหมุนที่ความถี่ต่ำ 30rpm ไปที่ -30rpm โดยในรูปที่ 6.16 จะเห็นว่าขณะกลับทิศระบบสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี แต่ในช่วงที่ความเร็วมีค่าเข้าใกล้และตัดผ่านค่า 0 จะมีความผิดพลาดการประมาณความเร็วสูงสุดประมาณ -32 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดที่ -2 องศา ซึ่งสอดคล้องกับการออกแบบในบทที่ 3 และผลการทดลองในรูปที่ 6.17 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุม



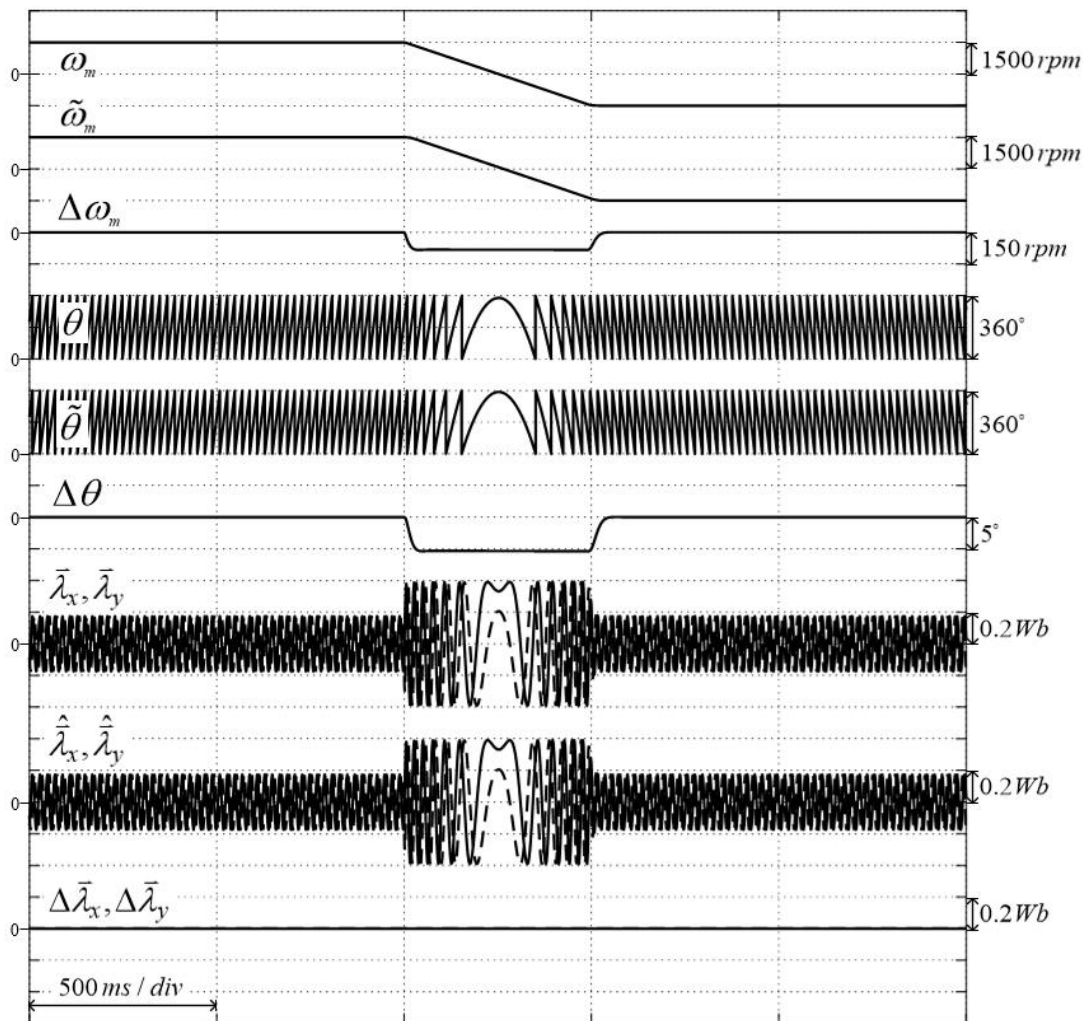
รูปที่ 6.16 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุน
จาก 30 rpm ไปที่ -30 rpm



รูปที่ 6.17 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุน จาก 30 rpm ไปที่ -30 rpm

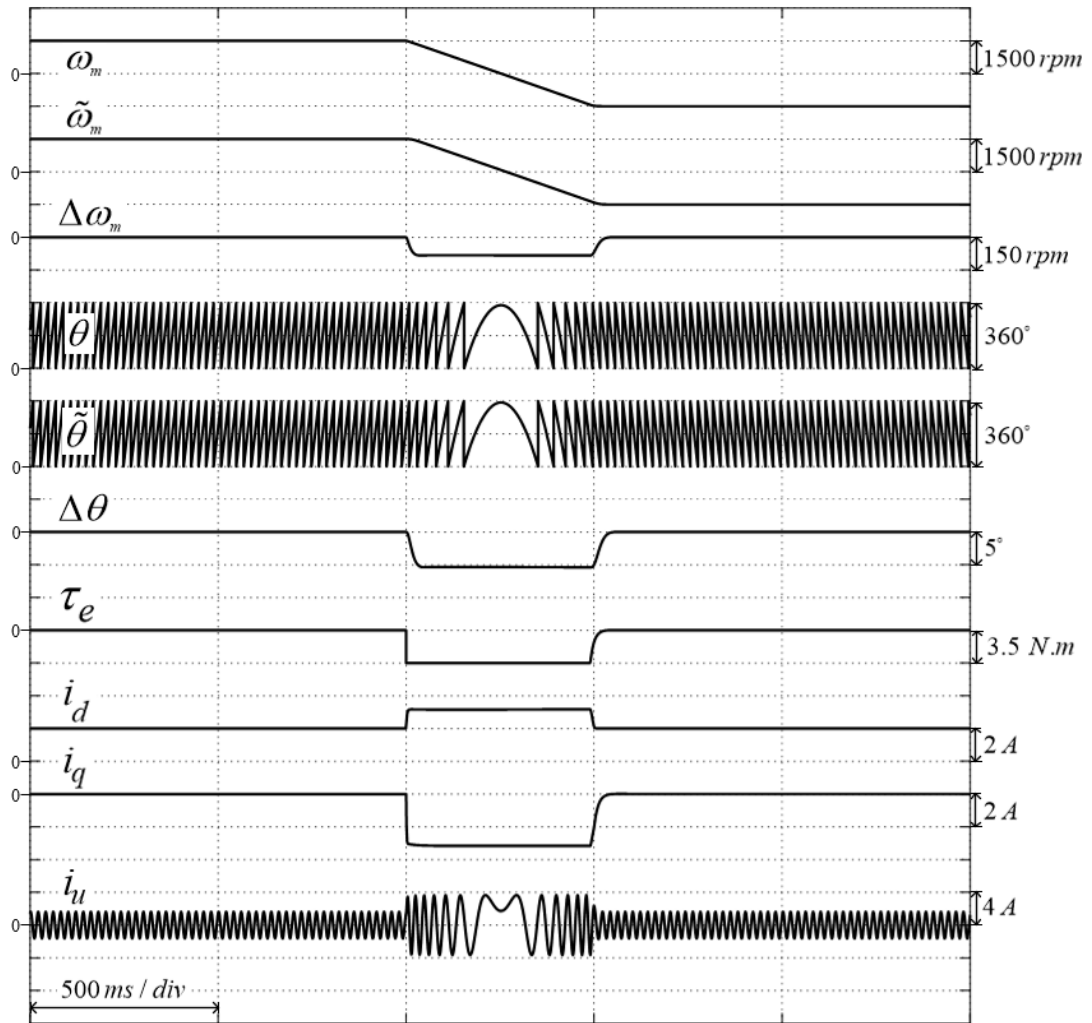
6.2.4.2 การจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง

ผลการจำลองแสดงการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ 1500rpm ไปที่ -1500rpm โดยในรูปที่ 6.18 จะเห็นว่าขณะกลับทิศระบบสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี แต่ในช่วงที่ความเร็วมีค่าเข้าใกล้และตัดผ่านค่า 0 จะมีความผิดพลาดการประมาณความเร็วสูงสุดประมาณ 83 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดที่ -5.5 องศา ซึ่งสอดคล้องกับการออกแบบในบทที่ 3 และผลการทดลองในรูปที่ 6.19 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุม



รูปที่ 6.18 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุน

จาก 1500 rpm ไปที่ -1500 rpm

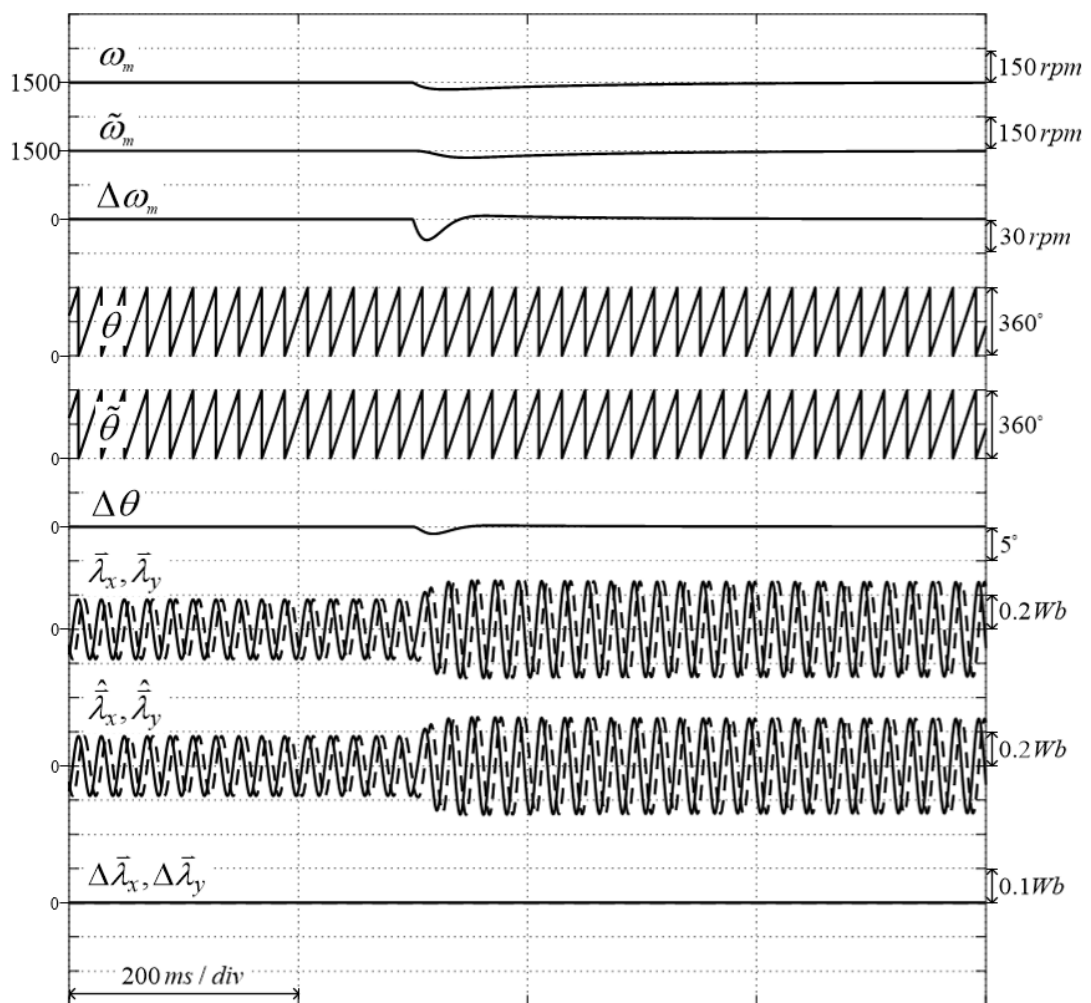


รูปที่ 6.19 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุน จาก 1500 rpm ไปที่ -1500 rpm

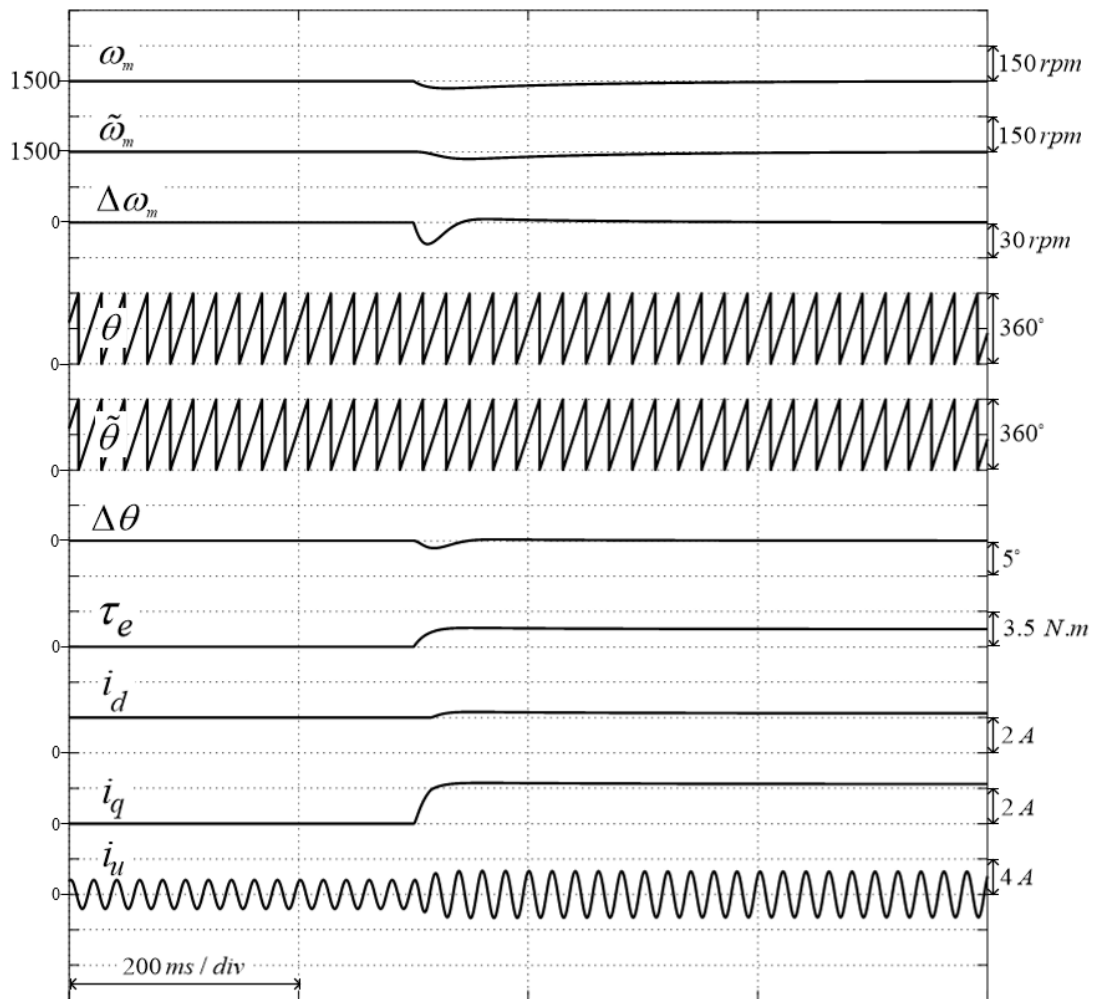
6.2.5 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

6.2.5.1 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็วพิกัด

ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ 50% ของโหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm จากรูปที่ 6.20 พบว่าขณะที่โหลดแบบขั้นกระทำต่อมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยที่มีความผิดพลาดการประมาณความเร็วสูงสุดประมาณ -18 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดที่ -1 องศา ผลการทดลองในรูปที่ 6.21 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุม



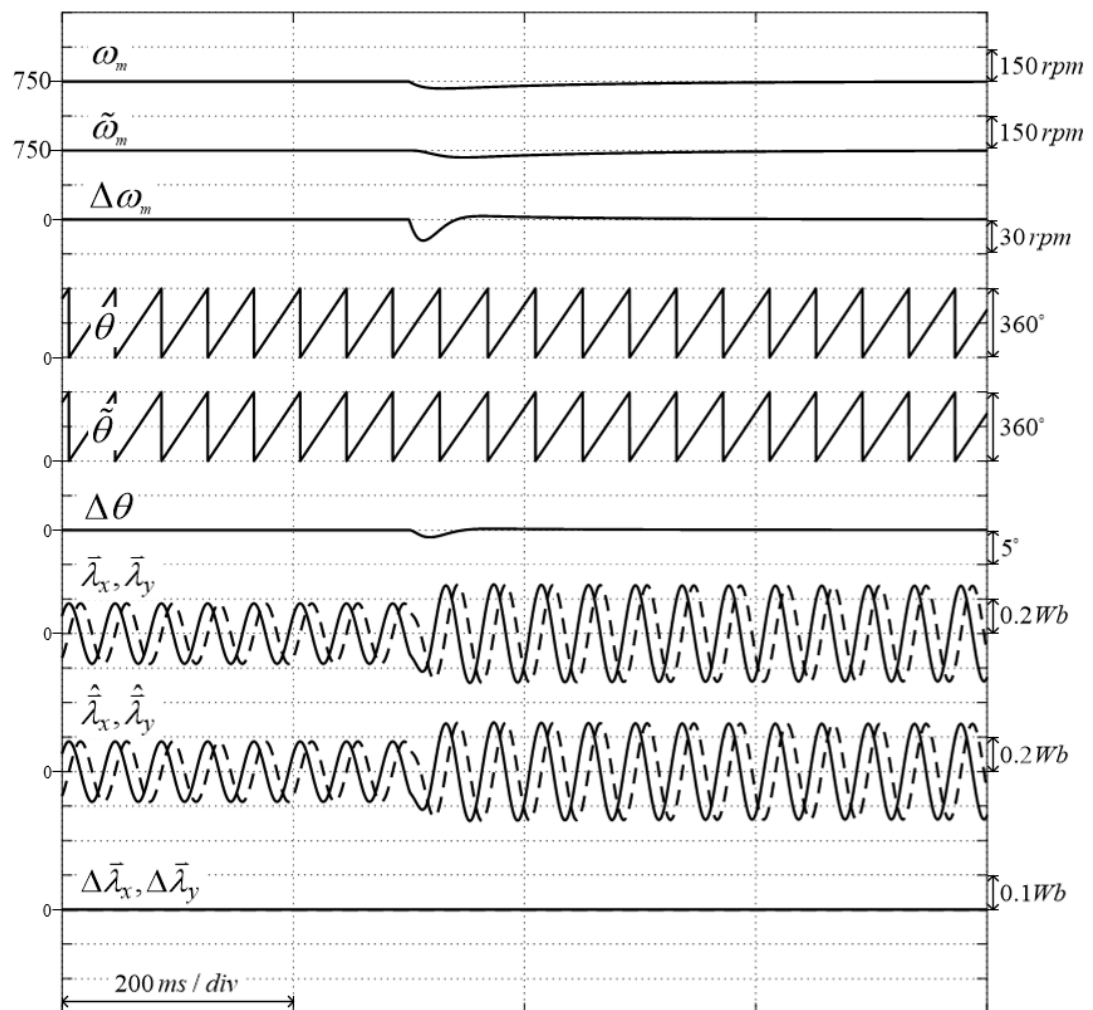
รูปที่ 6.20 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น
ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm



รูปที่ 6.21 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น
ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm

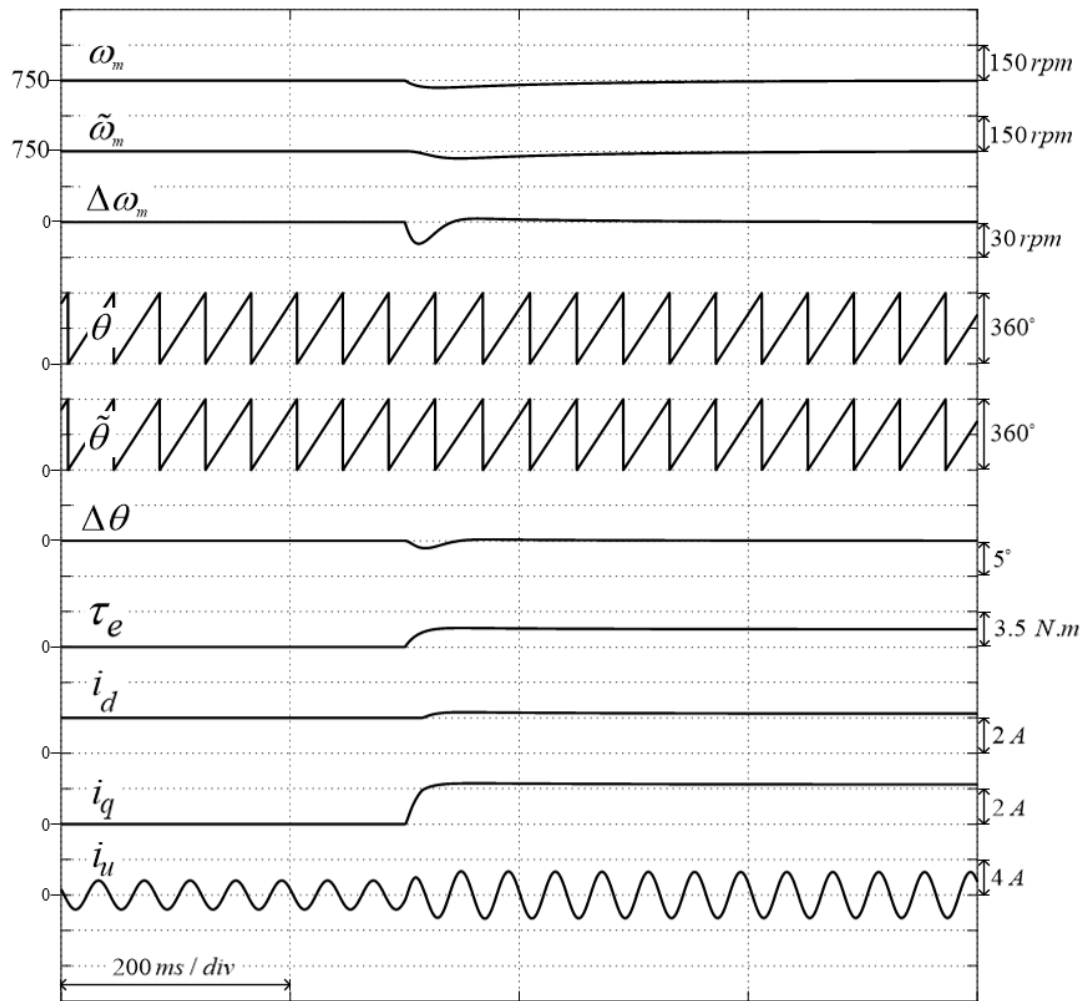
6.2.5.2 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็ว 750 rpm

ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ 50% ของโหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm จากรูปที่ 6.22 พบว่าขณะที่โหลดแบบขั้นกระทำต่อมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยที่มีความผิดพลาดการประมาณความเร็วสูงสุดประมาณ -18 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดที่ -1 องศา ผลการทดลองในรูปที่ 6.23 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุม



รูปที่ 6.22 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm

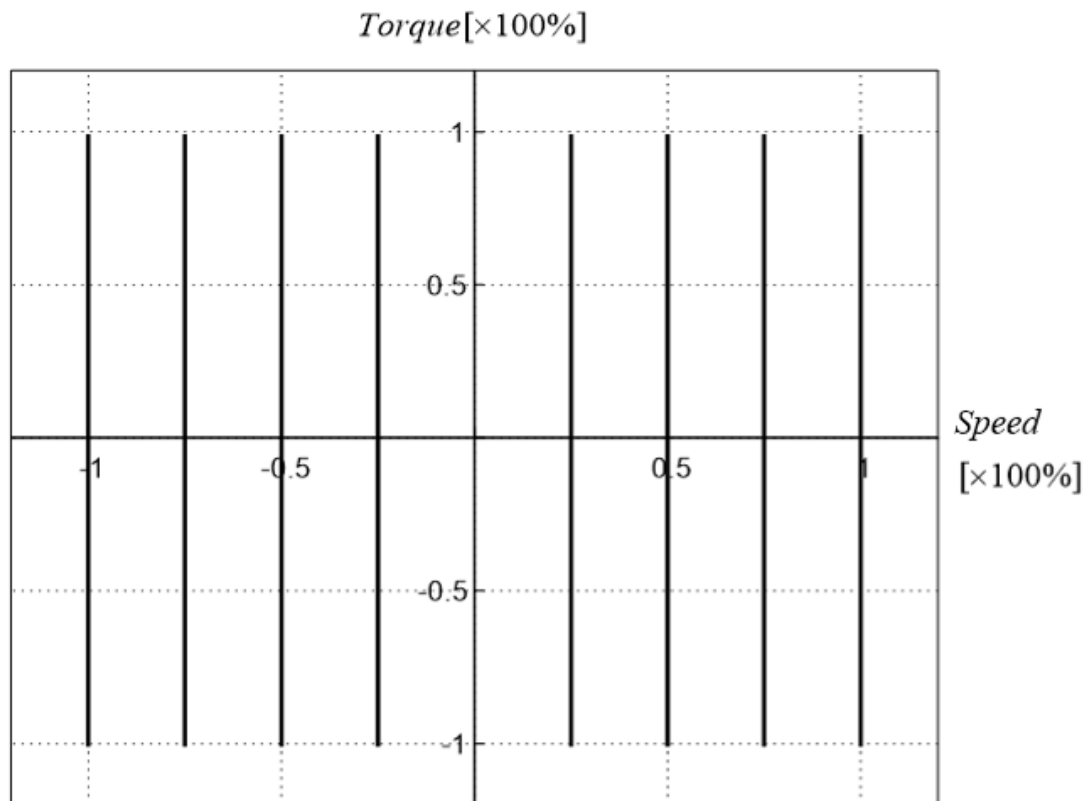


รูปที่ 6.23 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm

6.2.6 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาค

รูปที่ 6.24 แสดงลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่ง ซึ่งผลการทดลองยืนยันว่าตัวสังเกตที่นำเสนอและระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์ทำงานได้ดี และมีเสถียรภาพตลอดช่วงการทำงานบนระนาบแรงบิด-ความเร็ว



รูปที่ 6.24 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาคการทำงานของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์

บทที่ 7

ผลการทำงานของระบบจริง

หลังจากที่ได้ยืนยันความถูกต้องของแนวคิดที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากการใช้ตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ โดยการจำลองการทำงานของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์ และนำเสนอผลการจำลองไว้ในบทที่ 6 แล้ว ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอผลการทดลองควบคุมมอเตอร์กับระบบควบคุมจริง เพื่อยืนยันการใช้งานจริงในทางปฏิบัติด้วย โดยค่าพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้ในระบบควบคุมจริงแสดงไว้ในตารางที่ 7.1

ผลการทดลองในบทนี้จะเริ่มแสดงจากผลการทดลองของผลตอบสนองชั่วครู่ (Transient response) ดังตารางที่ 7.2 และจะแสดงผลการทดลองในช่วงสภาวะอยู่ตัว (Steady state) ดังตารางที่ 7.3 เป็นลำดับถัดไป

ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์และระบบประมาณที่ใช้ในระบบควบคุมจริง

SynRM Parameters	No. of poles	4	Rated Torque	3.5 N·m
	R	3.2273 Ω	Rated Speed	1500 rpm
	J (ทั้งระบบ) kg·m ²	0.007459	Rated Current	2.75 A
			Rated Voltage	220 V
Vector Control Parameter	Speed Control	$K_p^{sp} = 0.1$		
		$K_I^{sp} = 0.015$		
	Current Control	D axis	Q axis	
		$K_p^d = 100$ $K_I^d = 2200$	$K_p^q = 20$ $K_I^q = 440$	
Estimator Parameters	Observer Gains (μ)	300		
	Phase-Locked Loop	$K_p^{PLL} = 74$		
$K_I^{PLL} = 5477$				

7.1 ผลการทำงานในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state response)

ผลการทดลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวจะแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ ที่สภาวะไร้โหลด และ ที่สภาวะโหลดพิกัด โดยทำการทดลองในกรณีต่างๆ ดังตารางที่ 7.2

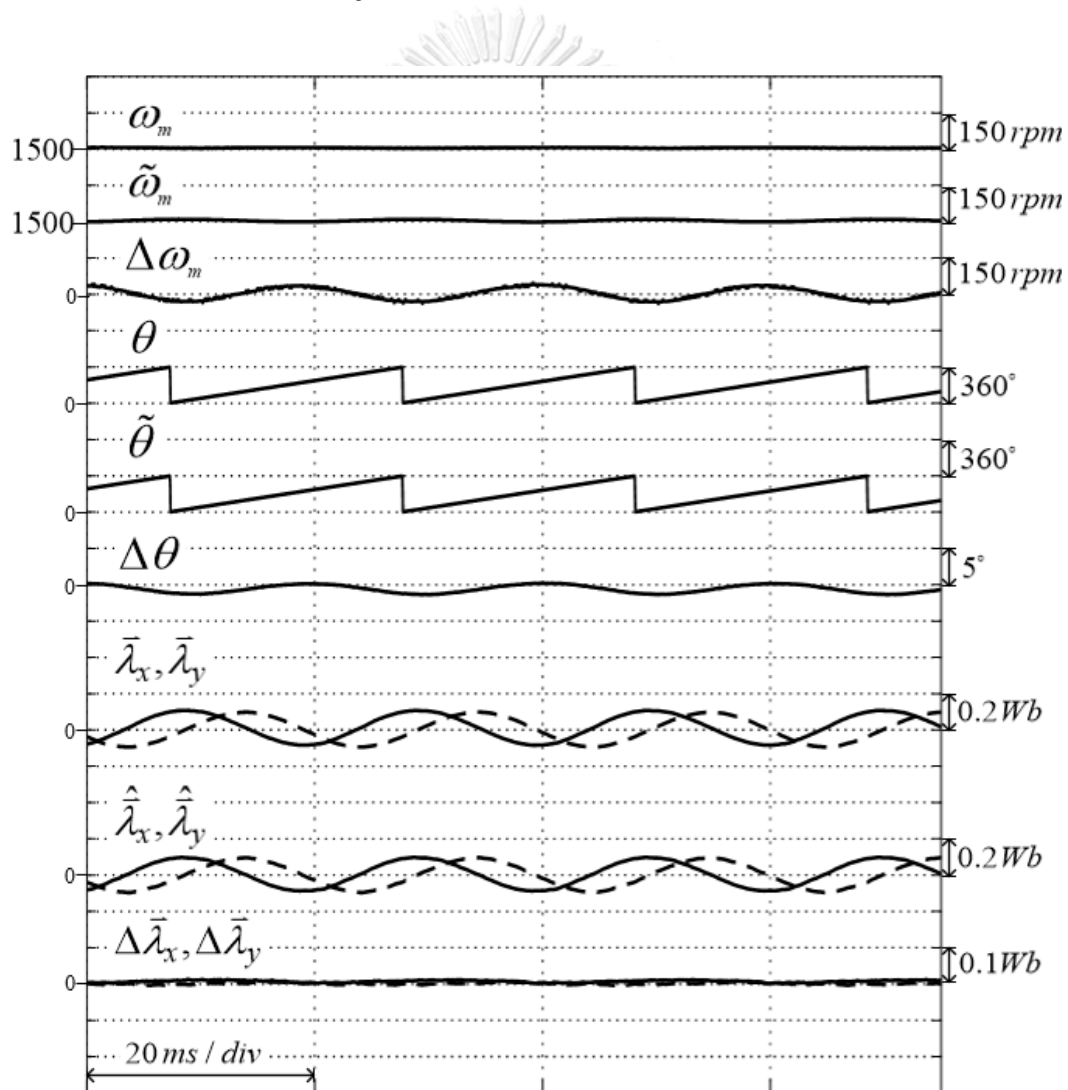
ตารางที่ 7.2 เงื่อนไขการทดลองในสภาวะอยู่ตัว

7.1 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state response)
7.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะไร้โหลด
7.1.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm 7.1.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm 7.1.1.3 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm
7.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด
7.1.2.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm 7.1.2.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm

7.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะไร้โหลด

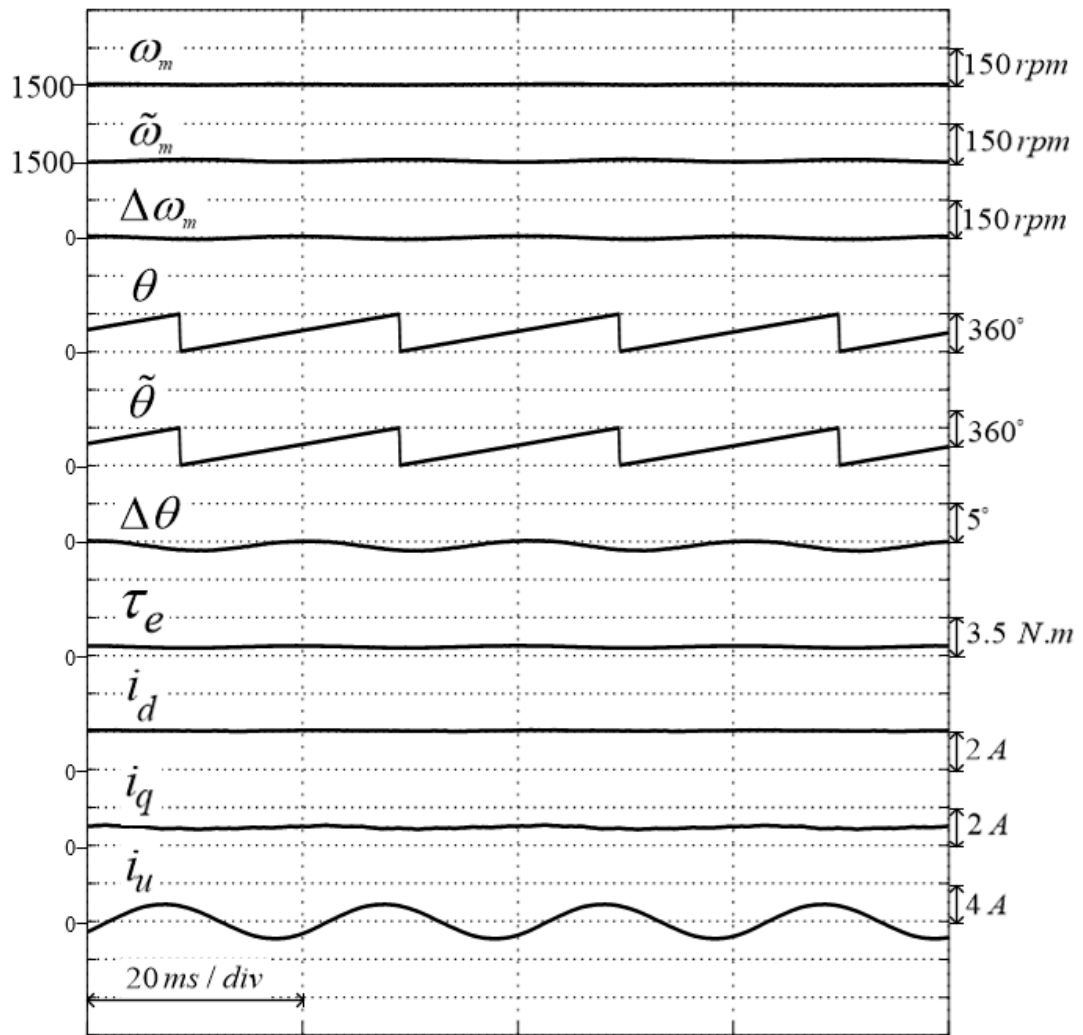
จากผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัว โดยไร้โหลด ที่ความเร็วต่างๆ จะพบว่าตัวประมาณสามารถประมาณฟลักซ์ได้ใกล้เคียงกับ ฟลักซ์ที่แท้จริง ส่วนระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วก็สามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี สอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.1.1 อีกทั้งความคลาดเคลื่อนของการประมาณก็สอดคล้องกับที่ได้ออกแบบระบบประมาณตำแหน่งไว้ในบทที่ 3 อย่างไรก็ตามในช่วงความถี่ต่ำความผิดพลาดของการประมาณจะมีค่าสูงเนื่องจากแรงดันและกระแสที่ใช้ในการคำนวณมีค่าต่ำ ทำให้ถูกรบกวนจากผลของความไม่อุดมคติ และสัญญาณรบกวน

7.1.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm



รูปที่ 7.1 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm

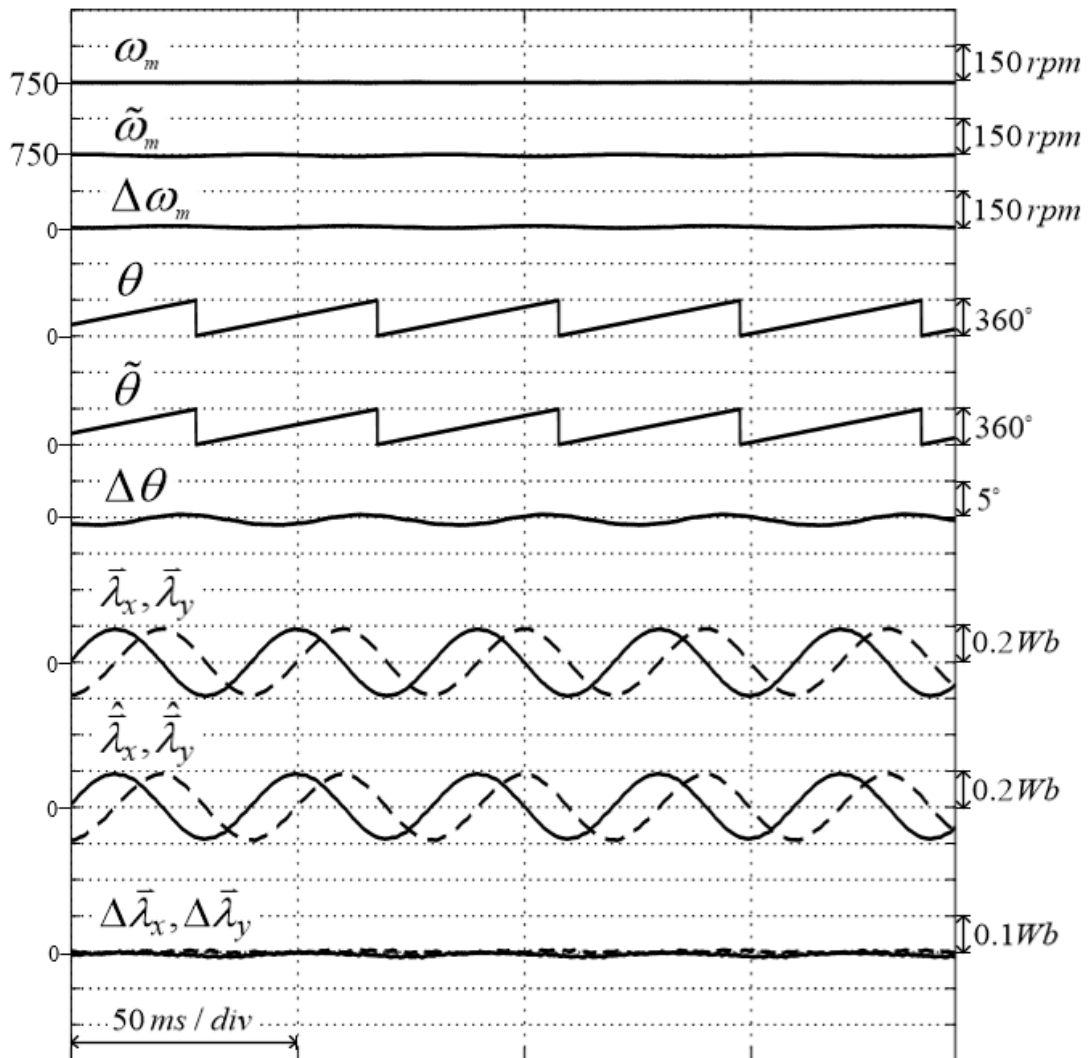
โดยไม่มีโหลด



รูปที่ 7.2 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm

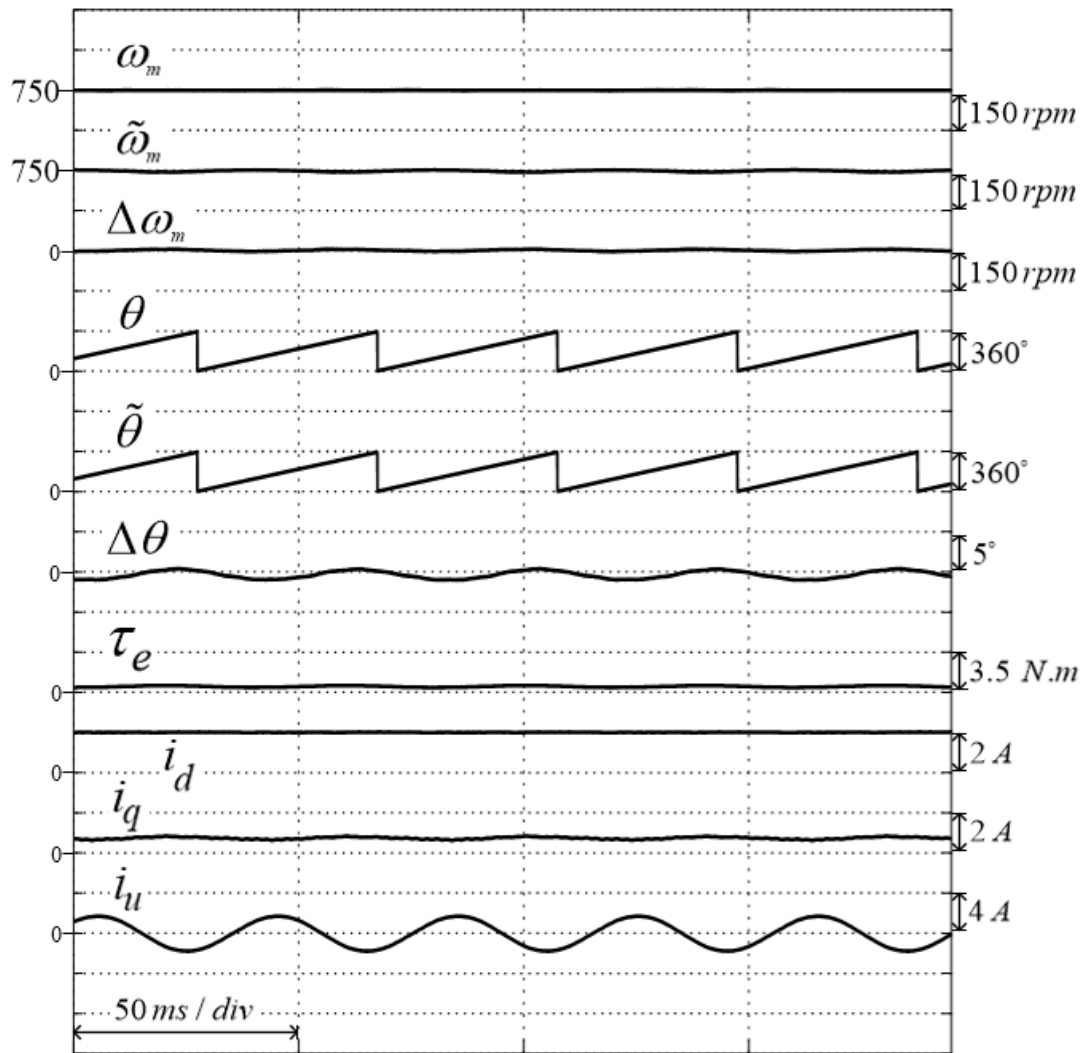
โดยไม่มีโหลด

7.1.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm



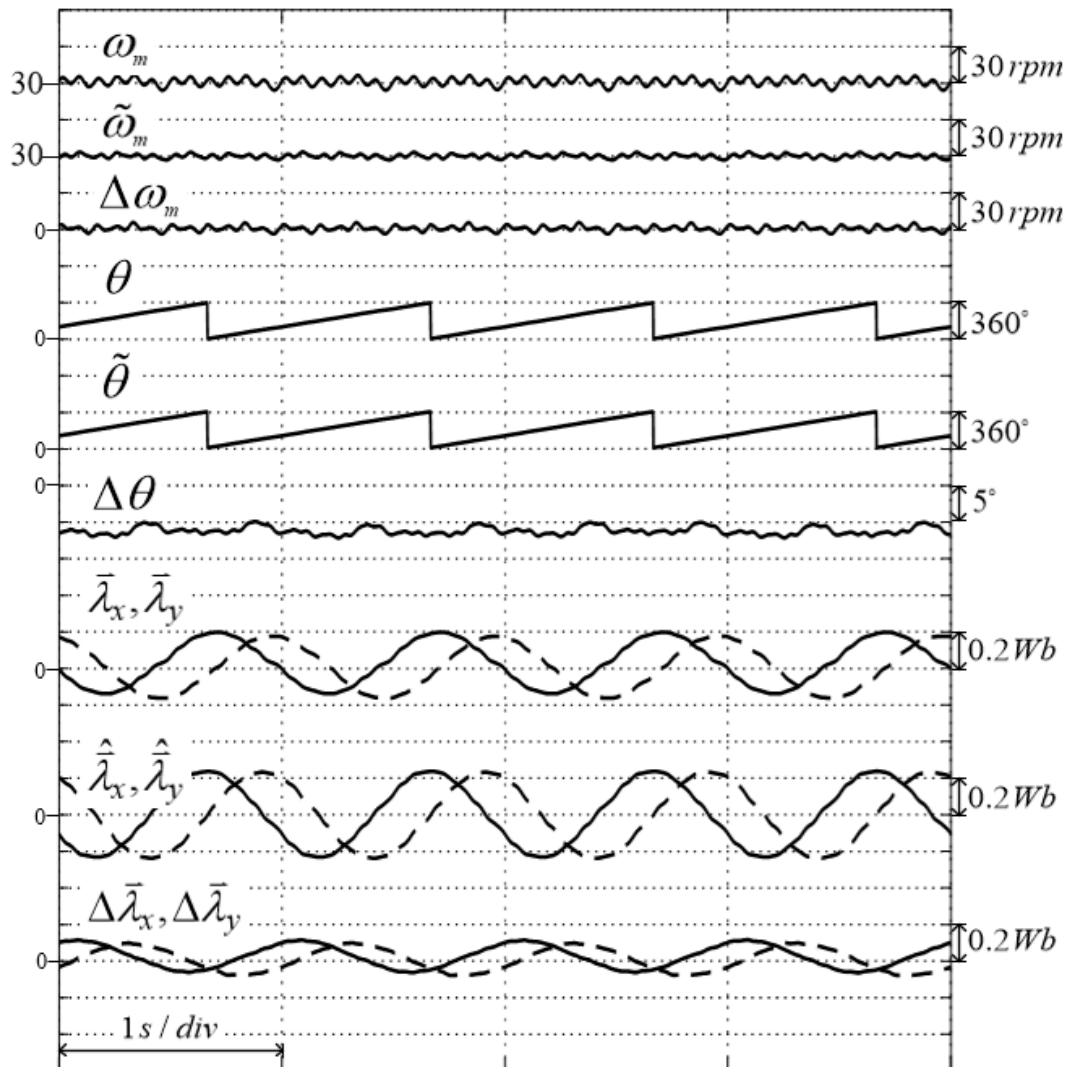
รูปที่ 7.3 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm

โดยไม่มีโหลด

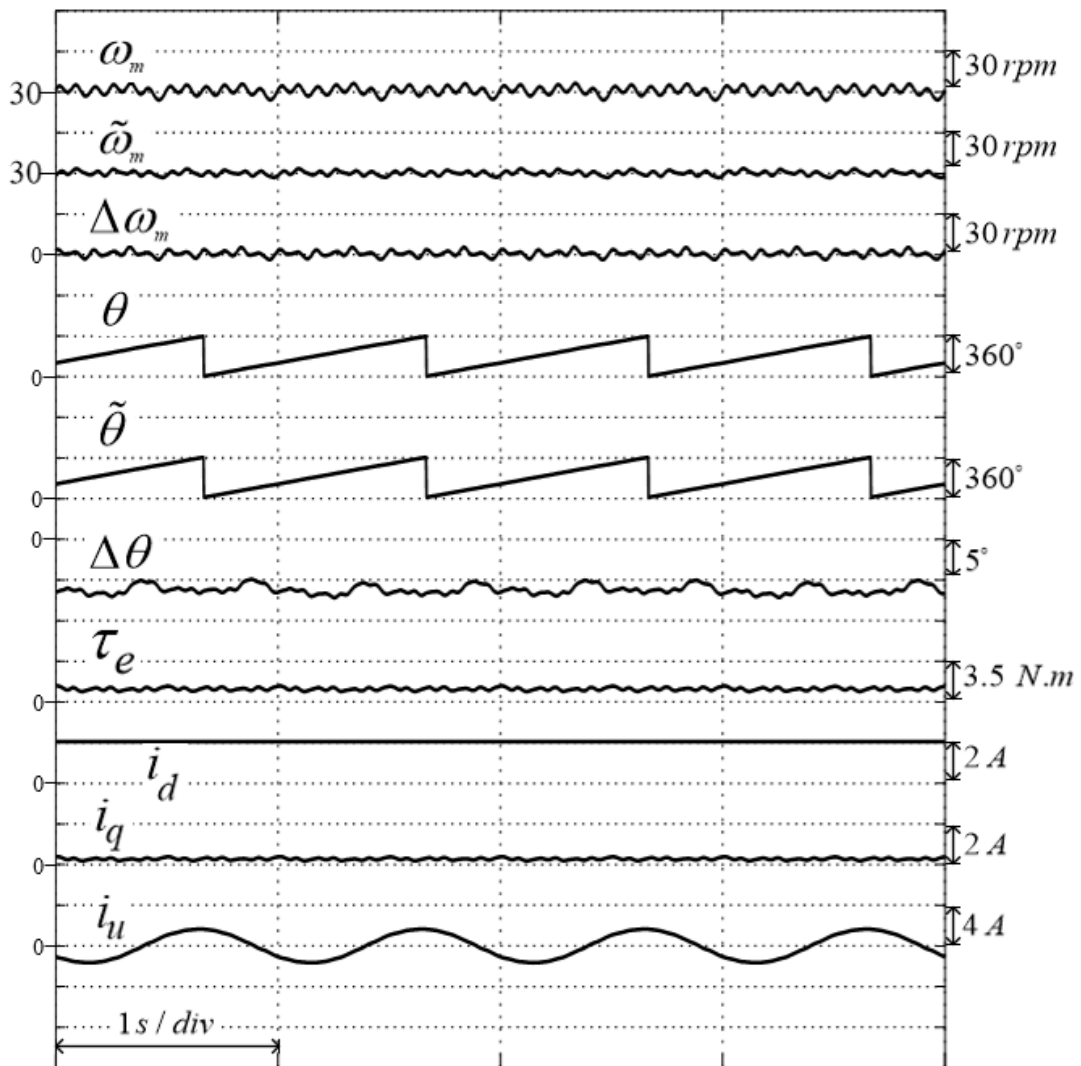


รูปที่ 7.4 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm โดยไม่มีโหลด

7.1.1.3 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm



รูปที่ 7.5 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm โดยไม่มีโหลด



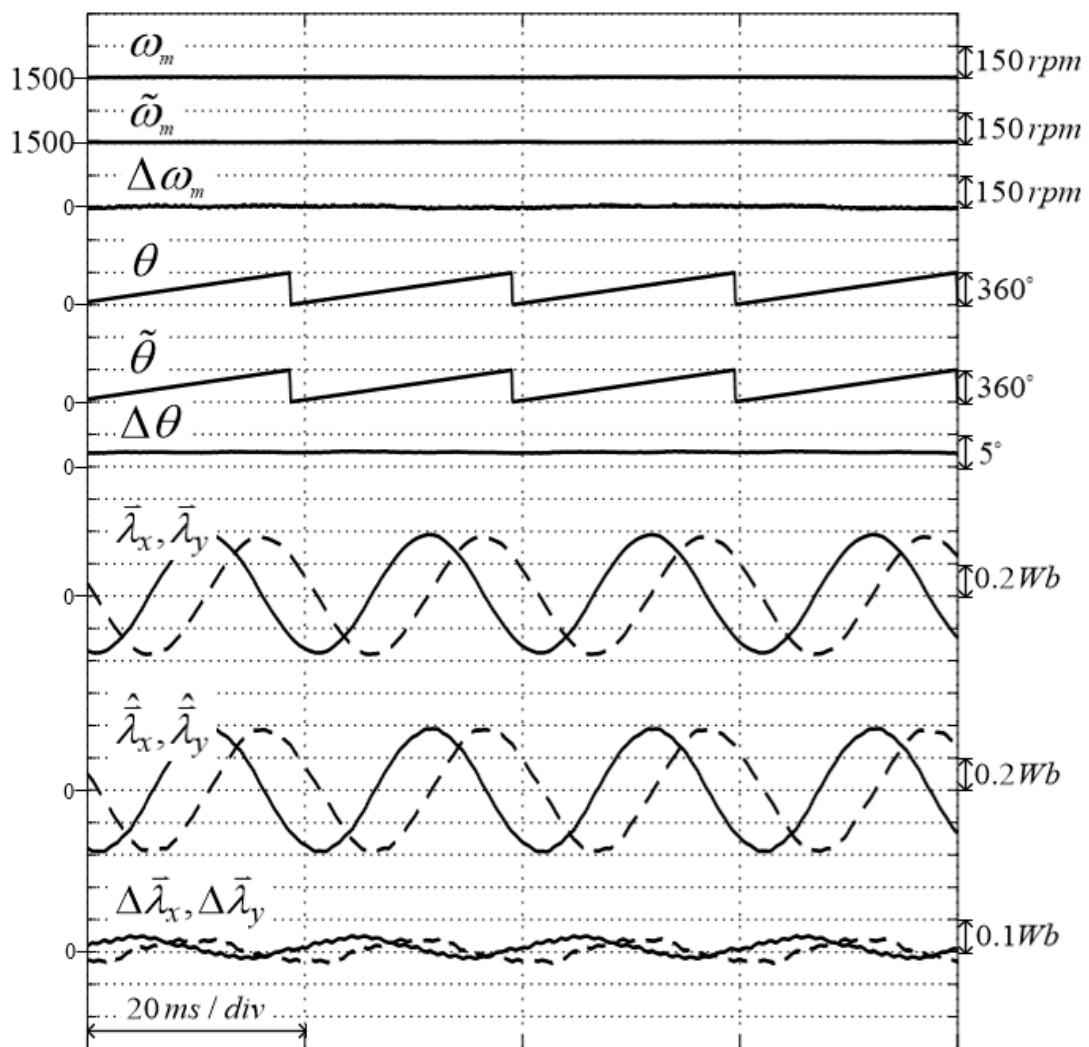
รูปที่ 7.6 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm

โดยไม่มีโหลด

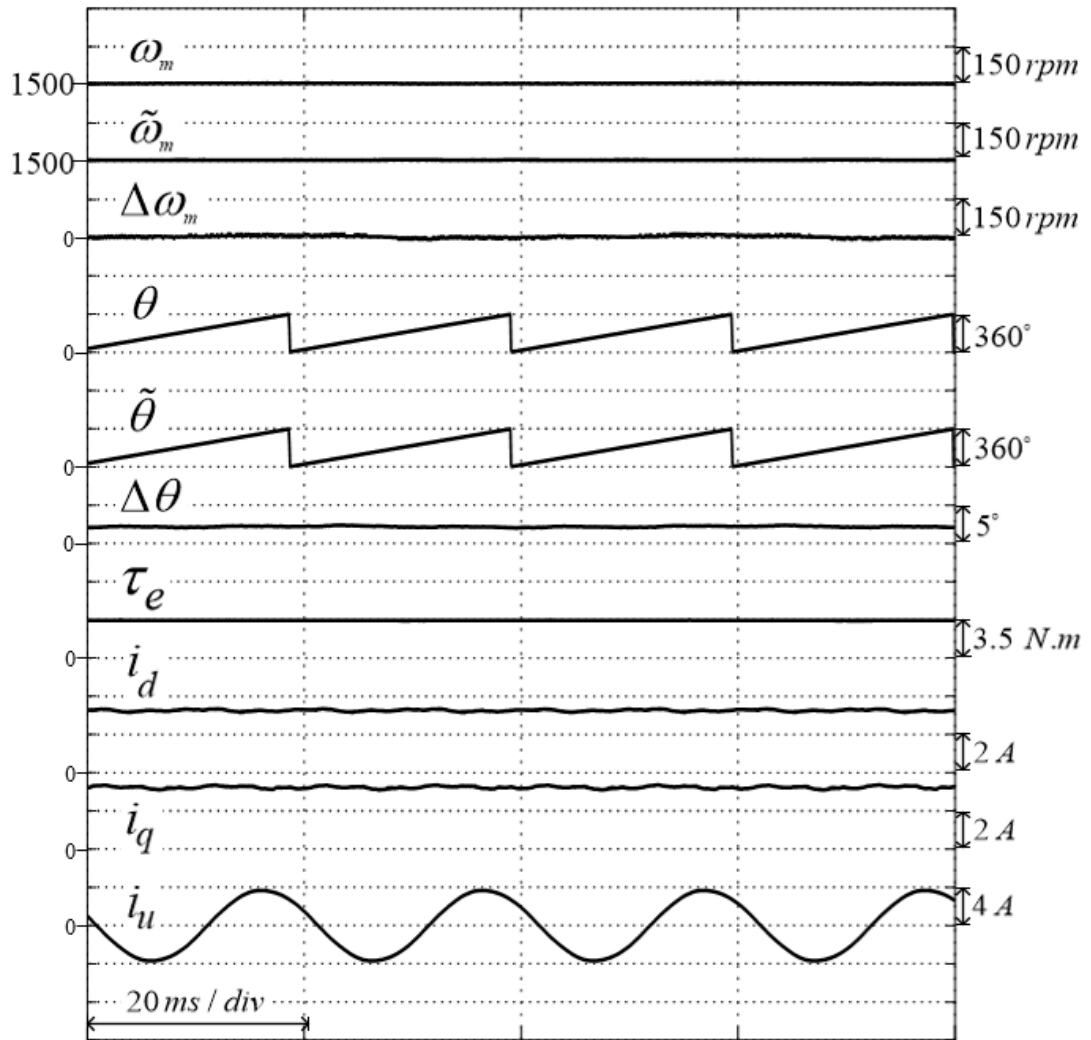
7.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด

จากผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็วต่างๆ จะพบว่าตัวประมาณสามารถประมาณฟลักซ์ได้ใกล้เคียงกับ ฟลักซ์ที่แท้จริง ส่วนระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วก็สามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี สอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.1.2 อีกทั้งความคลาดเคลื่อนของการประมาณก็สอดคล้องกับที่ได้ออกแบบระบบประมาณตำแหน่งไว้ในบทที่ 3

7.1.2.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm

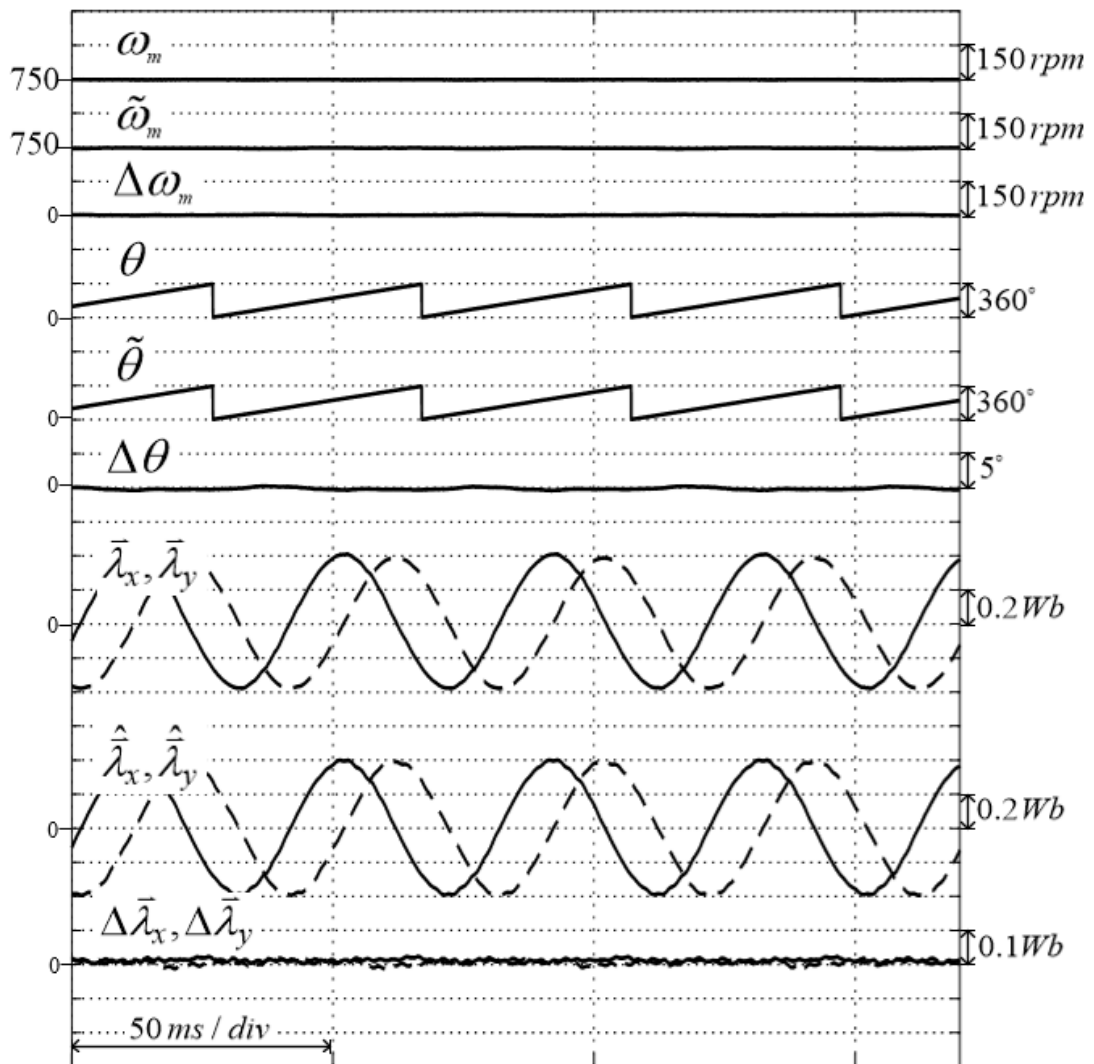


รูปที่ 7.7 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ที่โหลดพิกัด 3.5 N.m

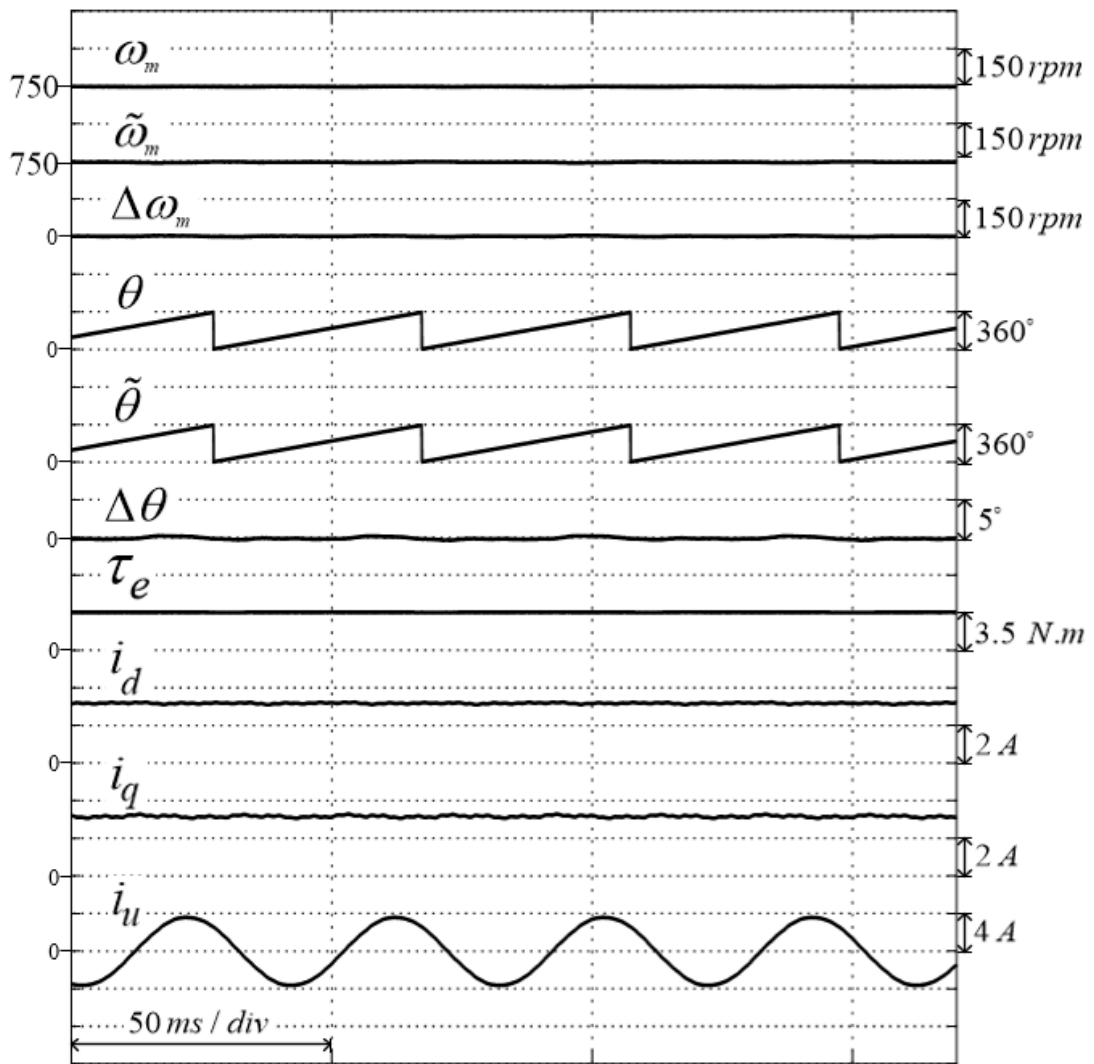


รูปที่ 7.8 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm
ที่โหลดพิกัด 3.5 N.m

7.1.2.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm



รูปที่ 7.9 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm
ที่โหลดพิกัด 3.5 N.m



รูปที่ 7.10 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ที่โหลดพิกัด 3.5 N.m

7.2 ผลตอบสนองชั่วคราว (Transient response)

การทดลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ การทำงานในสภาวะไร้โหลด และการทำงานที่โหลดพิกัด โดยแต่กรณีจะทำการจำลองที่ความเร็วพิกัด ความเร็วปานกลาง และที่ความเร็วต่ำ ดังตารางที่ 7.3

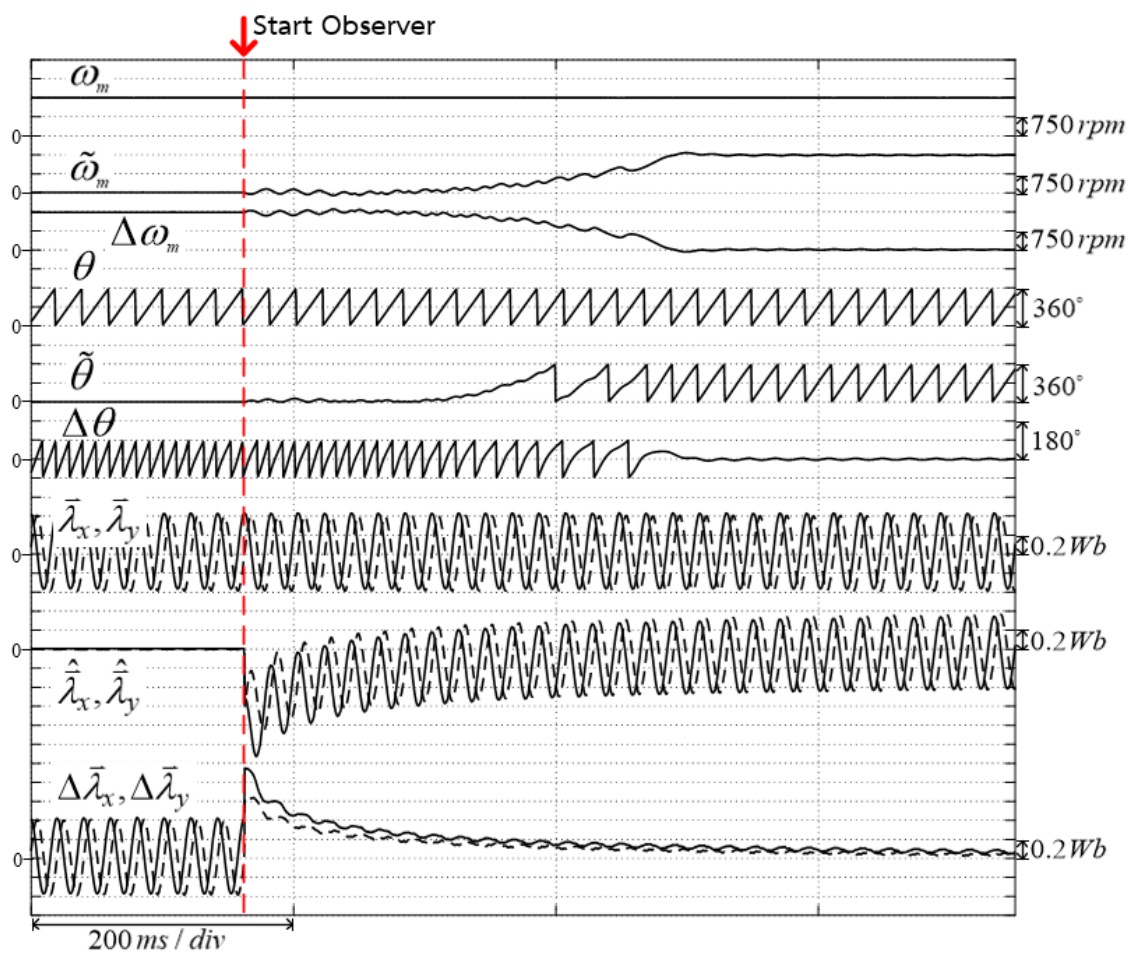
ตารางที่ 7.3 เงื่อนไขการทดลองเพื่อดูผลตอบสนองชั่วคราว

7.2 ผลการทดลองผลตอบสนองชั่วคราว (Transient response)
7.2.1 ผลการทดลองการเริ่มทำงานด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต
7.2.2 ผลการทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ
7.2.3 ผลการทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง
7.2.4 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุน
7.2.4.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุน ที่ความเร็วสูง
7.2.4.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุน ที่ความเร็วต่ำ
7.2.5 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น
7.2.5.1 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็วพิกัด
7.2.5.2 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็ว 750 rpm
7.2.6 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจุดภาค

7.2.1 การจำลองการเริ่มทำงานด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต

ผลการทดลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้นนี้จำลองโดยการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยระบบควบคุมเวกเตอร์แบบมีเซนเซอร์วัดตำแหน่งให้มอเตอร์หมุน (ในที่นี้ให้หมุนที่ความเร็วพิกัด 1500 rpm)

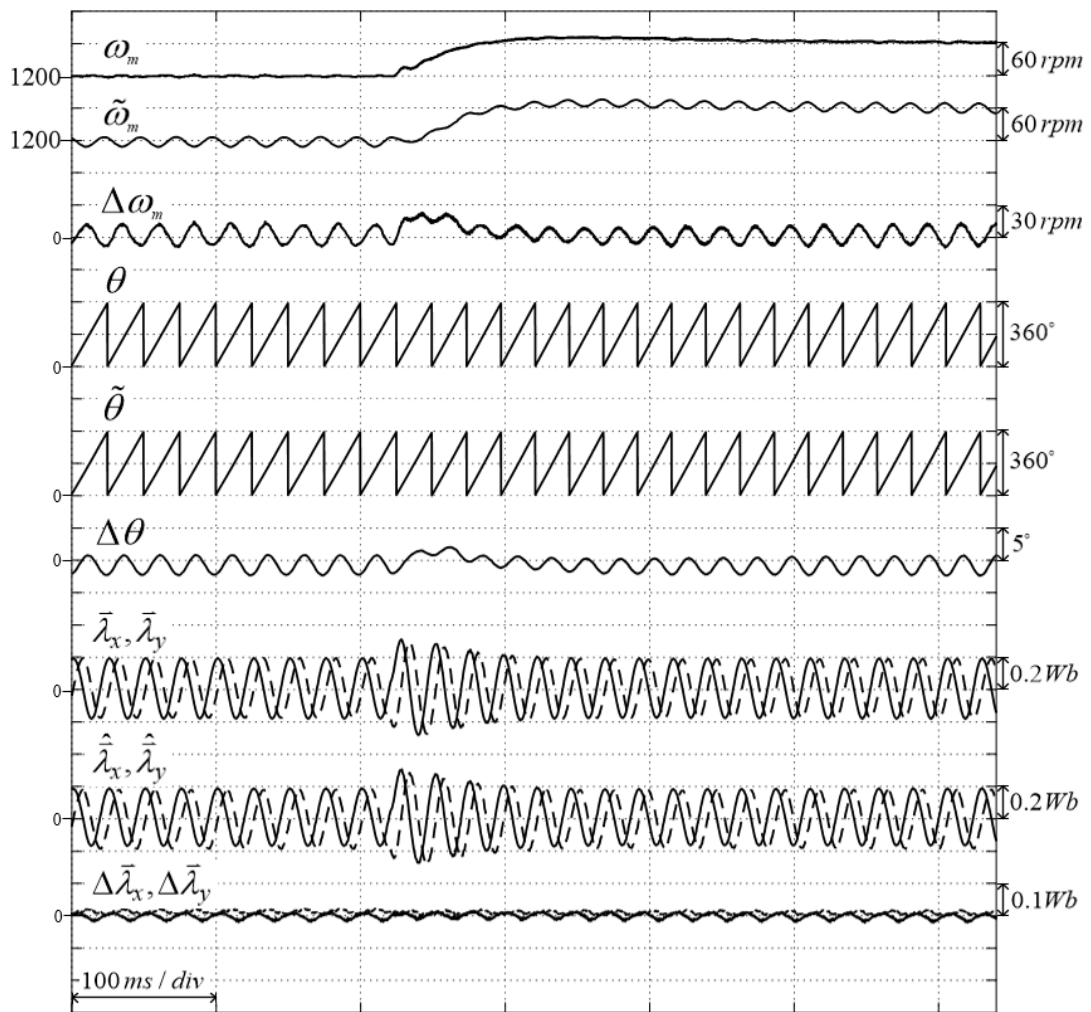
ผลการจำลองในรูปที่ 7.11 แสดงให้เห็นว่าพลักซ์เทียบที่ประมาณจากตัวสังเกตเข้าสู่พลักซ์เทียบจริงของมอเตอร์ได้อย่างรวดเร็ว รวมถึงระบบประมาณก็สามารถติดตามทั้งตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี แม้มีความผิดพลาดเริ่มต้น สอดคล้องกับการจำลองในหัวข้อ 6.2.1



รูปที่ 7.11 ผลการทดลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น

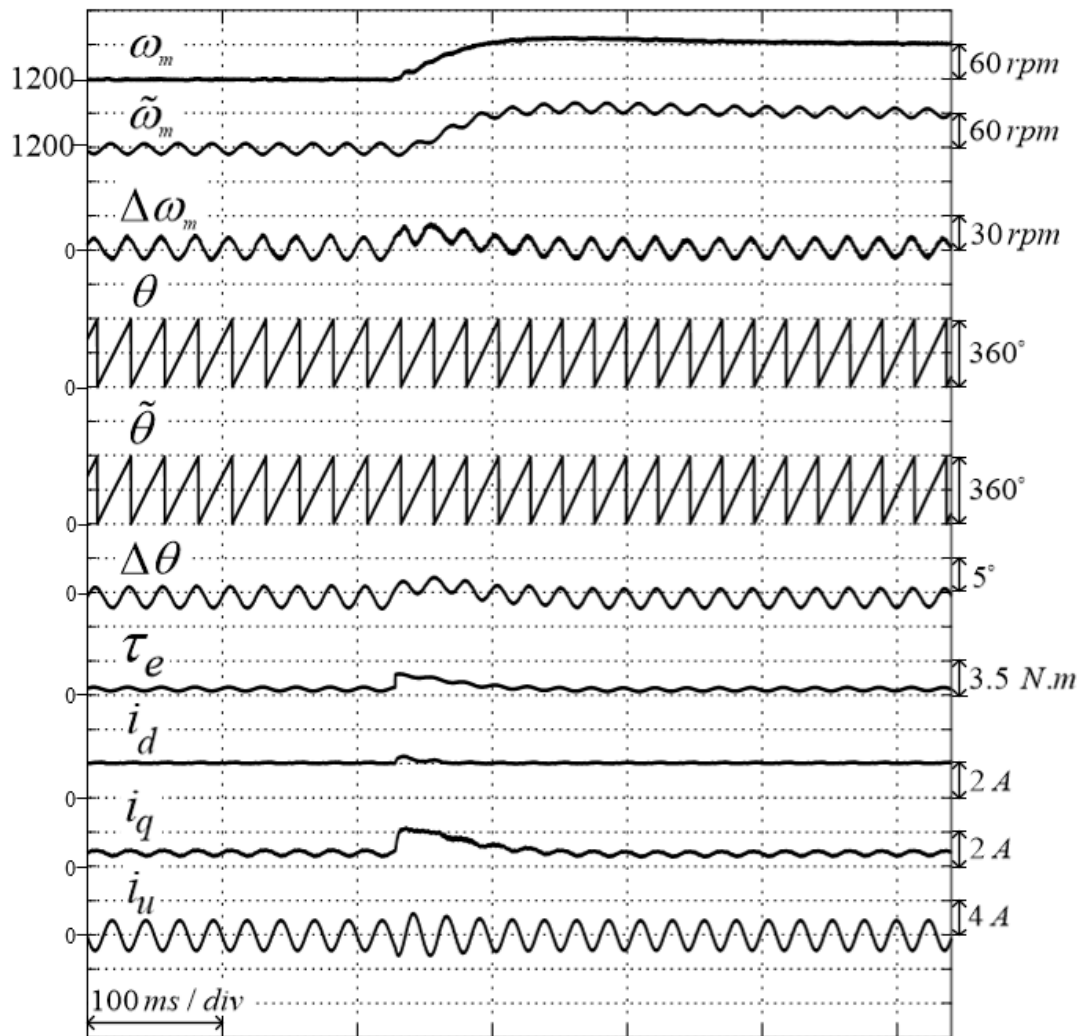
7.2.2 การทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ

ผลการทดลองการเปลี่ยนความเร็วในช่วงแคบ จาก 1200 rpm ไปที่ 1260 rpm จากรูปที่ 7.12 จะเห็นว่าขณะเร่งความเร็วระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบ และติดตามความเร็วกับตำแหน่งได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วสูงสุดที่ 23 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดขณะเร่งความเร็วอยู่ที่ 2.1 องศาทางไฟฟ้า สอดคล้องกับที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 และสอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.2.2



รูปที่ 7.12 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ จาก 1200 rpm ไปที่ 1260 rpm

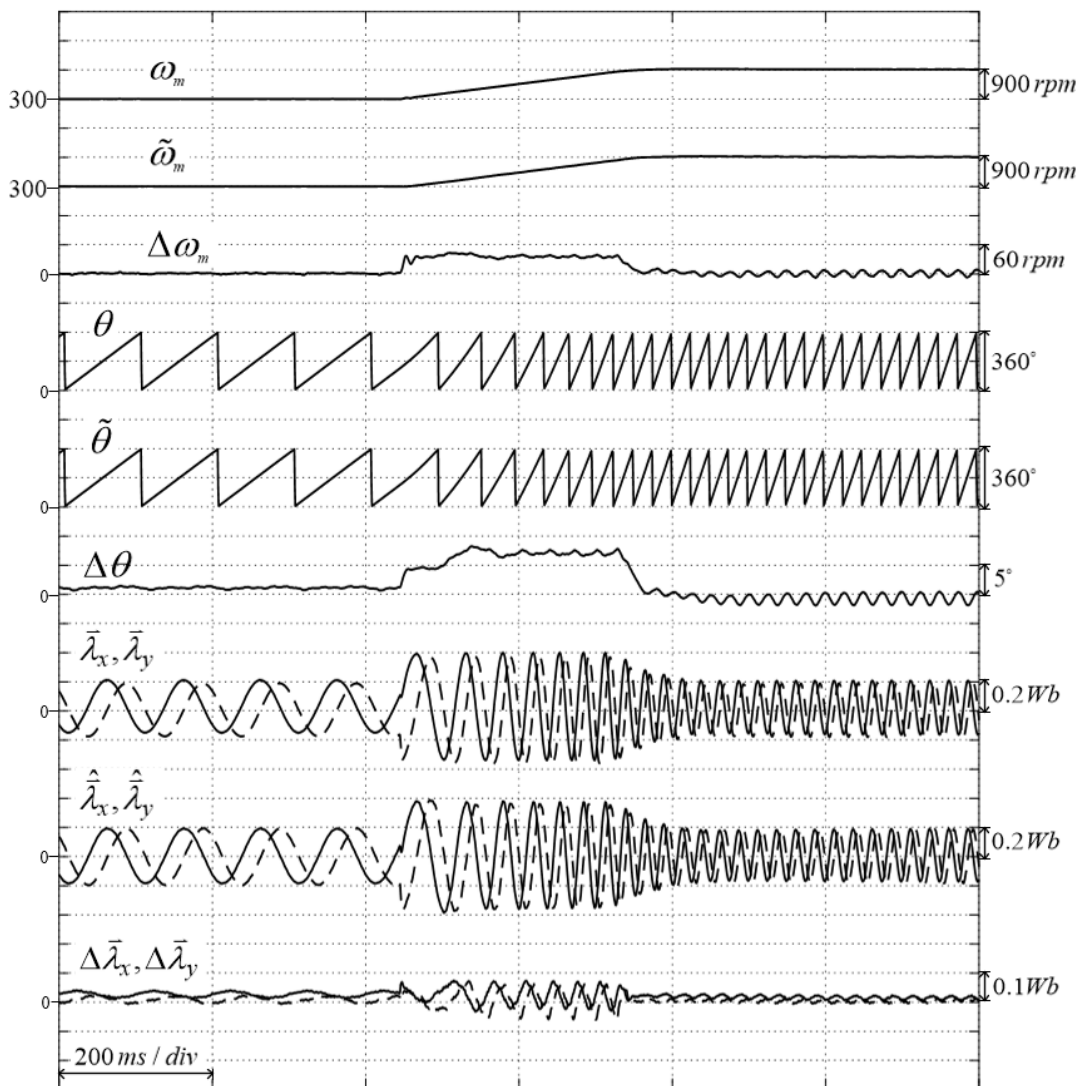
ผลการทดลองในรูปที่ 7.13 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุม ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.2.2



รูปที่ 7.13 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ จาก 1200 rpm ไปที่ 1260 rpm

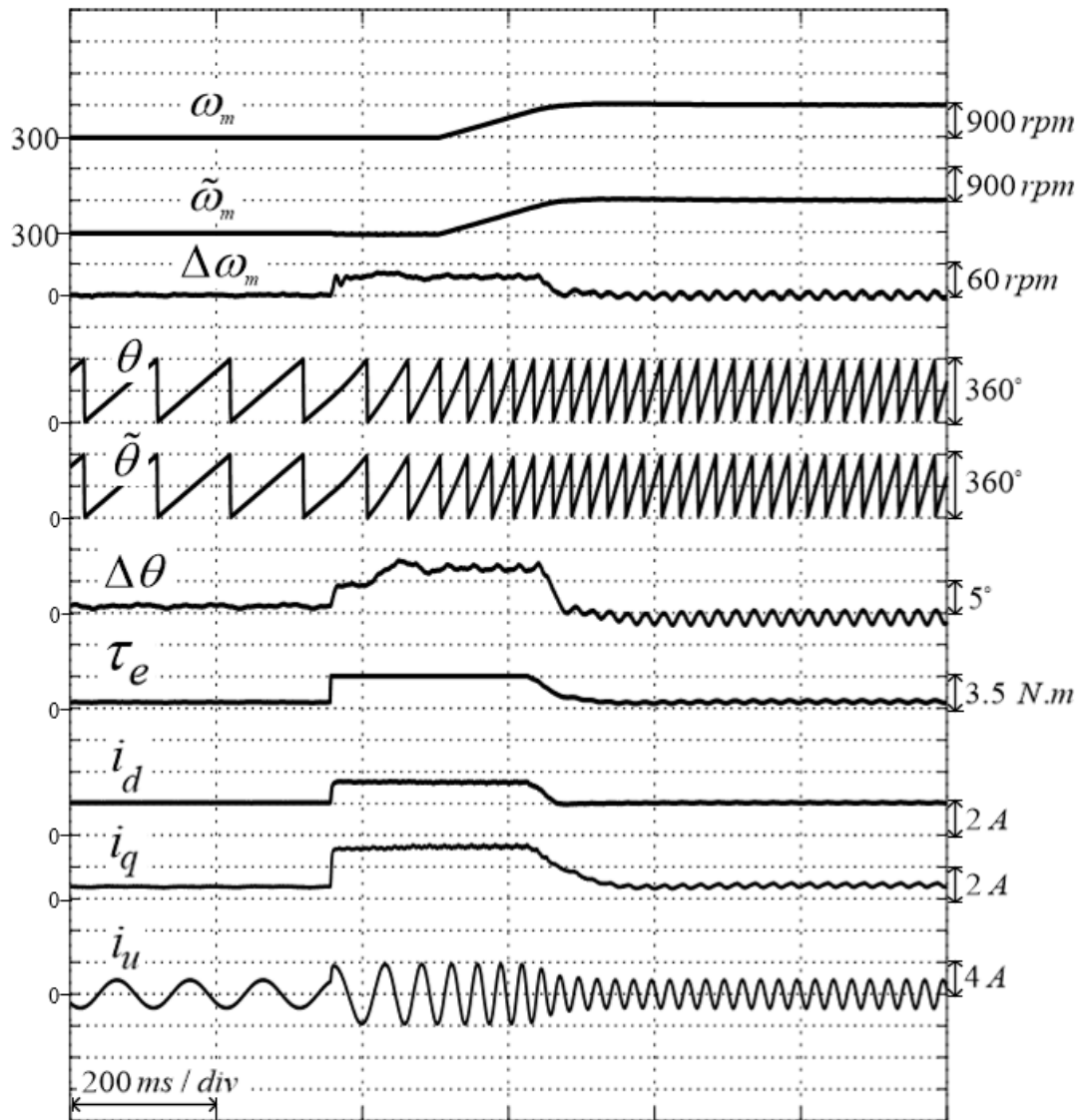
7.2.3 การทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง

ผลการทดลองการเปลี่ยนความเร็วในช่วงกว้าง จาก 300 rpm ไปที่ 1200 rpm จากรูปที่ 7.12 จะเห็นว่าขณะเร่งความเร็วระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบ และติดตามความเร็วกับตำแหน่งได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วสูงสุดที่ 51 rpm และมีความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดขณะเร่งความเร็วอยู่ที่ 8 องศาทางไฟฟ้า สอดคล้องกับที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 และสอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.2.3



รูปที่ 7.14 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง จาก 300 rpm ไปที่ 1200 rpm

ผลการทดลองในรูปที่ 7.13 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุม ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.2.3

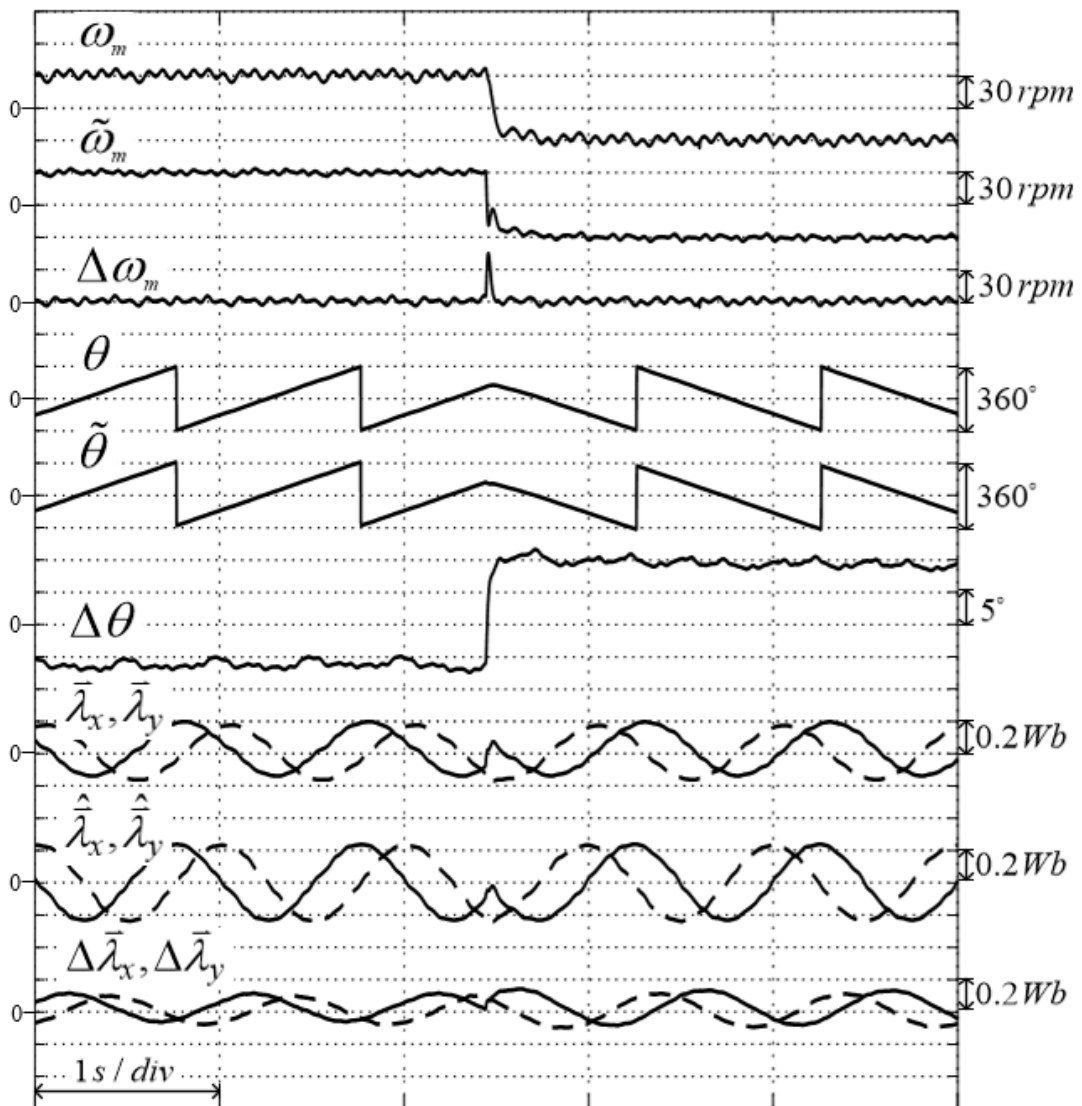


รูปที่ 7.15 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง จาก 300 rpm ไปที่ 1200 rpm

7.2.4 การทดลองการกลับทิศการหมุน

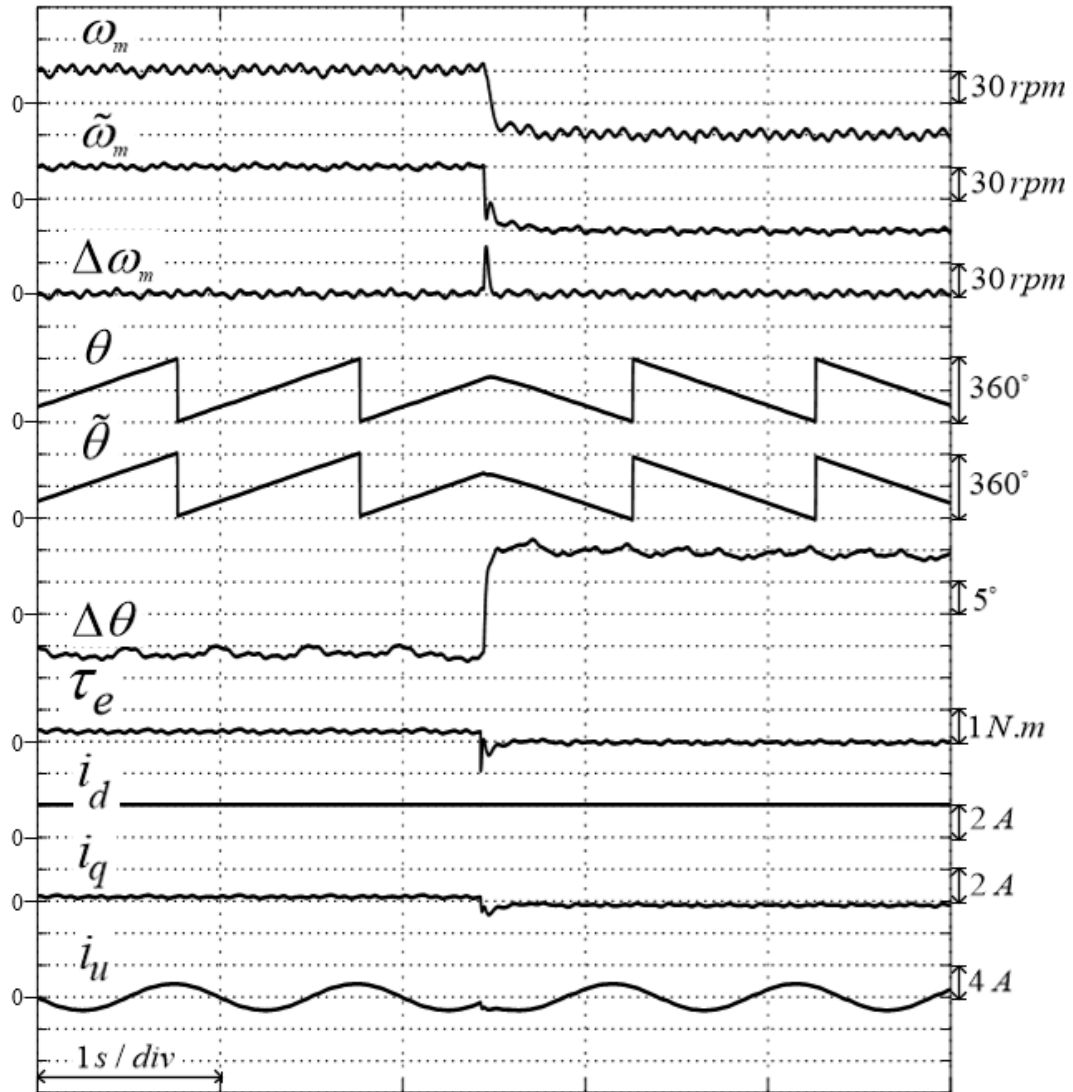
7.2.4.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุน ที่ความเร็วต่ำ

ผลการทดลองแสดงการกลับทิศการหมุนที่ความถี่ต่ำ 30rpm ไปที่ -30rpm โดยในรูปที่ 7.16 จะเห็นว่าขณะกลับทิศระบบสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี แต่ในช่วงที่ความเร็วมีค่าเข้าใกล้ 0 จะมีความผิดพลาดการประมาณความเร็วสูงสุดประมาณ 45 rpm และมีความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดที่ 10 องศา



รูปที่ 7.16 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุน
จาก 30 rpm ไปที่ -30 rpm

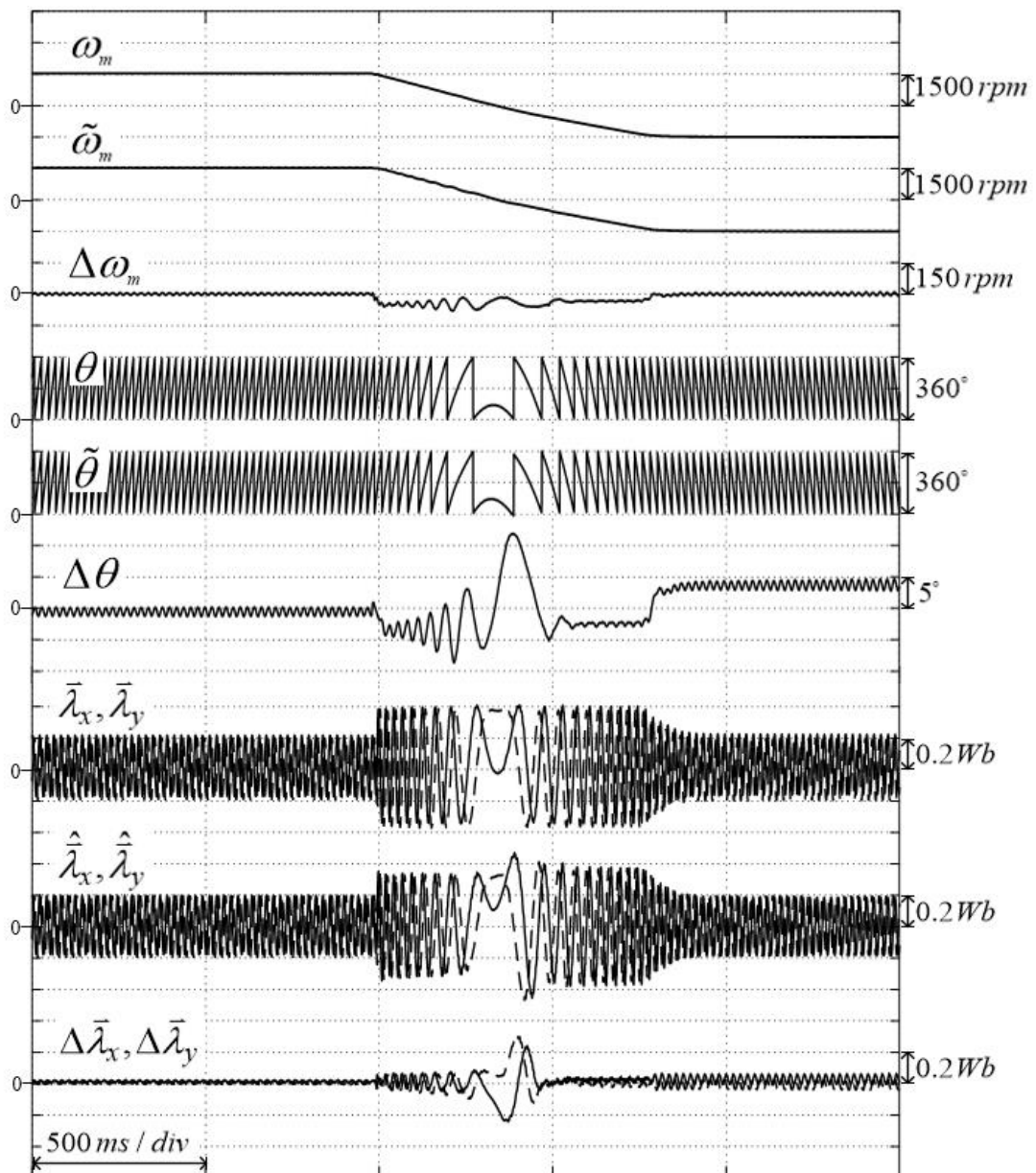
ผลการทดลองในรูปที่ 7.17 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุม ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.2.4.1



รูปที่ 7.17 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุน
จาก 30 rpm ไปที่ -30 rpm

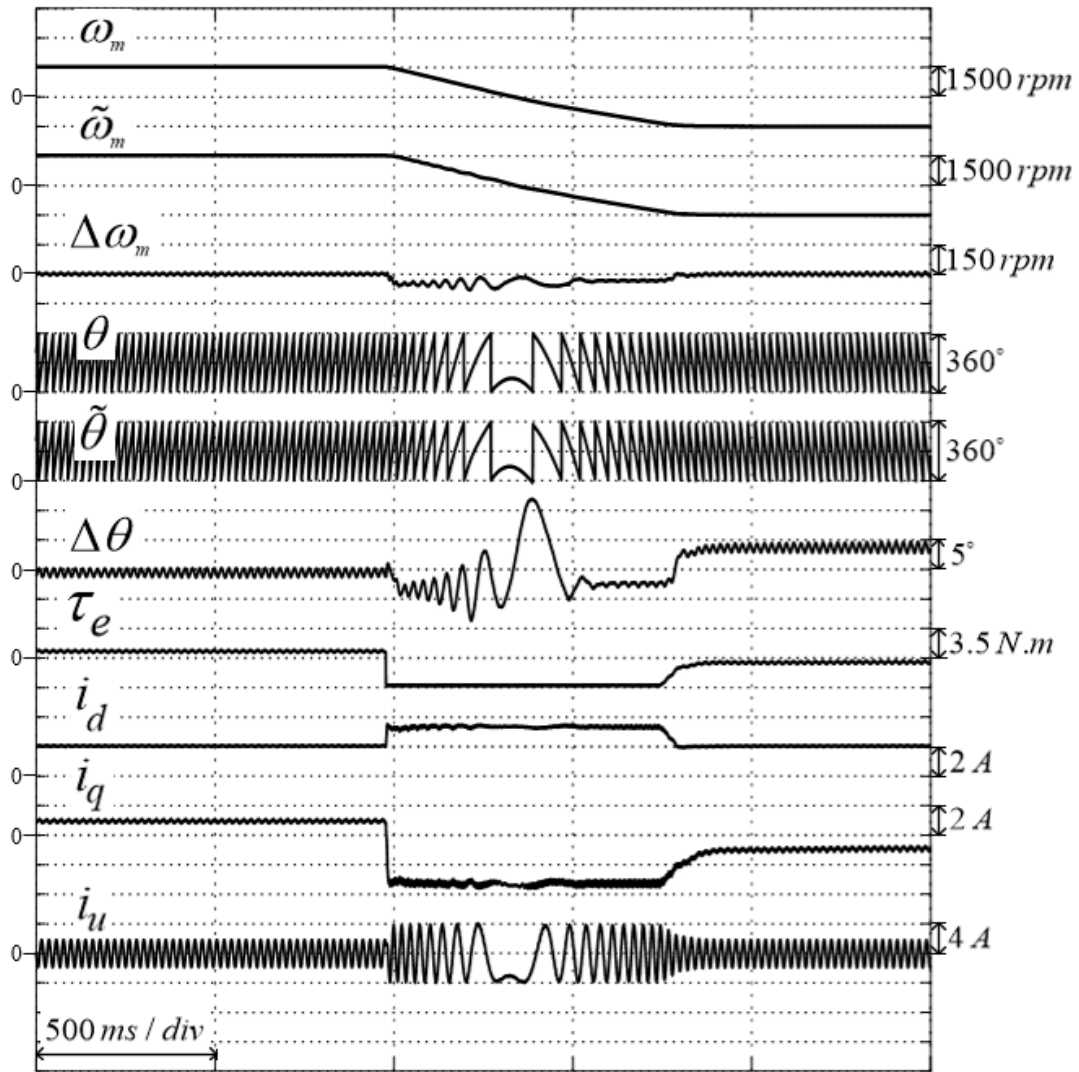
7.2.4.2 การทดลองการกลับทิศการหมุน ที่ความเร็วสูง

ผลการทดลองแสดงการกลับทิศการหมุนที่ความถี่ต่ำ 1500rpm ไปที่ -1500rpm โดยในรูปที่ 7.18 จะเห็นว่าขณะกลับทิศระบบสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วได้เป็นอย่างดี แต่ในช่วงที่ความเร็วมีค่าเข้าใกล้ 0 จะมีความผิดพลาดการประมาณความเร็วสูงสุดประมาณ -70rpm และมีความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดที่ 11 องศา



รูปที่ 7.18 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุน จาก 1500 rpm ไปที่ -1500 rpm

ผลการทดลองในรูปที่ 7.19 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุม ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.2.4.2

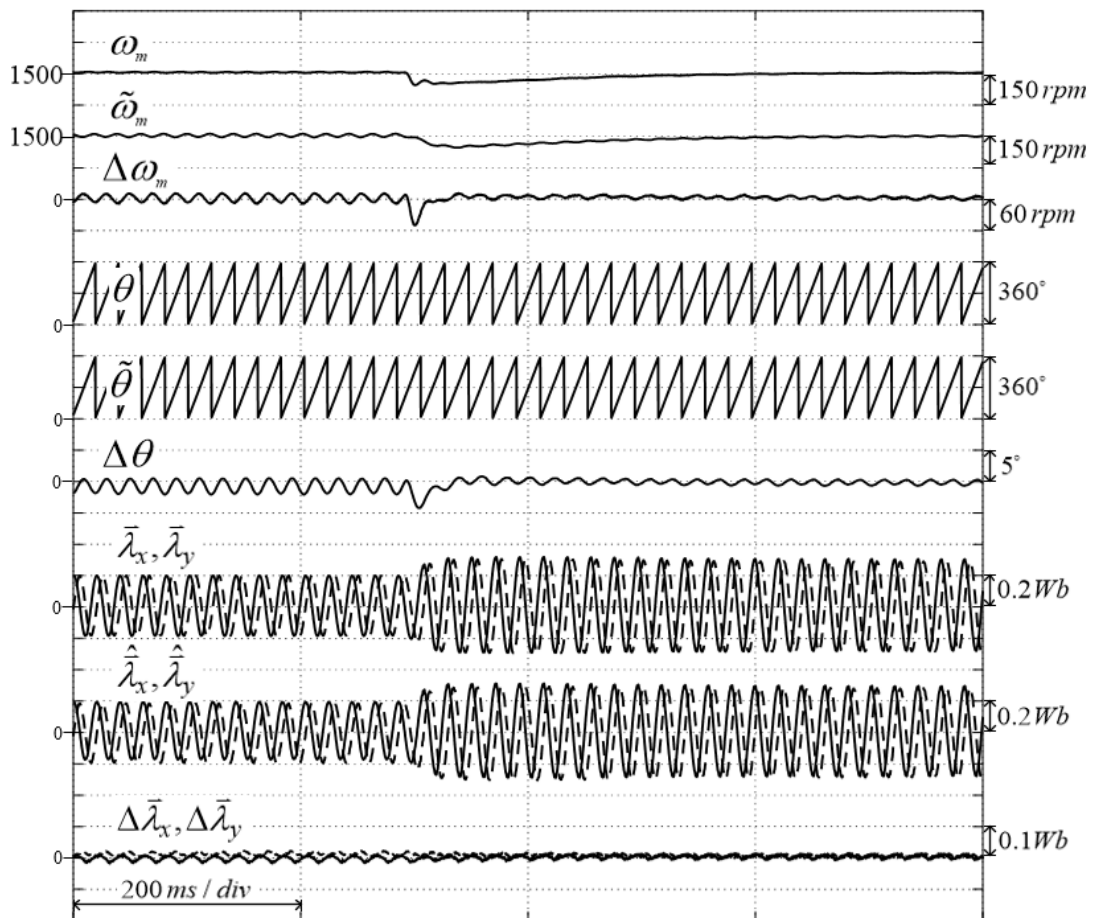


รูปที่ 7.19 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุน จาก 1500 rpm ไปที่ -1500 rpm

7.2.5 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

7.2.5.1 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็วพิกัด

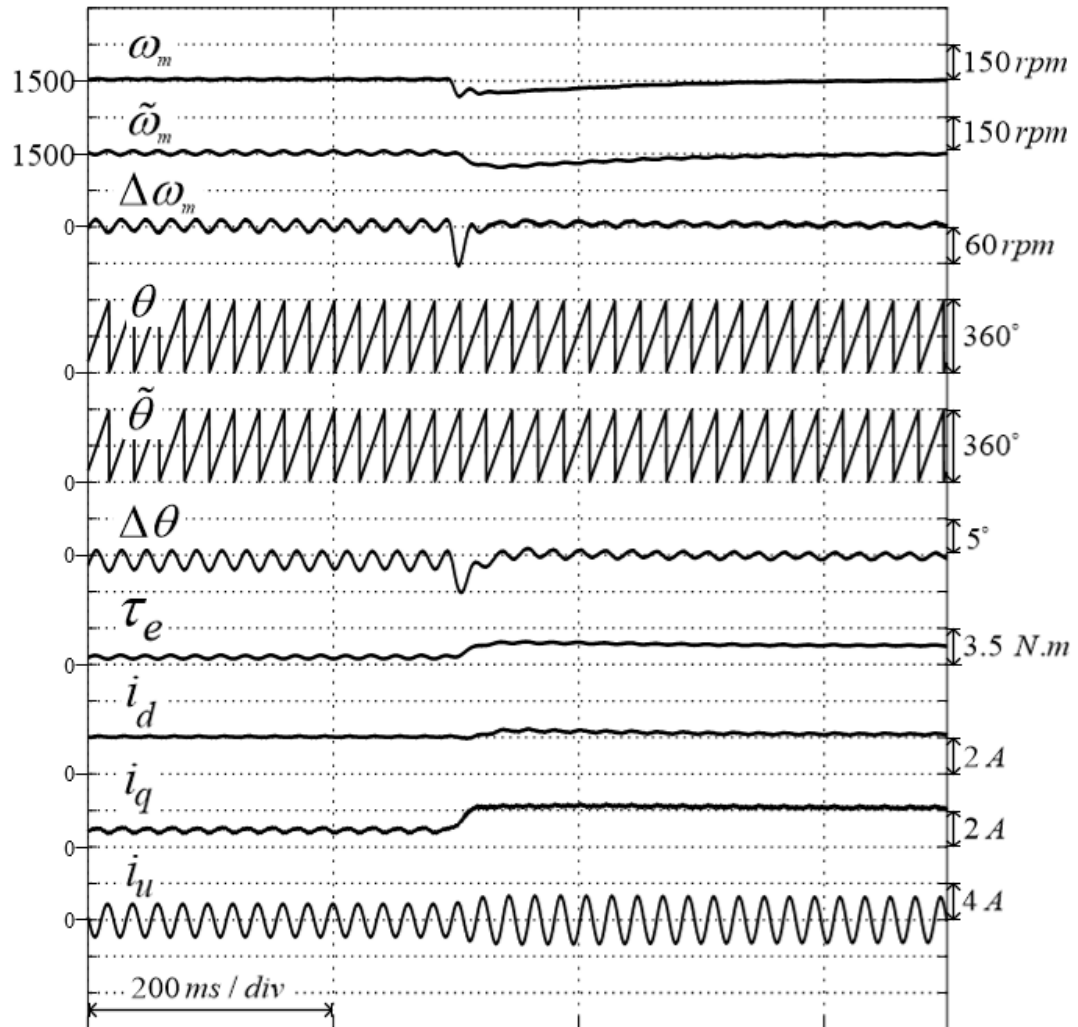
ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ 50% ของโหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500rpm จากรูปที่ 7.20 พบว่าขณะที่โหลดแบบขั้นกระทำต่อมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยที่มีความผิดพลาดการประมาณความเร็วสูงสุดประมาณ -50 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดที่ -4.23 องศา



รูปที่ 7.20 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm

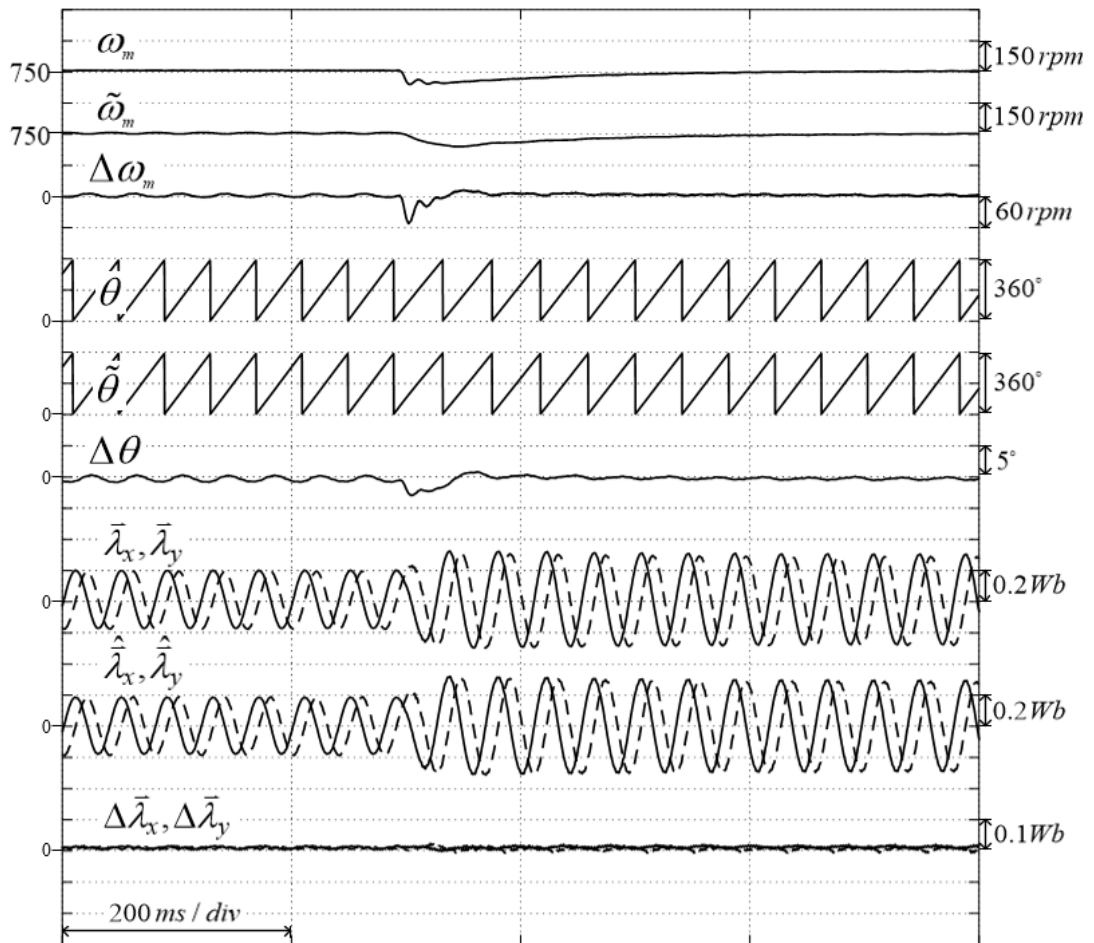
ผลการทดลองในรูปที่ 7.21 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุม ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.2.5.1



รูปที่ 7.21 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุมในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น
ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm

7.2.5.2 การจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ที่ความเร็ว 750 rpm

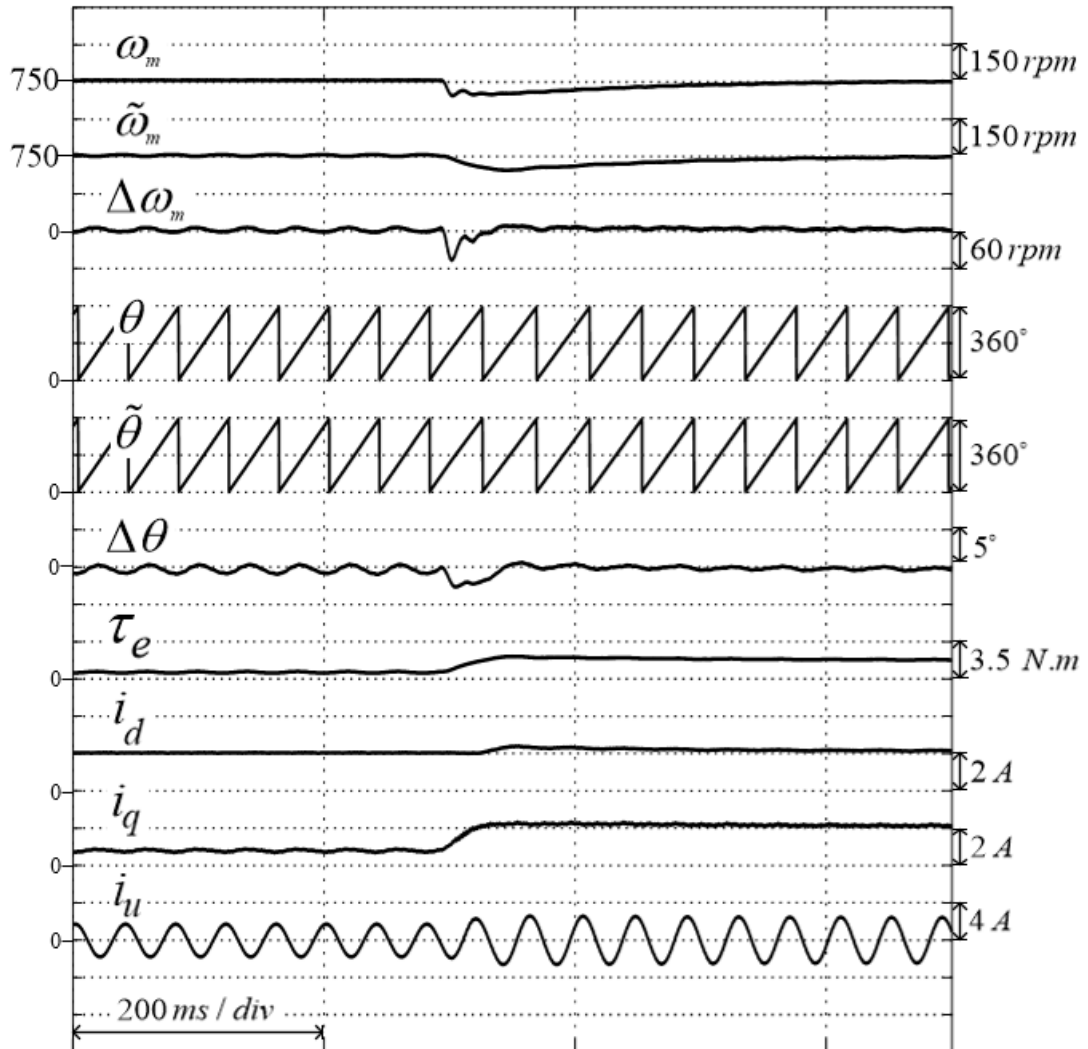
ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ 50% ของโหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750rpm จากรูปที่ 7.21 พบว่าขณะที่โหลดแบบขั้นกระทำต่อมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยที่มีความผิดพลาดการประมาณความเร็วสูงสุดประมาณ -52 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งสูงสุดที่ -3 องศา



รูปที่ 7.22 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบประมาณในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm

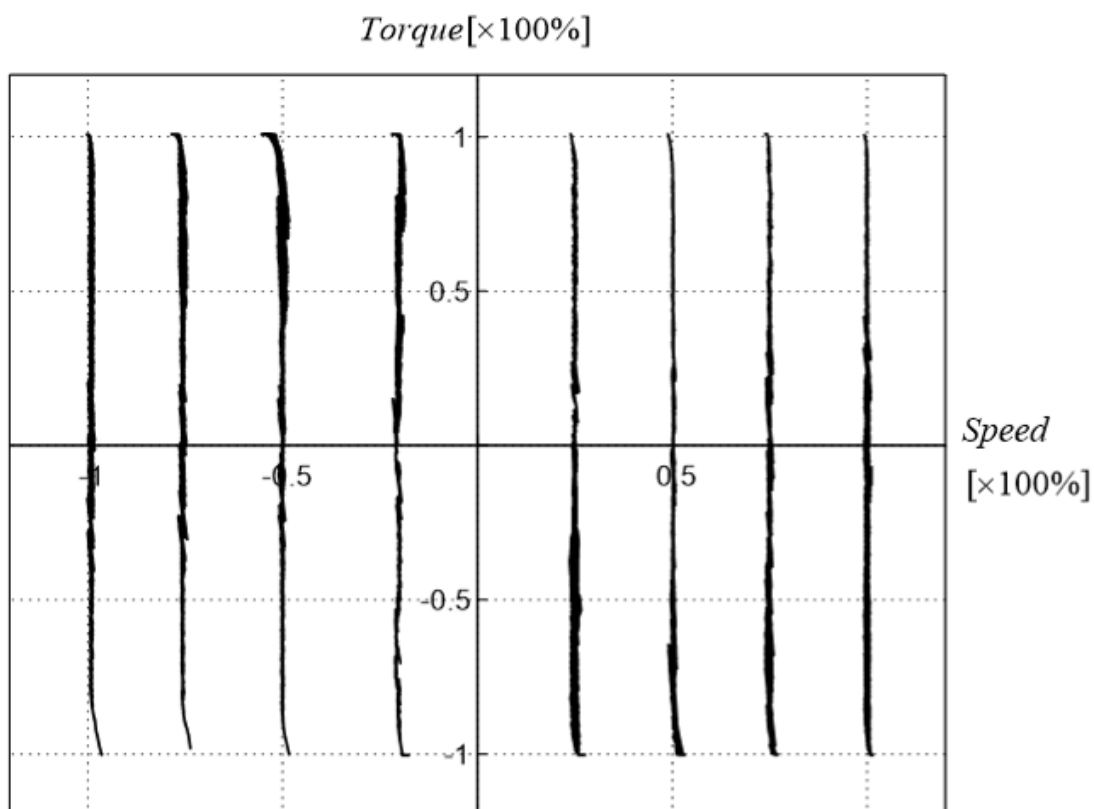
ผลการทดลองในรูปที่ 7.22 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุม ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองในหัวข้อ 6.2.5.2



รูปที่ 7.23 ผลการทดลองสมรรถนะของระบบควบคุมในการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น
ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm

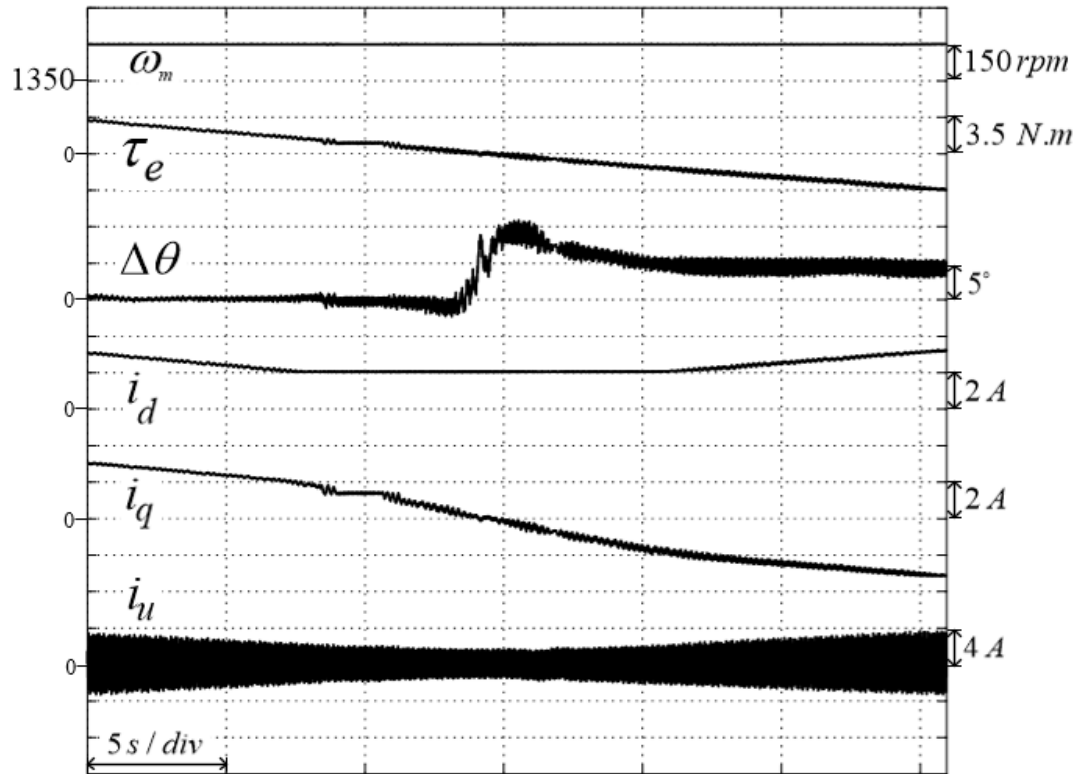
7.2.6 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาค

รูปที่ 7.24 แสดงลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่ง ซึ่งผลการทดลองยืนยันว่าตัวสังเกตที่นำเสนอและระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์ทำงานได้ดี และมีเสถียรภาพตลอดช่วงการทำงานบนระนาบแรงบิด-ความเร็ว



รูปที่ 7.24 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาคการทำงานของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์

ผลการทดลองในรูปที่ 7.25 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมระหว่างทำการกวาดค่าแรงบิด จาก 100% ไปที่ -100% ที่ความเร็วคงที่ 1500 rpm



รูปที่ 7.25 ลักษณะสมบัติแรงบิด-ความเร็วในจตุรภาคการทำงานของระบบควบคุมแบบไร้เซ็นเซอร์

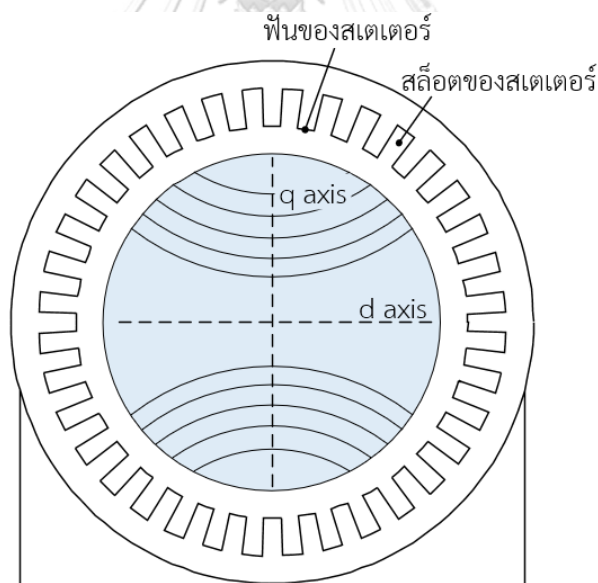
บทที่ 8

ปัจจัยที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ

ภายหลังทำการทดลองควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ด้วยระบบจริงแล้ว พบว่าในทางปฏิบัติจะมีปัจจัยภายนอกที่ส่งผลต่อสมรรถนะของการควบคุมและประมาณตำแหน่งอยู่หลายปัจจัย ซึ่งในบทนี้จะขอกกล่าวถึงปัจจัยที่สามารถอธิบายและแก้ไขได้ ดังนี้

8.1 ระลอกกระแสน์เนื่องมาจากสล๊อตของสเตเตอร์ (slot ripple effect)

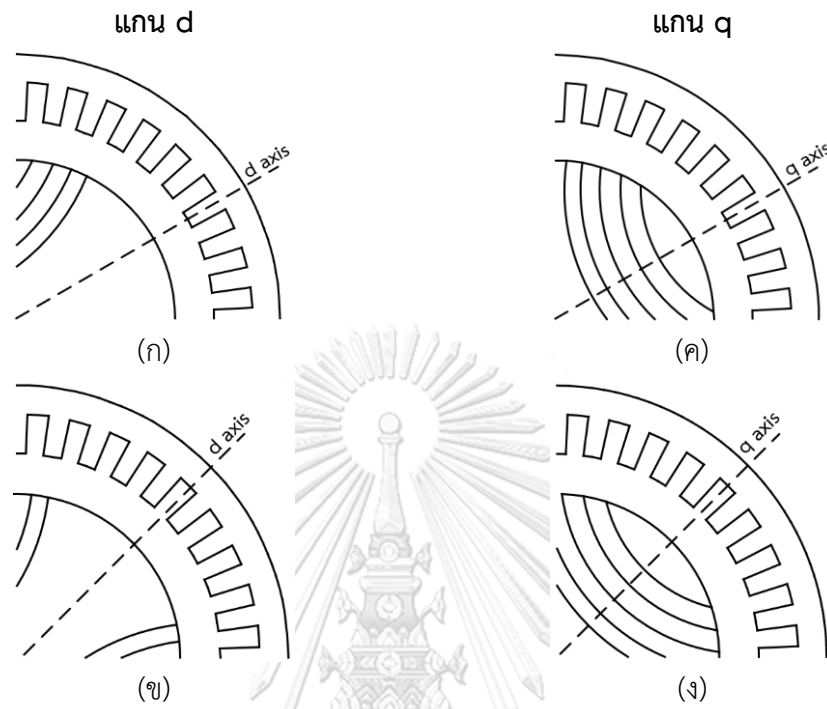
โครงสร้างของสเตเตอร์ตามความเป็นจริงจะมีลักษณะเป็นช่องใช้สำหรับพันขดลวด ตามรูปที่ 8.1 ส่งผลให้พื้นผิวด้านในของสเตเตอร์ไม่สม่ำเสมอ สเตเตอร์บริเวณที่ห่างจากโรเตอร์มากที่สุด เรียกว่า สล๊อตของสเตเตอร์ (stator slots) ส่วนสเตเตอร์บริเวณที่อยู่ใกล้กับโรเตอร์มากที่สุดเรียกว่า ฟันของสเตเตอร์ (stator teeth) โดยมอเตอร์ที่ใช้มีสล๊อตทั้งหมด 36 สล๊อต



รูปที่ 8.1 โครงสร้างของสเตเตอร์ และโรเตอร์จริงของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

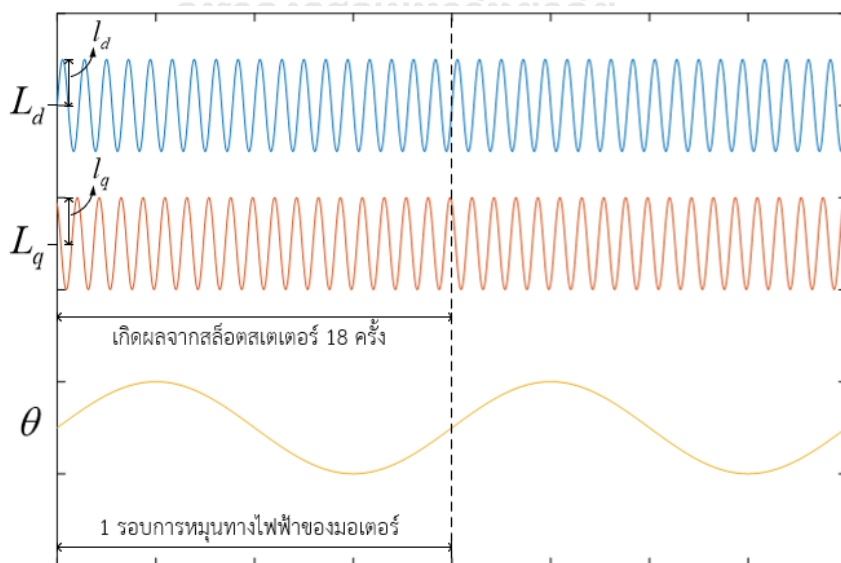
ความไม่สม่ำเสมอของสเตเตอร์จะส่งผลให้ค่าความเหนี่ยวนำทั้งแกน d และแกน q ของมอเตอร์มีขนาดไม่สม่ำเสมอด้วย ดังรูปที่ 8.2 โดยรูปที่ 8.2 (ก) แสดงถึงกรณีที่แนวแกน d ตรงกับบริเวณฟันของสเตเตอร์ทำให้ค่ารีลักแตนซ์ต่ำสุด ดังนั้นในกรณีนี้ค่าความเหนี่ยวนำแกน d จึงมีค่าสูงสุด, ในรูปที่ 8.2 (ข) แสดงถึงกรณีที่แนวแกน d ตรงกับบริเวณสล๊อตของสเตเตอร์ เป็นช่วงที่ค่ารีลักแตนซ์สูงที่สุด

ค่าความเหนี่ยวนำแกน d จึงมีค่าต่ำสุด, สำหรับในกรณีแนวแกน q ก็มีลักษณะเดียวกันกับแกน d ดังรูปที่ 8.2 (ค),(ง)



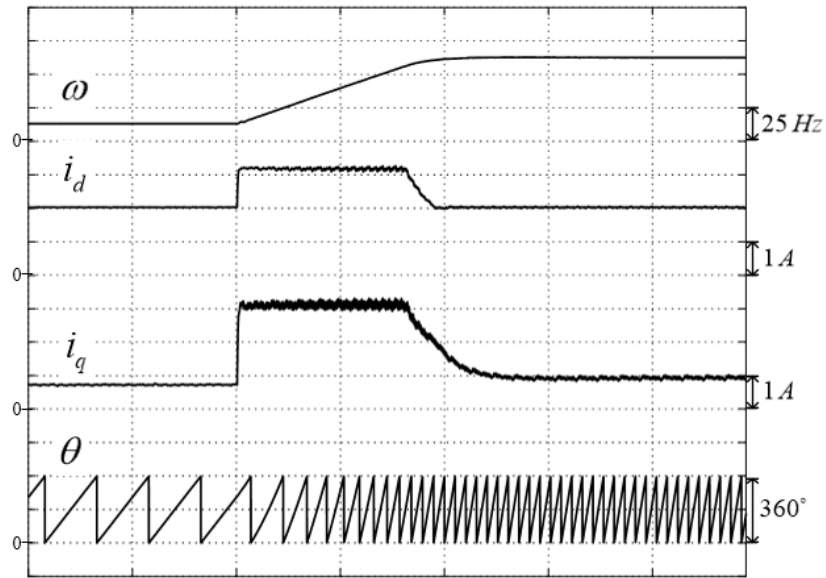
รูปที่ 8.2 โครงสร้างของสเตเตอร์ และโรเตอร์จริงของมอเตอร์ซิงโครนัสสี่ขั้วแกนซ

ซึ่งสามารถสรุปรูปแบบของค่าความเหนี่ยวนำแกน d - q (รวมผลจากสล๊อตของสเตเตอร์) ต่อการหมุน 1 รอบทางไฟฟ้าของมอเตอร์ได้ ดังรูปที่ 8.3

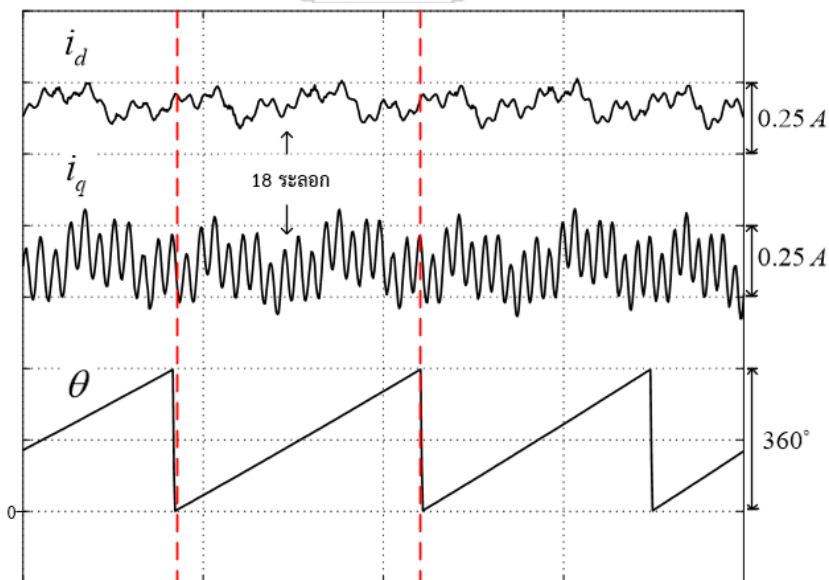


รูปที่ 8.3 ค่าความเหนี่ยวนำแกน d และแกน q ใน 1 รอบการหมุนทางไฟฟ้า

จะเห็นว่าขณะที่โรเตอร์หมุนครบ 1 รอบทางไฟฟ้า ค่าความเหนี่ยวนำแกน d-q จะมีค่าเปลี่ยนแปลงด้วยความถี่ 18 เท่าของความถี่โรเตอร์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำนี้ก็ส่งผลให้กระแสแกน d-q เกิดระลอกที่ความถี่ 18 เท่าของความถี่มูลฐานด้วย ดังรูปที่ 8.4 (ก) ซึ่งแสดงกระแสแกน d-q ขณะเร่งความเร็วมอเตอร์จาก 10 Hz ไปที่ความถี่ 50 Hz



(ก) กระแสแกน d-q ขณะเพิ่มความเร็วจาก 10Hz ไปที่ 50Hz



(ข) ระลอกกระแสแกน d-q ความถี่ 18 เท่า ของความถี่มูลฐาน รูปที่ 8.4 ระลอกกระแสแกน d-q จากผลของสลิตของสเตเตอร์

จากรูปที่ 8.4 (ข) จะเห็นว่าเกิดระลอกบนกระแสทั้งแกน d และแกน q จำนวน 18 ลูกคลื่นใน 1 คาบทางไฟฟ้า ตรงตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในตอนต้น ซึ่งระลอกกระแสที่เกิดขึ้นจะส่งผลให้เกิดระลอกของ

แรงบิด และทำให้เกิดการแกว่งของฟลักซ์แม่เหล็กภายในโรเตอร์ ซึ่งส่งผลให้เกิดกำลังสูญเสียในเนื้อโลหะของโรเตอร์ ถึงแม้ว่าการควบคุมแบบเวกเตอร์จะมีตัวควบคุมช่วยลดทอนระลอกของกระแสอยู่แล้วก็ตาม แต่เนื่องจากความถี่ของระลอกมีมากถึง 18 เท่า ซึ่งเกินกว่าแบนด์วิดท์ของตัวควบคุม ดังนั้นเพื่อลดทอนผลของระลอกอันเนื่องมาจากสล็อตของสเตเตอร์นี้ งานวิจัยนี้จึงขอเสนอวิธีชดเชยด้วยการจ่ายแรงดันป้อนไปหน้าในการลดทอนผลของสล็อตของสเตเตอร์

8.1.1 การคำนวณแรงดันป้อนไปหน้าเพื่อหักล้างระลอกของกระแส

ระบบควบคุมจริงที่งานวิจัยนี้ใช้มีการตรวจวัดกระแสจริง ทำให้เราเห็นผลของสล็อตของสเตเตอร์ที่เกิดขึ้นผ่านระลอกบนกระแสจริง แต่เราไม่สามารถสร้างกระแสชดเชยเพื่อไปหักล้างระลอกกระแสได้โดยตรงเนื่องจากอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดัน การชดเชยจึงต้องทำในรูปแบบการป้อนแรงดันชดเชยแทน เพื่อสร้างกระแสที่มีขนาด ความถี่ และมุมเฟสเดียวกันกับระลอกของกระแสให้ไปหักล้างกับระลอกของกระแสจริง

เมื่อย้อนกลับไปรูปที่ 8.3 จะเห็นว่าค่าความเหนี่ยวนำทั้งแกน d และแกน q มีการเปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันไซน์ซอຍ์รอบค่าคงที่ค่าหนึ่ง ดังนั้นจึงเขียนค่าความเหนี่ยวนำบนแกน d-q ที่เกิดขึ้นจริง (L_d', L_q') ให้มีองค์ประกอบ 2 ส่วน ได้แก่ ค่าความเหนี่ยวนำแกน d-q หลักซึ่งมีค่าคงที่ (L_d, L_q) และค่าความเหนี่ยวนำที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากสล็อตของสเตเตอร์ซึ่งมีความถี่เป็น 18 เท่าของความถี่มูลฐาน ดังสมการที่ (8.1)-(8.2) โดยกำหนดให้ l_d, l_q คือ ค่ายอดของระลอกค่าความเหนี่ยวนำ, θ คือ ตำแหน่งทางไฟฟ้าของโรเตอร์, Φ_d, Φ_q คือ มุมเฟสของระลอกค่าความเหนี่ยวนำ

$$L_d' = L_d + l_d \cos(18(\theta) + \Phi_d) \quad (8.1)$$

$$L_q' = L_q + l_q \cos(18(\theta) + \Phi_q) \quad (8.2)$$

เมื่อคำนวณหาแรงดันที่เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำจริงขณะที่จ่ายกระแสแกน d และแกน q ตามสมการที่ (8.3)

$$\begin{aligned} \frac{dL_d' i_d}{dt} &= \frac{d}{dt} (L_d + l_d \cos(18(\theta) + \Phi_d)) i_d \\ &= L_d \frac{di_d}{dt} + \underbrace{\frac{d}{dt} (l_d \cos(18(\theta) + \Phi_d))}_{\text{compensate this term}} i_d \end{aligned} \quad (8.3)$$

$$\begin{aligned}
\frac{dL_q' i_q}{dt} &= \frac{d}{dt} (L_q + l_q \cos(18(\theta) + \Phi_q)) i_q \\
&= L_q \frac{di_q}{dt} + \underbrace{\frac{d}{dt} (l_q \cos(18(\theta) + \Phi_q)) i_q}_{\text{compensate this term}}
\end{aligned} \tag{8.4}$$

จะพบว่าแรงดันในส่วนที่ต้องชดเชยคือ แรงดันส่วนหลังของสมการที่ (8.3)-(8.4) ซึ่งหากกำหนดให้กระแสแกน d-q มีค่าคงที่ในช่วงสั้นๆ จะคำนวณแรงดันป้อนไปหน้า ($v_{d_feedfwd}, v_{q_feedfwd}$) สำหรับการชดเชย ได้ดังสมการที่ (8.5)-(8.6) โดย ω คือ ความถี่มูลฐานทางไฟฟ้าของมอเตอร์, K_d, K_q คือ ค่าคงตัวสำหรับปรับขนาดของแรงดันชดเชย

$$\begin{aligned}
v_{d_feedfwd} &= \frac{d}{dt} (l_d \cos(18(\theta) + \Phi_d)) i_d \\
&= -18\omega l_d i_d \sin(18(\theta) + \Phi_d) \\
&= K_d \omega i_d \sin(18(\theta) + \Phi_d)
\end{aligned} \tag{8.5}$$

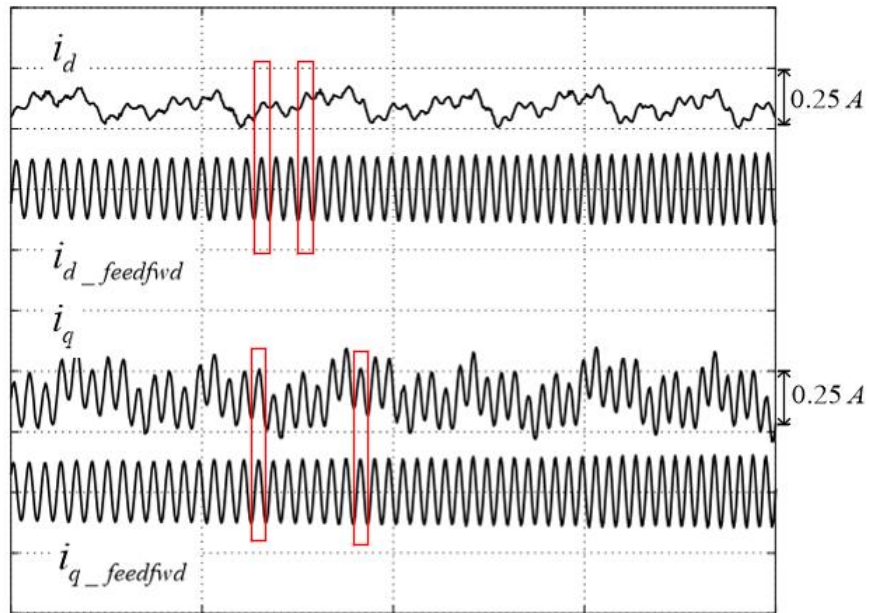
$$\begin{aligned}
v_{q_feedfwd} &= \frac{d}{dt} (l_q \cos(18(\theta) + \Phi_q)) i_q \\
&= -18\omega l_q i_q \sin(18(\theta) + \Phi_q) \\
&= K_q \omega i_q \sin(18(\theta) + \Phi_q)
\end{aligned} \tag{8.6}$$

เมื่อได้สมการสำหรับคำนวณค่าแรงดันป้อนไปหน้ามาแล้ว จำเป็นต้องหาปรับมุมเฟสของแรงดันชดเชย (Φ_d, Φ_q) เพื่อให้สามารถสร้างกระแสที่มีเฟสตรงกับเฟสของระลอกกระแสจากสล็อตสเตเตอร์ ซึ่งทำได้โดยมองให้วงจรบนแกน d-q เป็นวงจร RL โดยละเลยผลของตัวต้านทาน ทำให้แรงดันบนแกน d-q มีเฟสนำกระแสแกน d-q อยู่ 90 องศา ทำให้เราสามารถประมาณกระแสที่เกิดจากแรงดันป้อนไปหน้าได้ ตามสมการที่ (8.7)-(8.8)

$$i_{d_feedfwd} = K_d' \omega i_d \sin(18(\theta) + \Phi_d - 90^\circ) \tag{8.7}$$

$$i_{q_feedfwd} = K_q' \omega i_q \sin(18(\theta) + \Phi_q - 90^\circ) \tag{8.8}$$

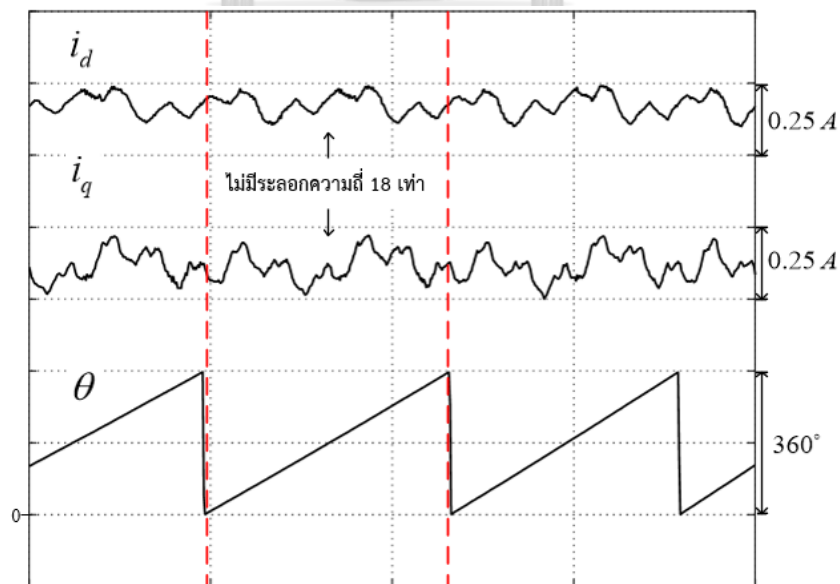
หลังจากนั้นเมื่อนำกระแสชดเชยที่ประมาณได้ ($i_{d_feedfwd}, i_{q_feedfwd}$) ไปเทียบกับระลอกกระแสจริงบนแกน d-q แล้วทำการปรับมุมเฟส Φ_d, Φ_q จนกระทั่งกระแสประมาณกับระลอกของกระแสจริงมีเฟสตรงกัน ดังรูปที่ 8.5 ทำให้ตอนนี้เราทราบมุมเฟส Φ_d, Φ_q แล้ว สุดท้ายจึงแปลงกระแสประมาณกลับเป็นเทอมแรงดันป้อนหน้า แล้วป้อนเพิ่มเข้าไปที่แรงดันคำสั่งบนแกน d-q ของระบบควบคุมจริงเพื่อทำการชดเชยระลอกกระแส



รูปที่ 8.5 กระแสที่คาดว่าจะถูกสร้างจากแรงดันป้อนไปหน้ากับระลอกกระแสจริง

8.1.2 ผลการชดเชยผลของสล็อตสเตเตอร์ด้วยแรงดันป้อนหน้า

หลังจากทำการป้อนแรงดันป้อนหน้าเข้าไปชดเชยผลของสล็อตสเตเตอร์แล้ว ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 8.6 ซึ่งแสดงรูปสัญญาณกระแสจริงบนแกน d-q จะเห็นว่าระลอกของกระแสที่ความถี่ 18 เท่าของความถี่มูลฐาน ถูกชดเชยจนหายไปทั้งหมด ซึ่งช่วยยืนยันความถูกต้องของแนวคิดที่นำเสนอได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 8.6 กระแสแกน d-q หลังจากชดเชยระลอกสล็อตสเตเตอร์ด้วยการป้อนแรงดันป้อนหน้า

8.2 การควบคุมแบบผสมระหว่างให้กระแสแกน d คงที่ และแบบแรงบิดต่อกระแสสูงสุด

เนื่องจากงานวิจัยนี้เลือกใช้วิธีการควบคุมแบบแรงบิดต่อกระแสสูงสุด (MTPA) ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 ทำให้ในช่วงที่แรงบิดคำสั่งมีค่าต่ำ (โดยเฉพาะย่านความถี่ต่ำด้วย) ค่ากระแสและแรงดันของมอเตอร์ก็จะต่ำด้วย ซึ่งสัญญาณทั้งสองถูกนำไปใช้เพื่อประมาณฟลักซ์และประมาณตำแหน่งโรเตอร์ตามรายละเอียดในบทที่ 3 ทำให้การประมาณถูกรบกวนจากปัจจัยภายนอกได้ง่าย เช่น ผลจากการประวิงเวลา (deadtime effect) ผลจากสัญญาณรบกวน เป็นต้น

ดังนั้นเพื่อลดผลกระทบในย่านการทำงานดังกล่าว งานวิจัยนี้จึงได้เลือกใช้วิธีการควบคุมแบบให้กระแสแกน d มีค่าคงที่ ร่วมไปกับการควบคุมแบบ MTPA กล่าวคือในย่านการทำงานที่แรงบิด (กระแส) ต่ำ ระบบจะถูกควบคุมโดยให้กระแสแกน d คงที่ และเมื่อมอเตอร์ทำงานในย่านแรงบิด (กระแส) มีค่าสูงระบบจะกลับมาควบคุมด้วยวิธี MTPA โดยที่สมการสำหรับคำนวณค่ากระแสคำสั่งจากแรงบิดคำสั่งในแต่ละย่านการทำงาน แสดงได้ดังนี้

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดคำสั่ง กับกระแสคำสั่งแกน d-q

$$\tau_e^* = \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_d^* i_q^* \quad (8.9)$$

ย่านแรงบิด (กระแส) สูง ($i_d^* > i_{lowest}$)

$$i_d^* = \sqrt{\frac{|\tau_e^*|}{\frac{P}{2} (L_d - L_q)}} \quad (8.10)$$

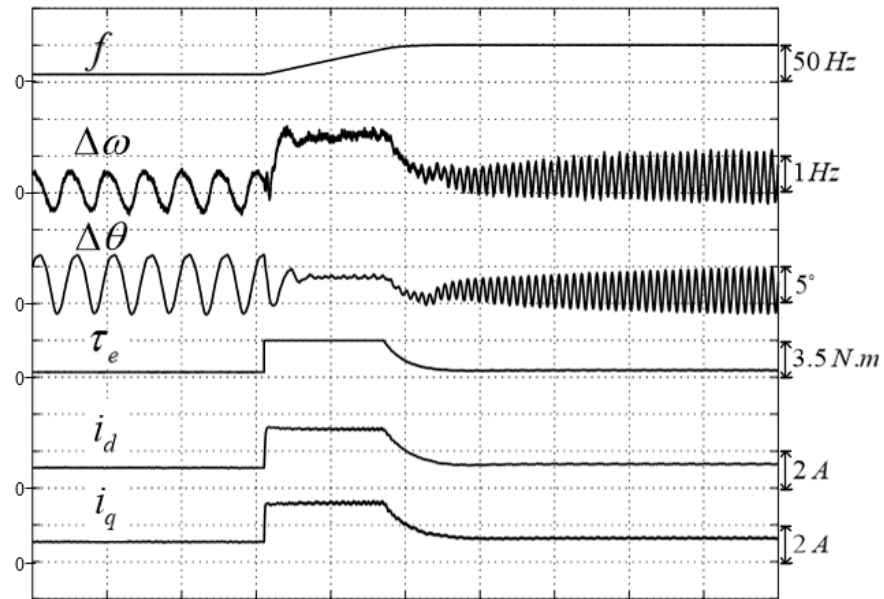
$$i_q^* = \text{sign}(\tau_e^*) \times i_d^* \quad (8.11)$$

ย่านแรงบิด (กระแส) ต่ำ ($i_d^* \leq i_{lowest}$)

$$i_d^* = i_{lowest}, \quad i_{lowest} > 0 \quad (8.12)$$

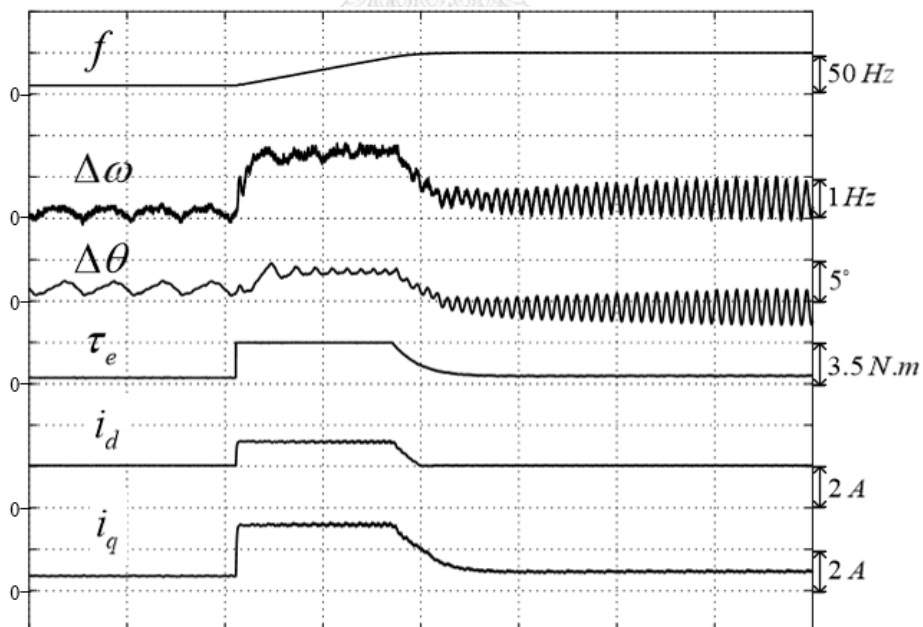
$$i_q^* = \frac{\tau_e^*}{\frac{P}{2} (L_d - L_q) i_{lowest}} \quad (8.13)$$

โดยรูปที่ 8.7 แสดงถึงค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่ง และความเร็วเมื่อให้ระบบควบคุมแบบ MTPA ตลอดย่านการทำงาน



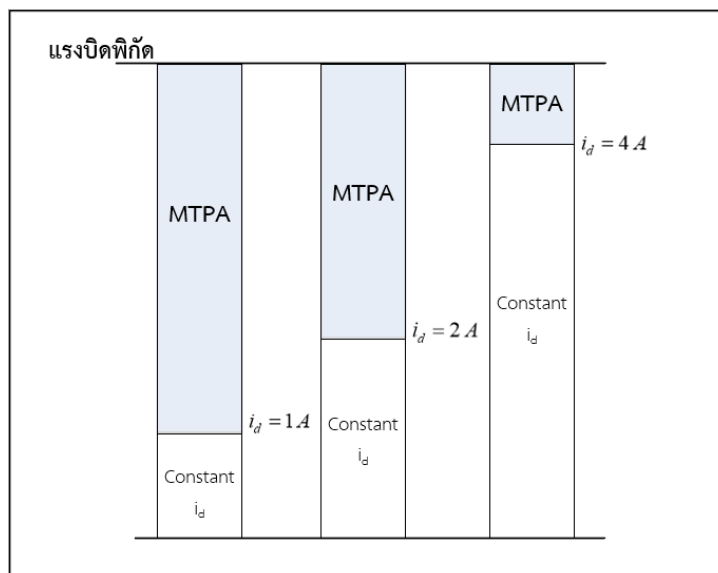
รูปที่ 8.7 ค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งและความเร็ว เมื่อให้ i_d ไม่ต่ำกว่า 1 A

ส่วนรูปที่ 8.8 แสดงถึงค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งและความเร็วเมื่อให้กระแสแกน d มีขนาดไม่ต่ำกว่า 2 A ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่าการกำหนดค่ากระแสแกน d ให้มีค่าไม่ต่ำกว่า 2 A ช่วยลดขนาดของความผิดพลาดของทั้งการประมาณความเร็วและการประมาณตำแหน่งลงได้



รูปที่ 8.8 ค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งและความเร็ว เมื่อให้ i_d ไม่ต่ำกว่า 2 A

แต่อย่างไรก็ตามหากกำหนดค่ากระแสแกน d สูงมากเกินไป จะส่งผลให้ย่านการควบคุมแบบ MTPA สิ้นลงด้วย ตามรูปที่ 8.9



รูปที่ 8.9 โหมดการควบคุมของมอเตอร์



บทที่ 9

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

9.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอานิยามของฟลักซ์เทียมแบบใหม่ และนำเสนอตัวประมาณฟลักซ์เทียมที่มีเสถียรภาพในวงกว้างเพื่อใช้ในการควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ด้วยระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ซึ่งผลการวิจัยสามารถสรุปได้ดังนี้

1. การนำเสนอานิยามฟลักซ์เทียมแบบใหม่ สามารถคำนวณขนาดของฟลักซ์เทียมได้โดยตรงจากการวัดขนาดกระแสสเตเตอร์ ทำให้ไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลตำแหน่ง
2. การนำเสนอแบบจำลองมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมแบบใหม่ ซึ่งมีลักษณะคล้ายแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร ทำให้สามารถสร้างตัวประมาณที่มีเสถียรภาพในวงกว้างได้จากการประยุกต์ตัวประมาณที่ใช้กับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร
3. งานวิจัยนี้แนะนำเสนอแนวทางสำหรับการวัดค่าพารามิเตอร์สำคัญที่ใช้ในระบบควบคุม และประมาณตำแหน่ง
4. ระบบควบคุมและระบบประมาณตำแหน่งที่ใช้ค่อนข้างไวต่อความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งคือ ค่าความเหนี่ยวนำแกน d และแกน q
5. แนะนำแนวทางสำหรับออกแบบวงรอบควบคุม ทั้งวงรอบควบคุมกระแส และวงรอบควบคุมความเร็ว ไว้เพื่อเป็นแนวทางในการเลือกค่าที่จะนำมาใช้งาน
6. นำเสนอตัวประมาณฟลักซ์เทียมที่มีเสถียรภาพในวงกว้างสำหรับใช้งานกับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์โดยได้แสดงการพิสูจน์เสถียรภาพไว้ด้วย
7. นำเสนอการคำนวณหาตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ โดยใช้วิธีการเฟสล็อกกลุปเชิงเวกเตอร์แบบใหม่ ซึ่งไม่มีปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนเนื่องจากไม่มีการใช้อนุพันธ์ในการหาความเร็ว
8. ระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ และระบบประมาณที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีสมรรถนะการทำงานที่ดี มีเสถียรภาพในทุกย่านการทำงาน

9.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในลำดับถัดไป

แม้ว่าผลการจำลองและผลการทดลองควบคุมด้วยระบบจริงจะมีสมรรถนะที่ดี เพียงพอที่จะนำไปใช้งานจริงได้ แต่ก็ยังมีประเด็นที่ยังสามารถพัฒนาให้งานวิจัยนี้ดีขึ้นได้อีกในอนาคต ดังนี้

1. เนื่องจากระบบควบคุมและประมามีความไวต่อค่าความผิดพลาดของพารามิเตอร์ ดังนั้นการนำวิธีการวัดหรือคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่แม่นยำขึ้นมาใช้ จะช่วยให้สมรรถนะของระบบดียิ่งขึ้นอีก
2. ศึกษาแนวทางการออกแบบอัตราขยาย (μ) ของตัวสังเกต เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม
3. ผลการทดลองยังมีระลอกของกระแสอยู่ จึงควรศึกษาเพื่อหาสาเหตุของระลอกที่เหลือเพิ่มเติม
4. ในด้านฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุม ควรหาวิธีการวางแผนของมอเตอร์ โหลด และองค์ประกอบต่างๆที่มีการหมุนไปด้วยกัน ให้แม่นยำขึ้น เนื่องจากมีผลต่อการสั่น และระลอกของความถี่ของมอเตอร์ รวมถึงควรเปลี่ยนตัวตรวจจับสนกระแสให้มีความละเอียดเหมาะสมกับย่านกระแสใช้งานมากขึ้น เนื่องจากการตรวจจับสนแสมีผลต่อระบบประมามาก เป็นปัจจัยสำคัญที่ก่อให้เกิดปัญหาจากไฟตรง



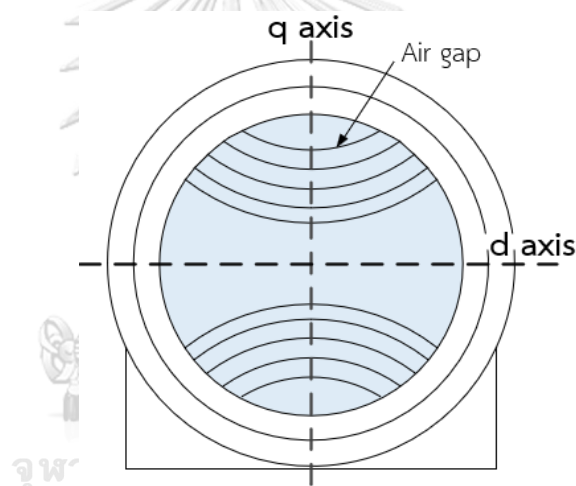
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

ภาคผนวก ก

ลักษณะความเป็นขั้วยื่นตามธรรมชาติของมอเตอร์ซิงโครนัสนีร์ลักแตนต์

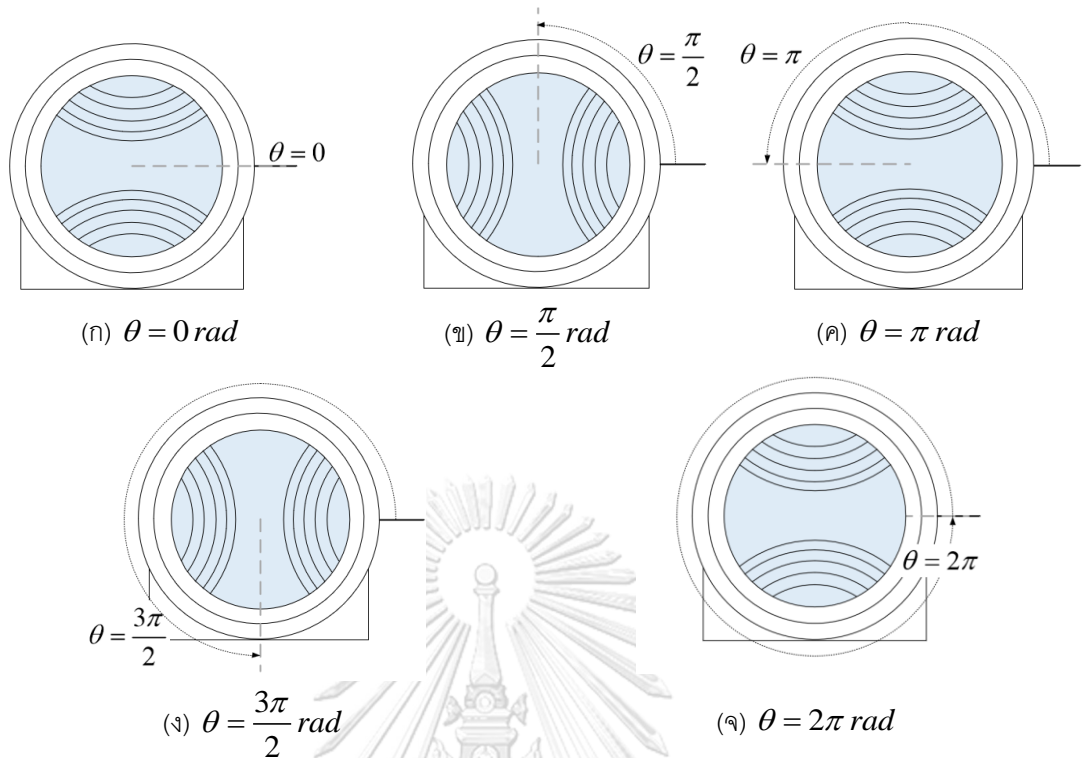
ก.1 ลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสนีร์ลักแตนต์

มอเตอร์ซิงโครนัสนีร์ลักแตนต์เป็นมอเตอร์ที่โรเตอร์มีความเป็นขั้วยื่น (salient pole) ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ในแต่ละแนวมีค่าแตกต่างกันขึ้นกับลักษณะแนวการวางตัวของโรเตอร์ โดยแนวของโรเตอร์ที่ฟลักซ์ไหลผ่านแล้วพบช่องอากาศมาก (แนวแกน q) จะมีค่ารีลักแตนต์สูง มีความเหนี่ยวนำที่ต่ำ ส่วนแนวของโรเตอร์บริเวณที่เป็นเนื้อโลหะฟลักซ์จะไหลผ่านได้ง่าย (แนวแกน d) เนื่องจากมีค่ารีลักแตนต์ต่ำ ทำให้มีค่าความเหนี่ยวนำสูง ดังรูปที่ ก.1



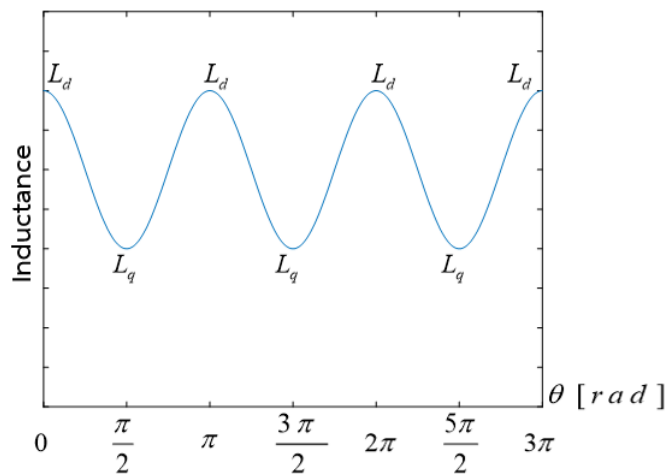
รูปที่ ก.1 ลักษณะความเป็นขั้วยื่นของโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสนีร์ลักแตนต์

หากพิจารณาลักษณะการวางตัวของโรเตอร์ที่ตำแหน่งต่างๆกัน ดังรูปที่ ก.2 จะเห็นว่า เมื่อให้ตำแหน่งอ้างอิงอยู่ที่มุม $\theta = 0 \text{ rad}$ และให้แนวแกน d แทนตำแหน่งของโรเตอร์ พบว่าในขณะที่โรเตอร์หมุนไปที่ตำแหน่ง $0, \pi, 2\pi \text{ rad}$ ตามรูปที่ ก.2 (ก),(ค),(จ) ตามลำดับ โรเตอร์จะมีการวางตัวในลักษณะเดียวกัน โดยที่แนวแกน d จะตรงกับแนวอ้างอิง ส่วนรูปที่ ก.2 (ข),(ง) ทั้ง 2 ตำแหน่งแนวแกน q จะตรงกับแนวอ้างอิง



รูปที่ ก.2 ลักษณะโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่มุมต่างๆ

จากเหตุการณ์ดังกล่าวสามารถนำมาเขียนความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเหนี่ยวนำที่จุดอ้างอิง เทียบกับตำแหน่งโรเตอร์ได้ดังรูปที่ ก.3 จะพบว่าค่าความเหนี่ยวนำจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันไซน์ซอซอด์ที่ความถี่ 2 เท่าของความถี่การหมุน



รูปที่ ก.3 ลักษณะความเป็นขั้วขึ้นของโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

จะเห็นได้ว่าการหมุน 1 รอบ การวางตัวของแนวแกน d ในแต่ละลักษณะสามารถเกิดขึ้นได้ที่ตำแหน่งโรเตอร์ถึง 2 ตำแหน่ง โดยที่เราไม่สามารถแยกแยะได้ว่าตำแหน่งใดเป็นตำแหน่งจริง ดังนั้น

ตามธรรมชาติแล้วเราจึงสามารถระบุได้เพียงแนวของตำแหน่งโรเตอร์ (แนวแกน d) เท่านั้น แต่จะไม่สามารถระบุตำแหน่งที่แน่นอน (Absolute position) ของโรเตอร์ได้

ก.2 การสะท้อนความเป็นขั้วยื่นของฟลักซ์เทียมแบบใหม่

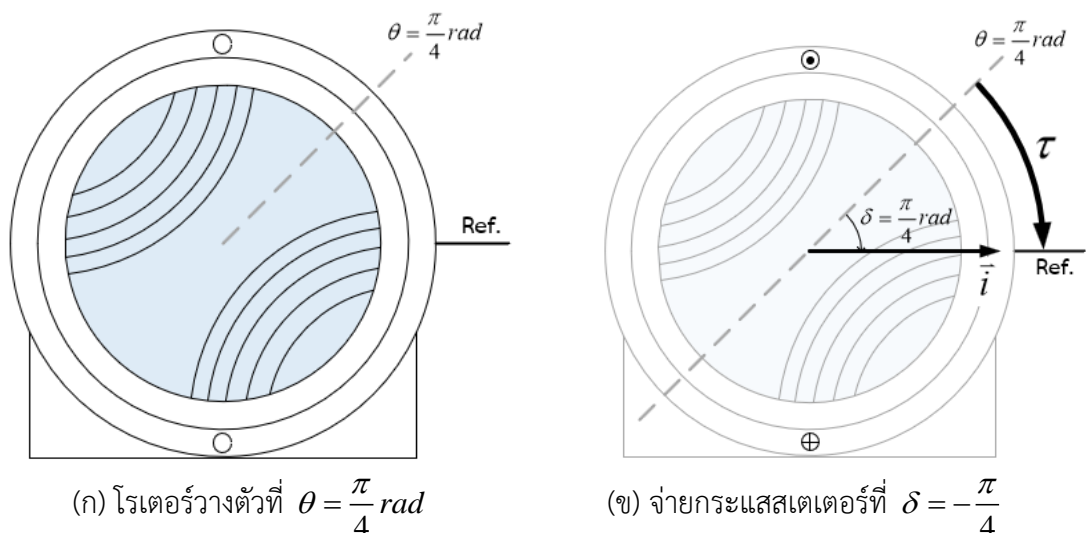
ในบทที่ 2 ของงานวิจัยนี้ ได้นำเสนอนิยามฟลักซ์เทียมแบบใหม่เอาไว้ โดยได้มีการเปรียบเทียบกับฟลักซ์แอกทิฟที่ใช้ในอดีต ซึ่งพบว่าหนึ่งในข้อได้เปรียบของฟลักซ์เทียมใหม่ คือ การสะท้อนลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ โดยพิจารณาได้จากนิยามตามสมการที่ (2.3) ซึ่งเราจะเห็นได้ชัดเจนว่าข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์อยู่ในรูป 2θ ทำให้มุมที่ประมาณได้จากฟลักซ์เทียมนี้ก็จะอยู่ในรูป $2\tilde{\theta}$ ด้วย เราจึงไม่สามารถทราบตำแหน่งจริง (θ) ของโรเตอร์ได้ดังตัวอย่างในสมการที่ (ก.1)

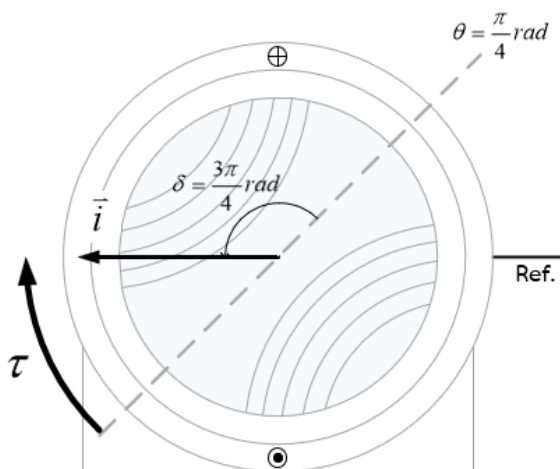
$$\begin{aligned} 2\tilde{\theta} &= \frac{\pi}{2} \\ \therefore \tilde{\theta} &= \frac{\pi}{4}, \frac{5\pi}{4} \end{aligned} \quad (\text{ก.1})$$

ซึ่งสอดคล้องกับลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่ไม่สามารถระบุตำแหน่งที่แท้จริงของโรเตอร์ได้เช่นกัน ต่างจากนิยามของฟลักซ์แอกทิฟที่ให้ข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ในรูป θ ทำให้มุมที่ประมาณได้จากฟลักซ์แอกทิฟเป็นค่าตำแหน่งจริงของโรเตอร์ ซึ่งสื่อความหมายได้คลาดเคลื่อนกับพฤติกรรมตามธรรมชาติของมอเตอร์

ก.3 การสะท้อนความเป็นขั้วยื่นของแรงบิดต่อคู่ขั้ว

สำหรับแรงบิดต่อคู่ขั้วของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ ที่เขียนโดยอาศัยนิยามฟลักซ์เทียมใหม่ก็แสดงถึงลักษณะความเป็นขั้วยื่นตามธรรมชาติได้เช่นกัน สังเกตได้จากสมการแรงบิดตามสมการที่ (2.8) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของมุม 2δ เพื่อความชัดเจนจะขอยกตัวอย่างตามรูปที่ ก.4





(ค) จำยกระแสดเตเตอร์ที่ $\delta = \frac{3\pi}{4}$

รูปที่ ก.4 ตัวอย่างแรงบิตรีลักเตนซ์ ขณะจำยกระแสดเตเตอร์

จากรูปจะเห็นว่าขณะที่โรเตอร์วางตัวที่ตำแหน่ง $\theta = \frac{\pi}{4} \text{ rad}$ (หรือ $\frac{5\pi}{4} \text{ rad}$) ตามรูปที่ ก.4

(ก) หากจำยกระแสดเตเตอร์โดยให้ $\delta = -\frac{\pi}{4}$ ตามรูปที่ ก.4 (ข) ก็จะทำให้เกิดแรงบิตในทิศตามเข็มนาฬิกา ทำนองเดียวกันขณะที่โรเตอร์วางตัวที่ตำแหน่ง $\theta = \frac{\pi}{4} \text{ rad}$ เมื่อจำยกระแสดเตเตอร์โดยให้

$\delta = \frac{3\pi}{4}$ ตามรูปที่ ก.4 (ข) ก็จะเกิดแรงบิตที่มีทิศและขนาดเดียวกัน จากตัวอย่างจะเห็นว่ามุม δ

ของกระแสดเตเตอร์ 2 ค่า ให้แรงบิตเดียวกัน ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าการที่สมการแรงบิตอยู่ในรูปมุม 2δ

จึงสื่อถึงลักษณะตามธรรมชาติของแรงบิตรีลักเตนซ์ได้เป็นอย่างดี

ภาคผนวก ข

ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณต่างๆ ในการทดสอบค่าความเหนี่ยวนำ

ในบทที่ 4 เราได้กล่าวถึงวิธีการวัดค่าความเหนี่ยวนำแกน d และแกน q เอาไว้ ซึ่งเป้าหมายในการทดสอบคือการหาค่าความเหนี่ยวนำแกน d และแกน q ตลอดย่นการทำงานจนถึงที่ค่ากระแสแกน d และแกน q พิกัด ดังนั้นเพื่อให้สามารถคำนวณค่ากระแสที่ต้องใช้ในการทดสอบในบทที่ 4 ได้ จึงจำเป็นต้องทราบความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันที่วัดได้จริงจากวงจรที่ใช้ทดสอบ (ขดลวดเฟส u,v,w) กับกระแสและแรงดันบนแกน d และแกน q ดังที่จะอธิบายในภาคผนวก ข นี้ โดยจะเริ่มอธิบายจากความสัมพันธ์ของกระแสก่อน จากนั้นจะอธิบายความสัมพันธ์ของแรงดันเป็นลำดับถัดไป

ข.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ใช้ในการทดสอบกับกระแสบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์

จากความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์กับปริมาณในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ ตามสมการที่ **Error! Reference source not found.**

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{ข.1})$$

ซึ่งนำกระแสลำดับศูนย์มาคิดด้วยเพราะขณะทดสอบนั้นปริมาณในเฟส u, เฟส v และเฟส w มีผลรวมไม่เท่ากับ 0 โดยในขณะทดสอบโรเตอร์จะถูกตรึงให้ตำแหน่งทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (θ) อยู่ที่ตำแหน่ง -30° เมื่อแทนค่าตำแหน่งทางไฟฟ้าลงในสมการที่ **Error! Reference source not found.** จะได้สมการที่ **Error! Reference source not found.**

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 1/2 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{ข.2})$$

จากนั้นเมื่อใช้การแปลงแบบ 2/3 กำลังไม่แปรเปลี่ยน (2/3 Power-invariant) เพื่อแปลงกระแสบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ไปเป็นกระแสเฟส u,v,w ดังสมการที่ **Error! Reference source not found.**

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 1/2 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/\sqrt{2} \\ -\sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/\sqrt{2} \\ 0 & -1 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{ข.3})$$

ภายใต้เงื่อนไข $i_u = -i_v$ ตามวงจรที่ใช้ทดสอบ จะทำให้ผลรวมของกระแสที่ขดลวดเฟส u,v,w มีค่าตามสมการที่ **Error! Reference source not found.**

$$\begin{aligned} i_u + i_v + i_w &= (-i_v) + i_v + i_w \\ &= i_w \end{aligned} \quad (\text{ข.4})$$

เมื่อแทนค่า i_u, i_v, i_w ด้วย i_d, i_q, i_0 จากสมการที่ **Error! Reference source not found.** จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่าง i_0 กับ i_w ดังสมการที่ **Error! Reference source not found.**

$$i_0 = \frac{i_w}{\sqrt{3}} \quad (\text{ข.5})$$

จากสมการ **Error! Reference source not found.** เมื่อหาผลต่างระหว่างกระแสเฟส u และกระแสเฟส v โดยแทนเงื่อนไขกระแสในขณะทดสอบ $i_u = -i_v$ ลงไป จะได้ความสัมพันธ์ตามสมการที่ **Error! Reference source not found.**

$$\begin{bmatrix} i_u - i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2i_u \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{ข.6})$$

และเมื่อแทนค่า i_0 จากสมการที่ **Error! Reference source not found.** ลงไป ทำยที่สุดก็จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสบนแกน d-q กับกระแสเฟส u,v,w ดังสมการที่ **Error! Reference source not found.**-**Error! Reference source not found.**

$$i_d = \sqrt{2}i_u \quad (\text{ข.7})$$

$$i_q = \left(-\sqrt{\frac{2}{3}} \right) i_w \quad (\text{ข.8})$$

ข.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ในการทดสอบกับแรงดันบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์

สำหรับการหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่วัดได้ในการทดสอบกับแรงดันในวงจร d-q สามารถทำได้เช่นเดียวกับกรณีของกระแส ดังนั้นจึงขอยกความสัมพันธ์แรงดันตามสมการที่ **Error! Reference source not found.** จากการเทียบเคียงกับกรณีความสัมพันธ์ของกระแสในสมการที่ **Error! Reference source not found.**

$$\begin{bmatrix} v_u - v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (\text{ข.9})$$

หากพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.3 โดยประมาณว่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำในขดลวดเฟส u และเฟส v มีค่าเท่ากัน จะหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันขดลวดเฟส u,v กับแรงดันตกคร่อมไดโอด ได้ดังสมการที่ **Error! Reference source not found.**-**Error! Reference source not found.**

$$v_u = \frac{v_{diode}}{2} \quad (\text{ข.10})$$

$$v_v = -\frac{v_{diode}}{2} \quad (\text{ข.11})$$

เมื่อแทนค่ากลับไปในสมการที่ **Error! Reference source not found.** ก็จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่วัดคร่อมไดโอด กับแรงดันบนแกน d-q ดังสมการที่ **Error! Reference source not found.**-**Error! Reference source not found.**

$$\begin{bmatrix} v_{diode} \\ v_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (\text{ข.12})$$

$$v_d = \frac{v_{diode}}{\sqrt{2}} \quad (\text{ข.13})$$

$$v_q = \left(-\sqrt{\frac{2}{3}} \right) v_w \quad (\text{ข.14})$$

ภาคผนวก ค

การพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวสังเกตพลาซมาที่งานวิจัยนี้นำเสนอ

พลาซมาแบบใหม่ ($\bar{\lambda}$) ที่นิยามไว้ตามสมการที่ (ค.1) เป็นส่วนหนึ่งของพลาซมาสเตเตอร์ ($\bar{\Psi}$) ซึ่งเขียนความสัมพันธ์ได้ ดังสมการที่ (ค.2)

$$\bar{\lambda} \triangleq L_{\Delta} e^{J2\theta} \mathbf{Q} \bar{i} \quad ; \quad \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{ค.1})$$

$$\bar{\Psi} = L_{\Sigma} \bar{i} + \bar{\lambda} \quad (\text{ค.2})$$

โดยสมการของพลาซมาสเตเตอร์ และพลาซมาจริงของมอเตอร์ แสดงได้ดังสมการที่ (ค.3)

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\bar{\Psi}}{dt} &= \bar{v} - R\bar{i} \\ \bar{\lambda} &= \bar{\Psi} - L_{\Sigma}\bar{i} \end{aligned} \right\} \quad (\text{ค.3})$$

ส่วนสมการพลาซมาสเตเตอร์ และพลาซมาประมาณที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ แสดงได้ดังสมการที่ (ค.4)

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{\Psi}}{dt} &= \bar{v} - R\bar{i} - k \cdot \hat{\lambda} \\ \hat{\lambda} &= \hat{\Psi} - L_{\Sigma}\bar{i} \\ k &= \mu \cdot \max\{0, \|\hat{\lambda}\|^2 - \|\bar{\lambda}\|^2\} \quad ; \quad \|\bar{\lambda}\|^2 = (L_{\Delta} \|\bar{i}\|)^2 \end{aligned} \right\} \quad (\text{ค.4})$$

โดยที่ขนาดของพลาซมา $\|\bar{\lambda}\| = L_{\Delta} \|\bar{i}\|$

จากสมการ (ค.3) และ (ค.4) จะพบว่าความคลาดเคลื่อนระหว่างพลาซมาสเตเตอร์ประมาณกับพลาซมาสเตเตอร์จริงจะมีค่าเท่ากับความคลาดเคลื่อนระหว่างพลาซมาประมาณกับพลาซมาจริงดังสมการ (ค.5)

$$\left. \begin{aligned} \hat{\Psi} - \bar{\Psi} &= \hat{\lambda} - \bar{\lambda} \\ \frac{d}{dt}(\hat{\Psi} - \bar{\Psi}) &= \frac{d}{dt}(\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) = -k \cdot \hat{\lambda} \end{aligned} \right\} \quad (\text{ค.5})$$

จากนั้นทำการเลือกฟังก์ชันเลียปูนอฟ (V) ตามสมการที่ (ค.6)

$$V = (\hat{\Psi} - \bar{\Psi})^T (\hat{\Psi} - \bar{\Psi}) = (\hat{\lambda} - \bar{\lambda})^T (\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) \geq 0 \quad (\text{ค.6})$$

จากนั้นหาอนุพันธ์ของฟังก์ชันเลียปูนอฟ จะได้ผลลัพธ์ตามสมการที่ (ค.7)

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= 2 \left[\frac{d}{dt} (\hat{\Psi} - \bar{\Psi}) \right]^T (\hat{\Psi} - \bar{\Psi}) = 2 \left[\frac{d}{dt} (\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) \right]^T (\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) \\ &= -2k \cdot \hat{\lambda}^T (\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) \end{aligned} \quad (\text{ค.7})$$

เมื่อนำสมการที่ (ค.8) มาใช้กับสมการ (ค.7)

$$2\hat{\lambda}^T (\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) \geq (\hat{\lambda} - \bar{\lambda})^T (\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) \geq 0 \quad (\text{ค.8})$$

โดยที่ $\|\hat{\lambda}\| \geq \|\bar{\lambda}\|$

จะทำให้ได้ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (ค.9)

$$\frac{dV}{dt} \leq -k(\hat{\lambda} - \bar{\lambda})^T (\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) \quad (\text{ค.9})$$

จากค่า k ในสมการที่ (ค.4) ประกอบกับสมการที่ (ค.9) จะได้ว่า

$$\frac{dV}{dt} \leq -kV \quad ; \quad \begin{cases} k = 0 & ; \|\hat{\lambda}\| < \|\bar{\lambda}\| \\ k > 0 & ; \|\hat{\lambda}\| \geq \|\bar{\lambda}\| \end{cases} \quad (\text{ค.10})$$

จากสมการ (ค.10) จะได้ว่า

$$\frac{dV}{dt} \equiv 0 \leftrightarrow k(t) \equiv 0 \text{ หรือ } V(t) \equiv 0 \quad (\text{ค.11})$$

ในเบื้องต้นจะทำการสมมติให้ $V(t) \equiv 0$ เป็นเท็จ และให้ $k(t) \equiv 0$

ดังนั้นหากพิจารณาสมการที่ (ค.5) ภายใต้สมมติฐานดังกล่าวจะได้ว่า

$$\frac{d}{dt} (\hat{\lambda} - \bar{\lambda}) = -k\hat{\lambda} = 0 \quad (\text{ค.12})$$

ซึ่งแสดงว่าความคลาดเคลื่อนของพลักซ์เทียมมีค่าคงที่ ไม่แปรตามเวลาดังสมการที่ (ค.13)

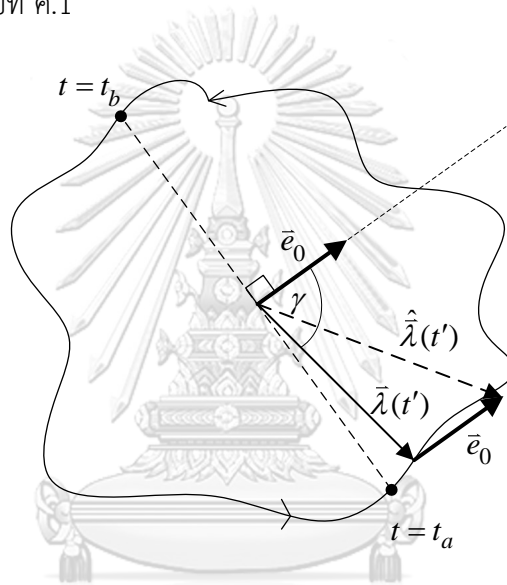
$$\hat{\lambda}(t) = \bar{\lambda}(t) + \bar{e}_0 \quad (\text{ค.13})$$

โดยที่ \bar{e}_0 คือเวกเตอร์คงที่แทนความคลาดเคลื่อนระหว่าง $\hat{\lambda}$ กับ $\bar{\lambda}$

และจากนิยามของ k ในสมการที่ (ค.4) จะทำให้ได้ว่า

$$k(t) \equiv 0 \rightarrow \|\hat{\lambda}(t)\| < \|\bar{\lambda}(t)\| \quad \forall t \quad (\text{ค.14})$$

เมื่อพิจารณาสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์เหนี่ยวนำประมาณ ฟลักซ์เหนี่ยวนำจริง และเวกเตอร์ความคลาดเคลื่อนระหว่าง $\hat{\lambda}$ กับ $\bar{\lambda}$ ในรูปที่ ค.1



รูปที่ ค.1 ทางเดินของสเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์เหนี่ยวนำประมาณและฟลักซ์เหนี่ยวนำจริง

จะพบว่าหาก $\bar{\lambda}$ เป็นเวกเตอร์หมุน (Rotating vector) แล้ว ในช่วงเวลาใดๆ ระหว่าง t_a ถึง t_b มุมระหว่างเวกเตอร์ $\bar{\lambda}$ กับ \bar{e}_0 จะมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 90 องศา ซึ่งจะทำให้ได้ข้อสรุปดังสมการที่ (ค.15)

$$\bar{e}_0^T \bar{\lambda}(t') \geq 0 \quad \text{เมื่อ } t' \in [t_a, t_b] \quad (\text{ค.15})$$

จากนั้นเมื่อนำสมการที่ (ค.16)

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}^T \hat{\lambda} &= (\bar{\lambda} + \bar{e}_0)^T (\bar{\lambda} + \bar{e}_0) \\ &= \bar{\lambda}^T \bar{\lambda} + \bar{e}_0^T \bar{e}_0 + 2\bar{e}_0^T \bar{\lambda} \end{aligned} \quad (\text{ค.16})$$

หรือเขียนได้เป็นอีกรูปแบบดังสมการที่ (ค.17)

$$\|\hat{\lambda}(t')\|^2 = \|\bar{\lambda}(t')\|^2 + \|\bar{e}_0\|^2 + 2\bar{e}_0^T \bar{\lambda}(t') \quad (\text{ค.17})$$

มาพิจารณาร่วมกันจะได้ผลลัพธ์ตามสมการที่ (ค.18)

$$\begin{aligned} \|\hat{\lambda}(t')\|^2 &\geq \|\bar{\lambda}(t')\|^2 + \|\bar{e}_0\|^2 \\ &> \|\bar{\lambda}(t')\|^2 \end{aligned} \quad (\text{ค.18})$$

ดังนั้นหาก $\bar{\lambda}$ เป็นเวกเตอร์หมุนแล้ว จึงสรุปได้ตามสมการที่ (ค.19)

$$\|\hat{\lambda}(t')\| > \|\bar{\lambda}(t')\| \quad \forall t' \in [t_a, t_b] \quad (\text{ค.19})$$

จะเห็นว่าขัดแย้งกับเงื่อนไขในสมการ (ค.14) ทำให้สมมติฐานที่ตั้งไว้เบื้องต้นว่า $k(t) \equiv 0$ เป็นเท็จ ซึ่งแปลความได้ว่า

$$\frac{dV}{dt} \equiv 0 \rightarrow V(t) \equiv 0 \quad (\text{ค.20})$$

กล่าวคือ

$$\hat{\Psi} = \bar{\Psi} \quad \text{และ} \quad \hat{\lambda} = \bar{\lambda} \quad (\text{ค.21})$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค.10) และ (ค.20) จึงสามารถสรุปโดยอาศัย Lasalle's invariance principle ได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} V(t) &\rightarrow 0 \\ \hat{\Psi}(t) - \bar{\Psi}(t) &\rightarrow 0 \\ \hat{\lambda}(t) - \bar{\lambda}(t) &\rightarrow 0 \end{aligned} \right\} \text{เมื่อ } t \rightarrow \infty \quad (\text{ค.22})$$

หมายเหตุ อสมการ (ค.8) พิสูจน์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} [\bar{a} - \bar{b}]^T [\bar{a} - \bar{b}] &= \bar{a}^T \bar{a} + \bar{b}^T \bar{b} - 2\bar{a}^T \bar{b} \\ &= \|\bar{a}\|^2 + \|\bar{b}\|^2 - 2\bar{a}^T \bar{b} \\ &= -\|\bar{a}\|^2 + \|\bar{b}\|^2 + 2\bar{a}^T \bar{a} - 2\bar{a}^T \bar{b} \\ &= -\|\bar{a}\|^2 + \|\bar{b}\|^2 + 2\bar{a}^T [\bar{a} - \bar{b}] \end{aligned}$$

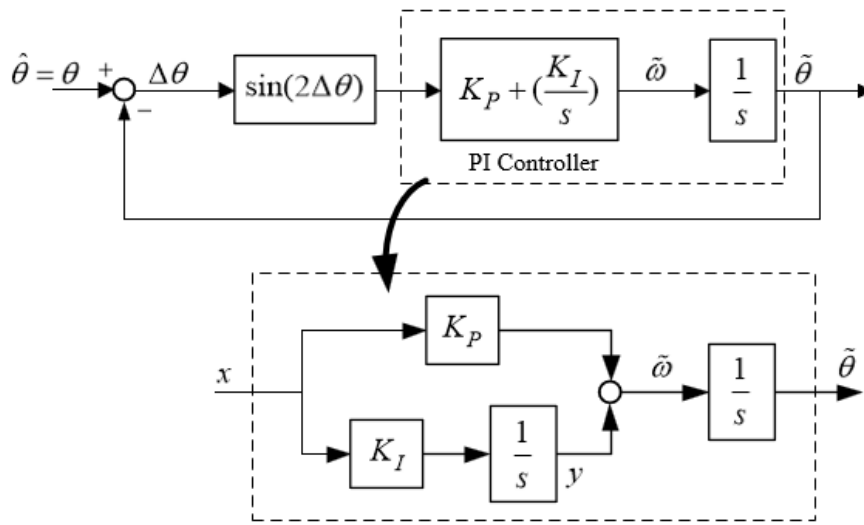
$$\text{ดังนั้น } 2\vec{a}^T [\vec{a} - \vec{b}] = [\vec{a} - \vec{b}]^T [\vec{a} - \vec{b}] + (\|\vec{a}\|^2 - \|\vec{b}\|^2)$$

เพราะฉะนั้นหาก $\|\vec{a}\| \geq \|\vec{b}\|$ จะได้ว่า $2\vec{a}^T [\vec{a} - \vec{b}] \geq [\vec{a} - \vec{b}]^T [\vec{a} - \vec{b}] \geq 0$



ภาคผนวก ง
การพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของวงรอบเฟสล็อก

บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลุ๊ปเชิงเวกเตอร์สำหรับใช้ประมาณตำแหน่ง และความเร็ว นำมาแสดงใหม่ ได้ดังรูปที่ ง.1



รูปที่ ง.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของเฟสล็อกกลุ๊ปเชิงเวกเตอร์

โดยที่สมการสถานะที่สอดคล้องกับบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ ง.1 (ข) ขณะที่ความเร็วโรเตอร์ (ω) มีค่าคงที่คือ

$$\left. \begin{aligned} \dot{\theta} &= \dot{\omega} = K_p x + y = K_p x + y' + \omega \\ y &= y' + \omega \\ \dot{y} &= \dot{y}' = K_I x \\ x &= \sin(2\Delta\theta) \\ \Delta\dot{\theta} &= \dot{\theta} - \dot{\theta}' = \omega - \dot{\omega} = -K_p x - y' \end{aligned} \right\} \quad (ง.1)$$

จากนั้นเมื่อเลือกฟังก์ชันเลียปูนอฟ ดังสมการที่ (ง.2)

$$V = \int_0^{2\Delta\theta} \sin(\sigma) d\sigma + \frac{1}{2} p y'^2 \quad , p > 0 \quad (ง.2)$$

ซึ่งเทอมภายใต้การอินทิเกรตมีค่าเป็นบวก สำหรับ $-\pi < 2\Delta\theta < \pi$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \sin(2\Delta\theta)(2\Delta\dot{\theta}) + py'y' \\
&= py'(K_I \sin(2\Delta\theta)) + 2\sin(2\Delta\theta)(-K_p \sin(2\Delta\theta) - y') \\
&= (py'K_I - 2y')\sin(2\Delta\theta) - 2K_p \sin^2(2\Delta\theta)
\end{aligned} \tag{ง.3}$$

สมมติให้ $-\pi < 2\Delta\theta < \pi$ จะได้ว่าเงื่อนไขที่ทำให้ $V \geq 0$ คือ

$$p > 0 \tag{ง.4}$$

ส่วนเงื่อนไขที่จะยืนยันได้ว่า $\dot{V} \leq 0$ คือ

$$K_p > 0 \tag{ง.5}$$

$$py'K_I - 2y' = 0 \tag{ง.6}$$

ซึ่งหาก $K_p, K_I > 0$ เราจะสามารถทำให้เงื่อนไข (ง.4) และ (ง.6) เป็นจริงได้โดยเลือกให้

$$pK_I = 2 \tag{ง.7}$$

จากเงื่อนไขที่กล่าวมาทำให้เขียนฟังก์ชันเลียปูนอฟ ได้ใหม่ตามสมการที่ (ง.8)

$$\begin{aligned}
V &= \int_0^{2\Delta\theta} \sin(\sigma) d\sigma + \frac{1}{2} \frac{2}{K_I} y'^2 \\
&= \int_0^{2\Delta\theta} \sin(\sigma) d\sigma + \frac{1}{K_I} y'^2
\end{aligned} \tag{ง.8}$$

$$\dot{V} = -2K_p \sin^2(2\Delta\theta) \leq 0 \tag{ง.9}$$

จากสมการที่ (ง.9) จะพบว่าค่าของ $y', 2\Delta\theta$ ค่าเดียวที่สามารถทำให้ $\dot{V} = y' = 2\Delta\dot{\theta} = 0$ คือ $y' = 2\Delta\dot{\theta} = 0$ ดังนั้นจาก Lasalle's invariance principle จึงสามารถสรุปได้ว่า

$$\left. \begin{aligned} y'(t) &\rightarrow 0 \\ 2\Delta\theta(t) &\rightarrow 0 \end{aligned} \right\} \text{เมื่อ } t \rightarrow \infty \tag{ง.10}$$

เงื่อนไข (ง.5)-(ง.7) จึงเป็นเงื่อนไขที่เพียงพอต่อเสถียรภาพของเฟสสไลด์กลูบเชิงเวกเตอร์

บรรณานุกรม

1. Pellegrino, G., et al., *The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors*. 2016.
2. Lipo, T., *Synchronous Reluctance Machines-A Viable Alternative for AC Drives?* Vol. 19. 1991. 659-671.
3. Xu, D., et al., *A review of sensorless control methods for AC motor drives*. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2018. **2**(1): p. 104-115.
4. Á, O., et al. *An encoderless high-performance synchronous reluctance motor drive*. in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2015.
5. Jung-Ik, H., K. Seog-Joo, and S. Seung-Ki, *Position-controlled synchronous reluctance motor without rotational transducer*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999. **35**(6): p. 1393-1398.
6. Seog-Joo, K., K. Jang-Mok, and S. Seung-Ki, *Position sensorless control of synchronous reluctance motor using high frequency current injection*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999. **14**(4): p. 1271-1275.
7. Techadomtaworn, S. and S. Sangwongwanich. *Position estimation of interior permanent-magnet synchronous motors based on fictitious induced EMF with switching-frequency signal injection*. in *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2015.
8. Consoli, A., et al., *Low- and zero-speed sensorless control of synchronous reluctance motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999. **35**(5): p. 1050-1057.
9. Agarlita, S., I. Boldea, and F. Blaabjerg, *High-Frequency-Injection-Assisted "Active-Flux"-Based Sensorless Vector Control of Reluctance Synchronous Motors, With Experiments From Zero Speed*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012. **48**(6): p. 1931-1939.
10. Hanamoto, T., et al. *Sensorless speed control of synchronous reluctance motor using RTLinux*. in *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002*

(Cat. No.02TH8579). 2002.

11. Ichikawa, S., et al. *Sensorless control of synchronous reluctance motors based on an extended EMF model and initial position estimation*. in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*. 2003.
12. Koonlaboon, S. and S. Sangwongwanich. *Sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors based on a fictitious permanent-magnet flux model*. in *Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*. 2005.
13. Boldea, I. and S.C. Agarlita. *The active flux concept for motion-sensorless unified AC drives: A review*. in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, Joint Conference*. 2011.
14. Boldea, I., M.C. Paicu, and G.D. Andreescu, *Active Flux Concept for Motion-Sensorless Unified AC Drives*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008. **23**(5): p. 2612-2618.
15. Lagerquist, R., I. Boldea, and T.J.E. Miller, *Sensorless-control of the synchronous reluctance motor*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994. **30**(3): p. 673-682.
16. Capecci, E., et al., *Position-sensorless control of the transverse-laminated synchronous reluctance motor*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001. **37**(6): p. 1768-1776.
17. Malaizé, J., L. Praly, and N. Henwood. *Globally convergent nonlinear observer for the sensorless control of surface-mount Permanent Magnet Synchronous machines*. in *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*. 2012.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	ฉันวา ภิญโญภาวศุทธิ
วัน เดือน ปี เกิด	7 ธันวาคม 2536
สถานที่เกิด	กรุงเทพฯ ประเทศไทย
วุฒิการศึกษา	จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ที่อยู่ปัจจุบัน	394 ซ.ตากสิน25 ถ.ตากสิน แขวงสำเหร่ เขตธนบุรี กรุงเทพฯ 10600
ผลงานตีพิมพ์	-งานประชุมทางวิชาการ 2018 International Electrical Engineering Congress (IEECON) -เผยแพร่งานวิจัยในฐานข้อมูลSCOPUS บนเว็บไซต์ IEEE Xplore



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY