

ตัวสังเกตฟลักซ์เทียมสำหรับการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแทนซ์ที่พิจารณา
ผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2563
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Fictitious Flux Observer for Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors
Considering Magnetic Cross-Coupling Effects



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 2020

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวสังเกตฟังก์ชันเทียมสำหรับการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่พิจารณาผลของการ เชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
โดย	นายศฤงคาร พิตรพิบูลย์วงศ์
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่ง
ของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.สุพจน์ เตชวรสินสกุล)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.สุรพงษ์ สุวรรณภิน)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ศาสตราจารย์ ดร.นิสัย เพ็ญเวโรจน์สกุล)

ศฤงคาร พิตรพิบูลย์วงศ์ : ตัวสังเกตฟลักซ์เทียบสำหรับการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ที่พิจารณาผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก. (Fictitious Flux Observer for Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Considering Magnetic Cross-Coupling Effects) อ.ที่ปรึกษาหลัก : ผศ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

การประมาณตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ด้วยแบบจำลองและตัวสังเกต มีข้อดีคือไม่มีการฉีดสัญญาณรบกวนการทำงานของมอเตอร์ และใช้งานได้ดีในทุกย่านการทำงาน แต่แบบจำลองที่ดีเพื่อให้การประมาณแม่นยำ จะต้องพิจารณาผลการอิ่มตัวของแกนเหล็กด้วย เนื่องจากการอิ่มตัวของแกนเหล็กเกิดขึ้นจากมอเตอร์ทำงานที่กระแสสูง ทำให้เกิดผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กระหว่างแกน d และ q ของมอเตอร์ ผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กทำให้แรงบิดและพฤติกรรมอื่นๆ เปลี่ยนไป งานวิจัยในอดีตที่นำเสนอการใช้ตัวสังเกตในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ มีจำนวนไม่มากที่พิจารณาผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก รวมทั้งยังขาดการยืนยันเสถียรภาพในวงกว้างของตัวสังเกตที่นำเสนอ ดังนั้นงานวิทยานิพนธ์นี้จึงมีเป้าหมายคือ สร้างตัวสังเกตที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กที่สามารถพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างได้ โดยใช้แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียบที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ฟลักซ์เทียบที่นำเสนอมีลักษณะที่เด่นหลายประการ คือ ทราบขนาดได้จากข้อมูลกระแสสเตเตอร์และมีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์รวมอยู่ในมุมเฟสด้วย ตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์จึงสามารถหาได้จากตำแหน่งของฟลักซ์เทียบประมาณที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กโดยใช้เทคนิคเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ แนวคิดและทฤษฎีที่นำเสนอทั้งหมดถูกทดสอบด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม Matlab/Simulink และการทดลองกับระบบจริงเพื่อประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ในระบบควบคุมเวกเตอร์ที่ไร้เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง ผลการจำลองและผลการทดลองกับระบบจริงยืนยันความถูกต้องของแนวคิดและทฤษฎีที่ได้นำเสนอในงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2563

ลายมือชื่อนิสิต
ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก

6070422321 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORD: magnetic cross-coupling, global stability, fictitious flux, vector phase-locked-loop, synchronous reluctance motors

Salingkan Pitphibunwong : Fictitious Flux Observer for Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Considering Magnetic Cross-Coupling Effects.

Advisor: Asst. Prof. SOMBOON SANGWONGWANICH, D.Eng.

Position and speed estimation for synchronous reluctance motors based on a mathematical model and an observer has several advantages. It does not inject any signals to disturb the motors and can be used over a wide range of operation. To assure accurate estimation a good model is needed. Such a model must consider the iron core saturation which occurs at the high current operations. The magnetic core saturation causes magnetic cross-coupling between the direct and quadrature axes that changes the machine behaviors and the generated torque. There are some literatures in the past which take into consideration the magnetic cross-coupling effects in the position and speed estimation, but none of them can guarantee the global stability of the estimation. The main objective of this thesis is therefore to propose a globally stable position and speed estimation for synchronous reluctance motors based on a new concept of fictitious flux which includes the magnetic cross-coupling in its definition. The distinctive features of the fictitious flux are that its magnitude can be calculated from the stator current magnitude and its phase contains the rotor position information. Position and speed can thus be obtained from the fictitious flux estimated by an observer which is built on the model with magnetic cross-coupling and by a vector phase-locked-loop. Theoretical results are verified by simulation using Matlab/Simulink and by experiment on a real system. Stability and performances of the sensorless drive under various operating conditions are tested. The correctness of the concept and theory proposed in this thesis is confirmed by simulation and experimental results.

Field of Study: Electrical Engineering Student's Signature

Academic Year: 2020 Advisor's Signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ต้องขอขอบพระคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งสละเวลาอันมีค่าของท่านกรุณาให้คำแนะนำ ข้อชี้แนะ และองค์ความรู้ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์ ตลอดจนให้คำแนะนำทักษะที่สำคัญในการเป็น วิศวกรที่ดีอีกด้วย ขอขอบคุณรองศาสตราจารย์ ดร.สุรพงษ์ สุวรรณภิน อาจารย์ผู้ให้คำแนะนำที่เป็น ประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์ รวมทั้งอาจารย์ทุกท่านในอดีตที่ได้ให้ความรู้แก่ข้าพเจ้า ขอขอบคุณนาย ัฒนา ภิญโญภาวศุทธิ ถึงแม้จะสำเร็จการศึกษาไปแล้วแต่ก็ยังคอยเป็นที่ปรึกษาและให้คำแนะนำอยู่ เสมอ รวมถึงพี่มนต์ชัย อริยพฤษ และทุกๆ คน ในห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่คอยรับฟัง และเสนอมุมมองที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์ สุดท้ายนี้ขอขอบคุณพระบิดา มารดาและ ครอบครัวที่เป็นกำลังใจที่สำคัญและให้การสนับสนุนทั้งในเรื่องการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์มาโดย ตลอดจนสำเร็จการศึกษาระดับมหาบัณฑิต ข้าพเจ้าจึงขอขอบพระคุณทุกๆ ท่านอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้ด้วย

ศฤงคาร พิตรพิบูลย์วงศ์



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ค
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ฐ
สารบัญรูปภาพ.....	ฑ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ.....	1
1.2 การประมาณตำแหน่งโดยอาศัยแบบจำลอง (Model-based position estimation)	3
1.2.1 แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	3
1.2.1.1 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์	3
1.2.1.2 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (x-y axes)	4
1.2.1.2.1 แบบจำลองดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (Conventional model)	5
1.2.1.2.2 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยาย (Extended EMF).....	5
1.2.1.2.3 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ของฟลักซ์แอกทีฟ (Active flux).....	7
1.2.1.2.4 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานฟลักซ์เทียมที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก	7
1.2.1.3 วิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ของงานวิจัยในอดีต.....	8
1.2.1.3.1 การประมาณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายด้วยตัวสังเกต	8
1.2.1.3.2 การประมาณฟลักซ์สเตเตอร์ด้วยวิธีอินทิเกรต	10
1.2.1.3.3 การประมาณฟลักซ์แอกทีฟและฟลักซ์เทียมในอดีต.....	12

1.3 ปัญหาและข้อจำกัดของงานวิจัยในอดีต	14
1.4 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	15
1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์	15
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	16
1.7 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงานวิจัย.....	16
บทที่ 2 ผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและการสร้างสมการค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	17
2.1 พฤติกรรมของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักซ์แดนซ์และสมการฟลักซ์แม่เหล็ก บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์	17
2.2 คุณสมบัติที่พึงมีในการสร้างสมการค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	21
2.3 การสร้างสมการค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	22
2.3.1 การสร้างสมการความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก	22
2.3.2 การสร้างสมการความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน d และแกน q	23
2.3.3 การหาค่าสัมประสิทธิ์ในสมการฟลักซ์แม่เหล็กที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก	25
บทที่ 3 แบบจำลองมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้าม ทางแม่เหล็ก	27
3.1 การนิยามฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก	27
3.2 แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้าม ทางแม่เหล็ก	29
3.3 คุณสมบัติที่ดีของฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและแบบจำลอง ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียมนดังกล่าว	30
บทที่ 4 การประมาณตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ด้วยตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการ เชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง.....	34
4.1 ตัวสังเกตฟลักซ์แม่เหล็กถาวรและฟลักซ์เทียมนในงานวิจัย [11] ที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง	34
4.2 ตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก	35

4.3 การวิเคราะห์ผลของออฟเซตของกระแสและแนวทางในการออกแบบอัตราการขยายป้อนกลับ ของตัวสังเกต.....	37
4.4 การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากฟลักซ์ที่ค้ำนึ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทาง แม่เหล็กด้วยวิธีเฟสล็อกกลุปเชิงเวกเตอร์.....	43
4.4.1 การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากตัวสังเกตฟลักซ์ที่ค้ำนึ่งด้วยวิธีเฟสล็อกกลุปเชิง เวกเตอร์	43
4.4.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงรอบเฟสล็อกกลุปเชิงเวกเตอร์	45
บทที่ 5 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์.....	49
5.1 การออกแบบวงรอบควบคุมกระแส	49
5.1.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงรอบควบคุมกระแสแกน d.....	50
5.1.2 การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงรอบควบคุมกระแสแกน q	51
5.2 การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงรอบควบคุมความเร็ว	52
5.2.1 การสร้างค้ำสั่งกระแสด้วยวิธีแรงบิดต่อกระแสสูงสุด	52
5.2.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงรอบควบคุมความเร็ว.....	53
บทที่ 6 การทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์	55
6.1 ทฤษฎีการทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กของมอเตอร์ด้วยวิธีล็อกโรเตอร์.....	55
6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณ 3 เฟสกับปริมาณแกน d และแกน q ขณะทดสอบการหา ฟลักซ์ แม่เหล็กบนแกน d และแกน q.....	56
6.3 การทดสอบหาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d ด้วยวิธีการเชื่อมของกระแส	57
6.4 การทดสอบหาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q ด้วยวิธีการเชื่อมของกระแส	59
บทที่ 7 ผลการจำลองการทำงานของระบบ.....	63
7.1 การจำลองการเปรียบเทียบระบบที่ค้ำนึ่งและไม่ค้ำนึ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก.....	65
7.1.1 การจำลองสถานะอยู่ตัวขณะที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm	66
7.1.2 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวขณะที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm.....	70
7.2 ผลการจำลองในสถานะอยู่ตัว (Steady-state Response)	74

7.2.1 ผลการจำลองการทำงานของระบบในสภาวะไร้โหลด.....	75
7.2.1.1 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm	75
7.2.1.2 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm.....	77
7.2.1.3 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm.....	79
7.2.2 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด	81
7.2.2.1 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm.....	81
7.2.2.2 ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm.....	83
7.3 ผลการจำลองในสภาวะชั่วครู่ (Transient Response).....	85
7.3.1 ผลการจำลองการเริ่มต้นด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต.....	86
7.3.2 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงแคบและช่วงกว้าง	87
7.3.2.1 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงแคบในสภาวะไร้โหลด.....	87
7.3.2.2 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงกว้างในสภาวะไร้โหลด	89
7.3.3 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุน	91
7.3.3.1 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง	91
7.3.3.2 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง	93
7.3.3.3 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ	95
7.3.4 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น	97
7.3.4.1 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1500 rpm.....	97
7.3.4.2 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 750 rpm.....	99
บทที่ 8 ผลการทดลองกับระบบจริง.....	101
8.1 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state Response).....	102
8.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 1500 rpm.....	103
8.1.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะมี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	103

8.1.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	105
8.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 750 rpm.....	107
8.1.2.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะมี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	107
8.1.2.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	109
8.1.3 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 30 rpm.....	111
8.1.3.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 30 rpm : ทดสอบขณะมี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	111
8.1.3.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 30 rpm : ทดสอบขณะไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	113
8.1.4 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด	115
8.1.4.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบ ขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	115
8.1.4.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบ ขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	117
8.1.4.3 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบ ขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	119
8.1.4.4 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบ ขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	121
8.2 ผลการทดลองในสภาวะชั่วคราว (Transient Response).....	123
8.2.1 ผลการทดลองการเริ่มทำงานด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต	124
8.2.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบและช่วงกว้าง	125
8.2.2.1 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ.....	125

8.2.2.1.1 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ : ทดสอบขณะมี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว	125
8.2.2.1.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ : ทดสอบขณะไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว	127
8.2.2.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง	129
8.2.2.2.1 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง : ทดสอบขณะมี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว	129
8.2.2.2.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง : ทดสอบขณะไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว	131
8.2.3 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุน.....	133
8.2.3.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง.....	133
8.2.3.1.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ ตรวจจับตำแหน่ง	133
8.2.3.1.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ ตรวจจับตำแหน่ง	135
8.2.3.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง	137
8.2.3.2.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง : ทดสอบขณะมี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	137
8.2.3.2.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง : ทดสอบขณะไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	139
8.2.3.3 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ	141
8.2.3.3.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ ตรวจจับตำแหน่ง	141
8.2.3.3.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ : ทดสอบขณะไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	143
8.2.4 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น	145

8.2.4.1 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะที่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว	145
8.2.4.2 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะที่ไม่ มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว	147
8.2.4.3 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะที่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว	149
8.2.4.4 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะที่ไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว	151
บทที่ 9 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	153
9.1 สรุปผลการวิจัย	153
9.2 ข้อเสนอแนะ	154
ภาคผนวก ก การพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวสังเกตฟลักซ์ที่คำนึงผลของการ เชื่อมโยง ข้ามทางแม่เหล็ก.....	155
ภาคผนวก ข การพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของวงรอบเฟสสี่ขั้ว [18]	158
ภาคผนวก ค การพิสูจน์เงื่อนไขจุดทำงานของวิธีแรงบิดต่อกระแสสูงสุดที่คำนึงผลของการเชื่อมโยง ข้ามทางแม่เหล็ก.....	160
บรรณานุกรม.....	161
ประวัติผู้เขียน.....	164

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 ปัญหาและข้อจำกัดของแบบจำลองจากงานวิจัยในอดีต.....	14
ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์และค่าอื่นๆ ที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	64
ตารางที่ 7.2 เงื่อนไขการจำลองผลการเปรียบเทียบระบบที่ค้ำนึ่งและไม่ค้ำนึ่งผล ของการเชื่อมโยง ข้ามทางแม่เหล็ก.....	65
ตารางที่ 7.3 เงื่อนไขการจำลองการทำงานของระบบในสถานะอยู่ตัว.....	74
ตารางที่ 7.4 เงื่อนไขการจำลองการทำงานของระบบในสถานะชั่วครู่.....	85
ตารางที่ 8.1 เงื่อนไขการทดลองการทำงานของระบบในสถานะอยู่ตัว.....	102
ตารางที่ 8.2 เงื่อนไขการทดลองการทำงานของระบบในสถานะชั่วครู่.....	123

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แผนผังแสดงระบบควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์.....	2
รูปที่ 1.2 ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์และกรอบอ้างอิงโรเตอร์	4
รูปที่ 1.3 แผนภาพแสดงการประมาณตัวสังเกตในงานวิจัย [8].....	9
รูปที่ 1.4 แผนภาพแสดงความสัมพันธ์ฟลักซ์ประมาณจากแบบจำลองแรงดัน	11
รูปที่ 1.5 ภาพรวมระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ในงานวิจัย [12, 13].....	12
รูปที่ 1.6 ระบบที่ใช้ประมาณตำแหน่งและความเร็วในงานวิจัย [9].....	13
รูปที่ 2.1 ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการป้อนกระแสแต่ละแกน.....	18
รูปที่ 2.2 ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการป้อนกระแสทั้งสองแกน	18
รูปที่ 2.3 ขดลวด 3 เฟส และขดลวดเสมือนสำหรับแกน d และแกน q	18
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์กับกระแส และนิยามพลังงานสะสมและพลังงานสะสมร่วม... 20	
รูปที่ 3.1 ปริภูมิเวกเตอร์ของฟลักซ์เทียมนี่ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก และฟลักซ์ เทียมนี่ในงานวิจัย [11]	29
รูปที่ 3.2 ปริภูมิเวกเตอร์ของฟลักซ์สเตเตอร์ ฟลักซ์แอกทีฟ ฟลักซ์เทียมนี่ในงานวิจัย [11] และฟลักซ์ เทียมนี่ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก.....	30
รูปที่ 3.3 ลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์.....	32
รูปที่ 3.4 ลักษณะของโรเตอร์ที่หมุนครบ 1 รอบทางไฟฟ้า	32
รูปที่ 3.5 ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองเมื่อเทียบกับมุมทางไฟฟ้า	33
รูปที่ 4.1 นิยามค่าอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกต.....	38
รูปที่ 4.2 เส้นทางเดินของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนี่ขณะที่ไม่พิจารณาผลของออฟเซตของกระแส	39
รูปที่ 4.3 บริเวณ (สีส้ม) ที่ไม่สอดคล้องกับสมการที่ (4.24)	40
รูปที่ 4.4 เส้นทางเดินและขอบเขตของการลู่เข้าของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนี่.....	40

รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการเปรียบเทียบการคำนวณตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนที่ค่าอัตราการขยาย ป้อนกลับที่แตกต่างกัน	41
รูปที่ 4.6 ขอบเขตของฟลักซ์จริงและตัวสังเกตฟลักซ์เทียมน	42
รูปที่ 4.7 อัตราการขยายของตัวสังเกตป้อนกลับของตัวสังเกต	43
รูปที่ 4.8 พฤติกรรมการทำงานของเฟสล็อกกลุ่บเชิงเวกเตอร์	44
รูปที่ 4.9 วงรอบเฟสล็อกกลุ่บเชิงเวกเตอร์ของระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์	45
รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมของวงรอบเฟสล็อกกลุ่บ	46
รูปที่ 4.11 บล็อกไดอะแกรมที่ประมาณเป็นเชิงเส้นของวงรอบเฟสล็อกกลุ่บ	46
รูปที่ 5.1 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้	49
รูปที่ 5.2 วงรอบของระบบควบคุมกระแสแกน d	50
รูปที่ 5.3 วงรอบควบคุมกระแสแกน d ที่สมมูล	50
รูปที่ 5.4 วงรอบของระบบควบคุมกระแสแกน q	51
รูปที่ 5.5 วงรอบควบคุมกระแสแกน q ที่สมมูล	52
รูปที่ 5.6 การสร้างคำสั่งกระแสแกน d และแกน q ด้วยวิธี MTPA	52
รูปที่ 5.7 วงรอบควบคุมความเร็วมอเตอร์	53
รูปที่ 6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้ขดลวดสเตเตอร์กับปริมาณแกนหมุน	55
รูปที่ 6.2 วงจรที่ใช้ในการทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d	57
รูปที่ 6.3 ช่วงที่ใช้ในการคำนวณฟลักซ์แม่เหล็กด้วยวิธีการเชื่อมของกระแส	58
รูปที่ 6.4 ฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d ที่ค่ากระแสแกน q ต่างๆ	59
รูปที่ 6.5 วงจรที่ใช้ในการทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q	60
รูปที่ 6.6 ฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q ที่ค่ากระแสแกน d ต่างๆ ด้วยวิธีเชื่อมกระแส	60
รูปที่ 6.7 ฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d ที่ค่ากระแสแกน q ต่างๆ หลังจากชดเชยจากข้อมูลวงรอบ ควบคุมกระแส	62
รูปที่ 6.8 ฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q ที่ค่ากระแสแกน d ต่างๆ หลังจากชดเชยจากข้อมูลวงรอบ ควบคุมกระแส	62

รูปที่ 7.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ใช้ใน การจำลองใน งานวิจัยนี้	63
รูปที่ 7.2 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ใน สภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm.....	66
รูปที่ 7.3 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ใน สภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm.....	67
รูปที่ 7.4 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ในสภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm.....	68
รูปที่ 7.5 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ใน สภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm.....	69
รูปที่ 7.6 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ใน สภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm.....	70
รูปที่ 7.7 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ใน สภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm.....	71
รูปที่ 7.8 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ในสภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm.....	72
รูปที่ 7.9 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ใน สภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm.....	73
รูปที่ 7.10 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะ ไร้โหลด	75
รูปที่ 7.11 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้ โหลด.....	76
รูปที่ 7.12 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะ ไร้โหลด	77
รูปที่ 7.13 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้ โหลด.....	78

รูปที่ 7.14 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้โหลด.....	79
รูปที่ 7.15 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้โหลด.....	80
รูปที่ 7.16 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด.....	81
รูปที่ 7.17 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด.....	82
รูปที่ 7.18 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัด.....	83
รูปที่ 7.19 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัด.....	84
รูปที่ 7.20 ผลการจำลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น	86
รูปที่ 7.21 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ.....	87
รูปที่ 7.22 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ	88
รูปที่ 7.23 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง.....	89
รูปที่ 7.24 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง	90
รูปที่ 7.25 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง	91
รูปที่ 7.26 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง.....	92
รูปที่ 7.27 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง.....	93
รูปที่ 7.28 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง ..	94
รูปที่ 7.29 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ.....	95
รูปที่ 7.30 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ	96
รูปที่ 7.31 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้น ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm.....	97

รูปที่ 7.32 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้น ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm.....	98
รูปที่ 7.33 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้น ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm.....	99
รูปที่ 7.34 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้น ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm.....	100
รูปที่ 8.1 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	103
รูปที่ 8.2 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	104
รูปที่ 8.3 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	105
รูปที่ 8.4 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	106
รูปที่ 8.5 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	107
รูปที่ 8.6 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	108
รูปที่ 8.7 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	109
รูปที่ 8.8 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	110
รูปที่ 8.9 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	111
รูปที่ 8.10 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	112

รูปที่ 8.11 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้อโหลด ทดสอบ ขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	113
รูปที่ 8.12 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้อโหลด ทดสอบ ขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	114
รูปที่ 8.13 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	115
รูปที่ 8.14 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	116
รูปที่ 8.15 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	117
รูปที่ 8.16 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	118
รูปที่ 8.17 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	119
รูปที่ 8.18 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	120
รูปที่ 8.19 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	121
รูปที่ 8.20 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	122
รูปที่ 8.21 ผลการทดลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น	124
รูปที่ 8.22 การทำงานของระบบประมาณขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ทดสอบขณะที่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	125
รูปที่ 8.23 การทำงานของระบบควบคุมขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ทดสอบขณะที่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	126
รูปที่ 8.24 การทำงานของระบบประมาณขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ทดสอบขณะที่ไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง	127

รูปที่ 8.38 การทำงานของระบบประมาณขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ ทดสอบขณะที่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	141
รูปที่ 8.39 การทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ ตรวจจับตำแหน่ง.....	142
รูปที่ 8.40 การทำงานของระบบประมาณขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ ทดสอบขณะที่ไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	143
รูปที่ 8.41 การทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ ทดสอบขณะที่ไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	144
รูปที่ 8.42 การทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	145
รูปที่ 8.43 การทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	146
รูปที่ 8.44 การทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	147
รูปที่ 8.45 การทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	148
รูปที่ 8.46 การทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	149
รูปที่ 8.47 การทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	150
รูปที่ 8.48 การทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	151
รูปที่ 8.49 การทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง.....	152

นิยามสัญลักษณ์

- \vec{v}_s, \vec{i}_s : แรงดันและกระแสสเตเตอร์
- θ, ω : ตำแหน่งของโรเตอร์ (หรือตำแหน่งแกน d) และความเร็วทางไฟฟ้าของโรเตอร์
- δ : มุมระหว่างกระแสสเตเตอร์กับกรอบอ้างอิงโรเตอร์
- Ψ_s : ฟลักซ์สเตเตอร์
- $\vec{\Lambda}$: แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยาย
- Ψ_s^a : ฟลักซ์แอกทีฟ
- $\vec{\lambda}$: ฟลักซ์เทียบจากงานวิจัยในอดีต
- $\vec{\varphi}$: ฟลักซ์เทียบที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
- R : ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
- L_d, L_q : ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองบนแกน d และแกน q
- L_{dq} : ค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
- p : จำนวนคู่ขั้วของมอเตอร์
- T_{rated} : แรงบิดพิกัด
- J :
$$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$
- Q : เมทริกซ์สะท้อน
$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$
- I :
$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$
- ตัวห้อย x, y : องค์ประกอบในแกน x, y บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

ตัวห้อย d, q : องค์ประกอบในแกน d, q บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์

ตัวห้อย u, v, w : ปริมาณเฟส u, v, w

“ \rightarrow ” : สเปซเวกเตอร์

“ \wedge ” : ค่าประมาณ

“ $*$ ” : ค่าคำสั่ง



บทที่ 1

บทนำ

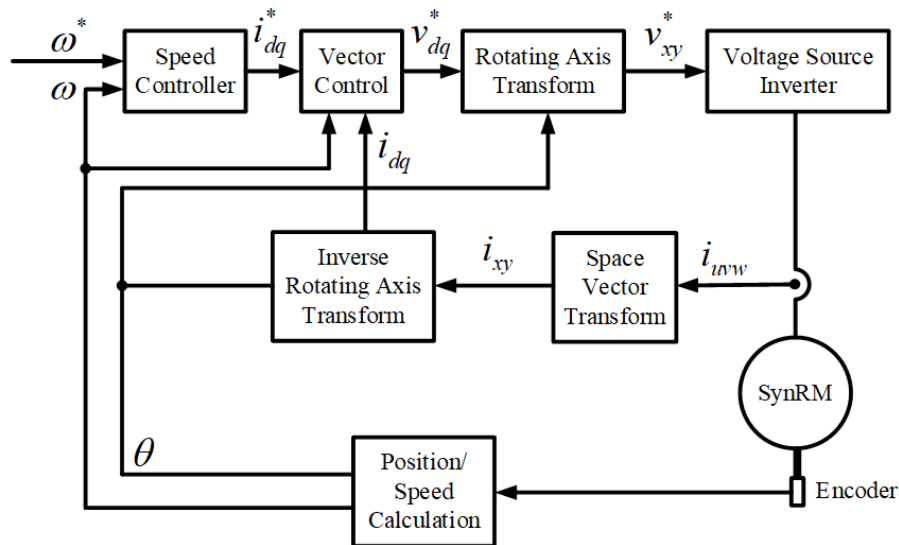
1.1 ที่มาและความสำคัญ

ในอนาคตอันใกล้ อุตสาหกรรมที่เกี่ยวข้องกับการขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์ต้องการประสิทธิภาพสูง แรงบิดในการทำงานสูง และราคาถูก ซึ่งมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ (Synchronous Reluctance Motor : SynRM) เป็นมอเตอร์ที่ให้แรงบิดได้สูงเมื่อเทียบกับขนาดของมอเตอร์ [1] โครงสร้างพื้นฐานของ SynRM มีลักษณะที่เป็นขั้วยื่น (salient pole) แต่ไม่มีแม่เหล็กถาวรเหมือนกับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM) ทำให้มีข้อดีคือ น้ำหนักเบา ประสิทธิภาพสูง กำลังสูญเสียต่ำ [2] สำหรับ SynRM ที่ผลิตในปัจจุบันมีประสิทธิภาพสูง จัดอยู่ใน IE4 หรือ “Super-premium” ซึ่งเป็นเกณฑ์ที่ระบุไว้ใน IEC 60034-30 เมื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของ SynRM กับ มอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction motor : IM) พบว่า SynRM มีกำลังสูญเสียน้อยกว่า IM เนื่องจาก IM มีกำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ แต่ SynRM ไม่มีกำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ จึงทำให้ SynRM มีประสิทธิภาพสูงกว่า IM ประมาณ 2-4 % [3]

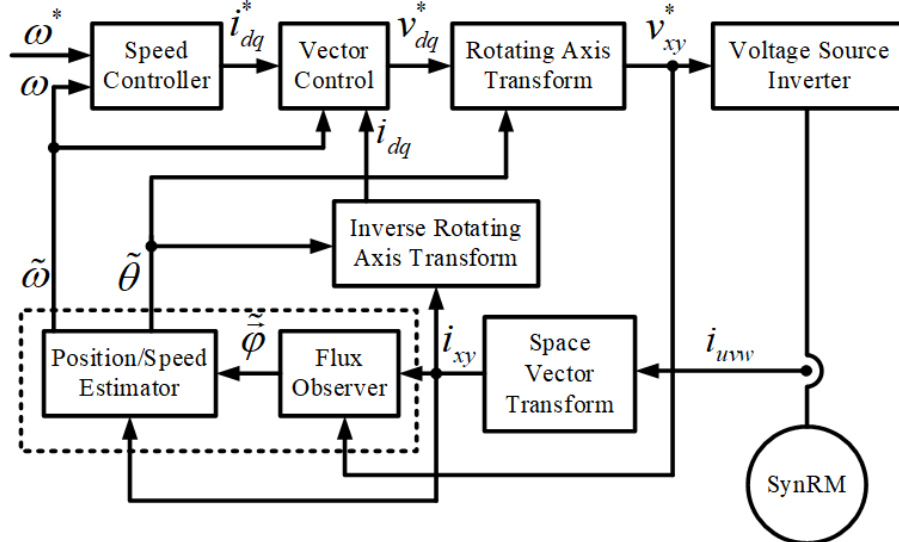
โครงสร้างของ SynRM มีการออกแบบให้อัตราส่วนขั้วยื่น (saliency ratio) มีค่าสูง โดยนิยามจากอัตราส่วนระหว่างค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน d (L_d) และค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน q (L_q) เพื่อให้มอเตอร์มีการสร้างแรงบิดได้มาก และมีตัวประกอบกำลังที่ดี [3] ดังนั้นในการออกแบบมอเตอร์ต้องคำนึงถึงค่าอัตราส่วนขั้วยื่นเป็นอันดับแรก เพื่อให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพสูง

ในงานอุตสาหกรรม นอกจากคำนึงถึงประสิทธิภาพของมอเตอร์แล้ว ยังคำนึงถึงการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ให้มีสมรรถนะสูง การควบคุมขับเคลื่อนมอเตอร์ต้องอาศัยข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์จากการติดตั้งเซนเซอร์วัดตำแหน่ง แต่ข้อเสียของการติดตั้งเซนเซอร์คือ ค่าใช้จ่ายในการควบคุมมอเตอร์สูงขึ้น และข้อจำกัดด้านสิ่งแวดล้อม รวมทั้งความผิดพลาดจากการอ่านค่าจากเซนเซอร์ ด้วยเหตุนี้จึงมีการพัฒนาการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว จากรูปที่ 1.1 แสดงการเปรียบเทียบระบบควบคุมเวกเตอร์แบบมีเซนเซอร์และไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ซึ่งวิธีการประมาณตำแหน่งที่นิยมใช้คือ การประมาณโดยอาศัยแบบจำลอง (Model-based estimation) หากต้องการให้การประมาณตำแหน่งโดยอาศัยแบบจำลองให้มีประสิทธิภาพสูง จำเป็นต้องสร้างแบบจำลองที่มีคุณภาพ โดยมีคุณสมบัติดังนี้ 1) แบบจำลองต้องมีข้อมูลของตำแหน่ง, 2) มีการพิจารณาผลการรบกวนของแกนหลัก และ 3) มีเสถียรภาพในการประมาณตำแหน่ง

การอิมตัวของแกนเหล็กเกิดขึ้นจากมอเตอร์ทำงานที่กระแสสูง ส่งผลกระทบต่อค่าความเหนี่ยวนำ 2 ประเด็นหลักๆ คือ 1) ค่าความเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงตามกระแสสเตเตอร์ และ 2) เกิดการเหนี่ยวนำระหว่างแกน d และแกน q เหตุการณ์จะเรียกว่าผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก (cross coupling effect) ซึ่งผลส่งผลทำให้แรงบิดมีค่าเปลี่ยนไป [4, 5] ดังนั้นสมการทางพลวัตของ SynRM บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จำเป็นต้องคำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กด้วย [6] เพื่อให้การวิเคราะห์และการควบคุมมอเตอร์มีประสิทธิภาพดีขึ้น



(ก) ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่มีเซนเซอร์วัดตำแหน่ง



(ข) ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง

รูปที่ 1.1 แผนผังแสดงระบบควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

ความท้าทายของการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งคือการออกแบบวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ที่มีเสถียรภาพ สมการทางพลวัตที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งต้องมี

คุณภาพ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอวิธีการประมาณโดยอาศัยแบบจำลองที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและออกแบบวิธีการประมาณที่มีเสถียรภาพแบบวงกว้าง

1.2 การประมาณตำแหน่งโดยอาศัยแบบจำลอง (Model-based position estimation)

การประมาณตำแหน่งสามารถจำแนกหลักๆ ได้ 2 วิธี คือ การฉีดสัญญาณความถี่สูง และการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ สำหรับการฉีดสัญญาณความถี่สูงเหมาะกับการประมาณในย่านความเร็วต่ำ แต่ข้อเสียของวิธีนี้เป็นการรบกวนการทำงานของมอเตอร์ [7] ส่วนวิธีการใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ ซึ่งวิธีนี้เป็นที่นิยมมาก เนื่องจากไม่มีการรบกวนการทำงานของมอเตอร์ วิธีประมาณโดยใช้แบบจำลองประกอบด้วย 2 องค์ประกอบหลัก ได้แก่ แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ SynRM และวิธีการประมาณ สำหรับหัวข้อนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองของ SynRM ในรูปแบบต่างๆ จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการประมาณในงานวิจัยในอดีต

1.2.1 แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

แบบจำลองของมอเตอร์ SynRM มี 2 รูปแบบที่นิยมใช้ คือ แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ (d-q axes) และแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (x-y axes) โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1.2.1.1 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์

แบบจำลองของ SynRM บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ เป็นแบบจำลองที่แสดงให้เห็นถึงความเป็นขั้วขึ้นได้โดยง่ายและชัดเจน แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กประกอบด้วยสมการแรงดันดังสมการที่ (1.1) และสมการฟลักซ์สเตเตอร์ดังสมการที่ (1.2)

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

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(i_d, i_q) & L_{dq}(i_d, i_q) \\ L_{qd}(i_d, i_q) & L_d(i_d, i_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

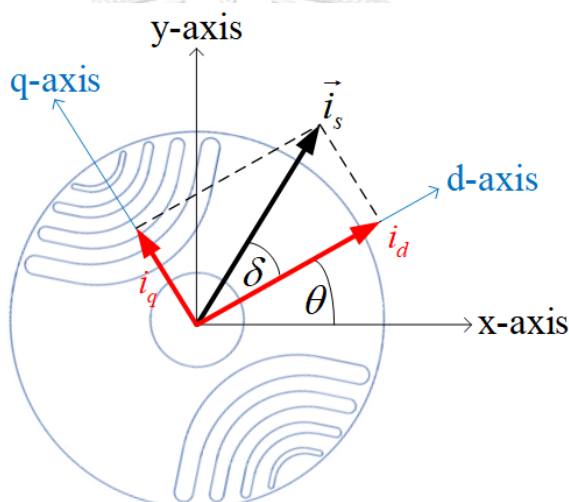
จากความสัมพันธ์ของตำแหน่งของกรอบอ้างอิงดังแสดงในรูปที่ 1.2 การย้ายกรอบอ้างอิงโรเตอร์เป็นกรอบอ้างอิงสเตเตอร์สามารถทำได้โดยใช้สมการที่ (1.3) และ (1.4)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$\vec{v}_{xy} = \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix}, \vec{i}_{xy} = \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

โดยที่ $\vec{v}_{xy}, \vec{i}_{xy}$ คือ แรงดันและกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ซึ่งมีองค์ประกอบในแกน x และแกน y ตามสมการที่ (1.5) สำหรับ v_d, v_q, i_d, i_q แทนแรงดันและกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ โดยหาได้จากการแปลงแรงดันและกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ดังสมการที่ (1.3)-(1.4), θ คือ ตำแหน่งของโรเตอร์ (แกน d), ω คือ ความเร็วทางไฟฟ้าของโรเตอร์, R คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์, $L_d(i_d, i_q), L_q(i_d, i_q)$ คือ ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองซึ่งเป็นฟังก์ชันของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ และ $L_{dq}(i_d, i_q), L_{qd}(i_d, i_q)$ คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วมที่เกิดจากผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กซึ่งเป็นฟังก์ชันของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์



รูปที่ 1.2 ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์และกรอบอ้างอิงโรเตอร์

แบบจำลองของ SynRM บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ไม่สามารถใช้งานกับการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งได้ เพราะที่ไม่ทราบข้อมูลตำแหน่งของแกนโรเตอร์ (d - q axes) ดังนั้นในการควบคุม SynRM ที่ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งจึงต้องอาศัยแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

1.2.1.2 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (x - y axes)

ปริมาณแรงดันและกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์เป็นข้อมูลที่วัดได้โดยตรงไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ ดังนั้นแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในระบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์สามารถแสดงได้หลากหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับวิธีการประมาณตำแหน่ง ซึ่งสามารถจำแนกได้ดังนี้

1.2.1.2.1 แบบจำลองดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (Conventional model)

แบบจำลองที่ใช้ในการวิจัยโดยทั่วไปของมอเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ แสดงได้ดังสมการที่ (1.6)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \left(R + \frac{d}{dt} L_\Sigma \right) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + L_\Delta \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

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

เนื่องจากแบบจำลองจากสมการที่ (1.6) มีความซับซ้อนและไม่เป็นเชิงเส้นสูง กล่าวคือเทอมขวามือของสมการที่ (1.6) อยู่ในรูปของเมทริกซ์ของฟังก์ชันตรีโกณของตำแหน่งเชิงมุม ทำให้การประมาณตำแหน่งจากข้อมูลแรงดันและกระแสสเตเตอร์ทำได้ยากและซับซ้อน อีกทั้งยังไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กด้วย

1.2.1.2.2 แบบจำลองกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยาย (Extended EMF)

จากงานวิจัย [8] มีการพิจารณาค่าความเหนี่ยวนำที่เปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานในเทอม L'_d และ L'_q ซึ่งแสดงแบบจำลองของมอเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์บนฐานค่าความเหนี่ยวนำที่เปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานดังสมการที่ (1.7) จากนั้นนิยามค่าความเหนี่ยวนำไว้ในสมการที่ (1.8) และนำเสนอการนิยามตัวแปรใหม่ทางด้านขวามือของสมการที่ (1.9) คือ แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายที่คำนึงค่าความเหนี่ยวนำตามจุดทำงาน

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L'_d \frac{d}{dt} & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + L'_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$L'_d = i_d \frac{dL_d}{di_d} + L_d, \quad L'_q = i_q \frac{dL_q}{di_q} + L_q \quad (1.8)$$

โดยที่ L_d, L_q คือ ค่าความเหนี่ยวนำสถิต (static inductance) ที่อยู่ในแกน d และ q ตามลำดับ และ L'_d, L'_q คือ ค่าความเหนี่ยวนำพลวัต (dynamic inductance) ที่อยู่ในแกน d และ q ตามลำดับ

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L'_d \frac{d}{dt} & -\omega L_q \\ \omega L_q & R + L'_d \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \left\{ (L_d - L_q) \omega i_d - (L'_d - L'_q) \frac{di_q}{dt} \right\} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

นิยามแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยาย (Extended electromotive force) ที่คำนึงการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำตามจุดทำงานบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ดังสมการที่ (1.10) จากสมการที่ (1.9) เขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (1.11)

$$\begin{bmatrix} \Lambda_d \\ \Lambda_q \end{bmatrix} \triangleq \left\{ (L_d - L_q) \omega i_d - (L'_d - L'_q) \frac{di_q}{dt} \right\} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L'_d \frac{d}{dt} & -\omega L_q \\ \omega L_q & R + L'_d \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Lambda_d \\ \Lambda_q \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

เมื่อนำสมการที่ (1.9)-(1.11) แปลงให้อยู่บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์และคำนวณหาสมการพลวัตของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยาย เพื่อใช้ในการประมาณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายจะได้ดังสมการ (1.12)-(1.14)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L'_d \frac{d}{dt} & \omega (L'_d - L'_q) \\ -\omega (L'_d - L'_q) & R + L'_d \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Lambda_x \\ \Lambda_y \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\begin{bmatrix} \Lambda_x \\ \Lambda_y \end{bmatrix} = \left\{ (L_d - L_q) \omega i_d - (L'_d - L'_q) \frac{di_q}{dt} \right\} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

เมื่อนำสมการที่ (1.13) มาหาอนุพันธ์เพื่อเขียนเป็นสมการพลวัต จะได้สมการพลวัตของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแบบขยายดังสมการที่ (1.14)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Lambda_x \\ \Lambda_y \end{bmatrix} = \mathbf{J} \omega \begin{bmatrix} \Lambda_x \\ \Lambda_y \end{bmatrix} + \left\{ (L_d - L_q) \omega \frac{di_d}{dt} - (L'_d - L'_q) \frac{d^2 i_q}{dt^2} \right\} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

เมื่อพิจารณาแบบจำลองที่ได้จากสมการที่ (1.12)-(1.14) พบว่าสามารถประมาณตำแหน่งโรเตอร์ (θ) ได้ เนื่องจากข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์อยู่ในสมการแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ($\vec{\Lambda}$) ตามที่แสดงในสมการที่ (1.13) สำหรับพลวัตของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแบบขยายไม่สามารถคำนวณได้หากไม่ทราบข้อมูลกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ i_d, i_q ตามที่แสดงในสมการที่ (1.14) ดังนั้นในการประมาณค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายโดยใช้สมการ (1.12) และ (1.14) ทำโดยประมาณเทอมอนุพันธ์ของกระแส $\left(\frac{di_d}{dt}, \frac{d^2 i_q}{dt^2} \right)$ เป็นศูนย์

1.2.1.2.3 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ของฟลักซ์แอกทีฟ (Active flux)

จากแบบจำลองดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแทนซ์มีความซับซ้อนมาก แต่เราสามารถลดความซับซ้อนของแบบจำลองได้ โดยการจัดรูปให้สมการแบบจำลองมีลักษณะคล้ายคลึงกับแบบจำลองของ PMSM งานวิจัย [9, 10] ได้นำเสนอนิยามฟลักซ์แอกทีฟ ($\vec{\Psi}_s^a$) (Active flux) โดยนิยามจากปฏิกริยาอาร์เมเจอร์บนแกน d ตามสมการที่ (1.15)

$$\vec{\Psi}_s^a = (L_d - L_q) e^{j\theta} \begin{bmatrix} i_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

จะเห็นว่าฟลักซ์แอกทีฟมีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ (θ) อยู่ด้วย เมื่อนำสมการที่ (1.15) มาประยุกต์กับแบบจำลองแบบดั้งเดิมที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก (1.6) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (1.16)-(1.17)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \left(R + \frac{d}{dt} L_q \right) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d\vec{\Psi}_s^a}{dt} \quad (1.16)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_x^a \\ \Psi_y^a \end{bmatrix} = J\omega \begin{bmatrix} \Psi_x^a \\ \Psi_y^a \end{bmatrix} + 2L_\Delta \frac{di_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

สมการที่ (1.16)-(1.17) มีตัวแปรสถานะเป็นกระแสสเตเตอร์และฟลักซ์แอกทีฟ หากกำหนดให้กระแสสเตเตอร์บนแกน d (i_d) มีค่าคงที่ แบบจำลองดังกล่าวจะมีลักษณะคล้ายแบบจำลองของ PMSM แต่ในทางปฏิบัติเงื่อนไขนี้อาจจะไม่สามารถเป็นจริง เช่น กรณีที่ใช้การควบคุมแบบแรงบิดต่อกระแสสูงสุด (Maximum torque per ampere : MTPA) นอกจากนี้ฟลักซ์แอกทีฟจะไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

1.2.1.2.4 แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานฟลักซ์เทียมที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

จากงานวิจัยที่ [11] มีแนวคิดคล้ายคลึงกับงานวิจัยที่ [9, 10] โดยการจัดรูปให้สมการแบบจำลองมีลักษณะคล้ายคลึงกับแบบจำลองของ PMSM และได้นำเสนอนิยามฟลักซ์เทียม ($\vec{\lambda}$) (Fictitious flux) ที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ตามสมการที่ (1.18)

$$\vec{\lambda} = L_\Delta e^{j2\theta} \mathbf{Q} \vec{i}_s \quad (1.18)$$

จะเห็นว่าฟลักซ์เทียมมีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ (θ) อยู่ด้วย เมื่อนำสมการที่ (1.18) มาประยุกต์กับแบบจำลองแบบดั้งเดิมที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก (1.6) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (1.19)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \left(R + \frac{d}{dt} L_\Sigma \right) \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + L_\Delta \frac{d\lambda}{dt} \quad (1.19)$$

แบบจำลองบนฐานฟลักซ์เทียมดังกล่าว มีการพิสูจน์เสถียรภาพแบบวงกว้างไว้อย่างชัดเจน และมีการทำเสนอการควบคุมแบบแรงบิดต่อกระแส แต่อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้ไม่มีการอธิบายผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ที่กล่าวมาในข้างต้น มีข้อจำกัดหลายประการ เช่น แบบจำลองดั้งเดิม มีข้อจำกัดคือมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ส่งผลให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ทำได้ยาก และไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก แบบจำลองบนฐานแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายที่คำนึงถึงค่าความเหนี่ยวนำที่เปลี่ยนแปลงไปตามจุดทำงาน มีข้อจำกัดคือต้องทราบข้อมูลกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จึงจะคำนวณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายได้ อย่างไรก็ตามแบบจำลองนี้ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและแบบจำลองบนฐานฟลักซ์แยกทีฟและฟลักซ์เทียม มีข้อจำกัดคือไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

ในส่วนถัดไปจะกล่าวถึงวิธีการประมาณค่าตัวแปรต่างๆ ในแบบจำลองของ SynRM ที่ได้กล่าวแล้วข้างต้น และอธิบายถึงวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์บนฐานแบบจำลองแต่ละแบบ

1.2.1.3 วิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ของงานวิจัยในอดีต

งานวิจัยในอดีตจะใช้แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์มาประมาณค่าตัวแปรสถานะที่อยู่ในแบบจำลองดังที่กล่าวไว้ก่อนหน้านี้ จากนั้นจะนำค่าประมาณของตัวแปรสถานะมาใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ต่อไป วิธีการประมาณตัวแปรสถานะมีหลากหลายวิธีซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

1.2.1.3.1 การประมาณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายด้วยตัวสังเกต

งานวิจัย [8] ใช้แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ดังสมการ (1.12)-(1.14) มาสร้างตัวสังเกตแบบลดอันดับ (minimal-order state observer) เพื่อประมาณค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ($\hat{\Lambda}$) ดังสมการที่ (1.20)-(1.21)

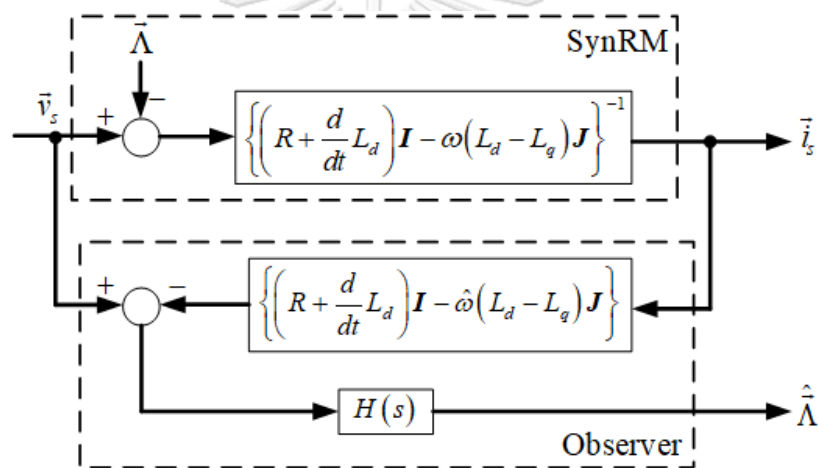
$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A_{11}\vec{i}_s + A_{12}\hat{\Lambda} + B_1\vec{v}_s \quad (1.20)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{\Lambda}}{dt} &= A_{11}G\vec{i}_s + (A_{22} + A_{12}G)\hat{\Lambda} + B_1G\vec{v}_s - G\frac{d\vec{i}_s}{dt} \\ \frac{d\hat{\Lambda}}{dt} &= A_{22}\hat{\Lambda} + G\left(\frac{d\vec{i}_s}{dt} - \frac{d\vec{i}_s}{dt}\right) \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

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

$G = aL_d\mathbf{I} + (\hat{\omega} - b)L_d\mathbf{J}$, $H(s) = \frac{a}{(s+a)^2 + b^2} \{(s+a)\mathbf{I} + b\mathbf{J}\}$ และ G คืออัตราการขยาย

ป้อนกลับของตัวสังเกต โดยที่ a คือส่วนจริงของขั้วของตัวสังเกต และ b คือส่วนจินตภาพของขั้วของตัวสังเกต



รูปที่ 1.3 แผนภาพแสดงการประมาณตัวสังเกตในงานวิจัย [8]

เมื่อประมาณแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายได้แล้ว จึงนำไปสู่การประมาณตำแหน่งโรเตอร์ดังสมการที่ (1.22)

$$\hat{\theta} = \arctan\left(\frac{-\hat{\Lambda}_x}{\hat{\Lambda}_y}\right) \quad (1.22)$$

สำหรับสมการทางพลวัตของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายขนาด 1 หน่วยดังสมการที่ (1.23) ตัวสังเกตแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยายขนาด 1 หน่วยดังสมการที่ (1.24) และสมการในการประมาณความเร็วโรเตอร์ดังสมการ (1.25)

$$\frac{d\bar{\Lambda}_n}{dt} = \omega\mathbf{J}\bar{\Lambda}_n \quad (1.23)$$

$$\frac{d\hat{\Lambda}_n}{dt} = \hat{\omega}J\hat{\Lambda}_n + G'(\hat{\Lambda}_n - \bar{\Lambda}_n) \quad (1.24)$$

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\bar{\Lambda}_n'^T J \hat{\Lambda}_n) \quad (1.25)$$

โดยที่ $\bar{\Lambda}_n = \frac{\bar{\Lambda}}{\|\bar{\Lambda}\|}$, $G' = gI$ และ $\bar{\Lambda}_n' = \hat{\Lambda}_n - \bar{\Lambda}_n$

จากที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าแบบจำลองและสมการที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีความยุ่งยากและซับซ้อน รวมทั้งยังไม่มี การพิสูจน์เสถียรภาพของตัวสังเกตแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำแบบขยายอย่างชัดเจน

1.2.1.3.2 การประมาณฟลักซ์สเตเตอร์ด้วยวิธีอินทิเกรต

งานวิจัย [12] นำเสนอวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากฟลักซ์สเตเตอร์ด้วยวิธีการอินทิเกรตโดยตรง ซึ่งใช้สมการแรงดันบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (1.26) และคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์ได้ดังสมการที่ (1.27)

$$\vec{v}_s = R\vec{i}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} \quad (1.26)$$

$$\vec{\Psi}_s = \int (\vec{v}_s - R\vec{i}_s) dt = \Psi_s \angle \rho \quad (1.27)$$

เมื่อกำหนด ρ แทนมุมของฟลักซ์สเตเตอร์เทียบกับกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ สำหรับความเร็วโรเตอร์สามารถหาได้จากอนุพันธ์ของมุม $\left(\frac{d\rho}{dt} \right)$ ซึ่งเป็นความถี่เชิงมุมของมุม ρ โดยพิจารณาว่าในสภาวะคงตัวความเร็วโรเตอร์จะเท่ากับความถี่เชิงมุมของ ρ

ขณะที่ประมาณฟลักซ์สเตเตอร์ได้แล้ว งานวิจัย [12] ได้นำเสนอวิธีการประมาณโดยใช้ฟลักซ์สเตเตอร์ที่คำนวณจากแบบจำลองที่แบ่งออกเป็น 2 แบบจำลอง ได้แก่

1) แบบจำลองเชิงแรงดัน แบบจำลองนี้ใช้ในการคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ $\left(\hat{\Psi}_s \right)$ ด้วยวิธีการอินทิเกรตดังสมการที่ (1.28) โดยมีสัญญาณป้อนกลับด้วยค่าความผิดพลาดของฟลักซ์สเตเตอร์ที่คำนวณจาก 2 แบบจำลอง

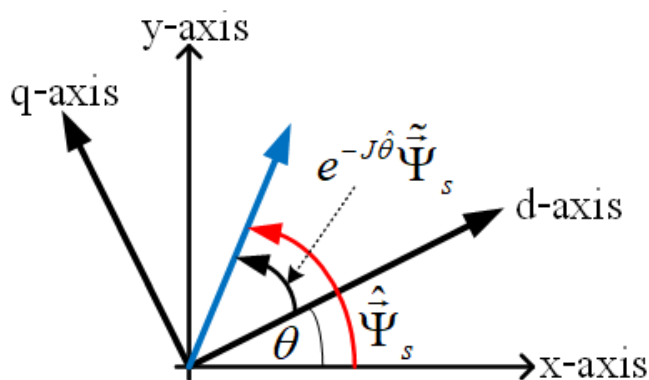
$$\hat{\Psi}_s = \int \left[(\vec{v}_s - R\vec{i}_s) - g(\hat{\Psi}_s - \tilde{\Psi}_s) \right] dt \quad (1.28)$$

เมื่อ g คือค่าอัตราขยายของเทอมชดเชยป้อนกลับ

2) แบบจำลองเชิงกระแส แบบจำลองนี้ใช้คำนวณฟลักซ์สเตเตอร์ ($\tilde{\Psi}_s$) ดังสมการที่ (1.29) ซึ่งแบบจำลองนี้จะรวมผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กด้วย

$$\tilde{\Psi}_s = e^{J\hat{\theta}} \mathbf{L} e^{-J\hat{\theta}} \tilde{i}_s \quad (1.29)$$

และ $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{qd} & L_q \end{bmatrix}$ คือเมทริกซ์ค่าความเหนี่ยวนำอนุพันธ์ซึ่งรวมผลการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

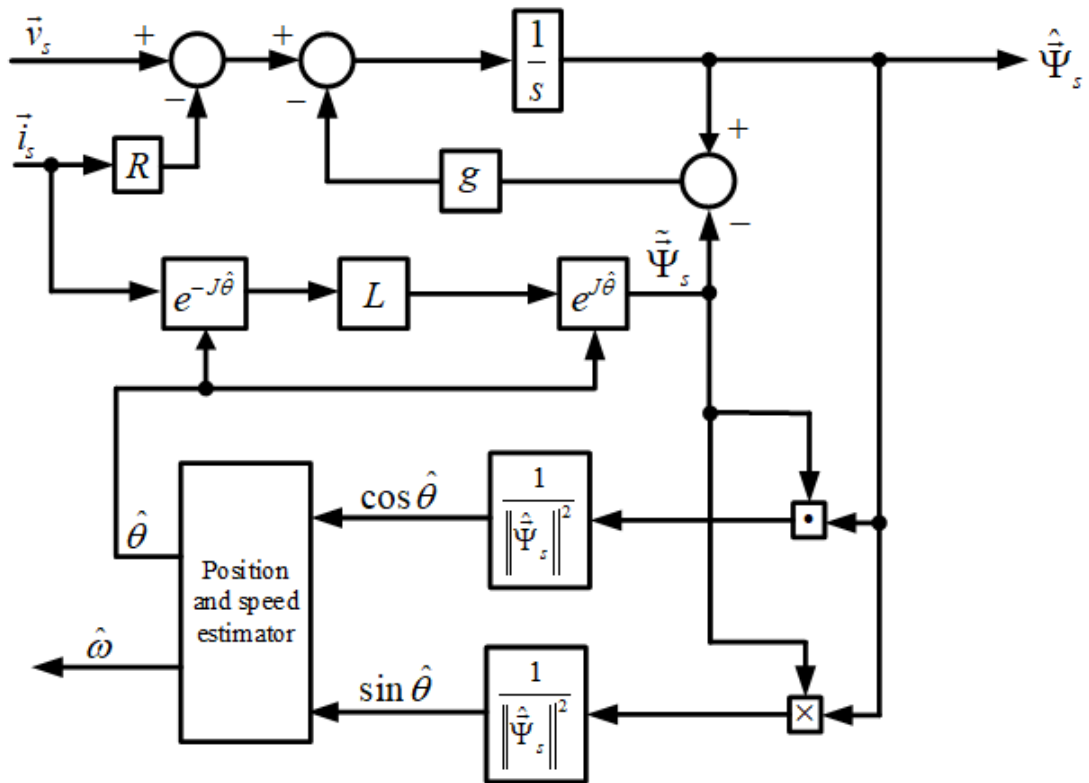


รูปที่ 1.4 แผนภาพแสดงความสัมพันธ์ฟลักซ์ประมาณจากแบบจำลองแรงดัน และแบบจำลองกระแส

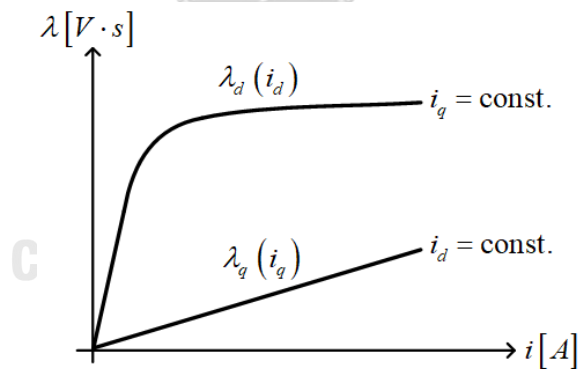
รูปที่ 1.4 แสดงถึงฟลักซ์ประมาณจากแบบจำลองแรงดันและแบบจำลองกระแสอยู่บนกรอบอ้างอิงที่ต่างกัน พิจารณาผลต่างของมุมระหว่างฟลักซ์ประมาณที่ได้จากแบบจำลองแรงดันบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์กับฟลักซ์ประมาณที่ได้จากแบบจำลองกระแสบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ มีค่าเท่ากับตำแหน่งแกน d ซึ่งสะท้อนมุมตำแหน่งโรเตอร์ (θ)

สำหรับงานวิจัย [12] แสดงให้เห็นความสำคัญของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กยังไม่เด่นชัดซึ่งงานวิจัย [13] (เป็นงานวิจัยสืบเนื่องจากงานวิจัย [12]) แสดงให้เห็นผลกระทบของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก แต่แนวคิดในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ยังคงคล้ายคลึงกับงานวิจัย [12] โดยแสดงการทำงานไว้ดังรูปที่ 1.5

ข้อเสียของการประมาณด้วยวิธีนี้มีหลายประการ ได้แก่ การคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์ดังสมการที่ (1.27) ยังมีปัญหาเรื่องเสถียรภาพหากมีสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำหรือสัญญาณไฟตรงเนื่องจากใช้วิธีวิธีการอินทิเกรต และการพิสูจน์เสถียรภาพของวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ซึ่งคำนึงผลของค่าความเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงในงานวิจัย [12, 13] ทำได้ยาก



(ก) ระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ในงานวิจัย [12, 13]



(ข) ความสัมพันธ์ของฟลักซ์สเตเตอร์กับกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ รูปที่ 1.5 ภาพรวมระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ในงานวิจัย [12, 13]

1.2.1.3.3 การประมาณฟลักซ์แอกทีฟและฟลักซ์เทียมนในอดีต

งานวิจัย [9] ใช้ตัวสังเกตฟลักซ์สเตเตอร์ โดยอาศัยการคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์จาก 2 ส่วน คือ การคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์จากสมการเชิงกระแส ($\tilde{\Psi}_s$) ดังสมการที่ (1.30) และการคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์จากการอินทิเกรตสมการแรงดัน ($\hat{\Psi}_s$) ดังสมการที่ (1.31)

$$\hat{\Psi}_s = e^{j\hat{\theta}} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} e^{-j\hat{\theta}} \vec{i}_s \quad (1.30)$$

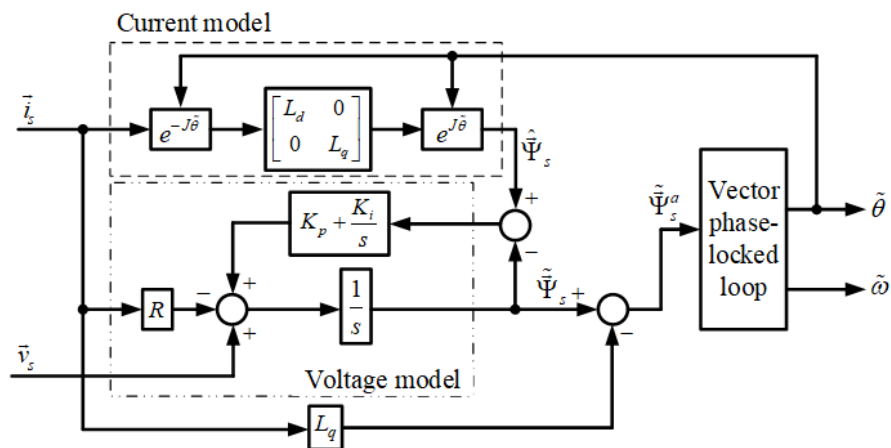
$$\tilde{\Psi}_s = \int (\vec{v}_s - R\vec{i}_s + \vec{V}_{comp}) dt \quad (1.31)$$

$$\vec{V}_{comp} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\hat{\Psi}_s - \tilde{\Psi}_s) \quad (1.32)$$

สมการที่ (1.31) มีการป้อนกลับด้วยแรงดันชดเชย (\vec{V}_{comp}) ในสมการคำนวณฟลักซ์สเตเตอร์จากการอินทิเกรตสมการแรงดัน โดยที่แรงดันชดเชยคำนวณจากสมการ (1.32) ด้วยตัวควบคุมพีไอ ข้อมูลฟลักซ์สเตเตอร์จากการประมาณจะนำมาใช้ประมาณฟลักซ์แอกทีฟ ($\tilde{\Psi}_s^a$) ได้ตั้งสมการที่ (1.33) ซึ่งฟลักซ์แอกทีฟมีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ดังสมการที่ (1.15) จึงสามารถประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ด้วยเฟสล็อกกลูป ดังรูปที่ 1.6

$$\tilde{\Psi}_s^a = \tilde{\Psi}_s - L_q \vec{i}_s \quad (1.33)$$

สำหรับตัวสังเกตในงานวิจัย [9] ไม่ได้พิจารณาผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก และไม่มี ความชัดเจนในเรื่องคุณสมบัติเสถียรภาพแบบวงกว้างของระบบประมาณ เช่นเดียวกับงานวิจัยอื่นๆ



รูปที่ 1.6 ระบบที่ใช้ประมาณตำแหน่งและความเร็วในงานวิจัย [9]

1.3 ปัญหาและข้อจำกัดของงานวิจัยในอดีต

1. แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์มีความยุ่งยากและซับซ้อน ซึ่งสรุปไว้ใน ตารางที่ 1.1
2. แบบจำลองที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ส่วนใหญ่ ยังไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
3. การประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ในอดีต ยังไม่มีการยืนยันเสถียรภาพในวงกว้าง (Global stability) ได้

ตารางที่ 1.1 ปัญหาและข้อจำกัดของแบบจำลองจากงานวิจัยในอดีต

แบบจำลอง	ปัญหาและข้อจำกัด
1. แบบจำลองแบบดั้งเดิมบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (สมการที่ 1.6)	1. ข้อมูลตำแหน่ง (θ) อยู่ในรูปของฟังก์ชันตรีโกณซึ่งมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วจากข้อมูลแรงดันและกระแสสเตเตอร์มีความซับซ้อน ซึ่งยากต่อการพิสูจน์เสถียรภาพ 2. แบบจำลองนี้ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ทำให้การประมาณคลาดเคลื่อนได้
2. แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฐานแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำขยาย (สมการที่ 1.9-1.14)	1. สมการทางพลวัตของตัวสังเกตมีความซับซ้อนทำให้การวิเคราะห์เสถียรภาพของการประมาณตำแหน่งและความเร็วทำได้ยาก 2. ไม่มีการพิจารณาถึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
3. แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ฐานฟลักซ์แอกทีฟ (สมการที่ 1.15-1.17)	1. การประมาณตำแหน่งและความเร็วจะอาศัยการประมาณฟลักซ์สเตเตอร์ ซึ่งการพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างยังทำไม่ได้ 2. ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
4. แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์บนฐานฟลักซ์เทียมนี่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก (สมการที่ 1.18-1.19)	1. สมการฟลักซ์เทียมนี่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

1.4 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

แบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ที่กล่าวมาข้างต้น มีข้อจำกัดร่วมกันคือ การละเลยผลการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก และการขาดการวิเคราะห์เสถียรภาพของตัวสังเกต เพื่อแก้ไขปัญหาและข้อจำกัดของงานวิจัยในอดีต งานวิจัยนี้จึงมีเป้าหมาย 3 ประการคือ

1. เสนอแนวคิดฟลักซ์เทียบที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ซึ่งเหมาะสมในการสร้างแบบจำลองและการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง และส่งผลให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วมีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น
2. เสนอแนวคิดวิธีการประมาณฟลักซ์เทียบที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กซึ่งมีเสถียรภาพแบบวงกว้าง และเสนอวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์จากฟลักซ์เทียบดังกล่าว
3. เสนอแนวคิดในสร้างสมการแบบจำลองฟลักซ์แม่เหล็กที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก รวมไปถึงการหาค่าสัมประสิทธิ์ในสมการฟลักซ์แม่เหล็ก ซึ่งประกอบไปด้วยสมการค่าความเหนี่ยวนำตัวเองและค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก เพื่อใช้ในการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. นำเสนอฟลักซ์เทียบที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เทียบที่นำเสนอ
2. เสนอวิธีประมาณตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์โดยใช้ตัวสังเกตฟลักซ์เทียบซึ่งมีเสถียรภาพแบบวงกว้าง
3. เก็บผลการวัดพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์และสร้างแบบจำลองพารามิเตอร์ดังกล่าว รวมถึงการหาค่าสัมประสิทธิ์ในสมการฟลักซ์แม่เหล็กอีกด้วย
4. สร้างระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ตรวจวัดตำแหน่งและนำเสนอวิธีการสร้างระบบควบคุมดังกล่าว
5. ทดสอบแนวคิดในการสร้างระบบด้วยการจำลองผลการทำงาน และทดสอบการทำงานกับระบบจริง

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้วิธีการสร้างระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ด้วยการประมาณตำแหน่งจากตัวสังเกต ฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กที่มีเสถียรภาพในวงกว้างซึ่งสามารถนำไปใช้ได้จริงในอุตสาหกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. ได้วิธีการหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์และวิธีการใช้ข้อมูลดิบเพื่อสมการฟลักซ์แม่เหล็ก และหาค่าสัมประสิทธิ์ในสมการฟลักซ์แม่เหล็ก
3. ได้รับความรู้ในการสร้าง และออกแบบระบบควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ ทั้งด้านซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์

1.7 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงานวิจัย

1. ศึกษาและค้นคว้าเกี่ยวกับแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์และวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์
2. ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กที่มีต่อมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ และการสร้างแบบจำลองทางพลวัตที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
3. นิยามฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กเพื่อใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์
4. ทดสอบพารามิเตอร์และนำข้อมูลมาสร้างแบบจำลองพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์ รวมถึงการหาค่าสัมประสิทธิ์ในสมการฟลักซ์แม่เหล็กจากข้อมูลการทดสอบ
5. พิสูจน์เสถียรภาพแบบวงกว้างของระบบการประมาณโดยพิสูจน์จากแนวคิดของตัวสังเกตฟลักซ์เทียม
6. จำลองการทำงานของระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink เพื่อตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องของทฤษฎีที่นำเสนอ
7. สร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์สำหรับระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้
8. เก็บผลการทดสอบการทำงานของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์โดยการเปรียบเทียบการขณะที่ควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งมีเซนเซอร์วัดตำแหน่งเทียบกับการควบคุมแบบเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง
9. สรุปผลการทดสอบและเขียนวิทยานิพนธ์

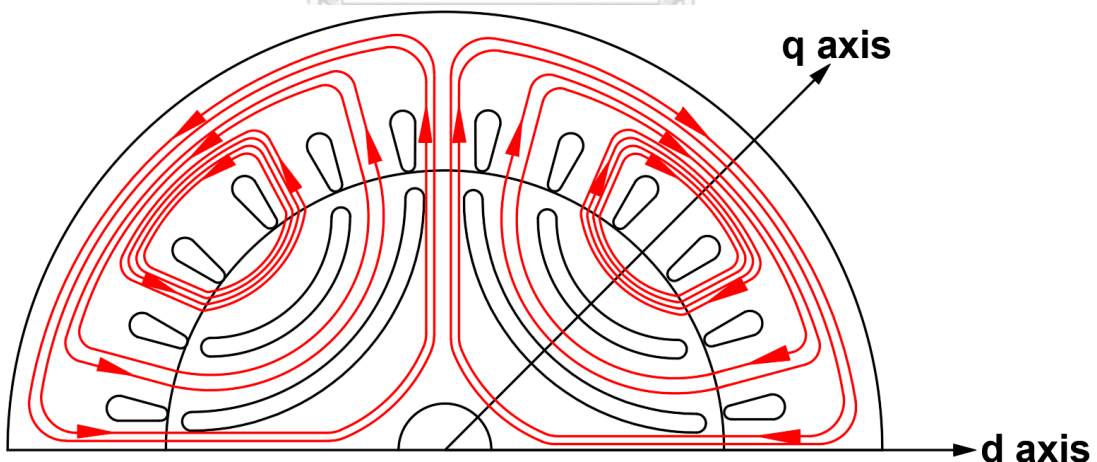
บทที่ 2

ผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและการสร้างสมการค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

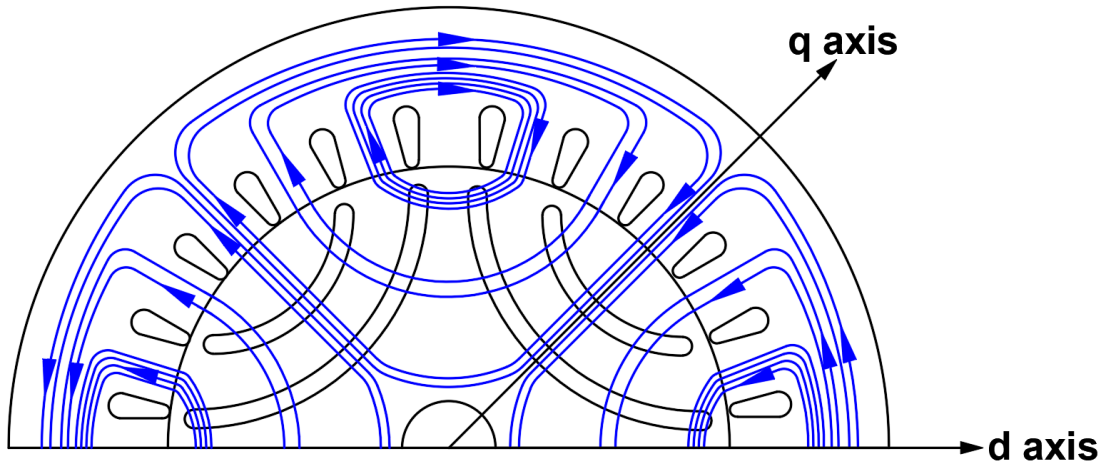
ในบทนี้จะกล่าวถึงพฤติกรรมของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นบน SynRM ที่มาและความสำคัญของผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก (magnetic cross coupling) แนวคิดในการสร้างค่าความเหนี่ยวนำของ SynRM และอธิบายถึงคุณสมบัติที่พึงมีในการสร้างสมการค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่ประกอบไปด้วย ค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง (Self-Inductance) และ ค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก (magnetic cross coupling inductance) สุดท้ายจะนำเสนอแนวคิดในการสร้างค่าความเหนี่ยวนำโดยใช้หลักการการถดถอยกำลังสองน้อยสุด (Least-Square Regression)

2.1 พฤติกรรมของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์และสมการฟลักซ์แม่เหล็กบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์

ฟลักซ์แม่เหล็กบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ (ψ_d, ψ_q) ที่เกิดจากการป้อนกระแสบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ในแต่ละแกนดังรูปที่ 2.1 (ก) และรูปที่ 2.1 (ข) จากนั้นฟลักซ์แม่เหล็กบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ที่เกิดจากการป้อนกระแสพร้อมกันทั้งสองแกน แสดงได้ดังรูปที่ 2.2

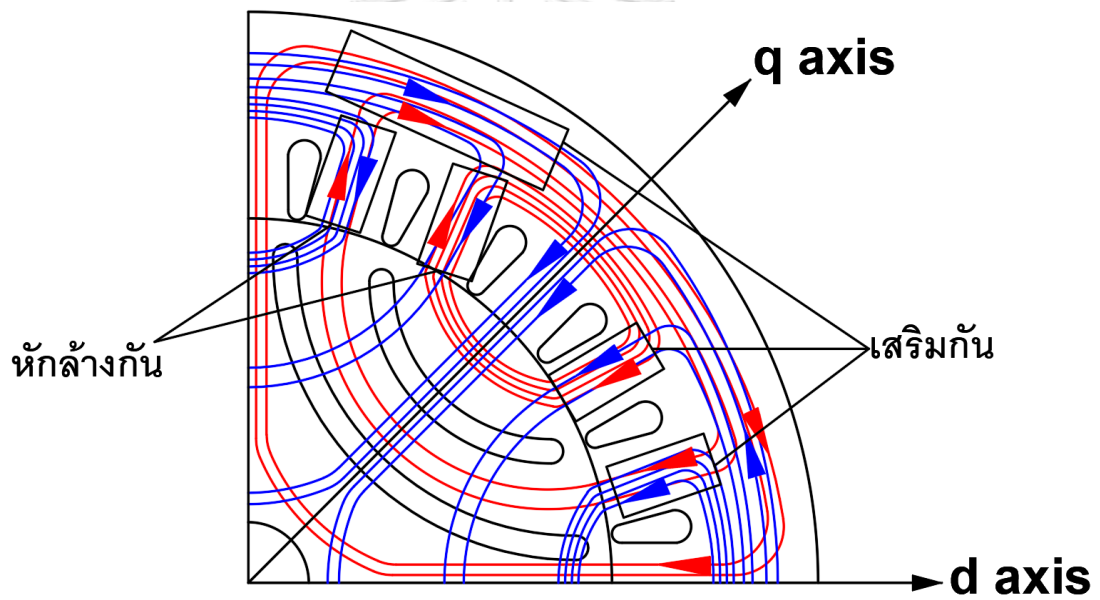


(ก) ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการป้อนกระแสบนแกน d อย่างเดียว

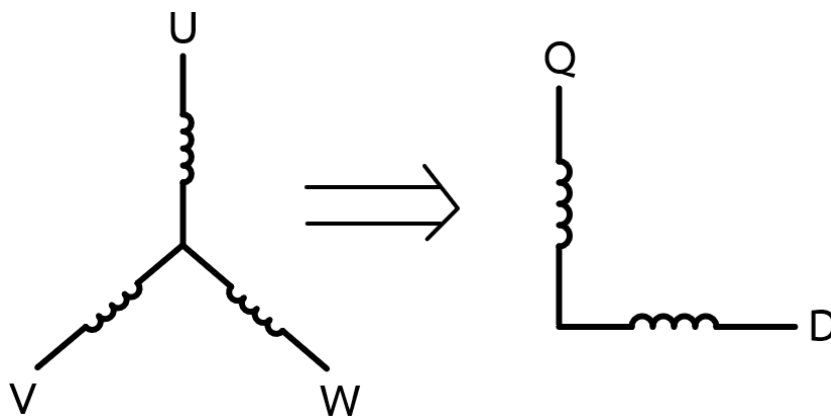


(ข) ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการป้อนกระแสบนแกน q อย่างเดียว

รูปที่ 2.1 ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการป้อนกระแสแต่ละแกน



รูปที่ 2.2 ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการป้อนกระแสทั้งสองแกน



รูปที่ 2.3 ขดลวด 3 เฟส และขดลวดเสมือนสำหรับแกน d และแกน q

จากรูปที่ 2.1(ก) ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากกระแสแกน d (ψ_d) จะคล้อยขดลวดเสมือนแนวแกน d ดังรูปที่ 2.3 ทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำตัวเองแนวแกน d (self-inductance d axis) เขียนแทนด้วย L_d และรูปที่ 2.1(ข) ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากกระแสแกน q (ψ_q) จะคล้อยขดลวดเสมือนแนวแกน q ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำตัวเองแนวแกน q (self-inductance q axis) เขียนแทนด้วย L_q

ขณะที่เพิ่มกระแสแต่ละแกนให้สูงขึ้น พบว่าค่าความเหนี่ยวนำตัวเองมีค่าลดลงและจะมีค่าที่ลดลงอย่างมากเมื่อแกนเหล็กอิ่มตัว สรุปได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำตัวเองทั้งบนแกน d และแกน q ขึ้นอยู่กับกระแส ในขณะเดียวกันฟลักซ์บนแกน d จะได้รับผลจากแกนเหล็กอิ่มตัวมากกว่าฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q ดังนั้นการลดลงของค่าความเหนี่ยวนำตัวเองบนแกน d สูงกว่าการลดลงของค่าความเหนี่ยวนำตัวเองบนแกน q

เมื่อพิจารณาฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการป้อนกระแสทั้งแกน d และแกน q พร้อมกันดังรูปที่ 2.2 พบว่าฟลักซ์แม่เหล็กมีบางส่วนที่หักล้างและบางส่วนที่เสริมกัน ขณะแกนเหล็กยังไม่อิ่มตัวหรือช่วงที่ใช้งานย่านกระแสต่ำ พบว่าผลของการหักล้างและเสริมกันของฟลักซ์แม่เหล็กได้ผลใกล้เคียงกัน ขณะที่ใช้งานในย่านกระแสสูงจนทำให้แกนเหล็กอิ่มตัว พบว่าบริเวณที่เสริมกันของฟลักซ์แม่เหล็กจะไม่สามารถเสริมกันได้อีกต่อไป แต่บริเวณที่หักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กก็ยังคงหักล้างกันตามปกติ เหตุการณ์นี้จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลัพธ์ในแต่ละแกนมีค่าลดลง ปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่าผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก (magnetic cross coupling)

ผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กส่งผลทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลัพธ์ในแต่ละแกนมีค่าลดลง และผลดังกล่าวขึ้นอยู่กับกระแสที่ใช้งาน อาทิ เมื่อพิจารณาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d และเพิ่มค่ากระแสแกน q พบว่าผลการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กสูงขึ้น ส่งผลให้ฟลักซ์แม่เหล็กลัพธ์บนแกน d มีค่าลดลง แต่ถ้ากระแสแกน q มีค่าเป็นศูนย์ ผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กก็ไม่เกิดขึ้นเช่นกัน ในทำนองเดียวกัน เมื่อพิจารณาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q และเพิ่มกระแสแกน d ก็ทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลัพธ์บนแกน q ลดลง แต่ถ้ากระแสแกน d มีค่าเป็นศูนย์ ผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กก็ไม่เกิดขึ้นเช่นกัน จึงสรุปได้ว่าผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กทั้งสองแกน

จากพฤติกรรมที่ได้กล่าวข้างต้นสามารถนิยามได้ในเทอมค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก (magnetic cross coupling inductance) เขียนแทนด้วย L_{dq} และ L_{qd} เมื่อนำผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กรวมกับฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d และแกน q จึงเขียนเป็นสมการฟลักซ์แม่เหล็กของ SynRM ได้ดังสมการที่ (2.1)

$$\begin{cases} \psi_d(i_d, i_q) = L_d(i_d, i_q)i_d + L_{dq}(i_d, i_q)i_q \\ \psi_q(i_d, i_q) = L_{qd}(i_d, i_q)i_d + L_q(i_d, i_q)i_q \end{cases} \quad (2.1)$$

โดยที่ $L_d(i_d, i_q)$, $L_q(i_d, i_q)$ คือค่าความเหนี่ยวนำตัวเองบนกรองอ้างอิงโรเตอร์ซึ่งเป็นฟังก์ชันของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ และ $L_{dq}(i_d, i_q)$, $L_{qd}(i_d, i_q)$ คือค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ซึ่งเป็นฟังก์ชันของกระแสสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์

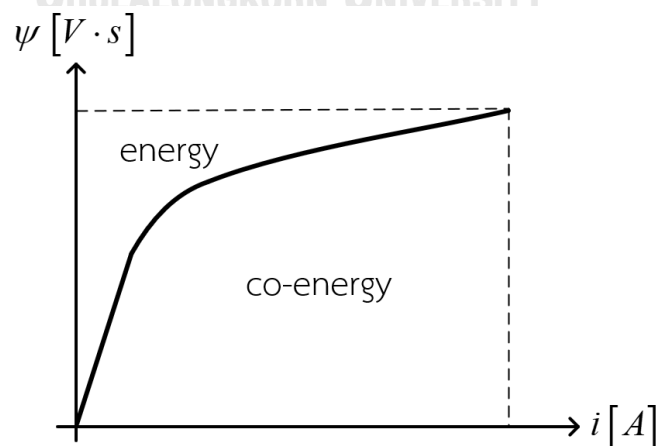
งานวิจัย [6] ศึกษาแบบจำลองแม่เหล็กและการอิมตัวของแกนเหล็ก โดยใช้ระเบียบวิธีไฟไนต์อิลิเมนต์ (Finite Element Analysis) ได้ทำการวิเคราะห์พฤติกรรมของฟลักซ์แม่เหล็กพบว่าเมื่อพิจารณาค่าความเหนี่ยวนำตัวเองที่เปลี่ยนแปลงตามกระแสทั้งแกน d และ q กับพิจารณาค่าความเหนี่ยวนำตัวเองที่เปลี่ยนแปลงตามกระแสเฉพาะแกนนั้นๆ พฤติกรรมของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนมอเตอร์ใกล้เคียงกัน ดังนั้นสมการที่ (2.1) จึงสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (2.2)

$$\begin{cases} \psi_d(i_d, i_q) = L_d(i_d) i_d + L_{dq}(i_d, i_q) i_q \\ \psi_q(i_d, i_q) = L_{qd}(i_d, i_q) i_d + L_q(i_q) i_q \end{cases} \quad (2.2)$$

โดยที่ $L_d(i_d)$ คือค่าความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน d ซึ่งเป็นฟังก์ชันของกระแสสเตเตอร์ในแกน d และ $L_q(i_q)$ คือค่าความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน q ซึ่งเป็นฟังก์ชันของกระแสสเตเตอร์ในแกน q

หากผลของการสูญเสียที่เกิดจากฮิสเทอรีซิสและการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน (hysteresis and eddy current loss) ทำให้สมบัติการเท่าแบบกลับกัน (reciprocity property) เป็นจริง [14] ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้ดังนี้

พิจารณาว่าฟลักซ์แม่เหล็กของมอเตอร์เป็นไปตามสมการที่ (2.1) และคำนวณพลังงานสะสม (energy) และพลังงานสะสมร่วม (co-energy) ได้ดังสมการที่ (2.3)-(2.4) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสม (W) กับพลังงานสะสมร่วม (W_{co}) เป็นไปตามรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์กับกระแส และนิยามพลังงานสะสมและพลังงานสะสมร่วม

$$W = \int id\psi = \int (i_d d\psi_d + i_q d\psi_q) \quad (2.3)$$

$$W_{co} = \int \psi di = \int (\psi_d di_d + \psi_q di_q) \quad (2.4)$$

หากละเลยการสูญเสียที่เกิดจากฮิสเทอรีซิสและการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน จะได้ว่าสนามแม่เหล็กมีลักษณะที่เป็นสนามอนุรักษ์ (conservative field) จากทฤษฎีบทการอินทิเกรตตามเส้นเชิงเวกเตอร์ (line integrals in a vector field) กล่าวว่า ขณะที่สนามเป็นสนามอนุรักษ์การอินทิเกรตตามเส้นจะไม่สนใจเส้นทางเดิน ดังนั้นเงื่อนไขของการอินทิเกรตตามสมการที่ (2.4) มีเงื่อนไขดังสมการที่ (2.5)

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} &= \frac{\partial \psi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} \\ L_{dq}(i_d, i_q) &= L_{qd}(i_d, i_q) \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

ซึ่งจะได้สมบัติการเท่าแบบกลับกันดังสมการที่ (2.5) จากนั้นนำสมบัติการเท่าแบบกลับกันมาใช้ในการสร้างสมการฟลักซ์แม่เหล็กเพื่อลดความซับซ้อนโดยแสดงในสมการที่ (2.6)

$$\left. \begin{aligned} \psi_d(i_d, i_q) &= L_d(i_d)i_d + L_{dq}(i_d, i_q)i_q \\ \psi_q(i_d, i_q) &= L_{dq}(i_d, i_q)i_d + L_q(i_q)i_q \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

2.2 คุณสมบัติที่พึงมีในการสร้างสมการค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

จากสมการที่ (2.6) จะเห็นได้ว่าสมการฟลักซ์แม่เหล็กประกอบด้วยค่าความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน d และแกน q และค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ซึ่งมีคุณสมบัติที่ใช้ในการสร้างสมการของค่าความเหนี่ยวนำดังกล่าวอยู่ 4 คุณสมบัติประกอบไปด้วย

คุณสมบัติที่ 1 หากกระแสแกน d หรือกระแสแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์ จะทำให้ผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กเป็นศูนย์ด้วย ซึ่งสรุปได้ดังสมการที่ (2.7)

$$i_d = 0 \text{ or } i_q = 0 \Rightarrow L_{dq}(i_d, i_q) = 0 \quad (2.7)$$

คุณสมบัติที่ 2 หากกระแสแกน d มีค่าเท่ากับศูนย์ ฟลักซ์แม่เหล็กในแกน d มีค่าเท่ากับศูนย์ด้วยแม้ว่ากระแสในแกน q ไม่เท่ากับศูนย์ก็ตาม ในทำนองเดียวกันหากกระแสแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์ ฟลักซ์แม่เหล็กในแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์ด้วยแม้ว่ากระแสในแกน d ไม่เท่ากับศูนย์ก็ตาม ซึ่งสรุปได้ดังสมการที่ (2.8)-(2.9)

$$i_d = 0, i_q \neq 0 \Rightarrow \psi_d = 0 \quad (2.8)$$

$$i_d \neq 0, i_q = 0 \Rightarrow \psi_q = 0 \quad (2.9)$$

คุณสมบัติที่ 3 พิจารณาความชันของเส้นโค้งของความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันแม่เหล็กกับกระแสซึ่งแทนด้วยค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง จะเห็นได้ว่าช่วงกระแสต่ำค่าความชันมีค่าสูงและค่าความชันจะค่อยๆ ลดลงเมื่อกระแสสูงขึ้น อย่างไรก็ตามทุกช่วงการทำงานค่าความชันมีค่าเป็นบวกเสมอ ดังนั้นฟังก์ชันของค่าความเหนี่ยวนำตัวเองจะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันทางเดียวและเป็นฟังก์ชันลด [15] ซึ่งสรุปได้ดังสมการที่ (2.10)-(2.11)

$$\frac{d}{di_d} [L_d(i_d)] < 0 \cap L_d(i_d) > 0 \quad (2.10)$$

$$\frac{d}{di_q} [L_q(i_q)] < 0 \cap L_q(i_q) > 0 \quad (2.11)$$

คุณสมบัติที่ 4 หากละเลยการสูญเสียที่เกิดจากฮิสเทอรีซิสและการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนพบว่าสมการค่าความเหนี่ยวนำตัวเองมีลักษณะที่สมมาตรทั้งกระแสที่เป็นค่าบวกและค่าลบ ดังนั้นการทำงานช่วงที่กระแสเป็นค่าลบจะใช้ค่าเดียวกับช่วงบวก ส่วนผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กส่งผลให้ฟังก์ชันแม่เหล็กมีลักษณะสมมาตรทั้งกระแสค่าบวกและค่าลบ

2.3 การสร้างสมการค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

จากสมการที่ (2.6) สิ่งที่ต้องคำนวณเพื่อให้ได้สมการฟังก์ชันแม่เหล็กประกอบไปด้วยสมการค่าความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน d ($L_d(i_d)$) สมการค่าความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน q ($L_q(i_q)$) และค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ($L_{dq}(i_d, i_q)$) โดยแบ่งการคำนวณออกเป็น 2 ส่วนดังนี้

2.3.1 การสร้างสมการความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

สมการความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กจะอยู่ในรูปของการคูณกันระหว่างกระแสแกน d และกระแสแกน q เพื่อให้สอดคล้องกับคุณสมบัติที่ 1 และคุณสมบัติที่ 2 ซึ่งเขียนได้ดังสมการที่ (2.12)

$$L_{dq}(i_d, i_q) = c \sum_{k=0}^N (i_d \cdot i_q)^{2k+1} \quad (2.12)$$

โดยที่ c แทนค่าคงที่ได้ ๆ

เมื่อนำสมการที่ (2.12) มาพิจารณาถึงสมบัติการเท่าแบบกลับกันตามสมการที่ (2.5) พบว่าสมการความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กที่นำเสนอสอดคล้องกับสมบัติการเท่าแบบกลับกันดังสมการที่ (2.13)-(2.14)

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} &= \frac{\partial}{\partial i_q} \left[L_d(i_d) \cdot i_d + c \sum_{k=0}^N (i_d \cdot i_q)^{2k+1} \cdot i_q \right] \\ &= c \frac{\partial}{\partial i_q} \left[\sum_{k=0}^N (i_d^{2k+1} \cdot i_q^{2k+2}) \right] \\ &= c(2k+2) \sum_{k=0}^N (i_d^{2k+1} \cdot i_q^{2k+1}) \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \psi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} &= \frac{\partial}{\partial i_d} \left[L_q(i_q) \cdot i_q + c \sum_{k=0}^N (i_d \cdot i_q)^{2k+1} \cdot i_d \right] \\ &= c \frac{\partial}{\partial i_d} \left[\sum_{k=0}^N (i_d^{2k+2} \cdot i_q^{2k+1}) \right] \\ &= c(2k+2) \sum_{k=0}^N (i_d^{2k+1} \cdot i_q^{2k+1}) \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

จึงสรุปได้ว่า

$$\frac{\partial \psi_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} = \frac{\partial \psi_q(i_d, i_q)}{\partial i_d}$$

จากคุณสมบัติที่ 4 กล่าวว่าผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กจะต้องหักล้างกับฟลักซ์แม่เหล็กที่ทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำตัวเองจึงสรุปสมการของค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กได้ดังสมการที่ (2.15)

$$L_{dq}(i_d, i_q) = c \sum_{k=0}^N (i_d \cdot i_q)^{2k+1} ; c < 0 \quad (2.15)$$

สำหรับงานวิจัยนี้จะใช้สมการค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กโดยที่ $N = 0$ เพื่อไม่ให้เกิดการทำนายข้อมูลที่มากเกินไป (overfitting) จึงสรุปสมการค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กได้ดังสมการที่ (2.16)

$$L_{dq}(i_d, i_q) = c i_d i_q ; c < 0 \quad (2.16)$$

2.3.2 การสร้างสมการความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน d และแกน q

จากคุณสมบัติที่ 3 สรุปได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำตัวเองมีค่าเป็นบวก แต่ต้องเป็นฟังก์ชันลดและเป็นฟังก์ชันทางเดียว ในงานวิจัยนี้จะนำเสนอฟังก์ชันค่าความเหนี่ยวนำตัวเองแบบสมการเอกซ์โพเนนเชียล (exponential function) ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (2.17)-(2.18)

$$L_d(i_d) = a_0 \exp\left(\sum_{k=1}^N a_k i_d^k\right) ; k \geq 1 \quad (2.17)$$

$$L_q(i_q) = b_0 \exp\left(\sum_{k=1}^N b_k i_q^k\right) ; k \geq 1 \quad (2.18)$$

เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำตัวเองจะต้องมีค่าเป็นบวกจึงสรุปได้ดังสมการที่ (2.19)

$$L_d(i_d) > 0, L_q(i_q) > 0 \Rightarrow a_0, b_0 > 0 \quad (2.19)$$

พิจารณาเงื่อนไขฟังก์ชันของค่าความเหนี่ยวนำตัวเองเป็นฟังก์ชันลดและเป็นฟังก์ชันทางเดียว ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (2.20)-(2.21)

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{di_d} L_d(i_d) &= \frac{d}{di_d} \left[a_0 \exp \left(\sum_{k=1}^N a_k i_d^k \right) \right] \\ &= a_0 \exp \left(\sum_{k=1}^N a_k i_d^k \right) \cdot \sum_{k=1}^N k a_k i_d^{k-1} \\ \therefore \frac{d}{di_d} L_d(i_d) &< 0 \Rightarrow a_k < 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{di_q} L_q(i_q) &= \frac{d}{di_q} \left[b_0 \exp \left(\sum_{k=1}^N b_k i_q^k \right) \right] \\ &= b_0 \exp \left(\sum_{k=1}^N b_k i_q^k \right) \cdot \sum_{k=1}^N k b_k i_q^{k-1} \\ \therefore \frac{d}{di_q} L_q(i_q) &< 0 \Rightarrow b_k < 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

สำหรับงานวิจัยนี้จะใช้สมการค่าความเหนี่ยวนำตัวเองโดยที่ $N = 2$ เพื่อไม่ให้เกิดการทำนายข้อมูลที่มากเกินไป จึงสรุปสมการค่าความเหนี่ยวนำตัวเองดังสมการที่ (2.22)-(2.23)

$$L_d(i_d) = a_0 \exp(a_1 i_d + a_2 i_d^2) \quad (2.22)$$

$$L_q(i_q) = b_0 \exp(b_1 i_q + b_2 i_q^2) \quad (2.23)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.16), (2.22), และ (2.23) เขียนในรูปสมการพหุคูณแม่เหล็กของ SynRM ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กจะได้ดังสมการที่ (2.24) ในหัวข้อถัดไปจะกล่าวถึงวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ $(a_0, b_0, a_1, a_2, b_1, b_2, c)$ เพื่อทำให้สมการของพหุคูณแม่เหล็กสมบูรณ์และนำไปใช้ในระบบควบคุมต่อไป

$$\left. \begin{aligned} \psi_d(i_d, i_q) &= a_0 \exp(a_1 i_d + a_2 i_d^2) \cdot i_d + (c i_d i_q) i_q \\ \psi_q(i_d, i_q) &= (c i_d i_q) i_d + b_0 \exp(b_1 i_q + b_2 i_q^2) \cdot i_q \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

โดยที่ $a_0, b_0 > 0 \cap a_1, a_2, b_1, b_2 < 0 \cap c < 0$

2.3.3 การหาค่าสัมประสิทธิ์ในสมการพหุคูณแม่เหล็กที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

จากสมการพหุคูณแม่เหล็กดังสมการที่ (2.24) พบว่ามีสัมประสิทธิ์อยู่ 7 ตัวแปร ในงานวิจัยนี้ นำเสนอวิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์ดังกล่าวด้วยวิธีการถดถอยกำลังสองน้อยสุด (Least-Square Regression) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ขั้นแรกสร้างสมการที่ใช้ในการหาค่าสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (2.24) ด้วยวิธีการถดถอยกำลังสองน้อยสุด ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (2.25) จากนั้นเขียนระบบสมการพหุคูณแม่เหล็กดังสมการที่ (2.26)

$$\begin{bmatrix} \tilde{\psi}_d(i_d, i_q) \\ \tilde{\psi}_q(i_d, i_q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(i_d) & C(i_d, i_q) \\ C(i_d, i_q) & B(i_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\psi}_d(i_d, i_q) \\ \tilde{\psi}_q(i_d, i_q) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_d \\ r_q \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$= \begin{bmatrix} A(i_d) & C(i_d, i_q) \\ C(i_d, i_q) & B(i_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_d \\ r_q \end{bmatrix}$$

โดยที่ r_d และ r_q แทนค่าความผิดพลาดในการประมาณพหุคูณแม่เหล็ก

ψ_d, ψ_q, i_d, i_q แทนพหุคูณแม่เหล็กและกระแสเสเตอร์ซึ่งทราบได้จากการทดสอบ

$\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q$ แทนพหุคูณแม่เหล็กที่ได้จากวิธีการถดถอยกำลังสองน้อยสุด

จากสมการที่ (2.26) ค่าความผิดพลาดของการประมาณสมการพหุคูณแม่เหล็กเป็นไปตามสมการที่ (2.27)

$$\begin{bmatrix} r_d \\ r_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tilde{\psi}_d(i_d, i_q) \\ \tilde{\psi}_q(i_d, i_q) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$= \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} A(i_d) & C(i_d, i_q) \\ C(i_d, i_q) & B(i_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \psi_d - A(i_d) \cdot i_d - C(i_d, i_q) \cdot i_q \\ \psi_q - C(i_d, i_q) \cdot i_d - B(i_q) \cdot i_q \end{bmatrix}$$

การหาค่าสัมประสิทธิ์ในสมการทั่วไปด้วยวิธีถดถอยกำลังสองน้อยสุด ทำได้โดยนำค่าความผิดพลาดกำลังสองดังสมการที่ (2.28) ไปหาจุดทำงานที่เหมาะสม (Optimization) เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้สมการค่าความผิดพลาดกำลังสองมีค่าต่ำที่สุด แต่สมการที่ (2.27) ไม่เป็น

อิสระต่อกัน เพราะฟังก์ชัน $B(i_d, i_q)$ อยู่ร่วมกันทั้งสองสมการ ดังนั้นสมการค่าความผิดพลาดกำลังสองจำเป็นต้องเขียนในรูปของการรวมกันของสมการค่าความผิดพลาดของแต่ละสมการ ซึ่งเขียนได้ดังสมการที่ (2.29)

$$\begin{bmatrix} r_d^2 \\ r_q^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\psi_d - A(i_d) \cdot i_d - C(i_d, i_q) \cdot i_q)^2 \\ (\psi_q - C(i_d, i_q) \cdot i_d - B(i_q) \cdot i_q)^2 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\left. \begin{aligned} e &= r_d^2 + r_q^2 \\ &= (\psi_d - A(i_d) \cdot i_d - C(i_d, i_q) \cdot i_q)^2 + (\psi_q - C(i_d, i_q) \cdot i_d - B(i_q) \cdot i_q)^2 \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.29) สามารถสร้างสมการวัตถุประสงค์ (Objective Function) ที่ใช้ในการหาค่าที่เหมาะสมของสมการค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยสุดแสดงได้ดังสมการที่ (2.30)

$$\left. \begin{aligned} \text{minimize } P &= \sum_{k=1}^N e_k \\ &= \sum_{k=1}^N \left[\psi_{d,k} - A(i_{d,k}) \cdot i_{d,k} - C(i_{d,k}, i_{q,k}) \cdot i_{q,k} \right]^2 \\ &\quad + \sum_{k=1}^N \left[\psi_{q,k} - C(i_{d,k}, i_{q,k}) \cdot i_{d,k} - B(i_{q,k}) \cdot i_{q,k} \right]^2 \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

โดยที่ $A(i_{d,k}) = a_0 \exp(a_1 i_{d,k} + a_2 i_{d,k}^2)$, $B(i_{q,k}) = b_0 \exp(b_1 i_{q,k} + b_2 i_{q,k}^2)$, $C(i_{d,k}, i_{q,k}) = c i_{d,k} \cdot i_{q,k}$

สมการเงื่อนไขจำเป็นที่ใช้ในการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดของสมการที่ (2.30) แสดงได้ดังสมการที่ (2.31)

$$\frac{\partial P}{\partial x} = 0 \quad (2.31)$$

โดยที่ $x = a_0, a_1, a_2, b_0, b_1, b_2, c$

เนื่องจากระบบสมการของสมการเงื่อนไขจำเป็นมีความซับซ้อนและไม่สามารถหาคำตอบที่แม่นยำตรงได้ (exact solution) ดังนั้นการหาคำตอบของสมการเงื่อนไขจำเป็นด้วยระเบียบวิธีทำซ้ำด้วย Gauss-Newton Method เมื่อนำข้อมูลจากการทดสอบมาใช้ในการหาคำตอบของสมการเงื่อนไขจำเป็นจึงสรุปสมการค่าความเหนี่ยวนำตัวเองและค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กได้ดังสมการที่ (2.32)

$$\left. \begin{aligned} L_d(i_d) &= 0.3241 \exp(-0.0577 i_d - 0.0129 i_d^2) \\ L_q(i_q) &= 0.1047 \exp(-0.1031 i_q - 0.0086 i_q^2) \\ L_{dq}(i_d, i_q) &= -0.0013 i_d \cdot i_q \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

บทที่ 3

แบบจำลองมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานพลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการ เชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

เนื้อหาบทนี้จะกล่าวถึงการนิยามพลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก และสมการทางพลวัตของ SynRM ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กในรูปแบบของพลักซ์เทียมนตลอดจนคุณสมบัติที่ดีของพลักซ์เทียมนและแบบจำลองที่นำเสนอในงานวิจัยนี้

3.1 การนิยามพลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

แบบจำลองของ SynRM ที่อยู่บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (3.1) และสมการพลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นบน SynRM ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กแสดงได้ดังสมการที่ (3.2)

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d(i_d) & L_{dq}(i_d, i_q) \\ L_{dq}(i_d, i_q) & L_q(i_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$L_d(i_d) = 0.3241 \exp(-0.0577i_d - 0.0129i_d^2)$$

โดยที่ $L_q(i_q) = 0.1047 \exp(-0.1031i_q - 0.0086i_q^2)$

$$L_{dq}(i_d, i_q) = -0.0013i_d \cdot i_q$$

เมื่อเขียนแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์จากสมการที่ (3.1)-(3.2) ให้อยู่บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์โดยใช้ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.3) จะได้แบบจำลองของมอเตอร์ SynRM บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กดังสมการที่ (3.4)

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ L_{\Sigma} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \right\} + \frac{d}{dt} \left\{ L_{\Delta} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \right\} \\
&+ \frac{d}{dt} \left\{ L_{dq} \begin{bmatrix} -\sin 2\theta & \cos 2\theta \\ \cos 2\theta & \sin 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \right\} \\
&= R \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ L_{\Sigma} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \right\} + \frac{d}{dt} \left\{ L_{\Delta} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \right\} \\
&+ \frac{d}{dt} \left\{ L_{dq} \begin{bmatrix} -\sin 2\theta & \cos 2\theta \\ \cos 2\theta & \sin 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \right\}
\end{aligned} \quad (3.4)$$

กำหนดให้ $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ แทนเมทริกซ์ที่เลื่อนมุมเฟสของเวกเตอร์ไป 90 องศา, $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$

แทนเมทริกซ์สะท้อน และ $e^{J2\theta} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ \sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix}$

จากนั้นเขียนแบบจำลองบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ดังสมการที่ (3.4) ให้อยู่ในรูปปริภูมิเวกเตอร์ (space vector) ได้ดังสมการที่ (3.5)

$$\vec{v}_s = R\vec{i}_s + \frac{d}{dt} (L_{\Sigma}\vec{i}_s) + \frac{d}{dt} (L_{\Delta}e^{J2\theta}\mathbf{Q}\vec{i}_s + L_{dq}e^{J2\theta}\mathbf{J}\mathbf{Q}\vec{i}_s) \quad (3.5)$$

จากสมการปริภูมิเวกเตอร์ดังสมการที่ (3.5) สามารถนิยามฟลักซ์เทียมนี่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ($\vec{\varphi}$) ดังสมการที่ (3.6)

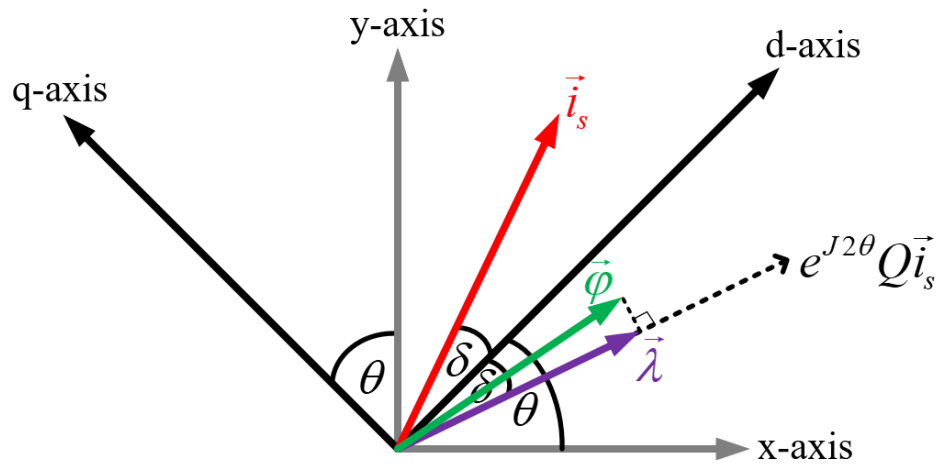
$$\vec{\varphi} \triangleq L_{\Delta}e^{J2\theta}\mathbf{Q}\vec{i}_s + L_{dq}e^{J2\theta}\mathbf{J}\mathbf{Q}\vec{i}_s \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) จะเห็นได้ว่าฟลักซ์เทียมนี่มีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ในเทอม $e^{J2\theta}$ ดังนั้นสามารถคำนวณตำแหน่งโรเตอร์ผ่านฟลักซ์เทียมนี่ได้

เมื่อเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์เทียมนี่กับฟลักซ์เทียมนี่ในงานวิจัย [11] ($\vec{\lambda}$) แสดงได้ดังสมการที่ (3.7) และเขียนเวกเตอร์ไดอะแกรมเพื่อแสดงความสัมพันธ์ดังกล่าวได้ดังรูปที่ 3.1

$$\begin{aligned}
\vec{\varphi} &\triangleq L_{\Delta}e^{J2\theta}\mathbf{Q}\vec{i}_s + L_{dq}e^{J2\theta}\mathbf{J}\mathbf{Q}\vec{i}_s \\
&= (L_{\Delta}\mathbf{I} + L_{dq}\mathbf{J})e^{J2\theta}\mathbf{Q}\vec{i}_s \\
&= \vec{\lambda} + L_{dq}e^{J2\theta}\mathbf{J}\mathbf{Q}\vec{i}_s
\end{aligned} \quad (3.7)$$

โดยที่ \mathbf{I} แทนเมทริกซ์เอกลักษณ์ที่มีมิติเท่ากับ 2×2



รูปที่ 3.1 ปริภูมิเวกเตอร์ของฟลักซ์เหนี่ยวนำที่ค้ำึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก และฟลักซ์เหนี่ยวนำในงานวิจัย [11]

จากนิยามฟลักซ์เหนี่ยวนำตามสมการที่ (3.6) หากเราต้องการทราบขนาดของฟลักซ์เหนี่ยวนำ สามารถคำนวณจากข้อมูลกระแสสเตเตอร์และค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ตามสมการที่ (3.8)

$$\begin{aligned} \|\vec{\phi}\| &= \left\| (L_{\Delta} \mathbf{I} + L_{dq} \mathbf{J}) e^{j2\theta} \mathbf{Q} \vec{i}_s \right\| \\ &= \sqrt{L_{\Delta}^2 + L_{dq}^2} \|\vec{i}_s\| \end{aligned} \quad (3.8)$$

เนื่องจากฟลักซ์เหนี่ยวนำมีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ทำให้ตำแหน่งโรเตอร์สามารถคำนวณได้หากทราบข้อมูลฟลักซ์เหนี่ยวนำตามสมการที่ (3.6) และทราบขนาดของฟลักซ์เหนี่ยวนำได้จากข้อมูลการวัด ซึ่งถือเป็นข้อได้เปรียบเมื่อเทียบกับฟลักซ์แอกทีฟในงานวิจัย [9, 10] จะเห็นได้ว่าขนาดของฟลักซ์แอกทีฟจะขึ้นอยู่กับกระแสบนแกน d ถ้าหากเราไม่ทราบตำแหน่งโรเตอร์จะไม่สามารถหาขนาดของฟลักซ์แอกทีฟได้ ซึ่งขนาดของฟลักซ์แอกทีฟแสดงได้ดังสมการที่ (3.9)

$$\|\vec{\Psi}_s^d\| = \left\| (L_d - L_q) e^{j\theta} \begin{bmatrix} i_d \\ 0 \end{bmatrix} \right\| = (L_d - L_q) i_d \quad (3.9)$$

3.2 แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์บนฐานฟลักซ์เหนี่ยวนำที่ค้ำึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

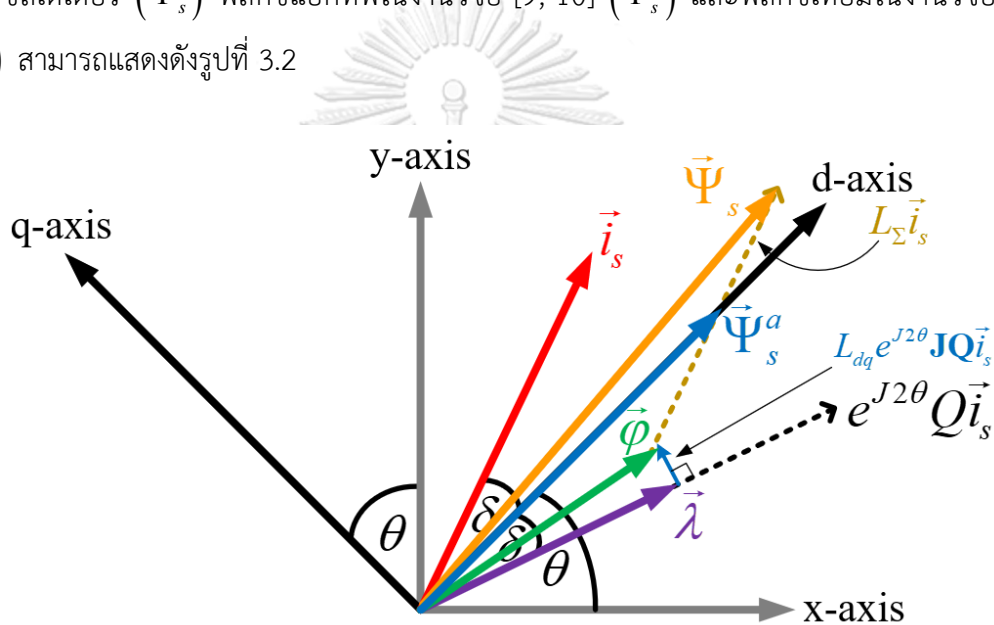
จากหัวข้อที่แล้วได้นิยามฟลักซ์เหนี่ยวนำที่ค้ำึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ถัดมาเป็นการนำเสนอแบบจำลองบนฐานฟลักซ์เหนี่ยวนำดังกล่าว โดยการแทนสมการฟลักซ์เหนี่ยวนำในสมการแบบจำลองมอเตอร์ในสมการที่ (3.5) จะได้แบบจำลองมอเตอร์บนฐานฟลักซ์เหนี่ยวนำตามสมการที่ (3.10)

$$\vec{v}_s = R\vec{i}_s + \frac{d}{dt}(L_\Sigma \vec{i}_s) + \frac{d}{dt}(\vec{\phi}) \quad (3.10)$$

เมื่อพิจารณาแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงเชิงเวลาของฟลักซ์สเตเตอร์ โดยอยู่ในเทอมอนุพันธ์ของสมการที่ (3.10) ทำให้ทราบความสัมพันธ์ระหว่างฟลักซ์สเตเตอร์ ($\vec{\Psi}_s$) กับฟลักซ์เหนี่ยวนำ ($\vec{\phi}$) แสดงได้ดังสมการที่ (3.11)

$$\vec{\Psi}_s = L_\Sigma \vec{i}_s + \vec{\phi} \quad (3.11)$$

ความสัมพันธ์เชิงเวกเตอร์ของฟลักซ์เหนี่ยวนำที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ($\vec{\phi}$) ฟลักซ์สเตเตอร์ ($\vec{\Psi}_s$) ฟลักซ์แอกทีฟในงานวิจัย [9, 10] ($\vec{\Psi}_s^a$) และฟลักซ์เหนี่ยวนำในงานวิจัย [11] ($\vec{\lambda}$) สามารถแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ปริภูมิเวกเตอร์ของฟลักซ์สเตเตอร์ ฟลักซ์แอกทีฟ ฟลักซ์เหนี่ยวนำในงานวิจัย [11]

และฟลักซ์เหนี่ยวนำที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

3.3 คุณสมบัติที่ดีของฟลักซ์เหนี่ยวนำที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและแบบจำลองซิงโครไนส์รีลักแทนซ์บนฐานฟลักซ์เหนี่ยวนำดังกล่าว

การนิยามฟลักซ์เหนี่ยวนำแบบใหม่ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและแบบจำลองของ SynRM บนฐานฟลักซ์เหนี่ยวนำ พบว่าคุณสมบัติที่ดีของฟลักซ์เหนี่ยวนำกับแบบจำลองนี้มีหลายประการ ดังนี้

1. แบบจำลองที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ มีลักษณะคล้ายกับแบบจำลองของ PMSM ซึ่งเทอมของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรเทียบได้กับฟลักซ์เหนี่ยวนำที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

2. ขนาดของฟลักซ์เทียมนสามารถคำนวณได้จากกระแสเตเตอร์ซึ่งเป็นค่าที่วัดมาจากเซนเซอร์และค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ ตามสมการที่ (3.8) คุณสมบัตินี้มีลักษณะคล้ายกับฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรของ PMSM
3. สมการแรงบิดที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กแสดงได้ดังสมการที่ (3.12) โดยสมการแรงบิดนี้สามารถเขียนในรูปของผลคูณเชิงเวกเตอร์ระหว่างฟลักซ์เทียมนกับกระแสเตเตอร์ดังสมการที่ (3.13) ซึ่งถือว่าสมการแรงบิดในเทอมของฟลักซ์เทียมนสะท้อนพฤติกรรมทางธรรมชาติของสนามแม่เหล็ก ซึ่งมีรายละเอียดสมการดังนี้

$$\|\vec{T}\| = p \left[(L_d - L_q) i_d i_q - L_{dq} (i_d^2 - i_q^2) \right] \quad (3.12)$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{T} &= p (\vec{\varphi} \times \vec{i}_s) \\ &= p \left[(L_\Delta \mathbf{I} + L_{dq} \mathbf{J}) e^{J2\theta} \mathbf{Q} \vec{i}_s \right] \times \vec{i}_s \\ &= p \left[(L_\Delta \mathbf{I} + L_{dq} \mathbf{J}) e^{J\theta} \mathbf{Q} e^{-J\theta} \vec{i}_s \right] \times \vec{i}_s \\ &= p (L_\Delta \mathbf{I} + L_{dq} \mathbf{J}) e^{J(\theta-\delta)} \begin{bmatrix} \|\vec{i}_s\| \\ 0 \end{bmatrix} \times e^{J(\theta+\delta)} \begin{bmatrix} \|\vec{i}_s\| \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

ดังนั้น $\|\vec{T}\| = p \|\vec{i}_s\|^2 [L_\Delta \sin 2\delta - L_{dq} \cos 2\delta]$

โดยที่ p คือ คู่ขั้วของมอเตอร์, δ คือ มุมของกระแสเตเตอร์ซึ่งนิยามตามรูปที่ 3.2

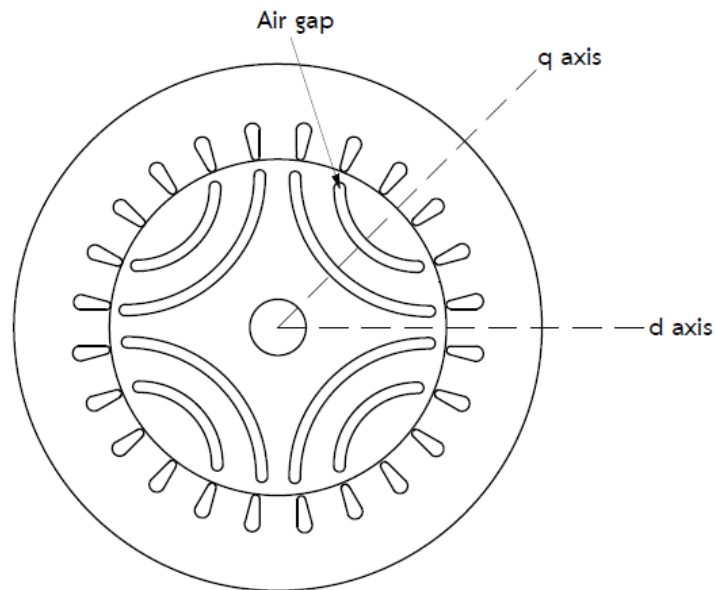
และ $i_d = \|\vec{i}_s\| \cos \delta$, $i_q = \|\vec{i}_s\| \sin \delta$

4. ฟลักซ์เทียมนในสมการที่ (3.6) พบว่ามีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ในเทอม 2θ ซึ่งสะท้อนความเป็นขั้วยื่นของ SynRM ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

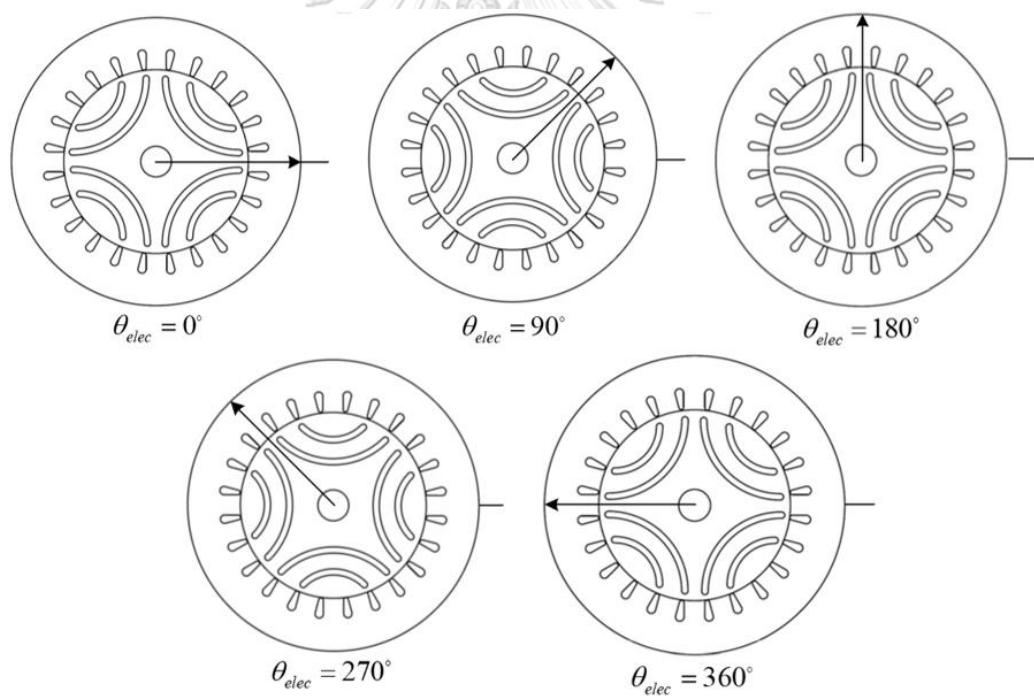
ลักษณะความเป็นขั้วยื่นของ SynRM ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน d และแกน q มีค่าต่างกัน ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน d จะนิยามจากเส้นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในบริเวณที่มีค่ารีลักแตนซ์ (ค่าความต้านทานแม่เหล็ก) ต่ำ หรือบริเวณที่มีค่าความนำแม่เหล็กสูง ส่วนค่าความเหนี่ยวนำตัวเองในแกน q จะนิยามจากเส้นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในบริเวณที่มีค่ารีลักแตนซ์สูง หรือบริเวณที่มีค่าความนำแม่เหล็กต่ำ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.3

เมื่อพิจารณา SynRM 4 ขั้วดังรูปที่ 3.3 พบว่ามุมทางไฟฟ้ามีค่าเป็น 2 เท่าของมุมทางกลดังสมการที่ **Error! Reference source not found.** และพิจารณาลักษณะการหมุนของโรเตอร์ของ SynRM ได้ดังรูปที่ 3.4

$$\theta_{elec} = \frac{4}{2} \theta_{mech} = 2\theta_{mech} \quad (3.14)$$

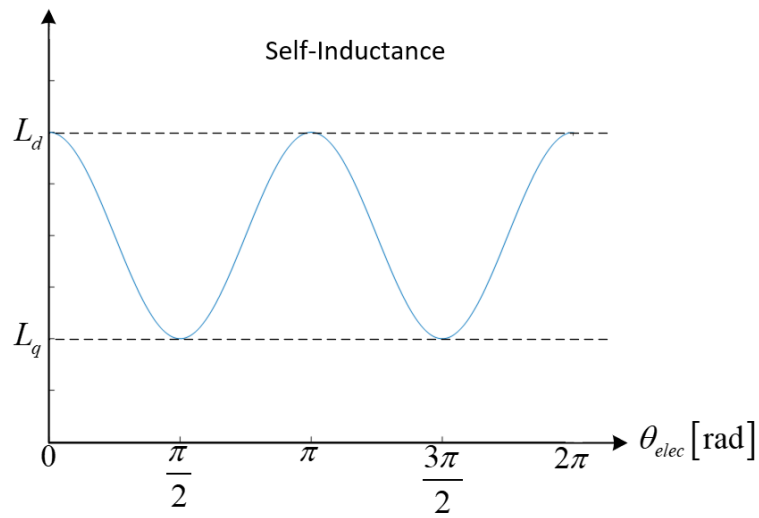


รูปที่ 3.3 ลักษณะความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์



รูปที่ 3.4 ลักษณะของโรเตอร์ที่หมุนครบ 1 รอบทางไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.4 หากพิจารณาค่าความเหนี่ยวนำตัวเองที่จุดอ้างอิง ($\theta_{elec} = 0^\circ$) พบว่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเหนี่ยวนำตัวเองที่จุดอ้างอิงเทียบกับมุมทางไฟฟ้ามีลักษณะเป็นฟังก์ชันไซน์ซอยด์ซึ่งมีความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่ทางไฟฟ้า ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ค่าความเหนี่ยวนำตัวเองเมื่อเทียบกับมุมทางไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.5 ได้ข้อสรุปว่าเราไม่สามารถระบุตำแหน่งของแกน d และแกน q ได้แน่ชัด แต่บอกได้เพียงแนวแกนเท่านั้น เนื่องจากว่าแนวแกน d หรือแกน q เราสามารถวางได้ 2 ตำแหน่งในหนึ่งคาบทางไฟฟ้า ซึ่งสะท้อนลักษณะความเป็นขั้วขึ้นตามธรรมชาติของ SynRM

บทที่ 4

การประมาณตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ด้วยตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง

จากการนิยามฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและแบบจำลองของ SynRM บนฐานฟลักซ์เทียมในบทที่ 3 สำหรับบทนี้จะเริ่มต้นด้วยวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตฟลักซ์เทียม (fictitious flux observer) โดยนำแนวคิดในการสร้างตัวสังเกตจากงานวิจัย [16] และเปรียบเทียบกับงานวิจัย [11] มาประยุกต์ใช้ จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการคำนวณตัวสังเกตฟลักซ์เทียมเพื่อนำไปสู่การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยวิธีเฟสล็อกลูปเชิงเวกเตอร์ (vector phase-locked loop) ส่วนสุดท้ายจะอธิบายขั้นตอนการออกแบบอัตรการขยายตัวควบคุมพีไอ (PI Controller) ในวงรอบเฟสล็อกลูปเชิงเวกเตอร์ตามสมรรถนะที่ต้องการ

4.1 ตัวสังเกตฟลักซ์แม่เหล็กถาวรและฟลักซ์เทียมในงานวิจัย [11] ที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง

ความท้าทายของการประมาณตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์คือยังไม่มีวิธีการพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวสังเกตที่ใช้ในการประมาณ งานวิจัย [16] ได้มีการยืนยันเสถียรภาพในวงกว้างด้วยตัวสังเกตฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรของ PMSM และงานวิจัย [11] ได้มีการนำวิธีการดังกล่าวมาประยุกต์ใช้ ดังนั้นเนื้อหาส่วนนี้จะกล่าวถึงแนวคิดของงานวิจัย [16] และ [11] พอสังเขปเพื่อนำไปสู่การสร้างตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กเพื่อใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ต่อไป

ขั้นแรกจะกล่าวถึงแบบจำลองของ PMSM ดังสมการที่ (4.1) และนิยามฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรดังสมการที่ (4.2)

$$\vec{v}_s = R\vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (4.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{\psi}_s &= L\vec{i}_s + \Phi \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \\ \vec{\psi}_s &= L\vec{i}_s + \vec{\Phi} \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

เมื่อ \vec{v}_s , \vec{i}_s แทนแรงดันและกระแสสเตเตอร์, R แทนค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์, $\vec{\psi}_s$ แทนฟลักซ์สเตเตอร์ของ PMSM, L แทนค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์, และ $\vec{\Phi}$ แทนฟลักซ์แม่เหล็กถาวร

เนื่องจากฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรมีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ จึงใช้ในการประมาณตำแหน่งได้ หากทราบค่าฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร ดังนั้นในงานวิจัย [16] ได้มีการสร้างตัวสังเกตฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรดังสมการที่ (4.3)-(4.5) และยังได้มีการพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างอีกด้วย

$$\frac{d\hat{\psi}_s}{dt} = \vec{v}_s - R\vec{i}_s - k(\hat{\psi}_s - L\vec{i}_s) \quad (4.3)$$

$$k = \mu \max \left\{ 0, \|\hat{\Phi}\|^2 - \|\Phi\|^2 \right\} \quad (4.4)$$

$$\hat{\Phi} = \hat{\psi}_s - L\vec{i}_s \quad (4.5)$$

โดยที่ k แทนอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตฟลักซ์แม่เหล็กถาวร

งานวิจัย [11] ได้มีการนำวิธีการสร้างตัวสังเกตฟลักซ์แม่เหล็กถาวรมาประยุกต์ใช้ โดยสร้างตัวสังเกตฟลักซ์เทียมเพื่อใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ สำหรับตัวสังเกตฟลักซ์เทียมในงานวิจัย [11] แสดงได้ดังสมการที่ (4.6)-(4.8)

$$\frac{d\hat{\Psi}_s}{dt} = \vec{v}_s - R\vec{i}_s - k(\hat{\lambda} - L_2\vec{i}_s) \quad (4.6)$$

$$k = \mu \max \left\{ 0, \|\hat{\lambda}\|^2 - \|\lambda\|^2 \right\} \quad (4.7)$$

$$\hat{\lambda} = \hat{\Psi}_s - L_2\vec{i}_s \quad (4.8)$$

เมื่อ \vec{v}_s , \vec{i}_s แทนแรงดันและกระแสสเตเตอร์, R แทนค่าความต้านทานขดลวดสเตเตอร์, และ λ ตัวสังเกตฟลักซ์เทียมในงานวิจัย [11]

จากการสร้างตัวสังเกตในงานวิจัย [11, 16] พบว่าเมื่อคำนวณตัวสังเกตซึ่งมีข้อมูลตำแหน่งได้แล้วจึงนำไปประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ได้ด้วยวิธีเฟสล็อกกูปเชิงเวกเตอร์ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อที่ 4.4 ดังนั้นงานในวิจัยนี้จึงได้แนวคิดในการสร้างตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดต่อไป

4.2 ตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

สำหรับตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กนั้นสามารถนำมาใช้ในการประมาณตำแหน่งได้เนื่องจากมีข้อมูลตำแหน่งในเทอม 2θ กล่าวคือ ถ้าสามารถคำนวณตัวสังเกตฟลักซ์เทียมดังกล่าวได้แล้ว ก็สามารถประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ได้ โดยอาศัยคุณสมบัติที่ดีของฟลักซ์เทียมที่หัวข้อที่ 3.3 สามารถเขียนสมการทางพลวัตของมอเตอร์ SynRM ในรูปของฟลักซ์สเตเตอร์และฟลักซ์เทียมได้ดังสมการที่ (4.9)

$$\left. \begin{aligned}
\vec{v}_s &= R\vec{i}_s + \frac{d}{dt}(L_\Sigma \vec{i}_s) + \frac{d}{dt}(L_\Delta e^{J2\theta} \mathbf{Q}\vec{i}_s + L_{dq} e^{J2\theta} \mathbf{J}\mathbf{Q}\vec{i}_s) \\
&= R\vec{i}_s + \frac{d}{dt}(L_\Sigma \vec{i}_s + L_\Delta e^{J2\theta} \mathbf{Q}\vec{i}_s + L_{dq} e^{J2\theta} \mathbf{J}\mathbf{Q}\vec{i}_s) \\
&= R\vec{i}_s + \frac{d}{dt}(L_\Sigma \vec{i}_s + \vec{\phi}_s) \\
&= R\vec{i}_s + \frac{d}{dt}(\vec{\Psi}_s)
\end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.9) สามารถเขียนสมการแบบจำลองของ SynRM ให้มีลักษณะคล้ายกับแบบจำลองของ PMSM ที่นำเสนอในวิจัย [16] เมื่อเปรียบเทียบระหว่างแบบจำลองของ SynRM บนฐานฟลักซ์เทียมในสมการที่ (4.9) กับแบบจำลองของ PMSM แล้วสามารถสรุปความสัมพันธ์ของสมการแรงดันได้ดังสมการที่ (4.10) และความสัมพันธ์ของฟลักซ์สเตเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (4.11)

$$\left. \begin{aligned}
\vec{v}_s &= R\vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \\
&\Downarrow \\
\vec{v}_s &= R\vec{i}_s + \frac{d}{dt}(L_\Sigma \vec{i}_s + \vec{\phi}_s) \\
&= R\vec{i}_s + \frac{d}{dt}(\vec{\Psi}_s)
\end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

$$\left. \begin{aligned}
\vec{\psi}_s &= L\vec{i}_s + \vec{\Phi} \\
&\Downarrow \\
\vec{\Psi}_s &= L_\Sigma \vec{i}_s + \vec{\phi}_s
\end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.10)-(4.11) พบว่าแบบจำลองของ SynRM ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กนั้นมีความคล้ายคลึงกับแบบจำลองของ PMSM และทราบขนาดของฟลักซ์เทียมได้จากการวัดคำนวณได้ตามสมการที่ (3.8) ซึ่งสอดคล้องกับคุณสมบัติของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้นำแนวคิดจากงานวิจัย [16] ในการสร้างตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กดังสมการที่ (4.12)-(4.16)

$$\frac{d\hat{\phi}}{dt} = \vec{v}_s - R\vec{i}_s - \frac{d}{dt}(L_\Sigma \vec{i}_s) - k\hat{\phi} \quad (4.12)$$

$$\frac{d\hat{\phi}}{dt} + \frac{d}{dt}(L_\Sigma \vec{i}_s) = \vec{v}_s - R\vec{i}_s - k\hat{\phi}$$

$$\frac{d}{dt}(\hat{\phi} + L_\Sigma \vec{i}_s) = \vec{v}_s - R\vec{i}_s - k\hat{\phi}$$

จะได้ว่า
$$\frac{d\hat{\Psi}_s}{dt} = \vec{v}_s - R\vec{i}_s - k\hat{\phi} \quad (4.13)$$

$$\hat{\phi}_s = \hat{\Psi}_s - L_2\vec{i}_s \quad (4.14)$$

$$k = \mu \max \left\{ 0, \|\hat{\phi}\|^2 - \|\phi\|^2 \right\} \quad (4.15)$$

โดยที่
$$\|\phi\|^2 = (L_\Lambda^2 + L_{dq}^2) \|\vec{i}_s\|^2 \quad (4.16)$$

เมื่อ $\hat{\phi}$ แทนตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก, k แทนอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ, และ μ แทนค่าคงที่ที่มีค่ามากกว่าศูนย์

จากตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่นำเสนอไปนั้น เมื่อทำการพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างด้วยทฤษฎีบทเลียปูนอฟและทฤษฎีบทลาซาล (Lyapunov and Lasalle Theorem) พบว่าตัวสังเกตฟลักซ์เทียบพิสูจน์ได้ว่าลู่เข้าสู่ค่าจริงได้ทุกช่วงการทำงานและมีเสถียรภาพตลอดการทำงานของมอเตอร์สำหรับรายละเอียดการพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างจะกล่าวไว้ในภาคผนวก ก

สำหรับการทดลองกับระบบฮาร์ดแวร์จริงพบว่าปัญหาหลักที่ทำให้การคำนวณตัวสังเกตฟลักซ์เทียบแล้วมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นคือ ค่าออฟเซตของกระแสที่เกิดจากเซนเซอร์วัดกระแส ด้วยเหตุนี้นำไปสู่การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้น งานวิจัยนี้ได้เสนอแนวคิดในการออกแบบค่าอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ (k) โดยมีรายละเอียดดังนี้

4.3 การวิเคราะห์ผลของออฟเซตของกระแสและแนวทางในการออกแบบอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกต

จากการพิสูจน์เสถียรภาพของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบพบว่า ฟลักซ์เทียบประมาณสามารถลู่เข้าสู่ค่าจริง จึงทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ลู่เข้าสู่ค่าจริงด้วย อย่างไรก็ตามระบบประมาณถูกรบกวนด้วยค่าออฟเซตของกระแสทำให้การคำนวณตัวสังเกตฟลักซ์เทียบมีค่าความผิดพลาด จึงนำไปสู่การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ผิดพลาดได้ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ผลของออฟเซตของกระแสที่มีต่อคำนวณตัวสังเกตฟลักซ์เทียบและแนวทางในการออกแบบอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกต ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

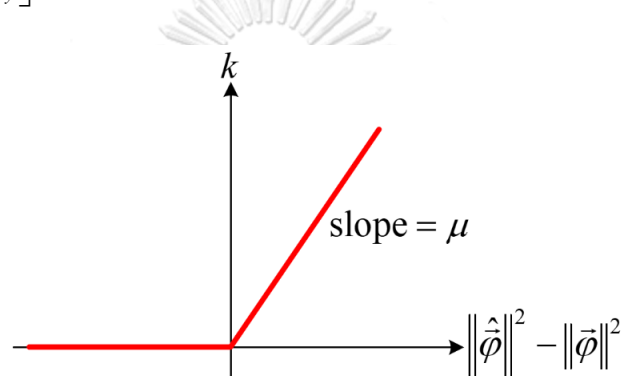
สมการทางพลวัตของ SynRM แสดงได้ดังสมการที่ (4.17)

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} &= \vec{v}_s - R\vec{i}_s \\ \vec{\phi} &= \vec{\Psi}_s - L_2\vec{i}_s \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

สมการทางพลวัตของตัวสังเกตพลักซ์เทียมดังสมการ (4.12)-(4.16) หากพิจารณาค่าออฟเซตของ กระแสสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (4.18) โดยนิยามของอัตราการขยายป้อนกลับสามารถนิยาม ได้จากรูปที่ 4.1

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{\Psi}_s}{dt} &= \vec{v}_s - R(\vec{i}_s + \vec{a}) - k\hat{\phi} \\ \hat{\phi} &= \hat{\Psi}_s - L_\Sigma(\vec{i}_s + \vec{a}) \\ k &= \mu \cdot \max\left\{0, \|\hat{\phi}\|^2 - \|\bar{\phi}\|^2\right\} \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

โดยที่ $\vec{a} = [a_x \ a_y]^T$ คือ เวกเตอร์ของกระแสออฟเซตบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์



รูปที่ 4.1 นิยามค่าอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกต

จากความสัมพันธ์ระหว่าง (4.17) และ (4.18) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (4.19)

$$\left. \begin{aligned} \hat{\phi} - \bar{\phi} &= \hat{\Psi}_s - \bar{\Psi}_s \\ \frac{d}{dt}(\hat{\phi} - \bar{\phi}) &= \frac{d}{dt}(\hat{\Psi}_s - \bar{\Psi}_s) = -k\hat{\phi} - R\vec{a} \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

จากภาคผนวก ก ได้มีการกำหนดฟังก์ชันเลียปูนอฟไว้ ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.20)

$$V = (\hat{\phi} - \bar{\phi})^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \geq 0 \quad (4.20)$$

สำหรับอนุพันธ์ของฟังก์ชันเลียปูนอฟแสดงได้ดังสมการ (4.21)

$$\left. \begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= 2 \left[\frac{d}{dt}(\hat{\phi} - \bar{\phi})^T \right] (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \\ &= -2(R\vec{a} + k\hat{\phi})^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \\ &= -2k\hat{\phi}^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) - 2R\vec{a}^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \\ &\leq -kV - 2R\vec{a}^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \quad ; \quad \|\hat{\phi}\|^2 - \|\bar{\phi}\|^2 \geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

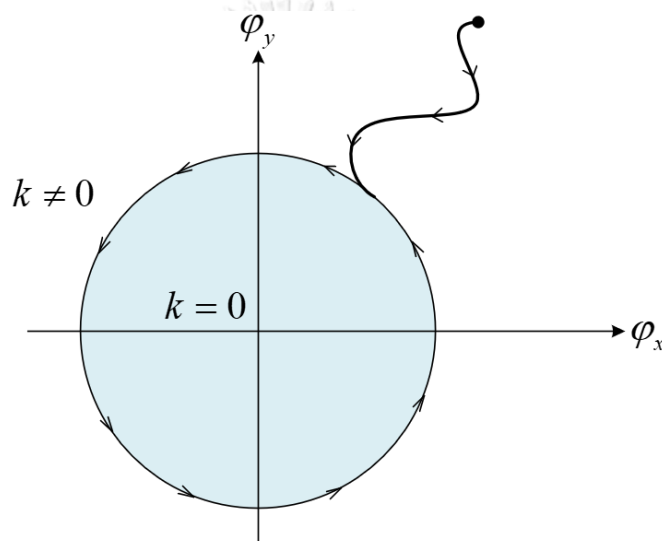
จากทฤษฎีบทของลาซาลแสดงได้ดังสมการที่ (4.22)

$$\frac{dV}{dt} = -kV - 2R\vec{a}^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \leq 0 \quad (4.22)$$

พิจารณากรณีที่ไม่น่ามีผลของออฟเซตของกระแส ($\vec{a} = \vec{0}$) จะได้ว่า

$$\frac{dV}{dt} = -kV \leq 0 \quad (4.23)$$

จากทฤษฎีบทเลียปูนอฟและทฤษฎีบทลาซาลเมื่อพิจารณาสมการที่ (4.20) และ (4.23) สรุปได้ว่า ฟลักซ์ประมาณเข้าสู่ค่าจริงได้ โดยแสดงการลู่เข้าได้ดังรูปที่ 4.2



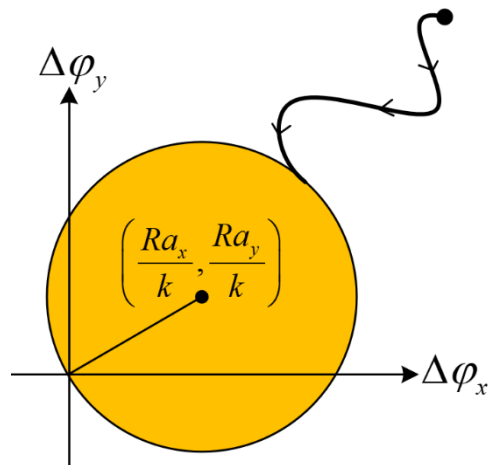
รูปที่ 4.2 เส้นทางเดินของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมขณะที่ไม่พิจารณาผลของออฟเซตของกระแส

หากพิจารณาผลของออฟเซตของกระแส ($\vec{a} \neq \vec{0}$) เมื่อพิจารณาขอบเขตที่ทำให้สมการที่ (4.22) เป็นจริงแสดงได้ดังสมการ (4.24)

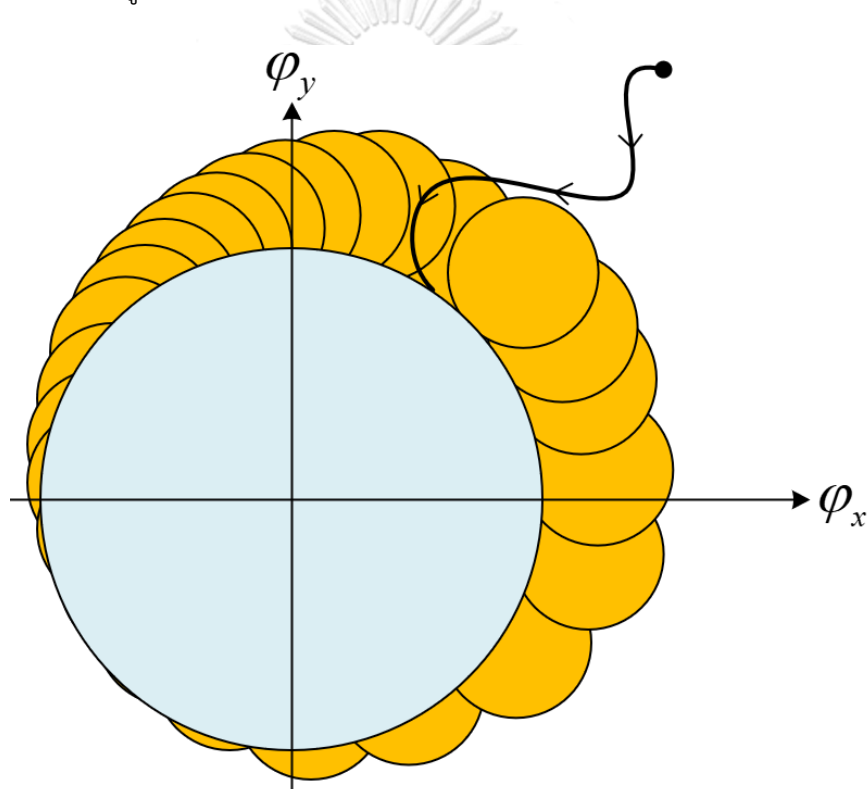
$$\left(\Delta\varphi_x - \frac{Ra_x}{k} \right)^2 + \left(\Delta\varphi_y - \frac{Ra_y}{k} \right)^2 \geq \left(\frac{R\|\vec{a}\|}{k} \right)^2 \quad (4.24)$$

โดยที่ $\Delta\varphi_x = \varphi_x - \hat{\varphi}_x$, $\Delta\varphi_y = \varphi_y - \hat{\varphi}_y$, $\|\vec{a}\| = \sqrt{a_x^2 + a_y^2}$

จากสมการที่ (4.24) เมื่อนำไปวาดเส้นโค้งจะได้ขอบเขตซึ่งเป็นรูปวงกลมดังรูปที่ 4.3 หากกำหนดให้ $\Delta\varphi_x$ แทนแกน x และ $\Delta\varphi_y$ แทนแกน y และมีรัศมีเท่ากับ $\frac{R\|\vec{a}\|}{k}$ โดยบริเวณสีเหลืองแทนบริเวณที่ไม่สอดคล้องกับ (4.24) นั้นหมายความว่าเมื่อพิจารณาผลของออฟเซตของกระแสทำให้เกิดขอบเขตของค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตฟลักซ์เทียม ซึ่งจะนำไปใช้ในการคำนวณอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตต่อไป



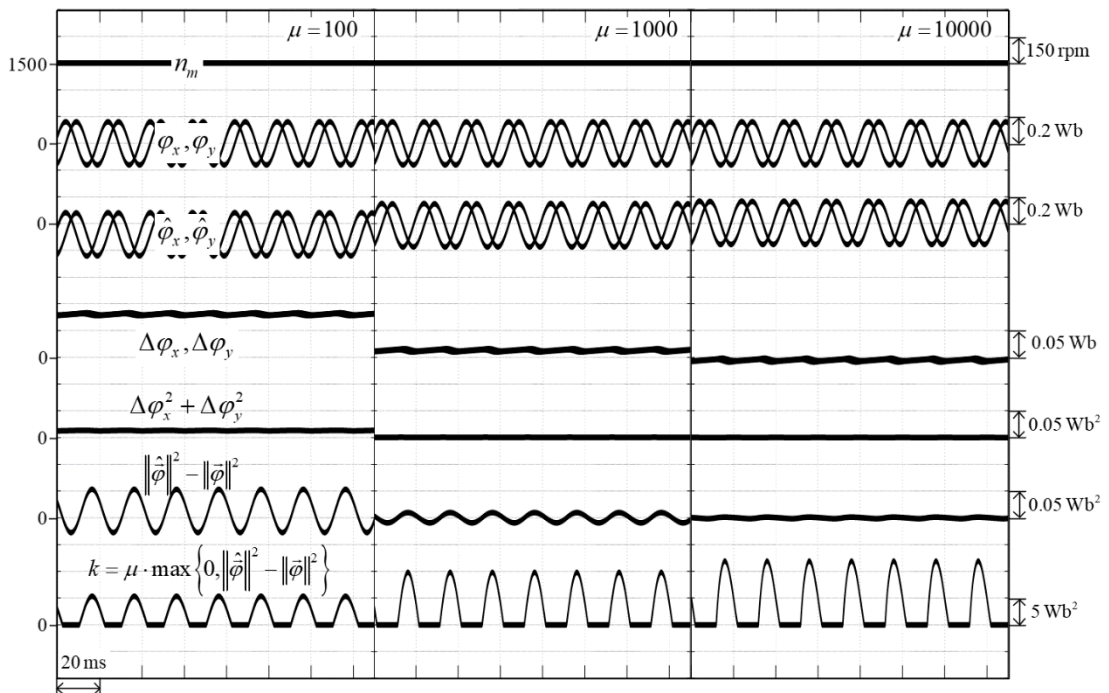
รูปที่ 4.3 บริเวณ (สีส้ม) ที่ไม่สอดคล้องกับสมการที่ (4.24)



รูปที่ 4.4 เส้นทางเดินและขอบเขตของการรู่เข้าของตัวสังเกตพลักซ์เทียม

จากรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าบริเวณที่อยู่นอกวงกลมสีฟ้าอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตมีค่าไม่เป็นศูนย์ซึ่งเป็นบริเวณที่มีค่าความผิดพลาดของขนาดยกกำลังสองของพลักซ์เทียม $(\|\hat{\phi}\|^2 - \|\phi\|^2)$ ทำให้เทอมป้อนกลับตัวสังเกตจะทำงาน ทำให้ค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตลดลง แต่ผลของออฟเซตกระแสทำให้เกิดบริเวณวงกลมสีส้ม ซึ่งเป็นบริเวณที่ไม่การันตีการลดของค่าความผิดพลาดของตัวสังเกต แต่ค่าความผิดพลาดของขนาดยกกำลังสองของพลักซ์เทียมยังคงลดลงจนเส้นทางเดินเข้ามาในบริเวณสีฟ้าซึ่งเป็นบริเวณที่ไม่การันตีทั้งการลดของค่าความผิดพลาดของตัว

สังเกตและค่าความผิดพลาดของขนาดยกกำลังสองของฟลักซ์เทียมน เมื่อเวลาผ่านไปเวกเตอร์ของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนหมุนไปตามระนาบทำให้ค่าความผิดพลาดมีค่าเพิ่มขึ้นและลดลงเป็นฟังก์ชันไซน์-ซอซายด์ โดยแสดงผลการจำลองการเปรียบเทียบการคำนวณของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนที่ค่าอัตราการขยายป้อนกลับที่แตกต่างกันดังรูปที่ 4.5

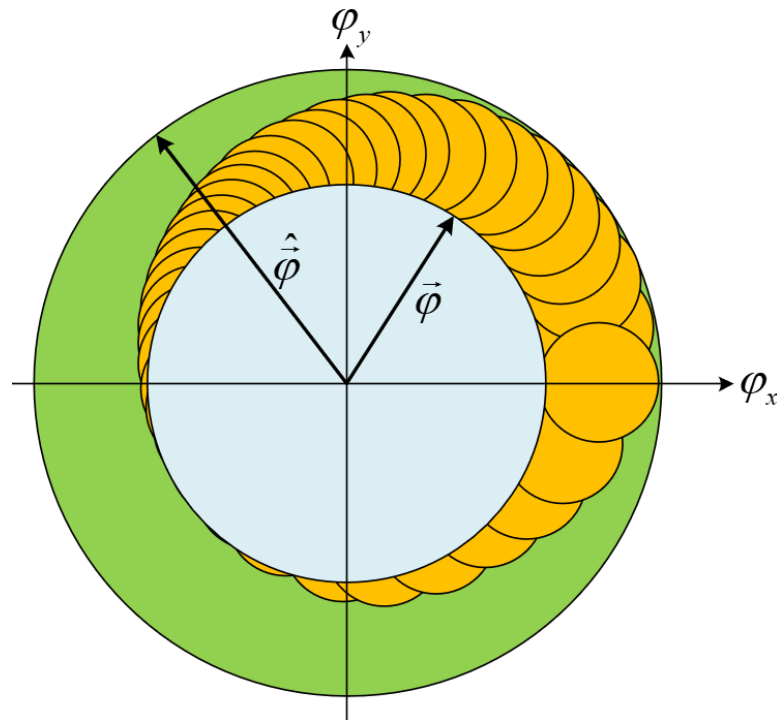


รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการเปรียบเทียบการคำนวณตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนที่ค่าอัตราการขยายป้อนกลับที่แตกต่างกัน

จากพฤติกรรมที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนั้นสามารถสรุปได้ดังนี้

1. หากค่าอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตเพิ่มขึ้น จะทำให้รัศมีของวงกลมเล็กลง เป็นผลทำให้บริเวณที่ทำให้สมการที่ (4.24) มีพื้นที่มากขึ้น ทำให้ขอบเขตของค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตมีค่าน้อยลง
2. ขณะที่ออฟเซตของกระแสมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลทำให้รัศมีของวงกลมเพิ่มขึ้น ทำให้บริเวณที่ทำให้สมการที่ (4.24) เป็นจริงมีพื้นที่น้อยลง ส่งผลทำให้ขอบเขตของค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตมีมากขึ้น

สำหรับแนวทางในการออกแบบอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนจะพิจารณาจากขอบเขตของค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตซึ่งกำหนดให้ขอบเขตของค่าความผิดพลาดไม่เกิน 5% เมื่อนำไปพิจารณาร่วมกับรัศมีของบริเวณในรูปที่ 4.3 สามารถคำนวณได้ดังนี้



รูปที่ 4.6 ขอบเขตของฟลักซ์จริงและตัวสังเกตฟลักซ์เทียม

ขอบเขตของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 (วงกลมสีเขียว) กำหนดให้ค่าความผิดพลาดไม่เกิน 5 % สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\Delta\phi_x = \Delta\phi_y \approx 0.05 \times 0.25 = 0.0125 \text{ Wb}$$

และขนาดออฟเซตของกระแสมีค่าเท่ากับ

$$\vec{a} = [a_x \ a_y]^T = [0.1 \ 0.1]^T \text{ A}$$

$$\|\vec{a}\| = \sqrt{0.1^2 + 0.1^2} = 0.1\sqrt{2} \text{ A}$$

จากรัศมีของวงกลมตามสมการที่ (4.24) สามารถคำนวณอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตได้ดังนี้

รัศมีของวงกลม คือ

$$r = \frac{R\|\vec{a}\|}{k}$$

$$\sqrt{0.0125^2 + 0.0125^2} = \frac{3.2273 \times 0.1\sqrt{2}}{k}$$

$$k = 36.512$$

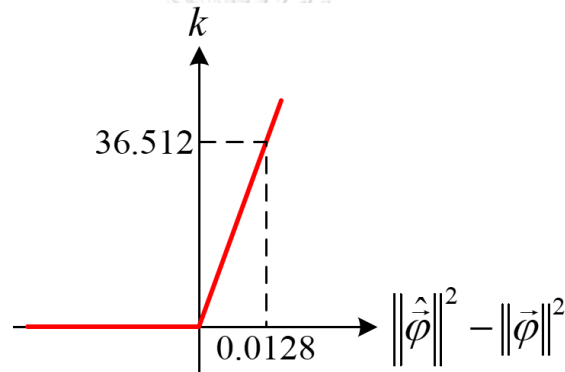
เมื่อพิจารณาค่าความผิดพลาดของขนาดยกกำลังสองของฟลักซ์เทียม $(\|\hat{\phi}\|^2 - \|\phi\|^2)$ ขณะที่ค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตไม่เกิน 5 % คำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
\|\hat{\phi}\|^2 - \|\bar{\phi}\|^2 &= (\hat{\phi}_x^2 + \hat{\phi}_y^2) - (\phi_x^2 + \phi_y^2) \\
&= [(\phi_x + \Delta\phi_x)^2 + (\phi_y + \Delta\phi_y)^2] - (\phi_x^2 + \phi_y^2) \\
&= [(0.25 + 0.0125)^2 + (0.25 + 0.0125)^2] - (0.25^2 + 0.25^2) \\
&= 0.0128 \text{ Wb}^2
\end{aligned}$$

จากนั้น สามารถคำนวณค่า μ จะได้ว่า

$$\mu = \frac{k}{\|\hat{\phi}\|^2 - \|\bar{\phi}\|^2} = 2852.5$$

โดยแสดงเส้นโค้งความสัมพันธ์ของอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 อัตราการขยายของตัวสังเกตป้อนกลับของตัวสังเกต

4.4 การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากฟลักซ์เทียมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กด้วยวิธีเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์

จากหัวข้อที่แล้วเราสรุปได้ว่าตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่ลู่อู่เข้าสู่ค่าจริงได้แล้ว ทำให้เราทราบตำแหน่งโรเตอร์ประมาณเข้าสู่ค่าจริงด้วย ($\hat{\theta} = \theta$) ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอวิธีการหาตำแหน่งโรเตอร์จากมุมเฟสของตัวสังเกตฟลักซ์เทียม โดยใช้เทคนิคเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์ในการคำนวณ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.4.1 การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์จากตัวสังเกตฟลักซ์เทียมด้วยวิธีเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์

การใช้เฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์ในการคำนวณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ จะพิจารณาสัญญาณขาเข้าของวงรอบเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์คือตัวสังเกตฟลักซ์เทียมที่มีการพิสูจน์แล้วพบว่าค่าฟลักซ์เทียมประมาณจะลู่อู่เข้าสู่ฟลักซ์จริง ($\hat{\phi} = \bar{\phi}$) จากนั้นจะสร้างสัญญาณฟลักซ์เทียมเสมือน ($\tilde{\phi}$) ขึ้นจากสัญญาณป้อนกลับของวงรอบเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์ดังสมการที่ (4.25)

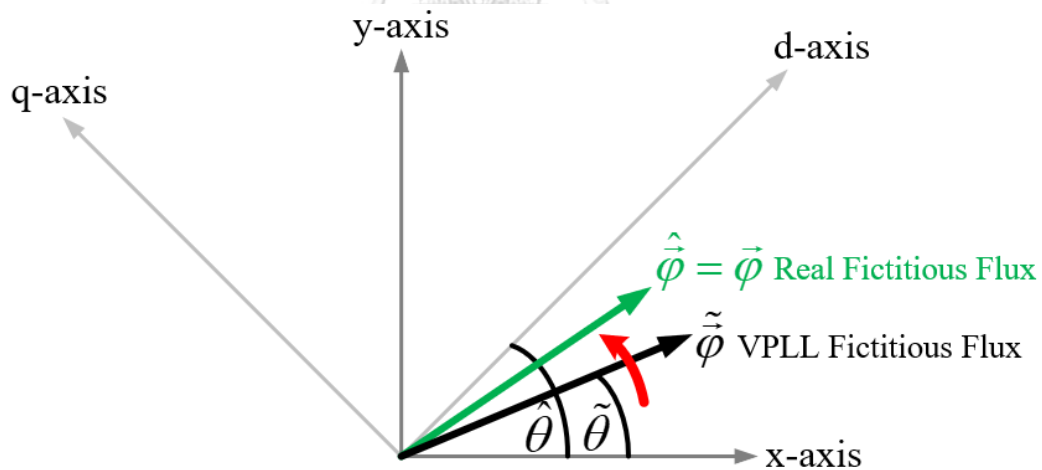
$$\tilde{\phi} = L_{\Delta} e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}i_s + L_{dq} e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{J} \mathbf{Q}i_s \quad (4.25)$$

โดยที่ $\hat{\theta}$ คือ ตำแหน่งประมาณที่มาจากเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์

หลักการการทำงานของวงรอบเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์คือขณะที่ป้อนตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนั้นซึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิงถูกป้อนเข้ามา วงรอบเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์จะเร่งหรือลดความเร็วของฟลักซ์เทียมนั้น เพื่อให้เฟสของฟลักซ์เทียมนั้นตรงกับฟลักซ์เทียมนั้นประมาณ โดยแสดงความสัมพันธ์ดังรูปที่ 4.8

การใช้เทคนิคเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ในงานวิจัยนี้พบว่ามีความซับซ้อนอยู่หลายประการดังนี้

1. ไม่จำเป็นต้องใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติผกผัน (\arctan) ในการคำนวณตำแหน่งโรเตอร์ ซึ่งอาจจะหาค่าไม่ได้บางตำแหน่ง
2. ไม่จำเป็นต้องคำนวณความเร็วประมาณของโรเตอร์จากการหาอนุพันธ์ของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ ซึ่งอาจส่งผลทำให้ขยายสัญญาณรบกวนได้ สำหรับการใช้เวกเตอร์เฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ ความเร็วโรเตอร์ประมาณจะเป็นตัวแปรสถานะภายในของวงรอบอยู่แล้ว



รูปที่ 4.8 พฤติกรรมการทำงานของเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์

หากพิจารณาฟลักซ์เทียมนั้นประมาณและฟลักซ์เทียมนั้นตามสมการที่ (4.26) และผลคูณเชิงเวกเตอร์ของฟลักซ์ดังกล่าวที่ถูกทำให้เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยจะมีค่าเท่ากับค่าความผิดพลาดของตำแหน่งดังสมการที่ (4.27)

$$\left. \begin{aligned} \hat{\phi} &= L_{\Delta} e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{Q}i_s + L_{dq} e^{J2\hat{\theta}} \mathbf{J} \mathbf{Q}i_s \\ \tilde{\phi} &= L_{\Delta} e^{J2\tilde{\theta}} \mathbf{Q}i_s + L_{dq} e^{J2\tilde{\theta}} \mathbf{J} \mathbf{Q}i_s \end{aligned} \right\} \quad (4.26)$$

$$\frac{\tilde{\hat{\phi}}}{\|\tilde{\hat{\phi}}\|} \times \frac{\hat{\phi}}{\|\hat{\phi}\|} = \sin 2(\hat{\theta} - \tilde{\theta}) \quad (4.27)$$

โดยที่ $\|\hat{\phi}\| = \|\tilde{\hat{\phi}}\| = \sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2} \|\vec{i}_s\|$

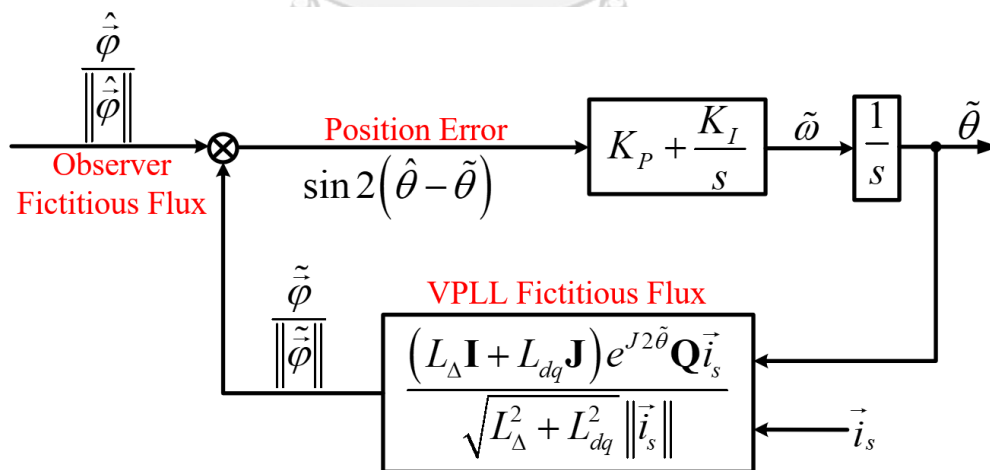
จากสมการที่ (4.26)-(4.27) ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจะไม่ขึ้นอยู่กับขนาดแต่จะขึ้นอยู่กับมุมต่างเฟสของฟลักซ์ดังกล่าวเท่านั้น ทำให้ระบบควบคุมของวงรอบเฟสล็อกกลูบไม่ซับซ้อน ซึ่งเขียนแผนภาพของวงรอบเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ได้ดังรูปที่ 4.9 ในหัวข้อถัดไปจะเป็นการออกแบบระบบควบคุมของวงรอบเฟสล็อกกลูบเพื่อกำหนดสมรรถนะในการประมาณตำแหน่งและความเร็วต่อไป

4.4.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงรอบเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์

การออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงรอบเฟสล็อกกลูบ จะพิจารณาให้ระบบควบคุมทำงานที่สถานะเร่งหรือลดความเร็วมอเตอร์ การเร่งหรือลดความเร็วมอเตอร์มีลักษณะเป็นฟังก์ชันแรम्ป์ (Ramp Function) เหตุที่ต้องพิจารณาการออกแบบตัวควบคุมพีไอที่สถานะการทำงานนี้ เพราะในช่วงเร่งหรือลดความเร็วมอเตอร์จะทำงานที่แรงบิด ทำให้การทำงานช่วงนี้ค่าความผิดพลาดจากการประมาณสูงสุดเมื่อเทียบกับการทำงานในช่วงอื่นๆ จากนั้นการประมาณให้ระบบวงรอบเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ให้มีลักษณะเชิงเส้นโดยการประมาณหาค่าความผิดพลาดได้ดังสมการที่ (4.28)

$$\sin 2(\hat{\theta} - \tilde{\theta}) \approx 2(\hat{\theta} - \tilde{\theta}) = 2\Delta\theta \quad (4.28)$$

โดยที่ $\Delta\theta$ คือค่าความผิดพลาดตำแหน่งที่มีค่าเล็กๆมาก



รูปที่ 4.9 วงรอบเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ของระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์

จากรูปที่ 4.9 เราสามารถเขียนวงรอบเฟสล็อกกลูบที่สมมูลได้ดังรูปที่ 4.10 จากนั้นเขียนวงรอบเฟสล็อกกลูบที่ประมาณเป็นเชิงเส้นได้ดังรูปที่ 4.11 จากนั้นสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดตำแหน่ง ($\Delta\theta$) กับตำแหน่งจริง (θ) ได้ดังสมการที่ (4.29)

$$\frac{\Delta\theta(s)}{\theta(s)} = \frac{\theta(s) - \hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{1}{1+G(s)} \quad (4.29)$$

เมื่อ $G(s) = \frac{2}{s} \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right)$ แทนฟังก์ชันโอนย้ายป้อนไปหน้า (Feedforward transfer function)

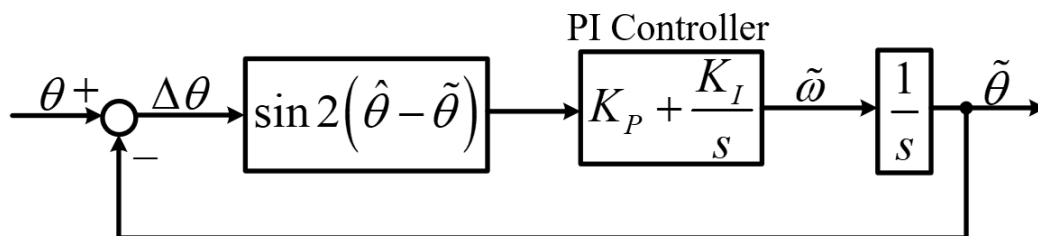
เนื่องจากการออกแบบให้ความเร็วเร่งหรือลดเป็นฟังก์ชันแรมป์ แสดงได้สมการที่ (4.30) จากนั้นฟังก์ชันของตำแหน่งเกิดจากการปฏิกิริยาพันธ์ของความเร็วจึงมีลักษณะเป็นฟังก์ชันพาราโบลา (Parabolic Function) ดังสมการที่ (4.31) จากนั้นทำการแปลงลาปลาซของฟังก์ชันตำแหน่งได้ดังสมการที่ (4.32)

$$\omega(t) = At \quad (4.30)$$

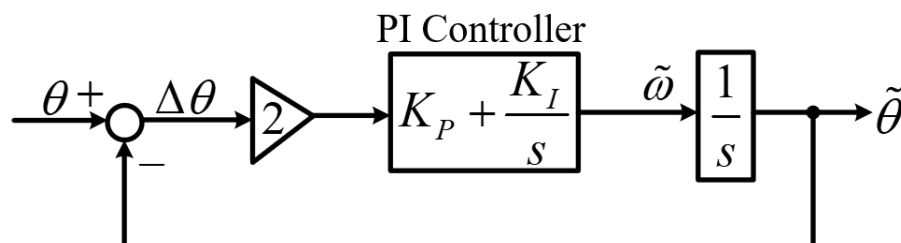
$$\theta(t) = \frac{A}{2} t^2 \quad (4.31)$$

$$\theta(s) = \frac{R_{rated}}{s^3} \quad (4.32)$$

โดยที่ R_{rated} คืออัตราเร่งสูงสุดที่แรงบิดพิกัด $\left(R_{rated} = \frac{PT_{rated}}{2J} \right)$, P คือจำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์, T_{rated} คือแรงบิดพิกัดของมอเตอร์ และ J คือโมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์



รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมของวงรอบเฟสล็อก



รูปที่ 4.11 บล็อกไดอะแกรมที่ประมาณเป็นเชิงเส้นของวงรอบเฟสล็อก

พิจารณาค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ในสภาวะอยู่ตัว ($e_{o,ss}$) ได้จากทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final Value Theorem) ดังสมการที่ (4.33) ภายใต้เงื่อนไขความเร็วโรเตอร์เป็นฟังก์ชัน

แรมป์ ซึ่งนำไปสู่การออกแบบค่าอัตราการขยายการอินทิเกรต (K_I) ของตัวควบคุมพีไอได้ดังสมการที่ (4.34)

$$\left. \begin{aligned} e_{\theta_{ss}} &= \lim_{t \rightarrow \infty} [\theta(t) - \hat{\theta}(t)] = \lim_{s \rightarrow 0} s [\theta(s) - \hat{\theta}(s)] \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1+G(s)} \theta(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{1 + \frac{2(sK_p + K_I)}{s^2}} \cdot \frac{R_{rated}}{s^3} = \frac{R_{rated}}{2K_I} \end{aligned} \right\} \quad (4.33)$$

ดังนั้น
$$K_I = \frac{R_{rated}}{2e_{\theta_{ss}}} \quad (4.34)$$

เมื่อแรงบิดพิคกิ้งมีค่าเท่ากับ 3.5 N·m, โมเมนต์ความเฉื่อยมีค่า 0.007459 kg·m² และมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองมี 4 ขั้ว จะได้ค่าอัตราเร่งสูงสุดที่แรงบิดพิคกิ้งคือ 938.464 rad/s² หากกำหนดให้ขณะที่เร่งหรือลดความเร็วมีความผิดพลาดไม่เกิน 5 องศา ซึ่งคิดเป็น 0.08727 radian ดังนั้นสามารถหาค่าอัตราการขยายการอินทิเกรตคำนวณได้จากสมการที่ (4.34) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 5377.003

การคำนวณหาค่าอัตราการขยาย K_p คำนวณได้จากการฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิด (closed-loop transfer function) ของวงรอบเฟสล็อกกลุ่มซึ่งเขียนฟังก์ชันโอนย้ายระหว่าง $\tilde{\theta}(s)$ กับ $\theta(s)$ ดังสมการที่ (4.35)

$$\left. \begin{aligned} \frac{\tilde{\theta}(s)}{\theta(s)} &= \frac{G(s)}{1+G(s)} \\ &= \frac{\frac{2}{s^2}(sK_p + K_I)}{1 + \frac{2}{s^2}(sK_p + K_I)} \\ &= \frac{2(sK_p + K_I)}{s^2 + 2K_p s + 2K_I} \end{aligned} \right\} \quad (4.35)$$

เมื่อพิจารณาพฤติกรรมของระบบจากสมการที่ (4.35) เป็นระบบอันดับสอง ในงานวิจัยนี้ กำหนดให้พฤติกรรมของวงรอบเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์อยู่ในสภาวะความหน่วงน้อย (Underdamped) เพื่อให้ผลตอบสนองของวงรอบเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์ไว เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (4.35) สามารถหาได้ตามสมการที่ (4.36) จากนั้นเทียบกับสมการมาตรฐานอันดับสองจะได้ดังสมการที่ (4.37)

$$\left. \begin{aligned} \text{pole} : s^2 + 2K_p s + 2K_I &= 0 \\ \therefore s &= -K_p \pm \sqrt{K_p^2 - 2K_I} = -K_p \pm j\sqrt{2K_I - K_p^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{pole : } s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 &= 0 \\ \therefore s &= -\xi\omega_n \pm \sqrt{(\xi\omega_n)^2 - \omega_n^2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

ในงานวิจัยนี้กำหนดอัตราการหน่วง (Damping Ratio) $\xi = 0.7$ เมื่อพิจารณาจากสมการ (4.36)-(4.37) เราสามารถหาค่าอัตราขยาย K_p ได้ตั้งสมการที่ (4.38)-(4.39) สำหรับการพิสูจน์เงื่อนไขเสถียรภาพในวงกว้างของวงรอบเฟสลือกल्पเชิงเวกเตอร์แสดงได้ดังภาคผนวก ข.

$$\left. \begin{aligned} \omega_n^2 &= 2K_I \\ \xi\omega_n &= K_p \end{aligned} \right\} \quad (4.38)$$

ดังนั้น

$$K_p = \xi\sqrt{2K_I} = 73.317 \quad (4.39)$$



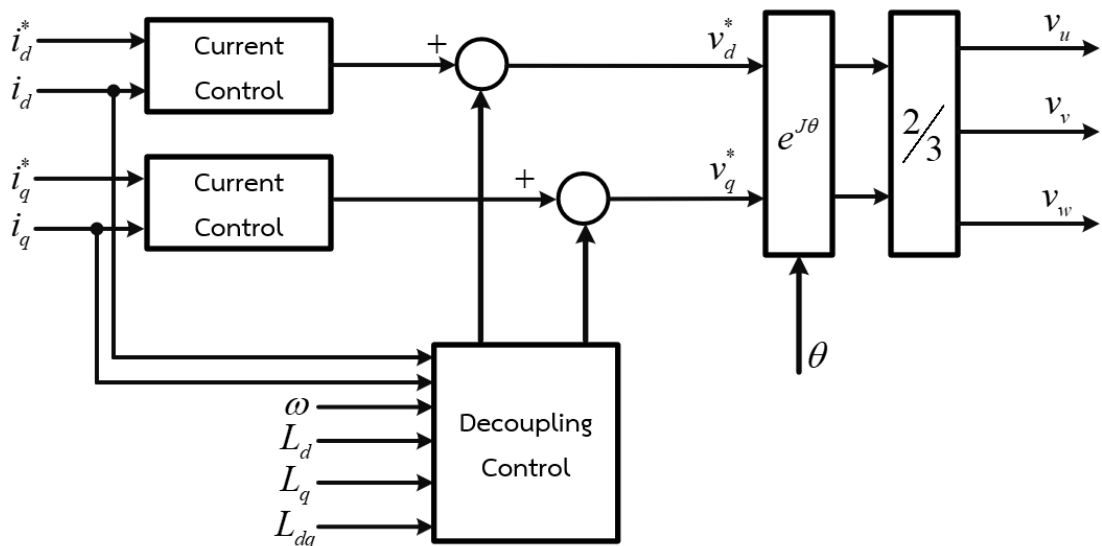
บทที่ 5

ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์สำหรับมอเตอร์ซิงโครนัสรีลักแตนซ์

หัวข้อที่แล้วได้กล่าวถึงการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ จากนั้นกล่าวถึงการออกแบบสมรรถนะของระบบประมาณ ในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการควบคุมมอเตอร์ด้วยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ (vector control) ซึ่งประกอบไปด้วยวงรอบควบคุมกระแสทั้งกระแสแกน d และแกน q และวงรอบควบคุมความเร็ว จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในระบบควบคุมกระแสและระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ในงานวิจัยนี้

5.1 การออกแบบวงรอบควบคุมกระแส

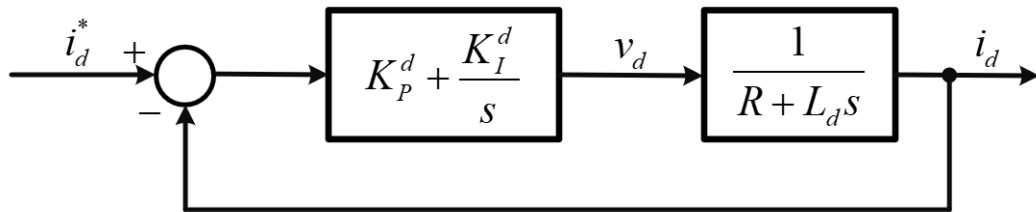
การควบคุมการทำงานของมอเตอร์จะใช้วิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์ โดยปริมาณที่ใช้ในการควบคุมจะถูกแปลงให้อยู่บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ (d-q axes) เพราะว่าการควบคุมกระแสบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ไม่ซับซ้อนเท่ากับการควบคุมผ่านกระแส 3 เฟส ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ประกอบด้วย วงรอบควบคุมกระแส (current control) และวงรอบควบคุมแยกการเชื่อมร่วม (decoupling control) โดยแสดงแผนภาพการทำงานของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ดังรูปที่ 5.1 จากนั้นจะกล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบวงรอบของตัวควบคุมกระแสทั้งแกน d และแกน q ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 5.1 ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้

5.1.1 การออกแบบตัวควบคุมพีไอสำหรับวงรอบควบคุมกระแสแกน d

วงรอบควบคุมกระแสแกน d และตัวควบคุมพีไอสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ผ่านบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.2



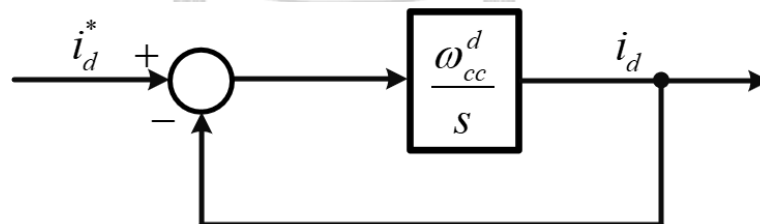
รูปที่ 5.2 วงรอบของระบบควบคุมกระแสแกน d

ขั้นแรกการออกแบบตัวควบคุมพีไอที่ใช้กับวงรอบควบคุมกระแสแกน d จะใช้วิธีการกำจัดขั้ว-ศูนย์ (pole-zero cancellation) คือ กำหนดอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอเพื่อให้ศูนย์ของตัวควบคุมพีไอหักล้างกับขั้วของพลานต์ (Plant) ของวงรอบควบคุมกระแส จะได้อัตราการขยายที่สอดคล้องกับเงื่อนไขดังกล่าวดังสมการที่ (5.1)

$$\begin{aligned} K_p^d &= L_d \omega_{cc}^d \\ K_I^d &= R \omega_{cc}^d \end{aligned} \quad (5.1)$$

โดยที่ ω_{cc}^d แทนความถี่ตัดศูนย์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดในรูปที่ 5.3

เมื่อแทนอัตราขยายในสมการที่ (5.1) พบว่าขั้วและศูนย์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดหักล้างกันจึงทำให้ระบบควบคุมลดรูปเหลือตามรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงรอบควบคุมกระแสแกน d ที่สมมูล

จากระบบในรูปที่ 5.3 พบว่าฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่างกระแสแกน d (i_d) กับกระแสคำสั่งแกน d (i_d^*) เป็นระบบอันดับหนึ่ง โดยแสดงได้ดังสมการที่ (5.2)

$$\frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{\omega_{cc}^d}{s + \omega_{cc}^d} \quad (5.2)$$

เมื่อนำฟังก์ชันโอนย้ายในสมการที่ (5.2) ไปเขียนแผนภาพโบดพบว่าความถี่แบนด์วิดท์ (bandwidth frequency) มีค่าเท่ากับความถี่ตัดศูนย์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิด โดยความไวใน

การตอบสนองของระบบนั้นจะออกแบบจากระยะเวลาขาขึ้น (Rise Time : T_R) ผ่านค่าความถี่ตัดศูนย์ โดยมีความสัมพันธ์ตามสมการที่ (5.3)

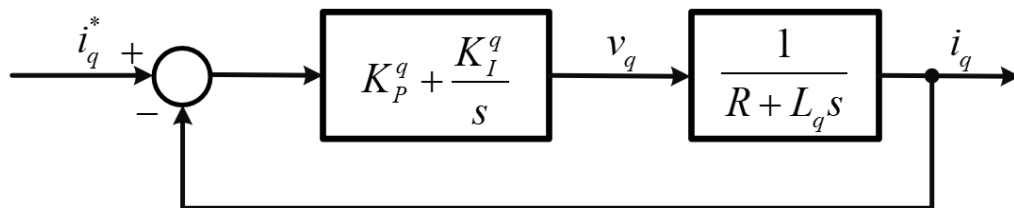
$$T_R \approx \frac{2.2}{\omega_{cc}^d} \quad (5.3)$$

สำหรับงานวิจัยนี้จะกำหนดระยะเวลาขาขึ้นเท่ากับ 5 ms เมื่อคำนวณความถี่ตัดศูนย์จะได้ประมาณ 440 rad/s เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแกน d มีค่าเท่ากับ 0.3241 H และค่าความต้านทานมีค่าเท่ากับ 3.7723 Ω ดังนั้นอัตราการขยายของตัวควบคุมพีไอในวงรอบควบคุมกระแสแกน d ดังสมการที่ (5.4)

$$\left. \begin{aligned} K_p^d &= L_d \omega_{cc}^d = 142.604 \\ K_I^d &= R \omega_{cc}^d = 1420.012 \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

5.1.2 การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงรอบควบคุมกระแสแกน q

วงรอบควบคุมกระแสแกน q และตัวควบคุมพีไอสามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ผ่านบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 วงรอบของระบบควบคุมกระแสแกน q

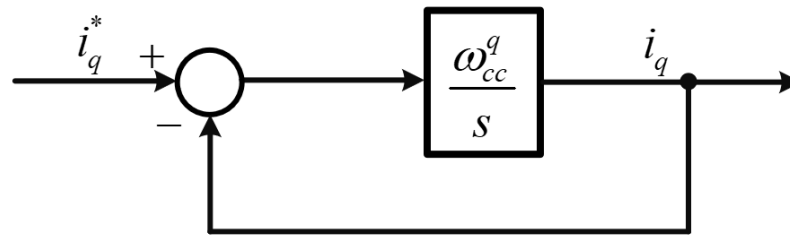
การออกแบบตัวควบคุมพีไอที่ใช้กับวงรอบควบคุมกระแสแกน q จะใช้วิธีการกำจัดขั้ว-ศูนย์ จะได้อัตราการขยายที่สอดคล้องกับเงื่อนไขดังกล่าวดังสมการที่ (5.5)

$$\left. \begin{aligned} K_p^q &= L_q \omega_{cc}^q \\ K_I^q &= R \omega_{cc}^q \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

โดยที่ ω_{cc}^q แทนความถี่ตัดศูนย์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดในรูปที่ 5.5

เมื่อแทนอัตราการขยายในสมการที่ (5.5) พบว่าขั้วและศูนย์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดหักล้างกันจึงทำให้ระบบควบคุมลดรูปเหลือตามรูปที่ 5.5 จากนั้นสามารถเขียนฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่างกระแสแกน q (i_q) กับกระแสคำสั่งแกน q (i_q^*) เป็นระบบอันดับหนึ่ง โดยแสดงได้ดังสมการที่ (5.6)

$$\frac{i_q(s)}{i_q^*(s)} = \frac{\omega_{cc}^q}{s + \omega_{cc}^q} \quad (5.6)$$



รูปที่ 5.5 วงรอบควบคุมกระแสแกน q ที่สมบูรณ์

เมื่อนำฟังก์ชันโอนย้ายในสมการที่ (5.6) ไปเขียนแผนภาพโบลทพบว่าความถี่แบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับความถี่ตัดศูนย์ของฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิด โดยความไวในการตอบสนองของระบบนั้นจะออกแบบจากระยะเวลาขาขึ้น ผ่านค่าความถี่ตัดศูนย์ โดยมีความสัมพันธ์ตามสมการที่ (5.7)

$$T_R \approx \frac{2.2}{\omega_{cc}^q} \quad (5.7)$$

สำหรับงานวิจัยนี้จะกำหนดระยะเวลาขาขึ้นเท่ากับ 5 ms เมื่อคำนวณความถี่ตัดศูนย์ได้ประมาณ 440 rad/s และกำหนดค่าความเหนี่ยวนำแกน q เท่ากับ 0.1047 H และค่าความต้านทานเท่ากับ 3.7723 Ω ดังนั้นอัตราการขยายของตัวควบคุมพีไอในวงรอบควบคุมกระแสแกน q ดังสมการที่ (5.8)

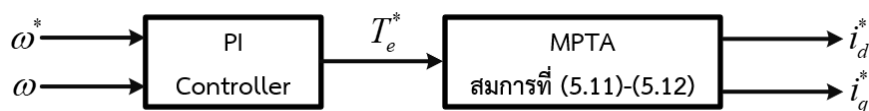
$$\left. \begin{aligned} K_p^q &= L_q \omega_{cc}^q = 37.84 \\ K_I^q &= R \omega_{cc}^q = 1420.012 \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

5.2 การออกแบบระบบควบคุมสำหรับวงรอบควบคุมความเร็ว

ระบบควบคุมความเร็วประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนแรกคือส่วนที่ควบคุมความเร็วด้วยตัวควบคุมพีไอ ซึ่งตัวควบคุมพีไอจะสร้างแรงบิดคำสั่งเพื่อให้ความเร็วมอเตอร์มีค่าเท่ากับความเร็วคำสั่ง และส่วนที่สองคือการสร้างกระแสคำสั่งจากแรงบิดคำสั่งด้วยวิธีแรงบิดต่อกระแสสูงสุด (Maximum Torque Per Ampere : MTPA) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

5.2.1 การสร้างคำสั่งกระแสด้วยวิธีแรงบิดต่อกระแสสูงสุด

การสร้างคำสั่งกระแสจากแรงบิดคำสั่งด้วยวิธีแรงบิดต่อกระแสสูงสุด ข้อดีของการใช้วิธีนี้คือใช้กระแสที่น้อยที่สุดเพื่อให้แรงบิดได้ตามคำสั่งส่งผลให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์สูงขึ้นด้วย โดยระบบการสร้างคำสั่งกระแสด้วยวิธีนี้แสดงได้ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 การสร้างคำสั่งกระแสแกน d และแกน q ด้วยวิธี MTPA

การสร้างคำสั่งกระแสด้วยวิธี MTPA จะใช้เงื่อนไขที่ทำให้แรงบิดมีค่าสูงสุด ซึ่งวิธีการพิสูจน์อยู่ในภาคผนวก ค สมการที่ (5.9) แสดงถึงขนาดของกระแสขณะที่ทำงานที่แรงบิดต่อกระแสสูงสุด และมุมของกระแสที่ทำให้แรงบิดสูงสุดแสดงได้ดังสมการที่ (5.10) สำหรับสมการที่ใช้ในการคำนวณกระแสคำสั่งแกน d และแกน q จากแรงบิดด้วยวิธี MTPA แสดงได้ดังสมการที่ (5.11)-(5.12)

$$\|\vec{i}_s\| = \sqrt{\frac{|T_e^*|}{p\sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2}}} \quad (5.9)$$

$$\delta = 45^\circ + \frac{x}{2} ; x = \tan^{-1}\left(\frac{L_{dq}}{L_\Delta}\right) \quad (5.10)$$

$$i_d^* = \|\vec{i}_s\| \cos\left(45^\circ + \frac{x}{2}\right) \quad (5.11)$$

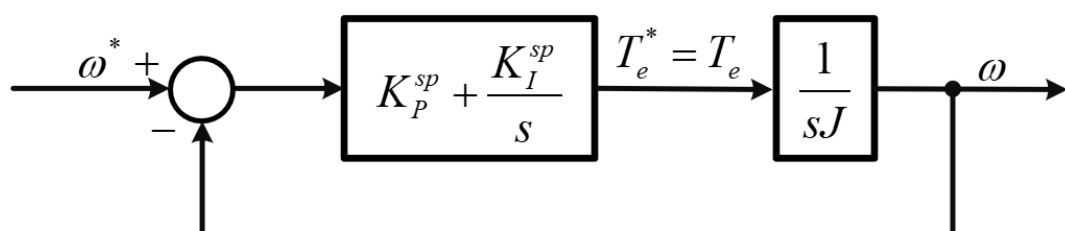
$$i_q^* = \text{sign}(T_e^*) \cdot \|\vec{i}_s\| \sin\left(45^\circ + \frac{x}{2}\right) \quad (5.12)$$

พิจารณาช่วงการทำงานของมอเตอร์พบว่าจุดทำงานแรงบิดต่อกระแสสูงสุดที่เป็นไปได้ มุมของกระแสจะอยู่ในช่วง $43^\circ < \delta < 47^\circ$ ซึ่งใกล้เคียงกับจุดทำงานขณะที่ละเลยผลของค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กคือ $\delta = 45^\circ$ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะใช้จุดทำแรงบิดต่อกระแสสูงสุดคือ $\delta = 45^\circ$ เพื่อลดปัญหาการคำนวณไม่ทันของตัวประมวลสัญญาณเชิงดิจิทัล (DSP)

5.2.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงรอบควบคุมความเร็ว

การควบคุมความเร็วจะควบคุมผ่านตัวควบคุมพีไอ ซึ่งตัวควบคุมพีไอทำหน้าที่สร้างแรงบิดคำสั่งเพื่อให้ความเร็วจริงมีค่าเท่ากับความเร็วคำสั่ง เมื่อได้แรงบิดคำสั่งก็แปลงเป็นค่ากระแสคำสั่งต่อไป ดังนั้นในการออกแบบวงรอบควบคุมความเร็ว จะต้องออกแบบให้ผลตอบสนองที่ช้ากว่าวงรอบควบคุมกระแส ขั้นแรกพิจารณาล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 5.7 เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (5.13)

$$G_s^o(s) = \left(K_P^{sp} + \frac{K_I^{sp}}{s}\right) \left(\frac{1}{sJ}\right) \quad (5.13)$$



รูปที่ 5.7 วงรอบควบคุมความเร็วมอเตอร์

การออกแบบระบบควบคุมความเร็วต้องพิจารณาความถี่ตัดศูนย์ของวงรอบควบคุมความเร็ว (ω_{cc}^{sp}) ให้มีค่าน้อยกว่าความถี่ตัดศูนย์ของวงรอบควบคุมกระแส ($\omega_{cc}^{d,q}$) อย่างน้อย 10 เท่า สำหรับงานวิจัยนี้ กำหนดให้ความถี่ตัดศูนย์ของวงรอบควบคุมความเร็วมีค่าเท่ากับ $\omega_{cc}^{sp} = 20 \text{ rad/s}$ เมื่อพิจารณาจากความถี่หักมุม (corner frequency ω_{pl}) ของตัวควบคุมพีไอ แสดงได้ดังสมการที่ (5.14)

$$\omega_{pl} = \frac{K_I^{sp}}{K_P^{sp}} \quad (5.14)$$

เมื่อกำหนดให้ความถี่หักมุมของตัวควบคุมพีไอมีค่าน้อยกว่าความถี่ตัดศูนย์ของวงรอบควบคุมความเร็วน้อยกว่าอย่างน้อย 5 เท่า เราสามารถประมาณฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดจากสมการที่ (5.13) ได้ดังสมการที่ (5.15)

$$G_s^o(s) \approx \frac{K_P^{sp}}{sJ} \quad (5.15)$$

จากสมการที่ (5.15) สามารถคำนวณค่าความถี่ตัดศูนย์ของวงรอบควบคุมความเร็วโดยประมาณจากสมการที่ (5.16) สำหรับระบบที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีค่าความเฉื่อยเท่ากับ $0.007459 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ และกำหนดให้ความถี่หักมุมของตัวควบคุมพีไอมีค่าน้อยกว่าความถี่ตัดศูนย์ของวงรอบควบคุมความเร็วอยู่ 5 เท่า ซึ่งสรุปการหาค่าอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอดังสมการที่ (5.17)-(5.19)

$$\omega_{cc}^{sp} \approx \frac{K_P^{sp}}{J} \quad (5.16)$$

$$K_P^{sp} = \omega_{cc}^{sp} J = 0.1413 \quad (5.17)$$

$$\omega_{pl} = \frac{K_I^{sp}}{K_P^{sp}} = \frac{\omega_{cc}^{sp}}{5} \quad (5.18)$$

$$K_I^{sp} = \frac{K_P^{sp} \omega_{cc}^{sp}}{5} = 0.5652 \quad (5.19)$$

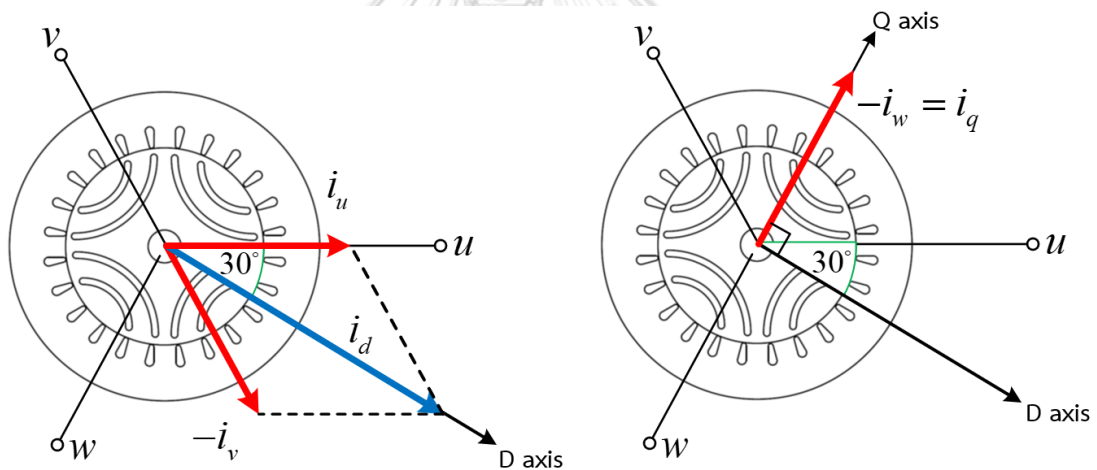
บทที่ 6

การทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กของมอเตอร์ซิงโครนัสน้ำหนัก

การทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กของ SynRM ซึ่งประกอบไปด้วยฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d (ψ_d) และฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q (ψ_q) แต่เราไม่สามารถป้อนกระแสและแรงดันบนแกน d และ q ให้กับมอเตอร์โดยตรงเพื่อหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กดังกล่าวได้ ซึ่งงานวิจัย [17] ได้นำเสนอแนวทางการป้อนกระแสและแรงดัน 3 เฟส ให้เสมือนกับการป้อนกระแสและแรงดันให้วงจรแกน d และแกน q โดยการล่อโรเตอร์ไว้ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

6.1 ทฤษฎีการทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กของมอเตอร์ด้วยวิธีล่อโรเตอร์

ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณ 3 เฟสที่ป้อนให้กับขดลวดสเตเตอร์ กับปริมาณบนแกนหมุน d และ q แสดงได้ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ป้อนให้ขดลวดสเตเตอร์กับปริมาณบนแกนหมุน

พบว่าขณะที่ป้อนกระแสให้กับขดลวดเฟส u จะได้ฟลักซ์แม่เหล็กเฟส u (ψ_u) ทำมุม 0 องศากับแกนอ้างอิง เมื่อป้อนกระแสให้ไหลออกจากขดลวดเฟส v พบว่า ฟลักซ์แม่เหล็กเฟส v (ψ_v) ทำมุม -60 องศากับแกนอ้างอิงตามรูปที่ 6.1(ซ้าย) ดังนั้นฟลักซ์แม่เหล็กลัพธ์ที่เกิดจากเฟส u และเฟส v วางในแนว -30 องศา เมื่อป้อนกระแสให้มีลักษณะดังกล่าว โรเตอร์จะวางตัวในแนว -30 องศาด้วย ดังนั้นวงจรเสมือนแกน d จึงถูกควบคุมด้วยการป้อนกระแสไหลเข้าขดลวด u และออกจากขดลวด v ขณะที่ล่อโรเตอร์ไว้ที่มุม -30 องศา

ในทำนองเดียวกัน หากป้อนกระแสให้ไหลออกจากเฟส w ขณะที่ยังมีเครื่องรีดิวเตอร์อยู่ จะได้ฟลักซ์แม่เหล็กเฟส w ที่มีทิศเดียวกับแกน q ดังรูปที่ 6.1(ขวา) ดังนั้นขณะที่เครื่องรีดิวเตอร์ไว้ที่ -30 องศา เราสามารถควบคุมวงจรเสมือนแกน q ได้ด้วยการป้อนกระแสให้ไหลออกจากขดลวด w ได้

เมื่อเราได้แนวคิดในการควบคุมวงจรเสมือนบนแกน d และแกน q ผ่านการป้อนกระแสไปที่ขดลวด 3 เฟส ขั้นตอนถัดไปเป็นจะกล่าวถึงวิธีการทดสอบการหาฟลักซ์แม่เหล็กด้วยวิธีการเสื่อมของกระแส (Decay Current Test) ตามแนวคิดของงานวิจัย [17] ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณ 3 เฟสกับปริมาณแกน d และแกน q ขณะทดสอบการหาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d และแกน q

จากรูปที่ 6.1 ทำให้เราทราบว่าตำแหน่งของโรเตอร์ทำมุม -30 องศา หากเราพิจารณาจากการแปลงแกนจากปริมาณ 3 เฟส กับปริมาณบนแกน d และแกน q ตามสมการที่ (6.1)-(6.2)

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-30^\circ) & \sin(-30^\circ) & 0 \\ -\sin(-30^\circ) & \cos(-30^\circ) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

ความสัมพันธ์จากการป้อนกระแสไหลเข้าเฟส u และให้ไหลออกเฟส v ตามรูปที่ 6.1 ทำให้เราทราบว่า $i_v = -i_u$ เมื่อเราแทนความสัมพันธ์ดังกล่าวในสมการที่ (6.2) จะได้ดังสมการที่ (6.3) จากนั้นนำสมการที่ (6.3) แทนลงในสมการที่ (6.1) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณ 3 เฟสกับปริมาณแกน d และแกน q ดังสมการที่ (6.4)-(6.5)

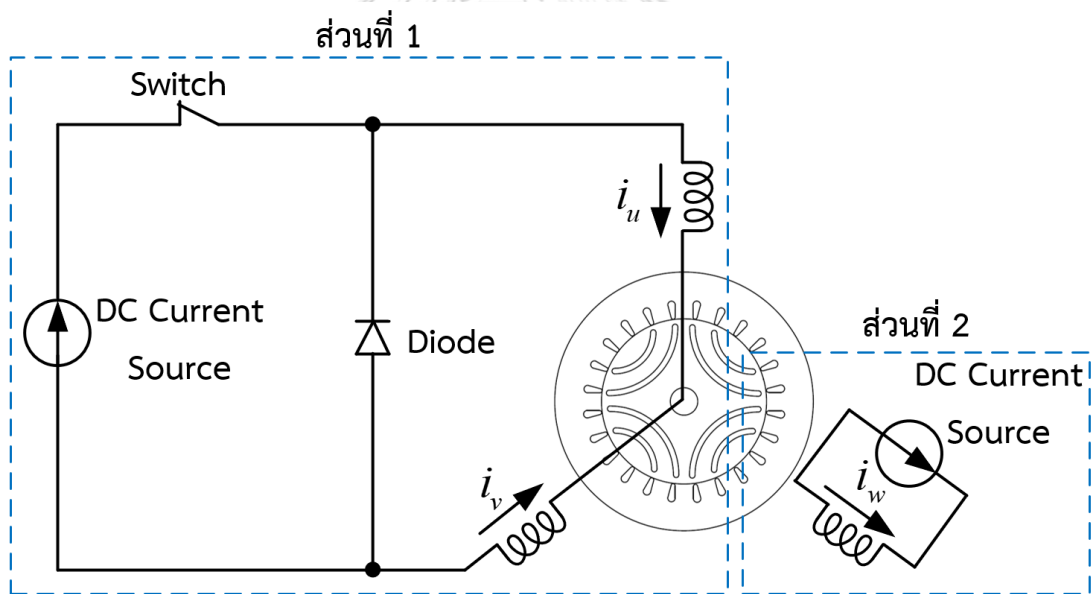
$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ -i_u \\ i_w \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ -i_u \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3}i_u \\ -i_w \\ i_w \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

$$i_d = \sqrt{2}i_u, \quad i_q = -\sqrt{\frac{2}{3}}i_w \quad (6.5)$$

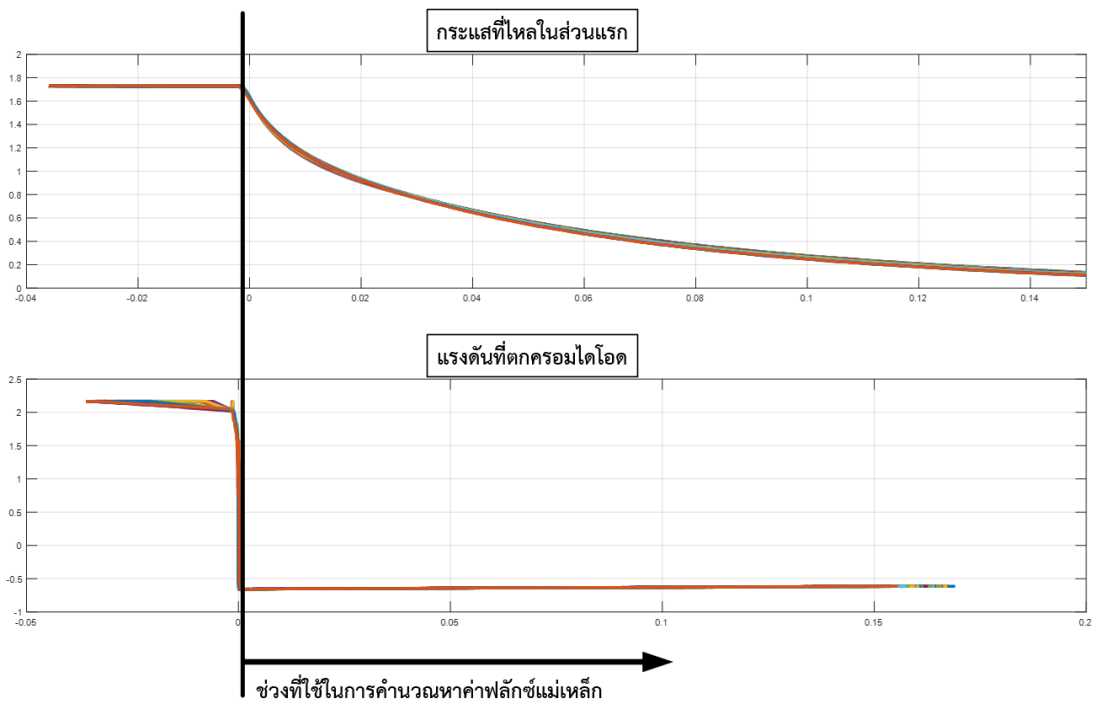
6.3 การทดสอบหาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d ด้วยวิธีการเชื่อมของกระแส

ขณะที่ล๊อกโรเตอร์ไว้ที่มุม -30 องศา เมื่อนำขดลวดเฟส u และเฟส v อนุกรมกัน และป้อนกระแสให้ไหลเข้าเฟส u แล้วออกเฟส v จะสามารถควบคุมวงจรมอเตอร์แกน d ได้ และเมื่อป้อนกระแสเฟส w ก็สามารถควบคุมวงจรมอเตอร์แกน q ได้เช่นกัน ดังนั้นในการหาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d สามารถต่อชุดทดสอบได้ดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 วงจรที่ใช้ในการทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d

การทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d โดยป้อนกระแสไฟตรงให้กับมอเตอร์ในส่วนที่ 1 ที่ค่ากระแสพิกัด และป้อนกระแสค่ากระแสในส่วนที่ 2 ให้คงที่ที่ค่าหนึ่งๆ เมื่อทำการปลดวงจรส่วนที่ 1 ออกจากแหล่งจ่าย กระแสที่ไหลในขดลวดก็ยังคงไหลต่อไปชั่วขณะ จากนั้นกระแสจะไหลผ่านไดโอดและค่อยๆ ลดลงจนเป็นศูนย์ สำหรับช่วงกระแสที่ใช้ในการคำนวณหาค่าฟลักซ์แม่เหล็ก และแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดแสดงได้ดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 ช่วงที่ใช้ในการคำนวณฟลักซ์แม่เหล็กด้วยวิธีการเชื่อมของกระแส

จากรูปที่ 6.2 สามารถเขียนสมการแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดในส่วนที่ 1 ได้ดังสมการที่

$$\frac{d\psi_d}{dt} = v_d - Ri_d \quad (6.6)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (6.5) และรูปที่ 6.2 พบว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันบนแกน d กับแรงดันเฟสเป็นไปตามสมการที่ (6.7) และความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด (v_{di}) แสดงได้ดังสมการที่ (6.8)-(6.9)

$$v_{un} = \frac{v_{di}}{2} \quad (6.7)$$

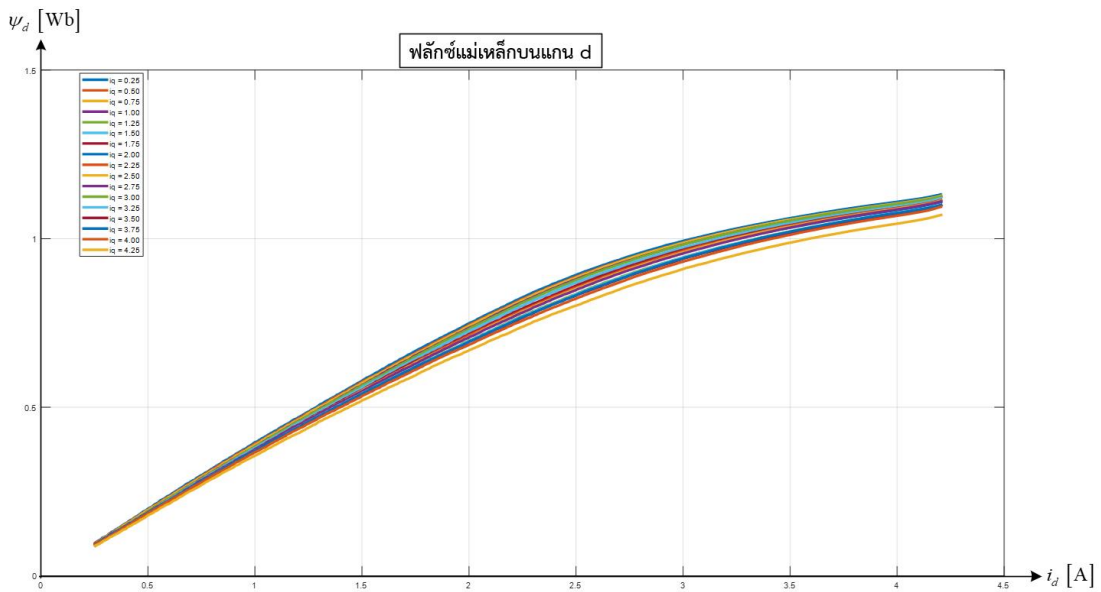
$$v_d = \sqrt{2}v_{un} \quad (6.8)$$

ดังนั้น

$$v_d = \frac{v_{di}}{\sqrt{2}} \quad (6.9)$$

จากรูปที่ 6.2 เมื่อป้อนกระแสส่วนที่ 2 ให้คงที่ที่ค่าหนึ่งๆ ซึ่งแทนการป้อนกระแสแกน q จะได้ฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d ที่ค่ากระแสแกน q ค่าหนึ่งๆ เมื่อแทนสมการที่ (6.8)-(6.9) ลงในสมการที่ (6.6) สามารถคำนวณฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d ได้ดังสมการที่ (6.10)

$$\left. \begin{aligned} \psi_d(i_d, i_q) &= \int (v_d - Ri_d) dt = \int \left(\frac{v_{di}}{\sqrt{2}} - \sqrt{2}Ri_u \right) dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \int (v_{di} - 2Ri_u) dt \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$



รูปที่ 6.4 ฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d ที่ค่ากระแสแกน q ต่างๆ

เมื่อทำการทดสอบด้วยวิธีการเชื่อมของกระแสจะได้ค่ากระแสชั่วขณะที่ไหลในวงจรถวนที่หนึ่งและแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดเมื่อนำไปคำนวณหาค่าฟลักซ์ตามสมการที่ (6.10) จะได้ค่าฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d ที่กระแสแกน q ต่างๆ ดังรูปที่ 6.4

6.4 การทดสอบหาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q ด้วยวิธีการเชื่อมของกระแส

การทดสอบหาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q คล้ายกับการทดสอบหาฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d โดยย้ายชุดทดสอบมาต่อไว้ที่ขดลวด w ซึ่งเป็นวงจรถวนเหมือนแกน q ดังรูปที่ 6.5 การทดสอบจะป้อนกระแสที่พิกัดในส่วนที่ 2 และป้อนกระแสคงที่ที่ค่าหนึ่งๆ ในส่วนที่ 1 จากสมการสมการแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดในส่วนที่ 2 ได้ดังสมการที่ (6.11)

$$\frac{d\psi_q}{dt} = v_q - Ri_q \quad (6.11)$$

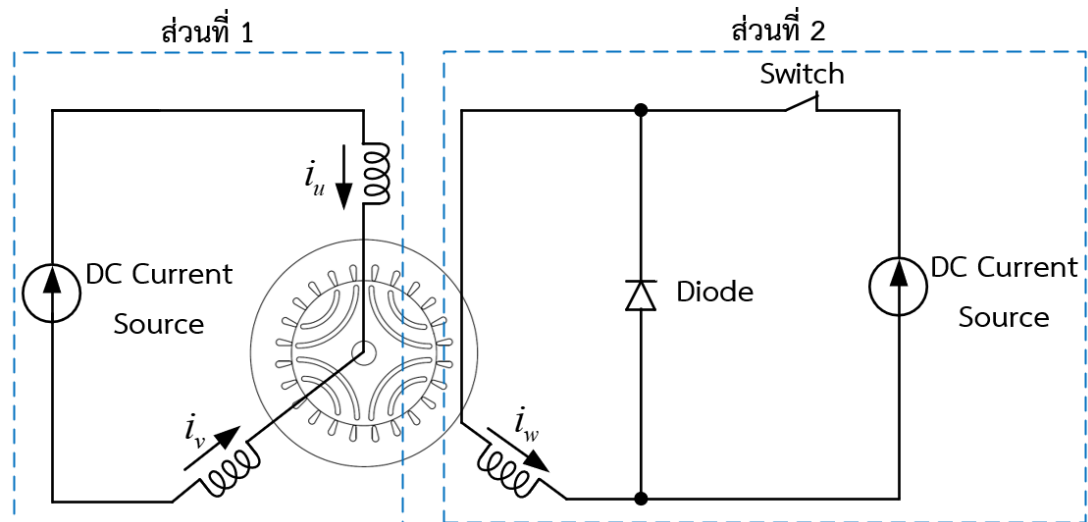
จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (6.5) และ พบว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันบนแกน q กับแรงดันเฟสและความสัมพันธ์ของแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด (v_{di}) แสดงได้ดังสมการที่ (6.12)-(6.14)

$$v_{wn} = v_{di} \quad (6.12)$$

$$v_q = -\sqrt{\frac{2}{3}}v_{wn} \quad (6.13)$$

ดังนั้น

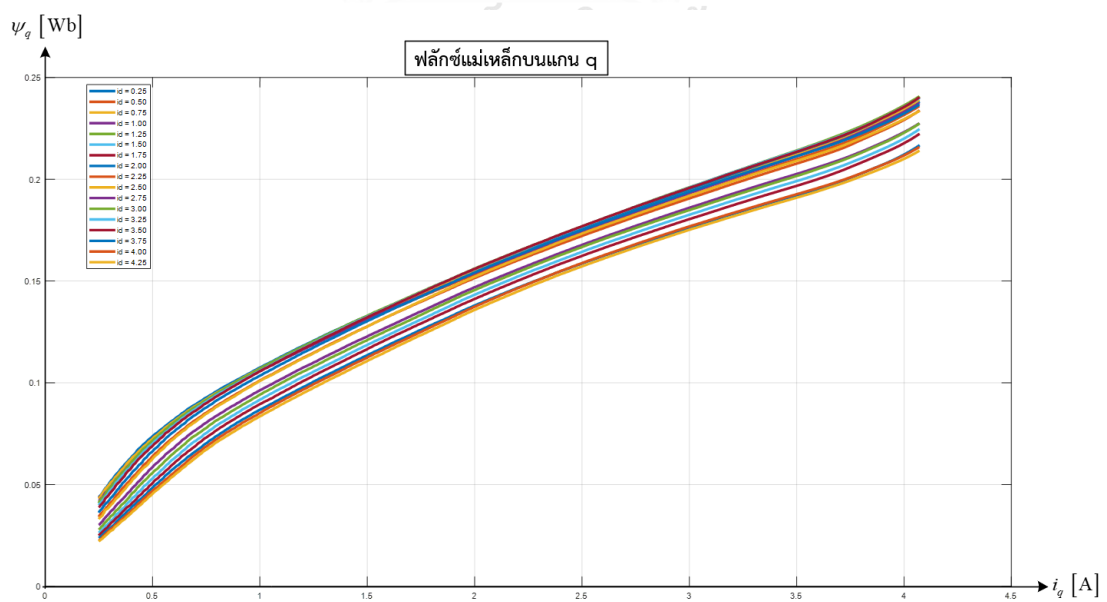
$$v_q = -\sqrt{\frac{2}{3}}v_{di} \quad (6.14)$$



รูปที่ 6.5 วงจรที่ใช้ในการทดสอบหาค่าฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q

จากรูปที่ 6.5 เมื่อป้อนกระแสส่วนที่ 1 ให้คงที่ที่ค่าหนึ่งๆ ซึ่งแทนการป้อนกระแสแกน d จะได้ฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q ที่ค่ากระแสแกน d ค่าหนึ่งๆ เมื่อทำการทดสอบด้วยวิธีการเชื่อมของกระแสจะได้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดและค่ากระแสเฟส w จึงคำนวณหาค่าฟลักซ์ได้แม่เหล็กบนแกน q ที่ค่ากระแสแกน d ใดๆ ตามสมการที่ (6.15) เมื่อป้อนกระแสแกน d หลายๆค่า จึงสรุปได้ดังรูปที่ 6.6

$$\left. \begin{aligned} \psi_q(i_d, i_q) &= \int (v_q - Ri_q) dt = \int \left(-\sqrt{\frac{2}{3}}v_{di} + \sqrt{\frac{2}{3}}Ri_w \right) dt \\ &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \int (v_{di} - Ri_w) dt \end{aligned} \right\} \quad (6.15)$$



รูปที่ 6.6 ฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน q ที่ค่ากระแสแกน d ต่างๆ ด้วยวิธีเชื่อมกระแส

อย่างไรก็ตามการทดสอบด้วยวิธีการเชื่อมของกระแสมีข้อจำกัดคือค่าความต้านทานในสมการมีค่าความผิดพลาดเนื่องจากผลของการสูญเสียที่เกิดจากฮิสเทอรีซิสและการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวนจึงทำให้ค่าฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าความผิดพลาดเกิดขึ้น วิธีแก้ไขจะใช้การพิจารณาการสร้างความเร่งดันจากวงรอบกระแสและวงรอบควบคุมแยกการเชื่อมร่วม ขณะที่สถานะอยู่ตัวถ้าหากค่าฟลักซ์แม่เหล็กที่ได้จากการทดสอบตรงกับฟลักซ์แม่เหล็กของมอเตอร์ส่วนของคำสั่งเร่งดันที่มาจากวงรอบควบคุมกระแสมีค่าเป็นศูนย์ แต่ถ้าหากมีค่าไม่เท่ากับศูนย์แสดงว่าฟลักซ์แม่เหล็กจากการทดสอบมีค่าคลาดเคลื่อนไปจากฟลักซ์แม่เหล็กของมอเตอร์ โดยสรุปความสัมพันธ์ได้ดังนี้

จากสมการเร่งดันคำสั่งบนแกน d และแกน q แสดงได้ดังสมการที่ (6.16)

$$\left. \begin{aligned} v_d^* &= v_d^{cc} - \omega \psi_q \\ v_q^* &= v_q^{cc} + \omega \psi_d \end{aligned} \right\} \quad (6.16)$$

โดยที่ v_d^{cc} และ v_q^{cc} แทนเร่งดันคำสั่งที่มาจากวงรอบควบคุมกระแส

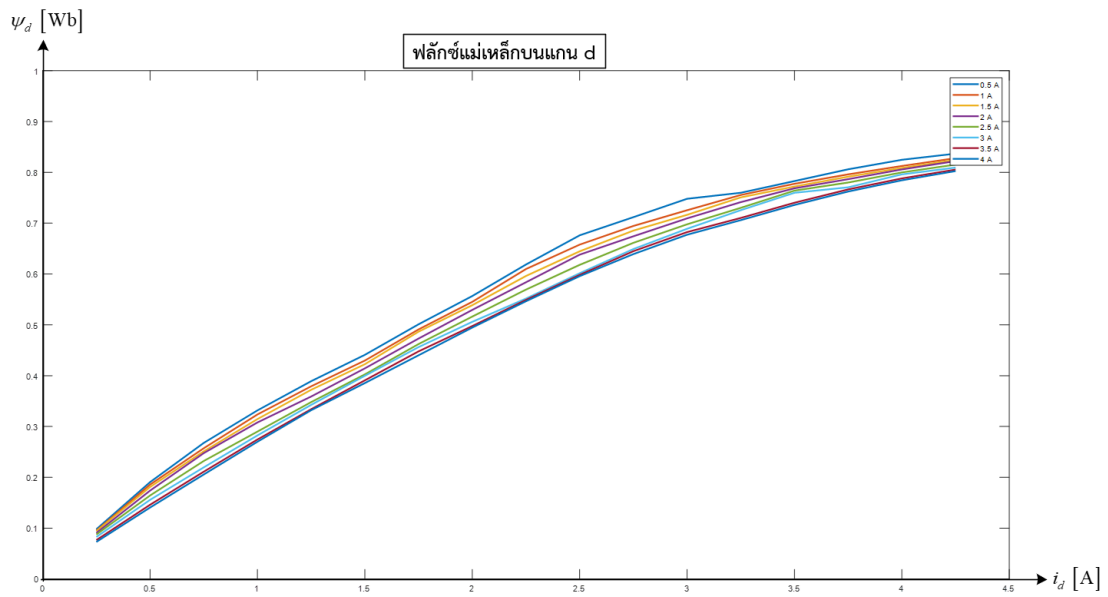
ขณะที่ฟลักซ์แม่เหล็กจากการทดสอบมีค่าความคลาดเคลื่อนจากฟลักซ์แม่เหล็กจากมอเตอร์ทำให้ค่าเร่งดันคำสั่งมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ซึ่งสรุปความสัมพันธ์ได้ดังนี้

1. ถ้า v_d^{cc} มีค่าเป็นบวก แสดงว่าฟลักซ์บนแกน q จากการทดสอบมีค่าน้อยกว่าฟลักซ์บนแกน q ของมอเตอร์
2. ถ้า v_d^{cc} มีค่าเป็นลบ แสดงว่าฟลักซ์บนแกน q จากการทดสอบมีค่ามากกว่าฟลักซ์บนแกน q ของมอเตอร์
3. ถ้า v_q^{cc} มีค่าเป็นบวก แสดงว่าฟลักซ์บนแกน d จากการทดสอบมีค่ามากกว่าฟลักซ์บนแกน d ของมอเตอร์
4. ถ้า v_q^{cc} มีค่าเป็นลบ แสดงว่าฟลักซ์บนแกน d จากการทดสอบมีค่าน้อยกว่าฟลักซ์บนแกน d ของมอเตอร์

จากความสัมพันธ์ข้างต้นสามารถคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์แม่เหล็กอย่างคร่าวๆ ได้ดังสมการที่ (6.17) เมื่อนำข้อมูลที่ได้แก้ไขจากข้อมูลจากการทดสอบด้วยวิธีการเชื่อมของกระแสสามารถแสดงฟลักซ์แม่เหล็กบนแกน d และแกน q ที่ชัดเจนจากข้อมูลวงรอบควบคุมกระแสได้ดังรูปที่ 6.7 และรูปที่ 6.8

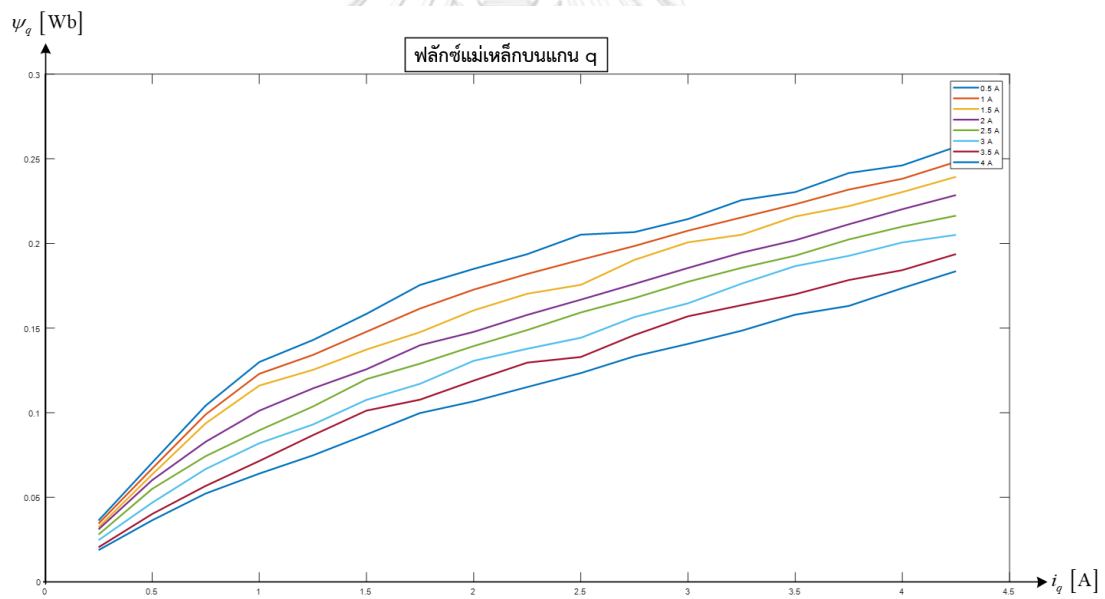
$$\Delta \psi = \frac{\Delta v^{cc}}{\omega} \quad (6.17)$$

โดยที่ $\Delta \psi$ แทนค่าความคลาดเคลื่อนของฟลักซ์แม่เหล็ก และ Δv^{cc} แทนค่าเร่งดันคำสั่งจากวงรอบควบคุมกระแส



รูปที่ 6.7 พล็อตแม่เหล็กบนแกน d ที่ค่ากระแสแกน q ต่างๆ หลังจากชดเชยจากข้อมูลวงรอบ

ควบคุมกระแส



รูปที่ 6.8 พล็อตแม่เหล็กบนแกน q ที่ค่ากระแสแกน d ต่างๆ หลังจากชดเชยจากข้อมูลวงรอบ

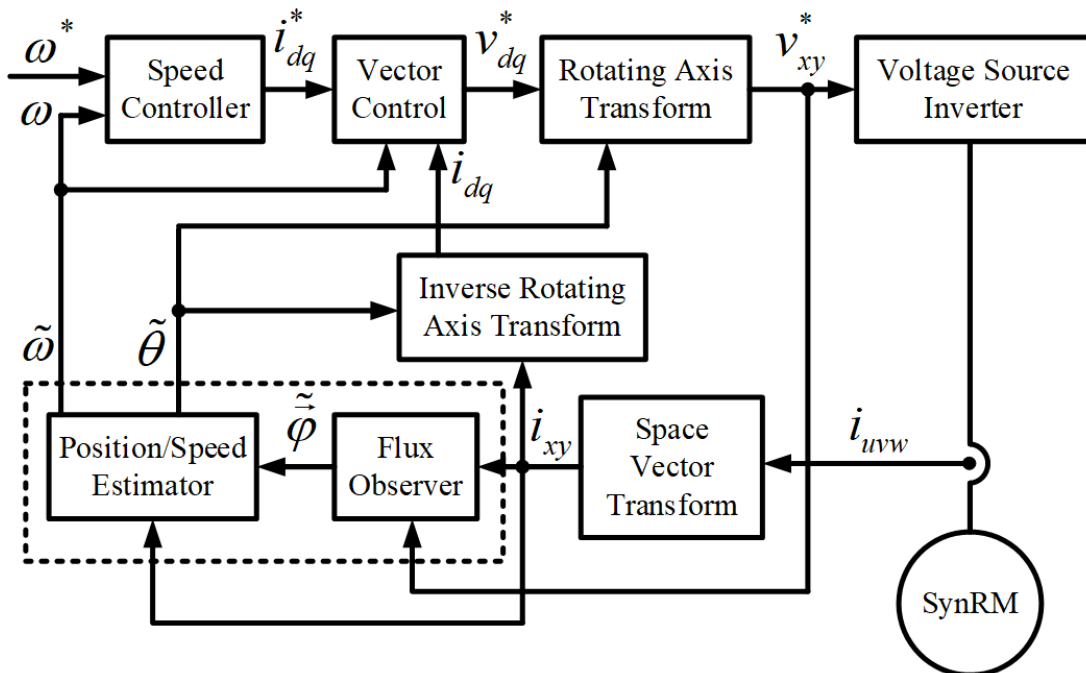
ควบคุมกระแส

บทที่ 7

ผลการจำลองการทำงานของระบบ

วิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ที่ใช้ตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กที่อธิบายในบทที่ 4 แนวคิดและทฤษฎีสามารถยืนยันด้วยการจำลองการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยใช้วิธีประมาณตามที่ได้เสนอไว้ข้างต้นแสดงได้ดังรูปที่ 7.1 การจำลองจะใช้ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานแสดงในตารางที่ 7.1 สำหรับการจำลองการทำงานของระบบจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ ดังนี้

1. การจำลองการเปรียบเทียบระบบที่คำนึงและไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
2. การจำลองสมรรถนะของการประมาณตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 7.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ใช้ในการจำลองในงานวิจัยนี้

ตารางที่ 7.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์และค่าอื่นๆ ที่ใช้ในงานวิจัยนี้

SynRM Parameters	No. of poles	4	Rated Torque	3.5 N·m
	R	3.2273 Ω	Rated Speed	1500 rpm
	L_d	สมการที่ (2.32)	Rated Current	2.75 A
	L_q	สมการที่ (2.32)	Rated Voltage	220 V
	L_{dq}	สมการที่ (2.32)	J (ทั้งระบบ)	0.007459 kg·m ²
Vector Control Parameter	Speed	$K_p^{sp} = 0.1413$		
	Control	$K_I^{sp} = 0.5652$		
	Current Control	D axis		Q axis
		$K_p^d = 142.604$	$K_p^q = 37.84$	
		$K_I^d = 1420.012$	$K_I^q = 1420.012$	
Estimator Parameters	Observer Gains (μ)	300		
	Phase-Locked Loop	$K_p^{VPLL} = 73.317$		
		$K_I^{VPLL} = 5377.003$		

7.1 การจำลองการเปรียบเทียบระบบที่ค้ำนึ่งและไม่ค้ำนึ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

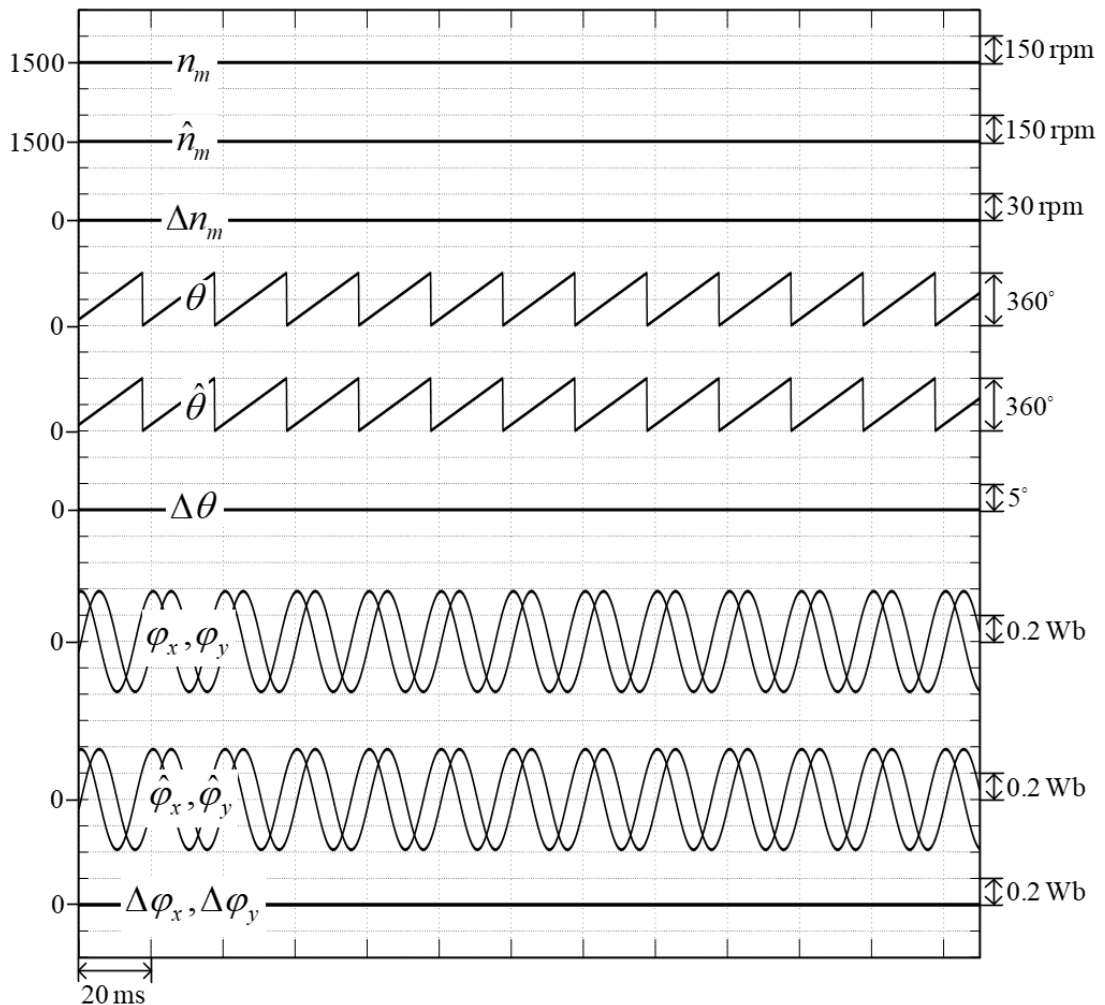
ผลการจำลองการเปรียบเทียบระบบที่ค้ำนึ่งและไม่ค้ำนึ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก เนื่องจากผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กเกิดขึ้นขณะที่แกนเหล็กอิ่มตัว ซึ่งเป็นย่านการทำงานที่กระแสสูง ดังนั้นในการจำลองเพื่อศึกษาผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กจะพิจารณาขณะที่มอเตอร์มีการใช้งานที่แรงบิดพิกัด รายละเอียดการจำลองแสดงได้ดังตารางที่ 7.2

ตารางที่ 7.2 เงื่อนไขการจำลองผลการเปรียบเทียบระบบที่ค้ำนึ่งและไม่ค้ำนึ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

7.1 ผลการเปรียบเทียบระบบที่ค้ำนึ่งและไม่ค้ำนึ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
7.1.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวที่โหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm
7.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวที่โหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 300 rpm

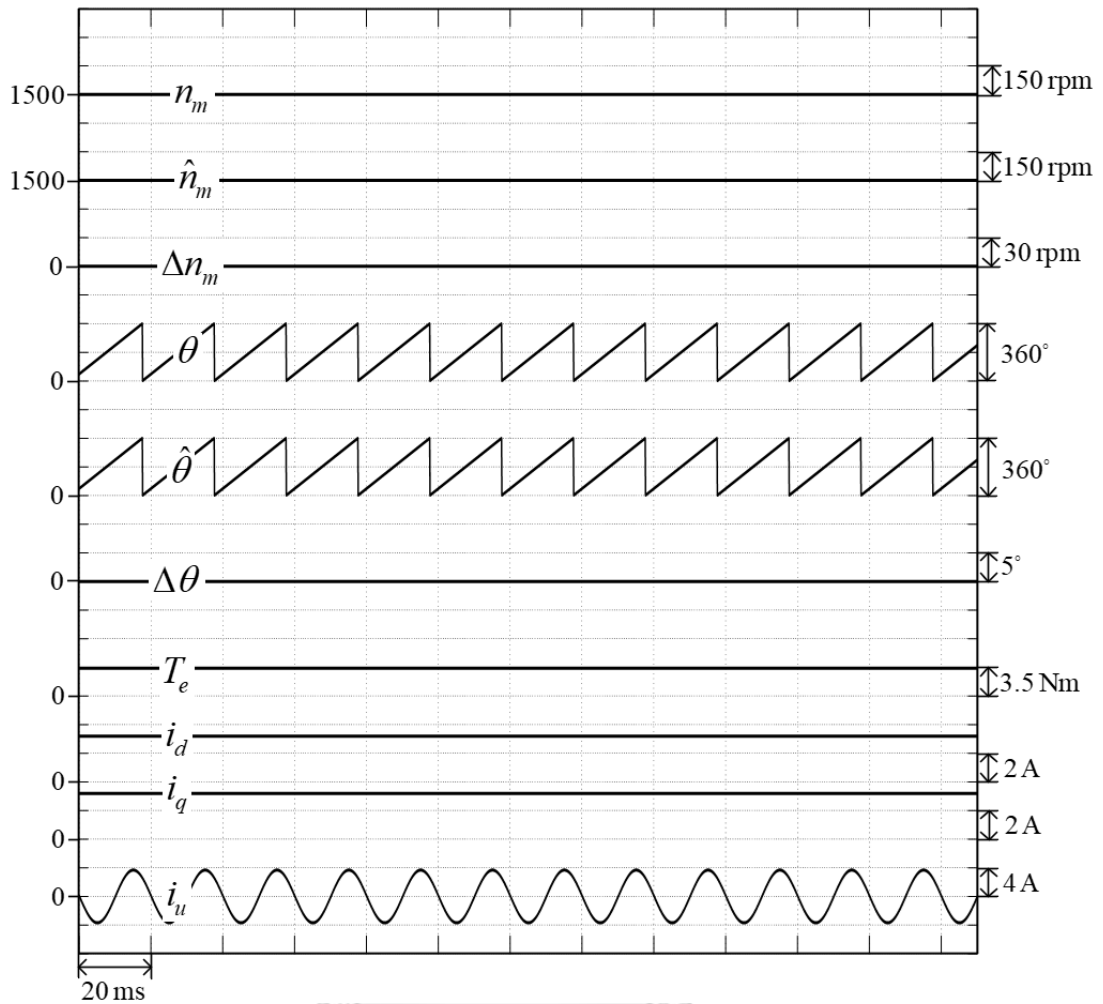


7.1.1 การจำลองสถานะอยู่ตัวขณะที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm



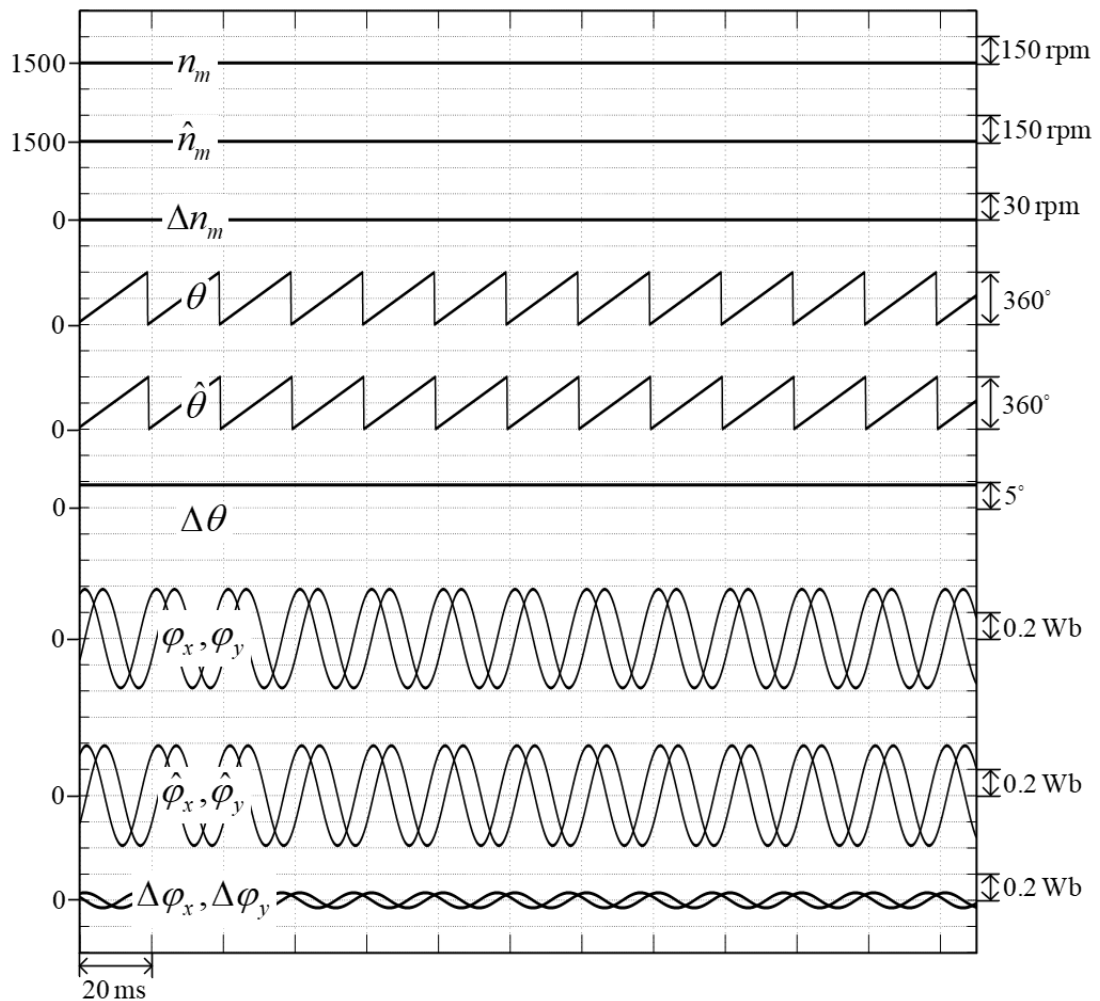
รูปที่ 7.2 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณที่ค่านิ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
ในสถานะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm

จากรูปที่ 7.2 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตพลักซ์เทียบที่ค่านิ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก จะเห็นได้ว่าการประมาณพลักซ์เทียบมีประสิทธิภาพที่ดีซึ่งทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์แทบจะไม่มีค่าความผิดพลาดเลย โดยที่ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าไม่เกิน 0.05%



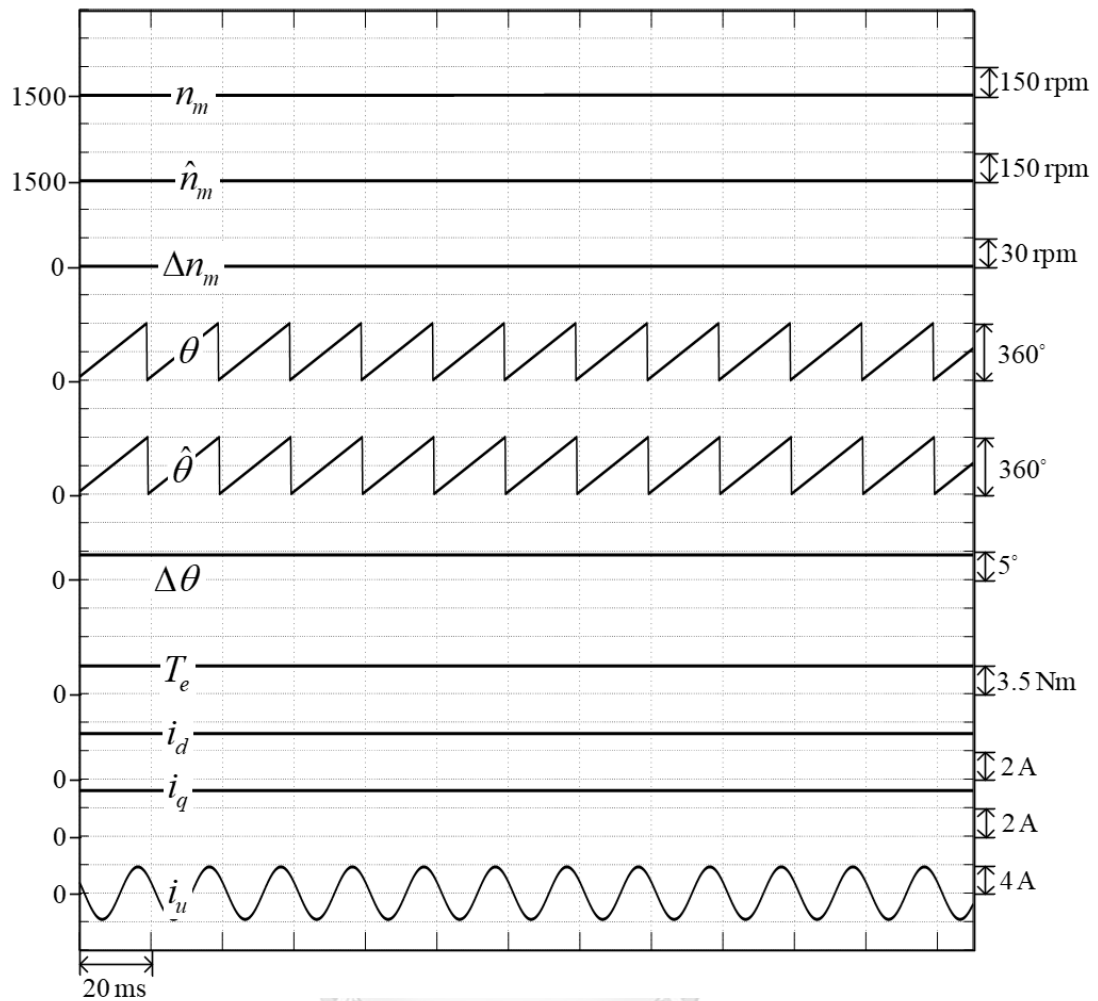
รูปที่ 7.3 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
ในสถานะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm

จากรูปที่ 7.3 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่า ขณะที่โหลดพิกัดระบบควบคุมสามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 1500 rpm อีกทั้งยังสร้างแรงบิดได้ตรงกับแรงบิดคำสั่ง แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะของระบบควบคุมทำงานได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 7.4 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ในสถานะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm

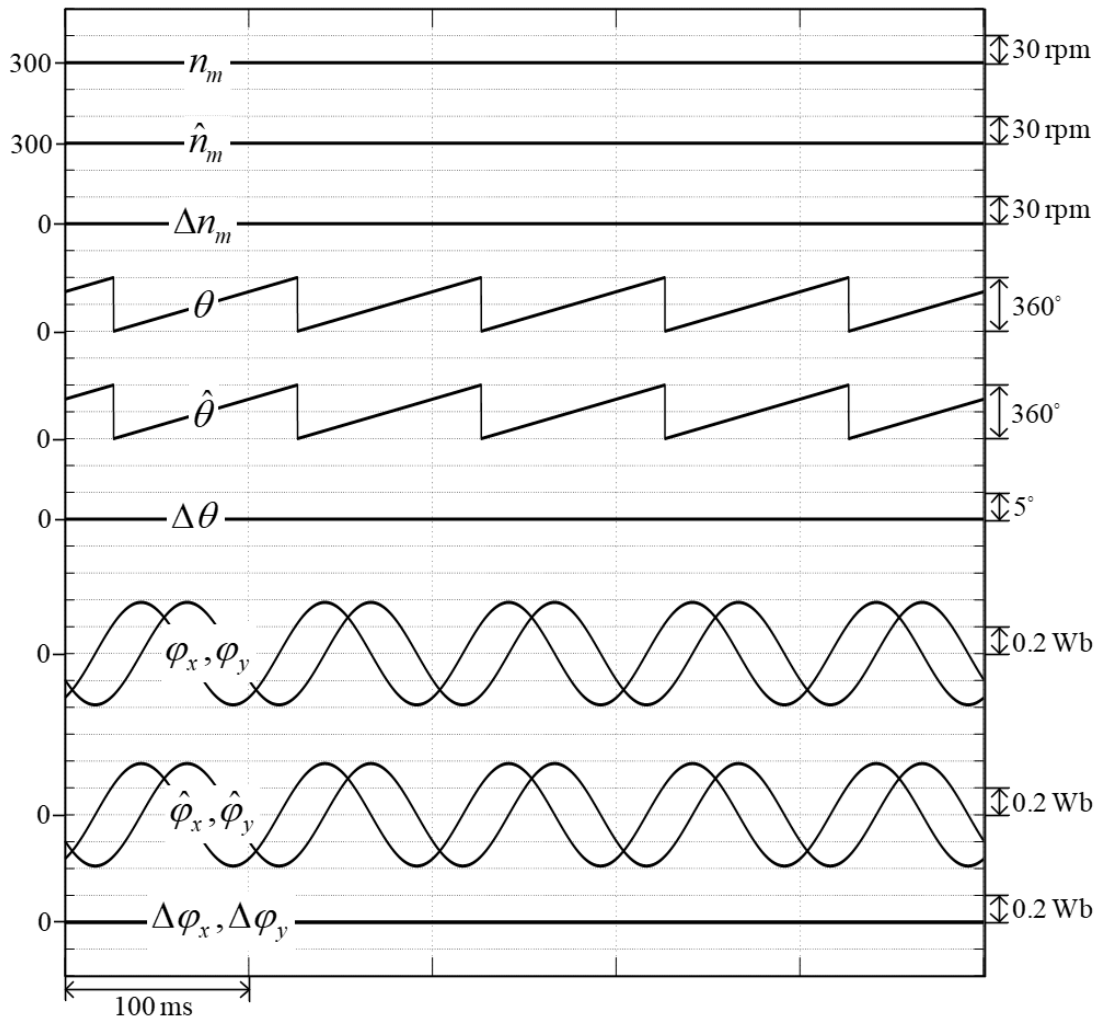
จากรูปที่ 7.4 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก จะเห็นได้ว่าการประมาณความเร็วโรเตอร์ยังทำงานได้ดี แต่ว่าการประมาณตำแหน่งโรเตอร์มีค่าความผิดพลาดค่อนข้างสูง ซึ่งมีค่าความผิดพลาดประมาณ 4.9 องศา ส่วนค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่ค่าประมาณ 0.08 Wb ซึ่งคิดเป็น 20 %



รูปที่ 7.5 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
ในสถานะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 1500 rpm

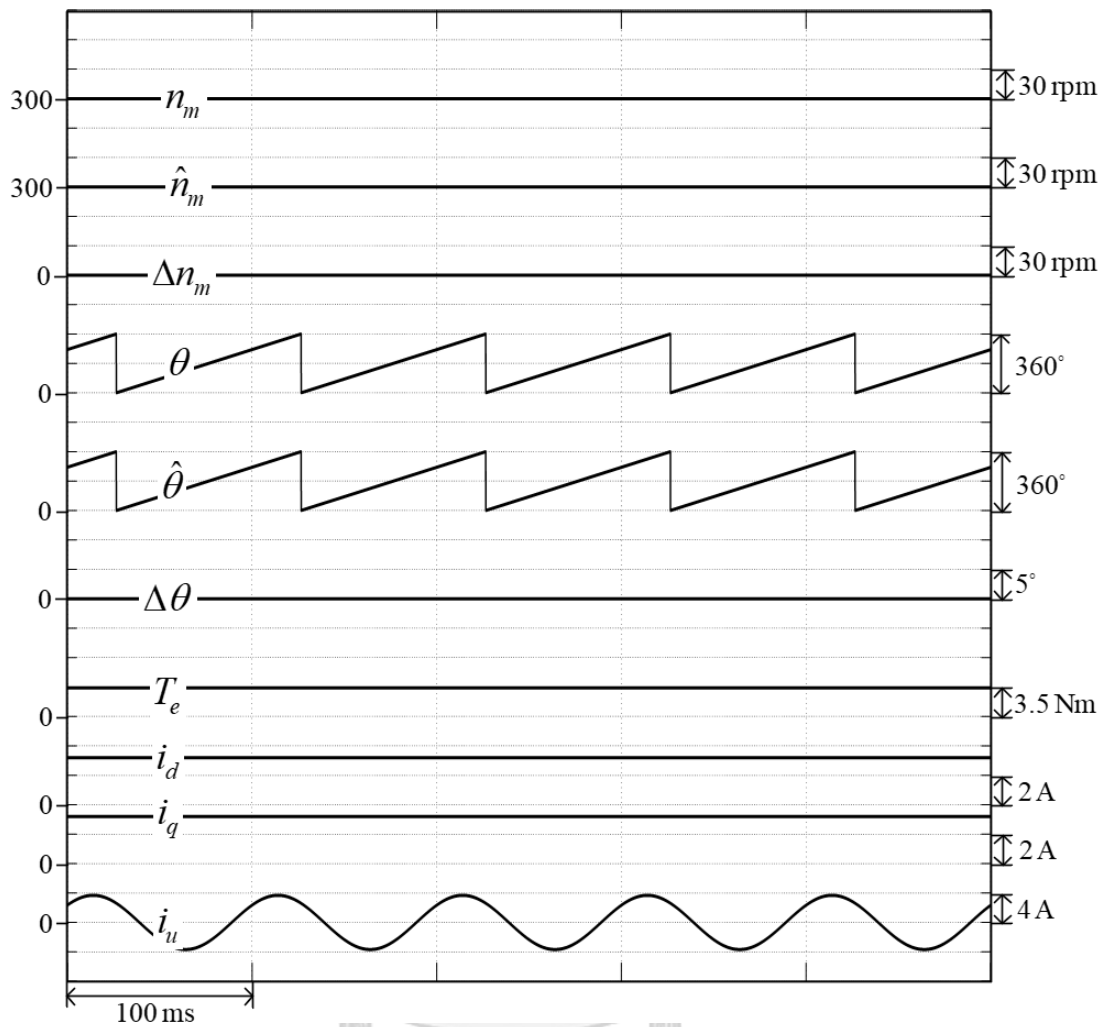
จากรูปที่ 7.5 แสดงให้เห็นว่าขณะที่ระบบควบคุมไม่คำนึงของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กสามารถควบคุมความเร็วได้ อย่างไรก็ตามค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ยังคงสูงซึ่งระบบควบคุมไม่สามารถแก้ไขปัญหานี้ได้

7.1.2 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวขณะที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm



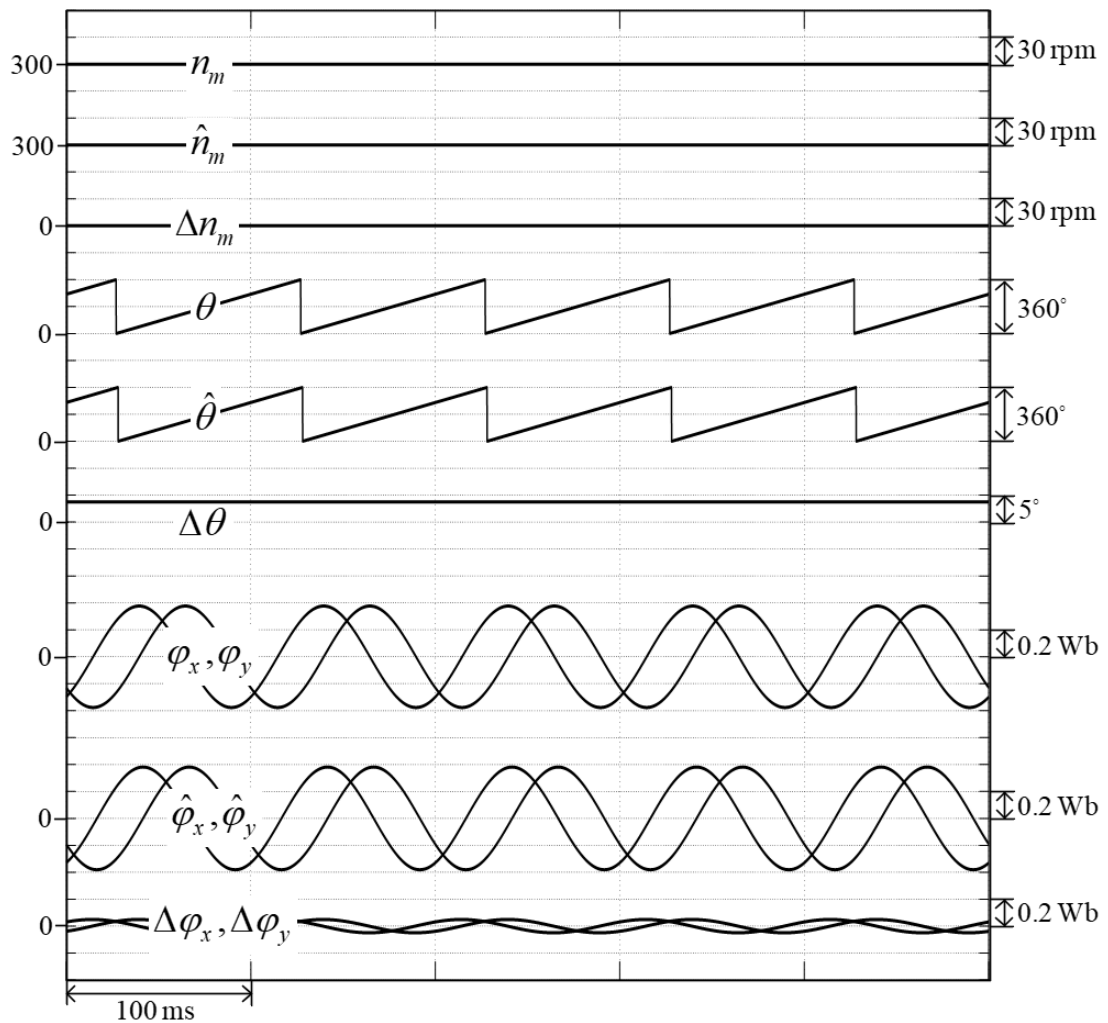
รูปที่ 7.6 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
ในสถานะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm

จากรูปที่ 7.6 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีประสิทธิภาพที่ดีซึ่งทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์แทบจะไม่มีค่าความผิดพลาดเลย



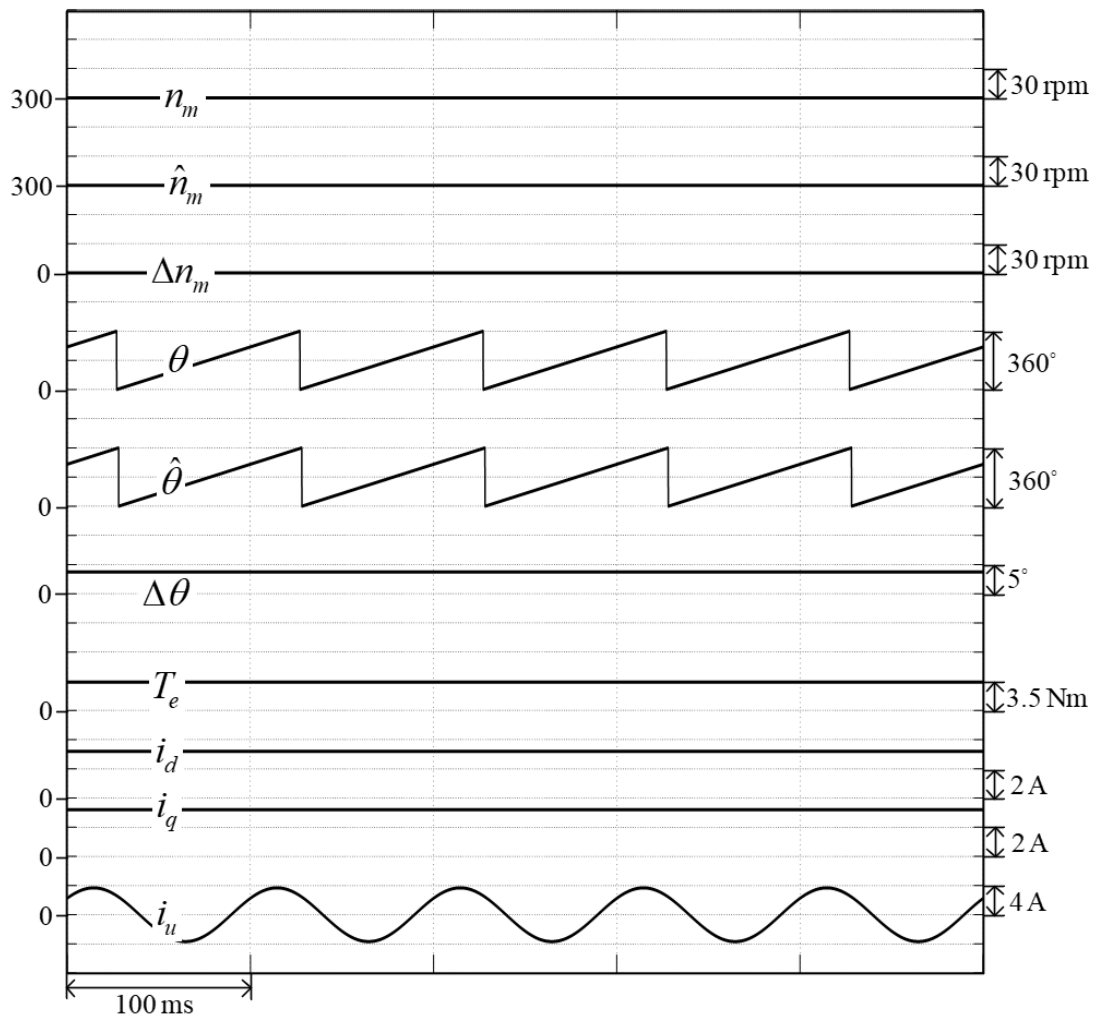
รูปที่ 7.7 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก
ในสถานะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm

จากรูปที่ 7.7 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่า ขณะที่โหลดพิกัดระบบควบคุมสามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 300 rpm และระบบควบคุมสามารถสร้างแรงบิดคำสั่งได้ตรงกับแรงบิดโหลดได้ด้วย



รูปที่ 7.8 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบประมาณที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ในสถานะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm

จากรูปที่ 7.8 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก จะเห็นได้ว่าการประมาณความเร็วโรเตอร์ยังทำงานได้ค่อนข้างดี แต่ว่าการประมาณตำแหน่งโรเตอร์มีค่าความผิดพลาดค่อนข้างสูง ซึ่งมีค่าความผิดพลาดประมาณ 4.5 องศา ส่วนค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่ค่าประมาณ 0.01 Wb ซึ่งคิดเป็น 25 %



รูปที่ 7.9 ผลการจำลองสมรรถนะของระบบควบคุมที่ไม่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ในสถานะอยู่ตัวที่โหลดพิกัดที่ความเร็ว 300 rpm

จากรูปที่ 7.9 แสดงให้เห็นว่าขณะที่ระบบควบคุมที่ไม่คำนึงของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก สามารถควบคุมความเร็วได้แม้ว่าจะทำงานที่โหลดพิกัดและความเร็วต่ำก็ตาม แต่ความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ยังคงสูงซึ่งระบบควบคุมไม่สามารถแก้ไขปัญหานี้ได้

7.2 ผลการจำลองในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state Response)

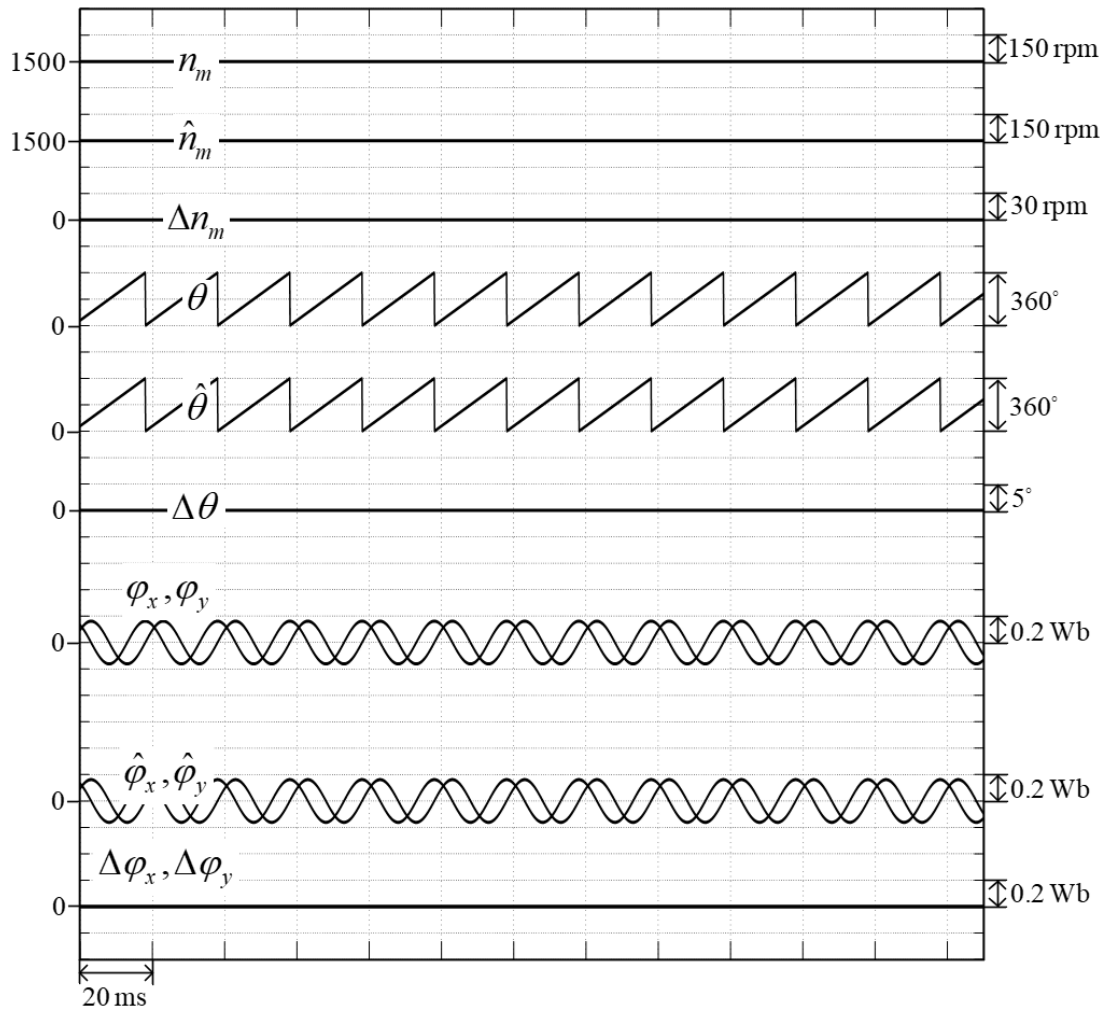
ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณและระบบควบคุมของมอเตอร์ขณะสภาวะอยู่ตัว ในภาพรวมพบว่าการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีประสิทธิภาพที่ดี ค่าความผิดพลาดของการประมาณตำแหน่งซึ่งอยู่ในเกณฑ์ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 ส่วนระบบควบคุมทั้งความเร็วและกระแสสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ สำหรับรายละเอียดการจำลองผลการทำงานสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 7.3

ตารางที่ 7.3 เงื่อนไขการจำลองการทำงานของระบบในสภาวะอยู่ตัว

7.2 ผลการจำลองในสภาวะอยู่ตัว (Steady-State Response)	
7.2.1 การจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด	
7.2.1.1	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm
7.2.1.2	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm
7.2.1.3	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm
7.2.2 การจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด	
7.2.2.1	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm
7.2.2.2	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัว ที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm

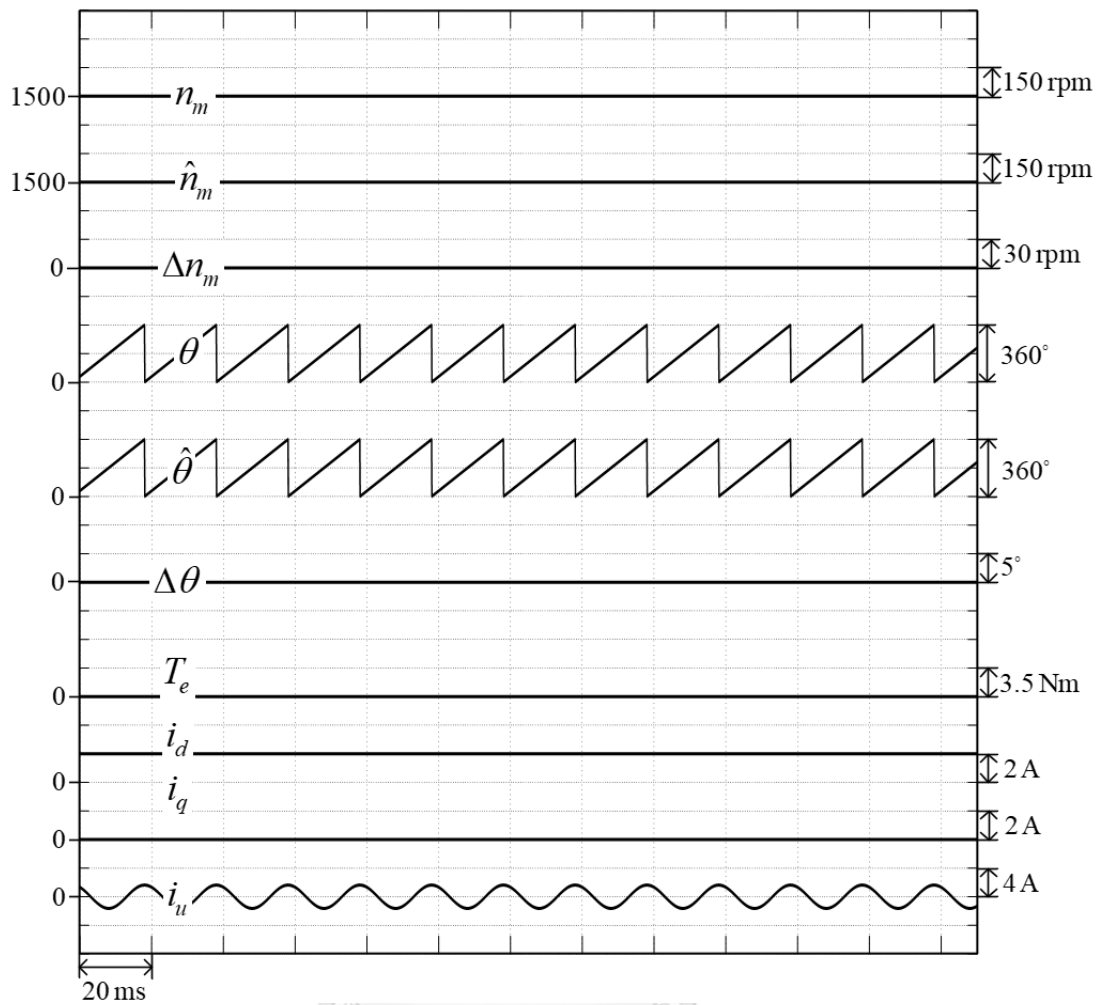
7.2.1 ผลการจำลองการทำงานของระบบในสภาวะไร้โหลด

7.2.1.1 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm



รูปที่ 7.10 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้โหลด

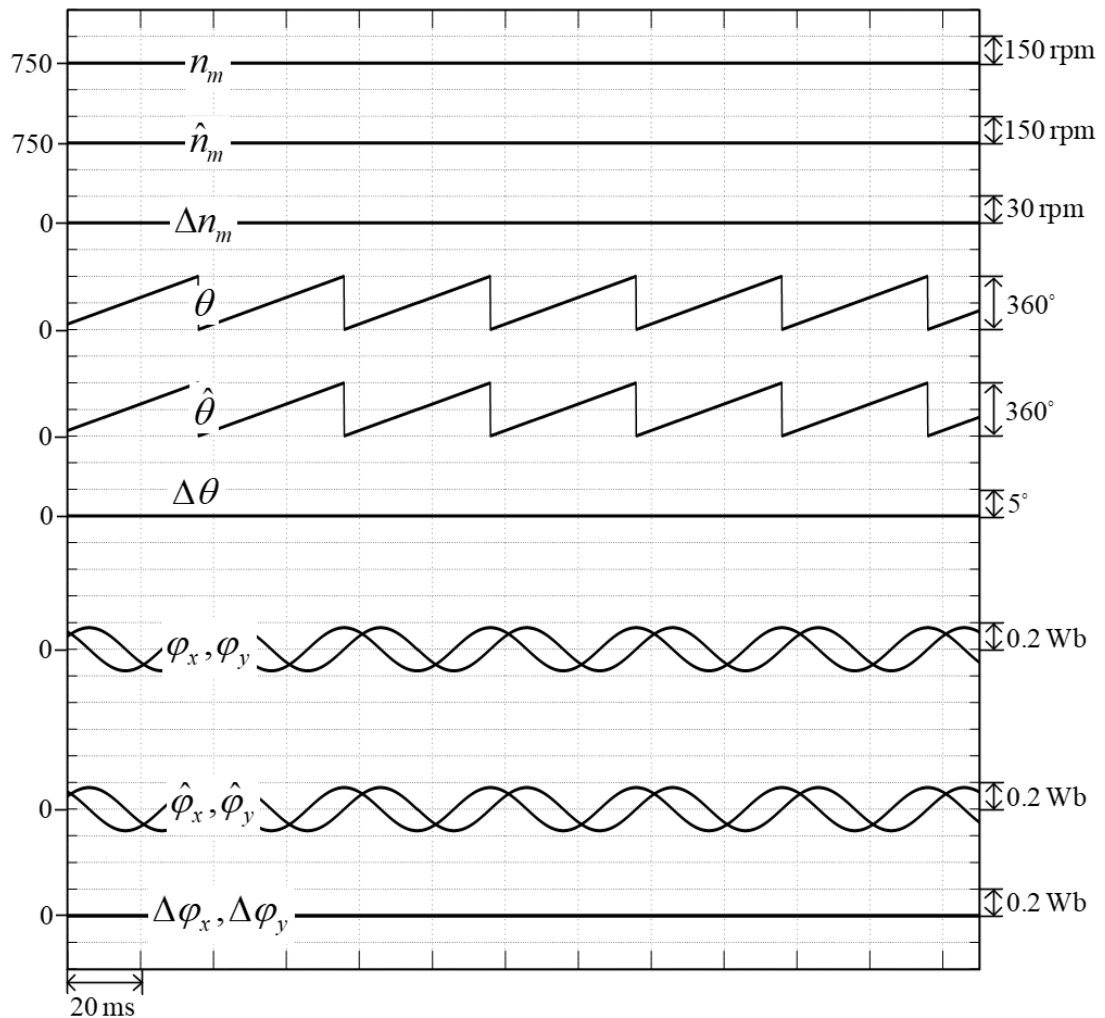
จากรูปที่ 7.10 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีประสิทธิภาพที่ดีซึ่งทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์แทบจะไม่มีค่าความผิดพลาดเลย โดยที่ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าไม่เกิน 0.05%



รูปที่ 7.11 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้โหลด

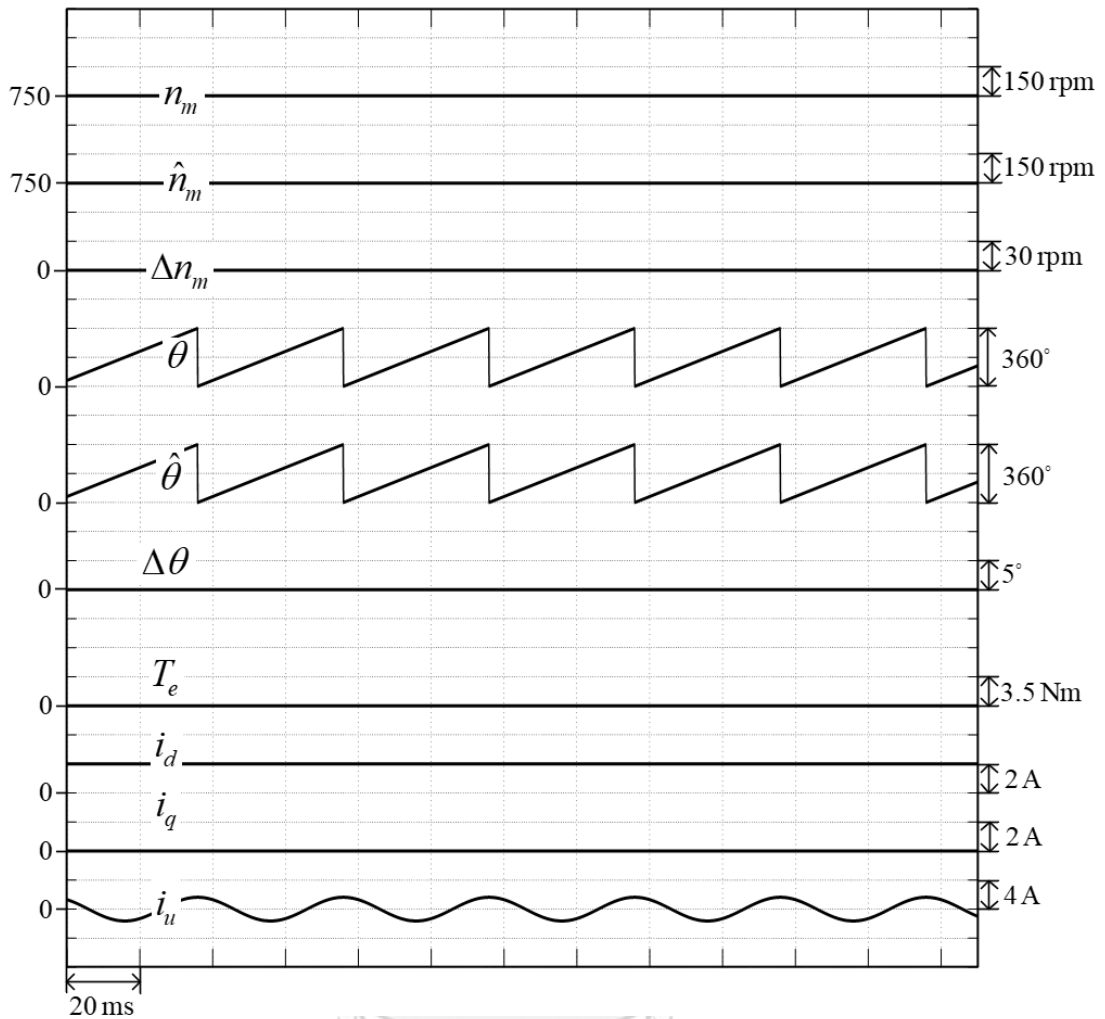
จากรูปที่ 7.11 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้โหลดสามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 1500 rpm ได้ สำหรับระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้เป็นอย่างดี

7.2.1.2 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm



รูปที่ 7.12 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด

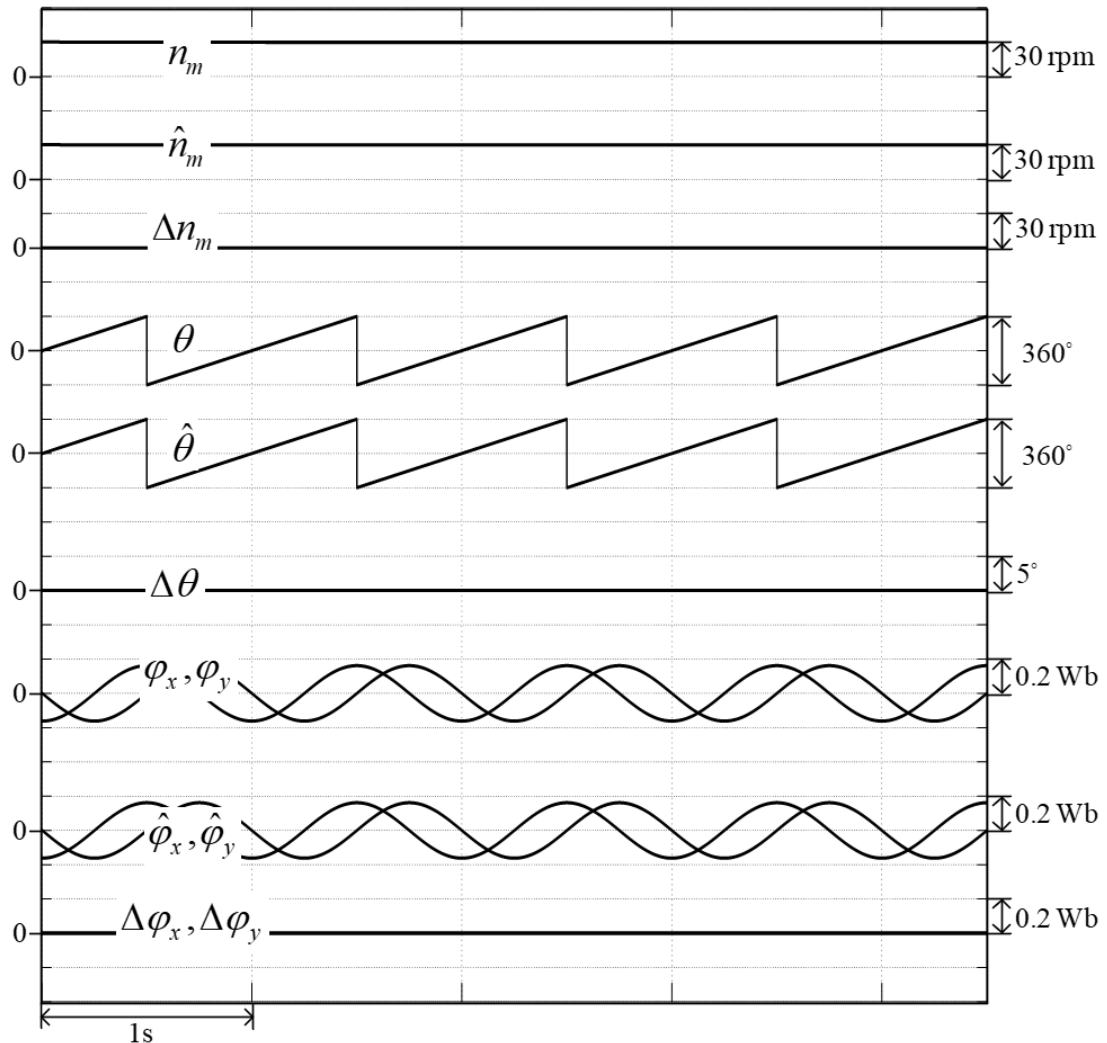
จากรูปที่ 7.12 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีสมรรถนะที่ดี ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์แทบจะไม่มีค่าความผิดพลาดเลย โดยที่ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าไม่เกิน 0.05% อีกทั้งค่าความผิดพลาดของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบแทบไม่มีค่าความผิดพลาดเลย



รูปที่ 7.13 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้อหลด

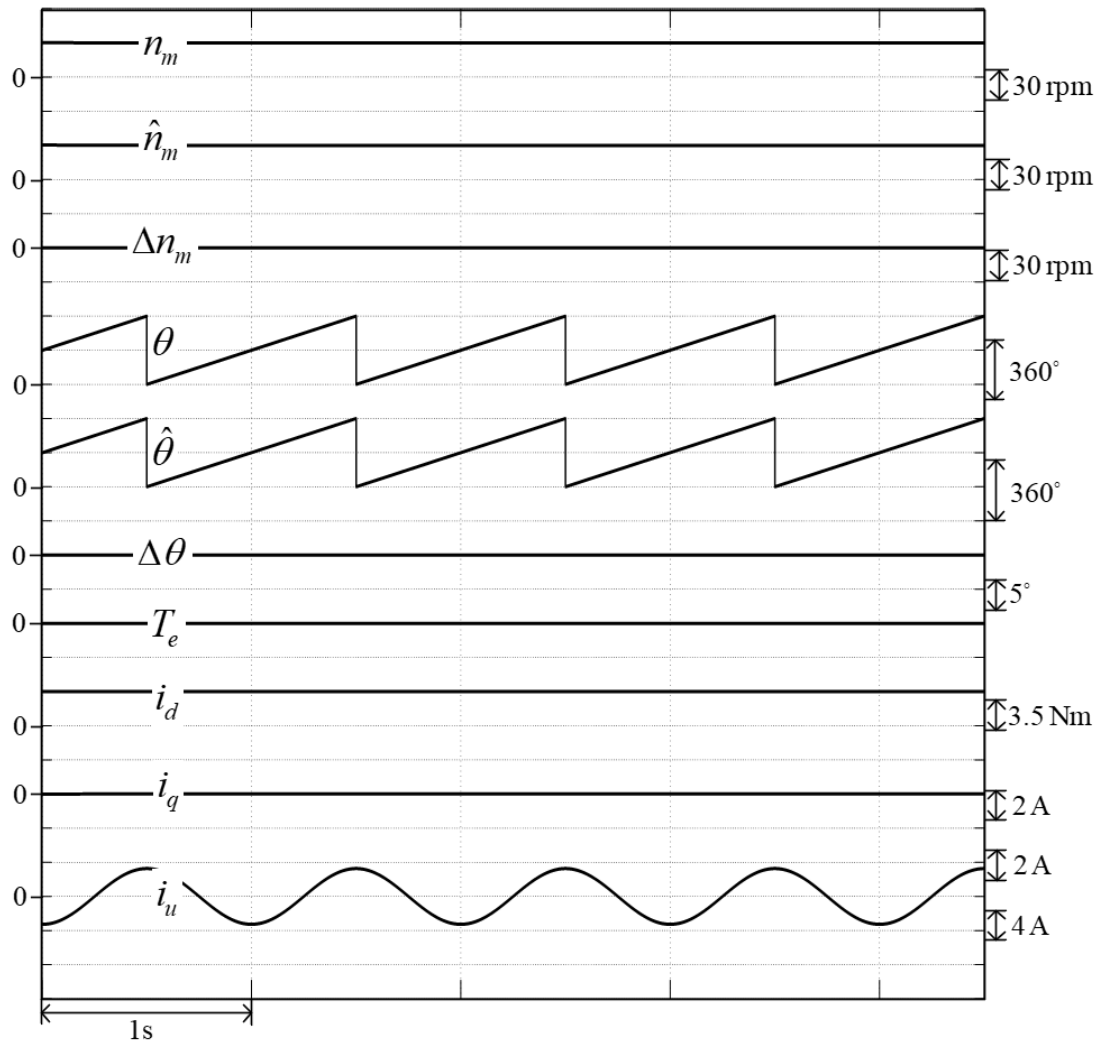
จากรูปที่ 7.13 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้อหลดสามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 750 rpm ได้ สำหรับระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้เป็นอย่างดี

7.2.1.3 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 30 rpm



รูปที่ 7.14 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้โหลด

จากรูปที่ 7.14 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีสมรรถนะที่ดีแม้ว่าทำงานที่ความเร็วต่ำ ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์แทบจะไม่มีค่าความผิดพลาดเลย โดยที่ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าไม่เกิน 0.1%

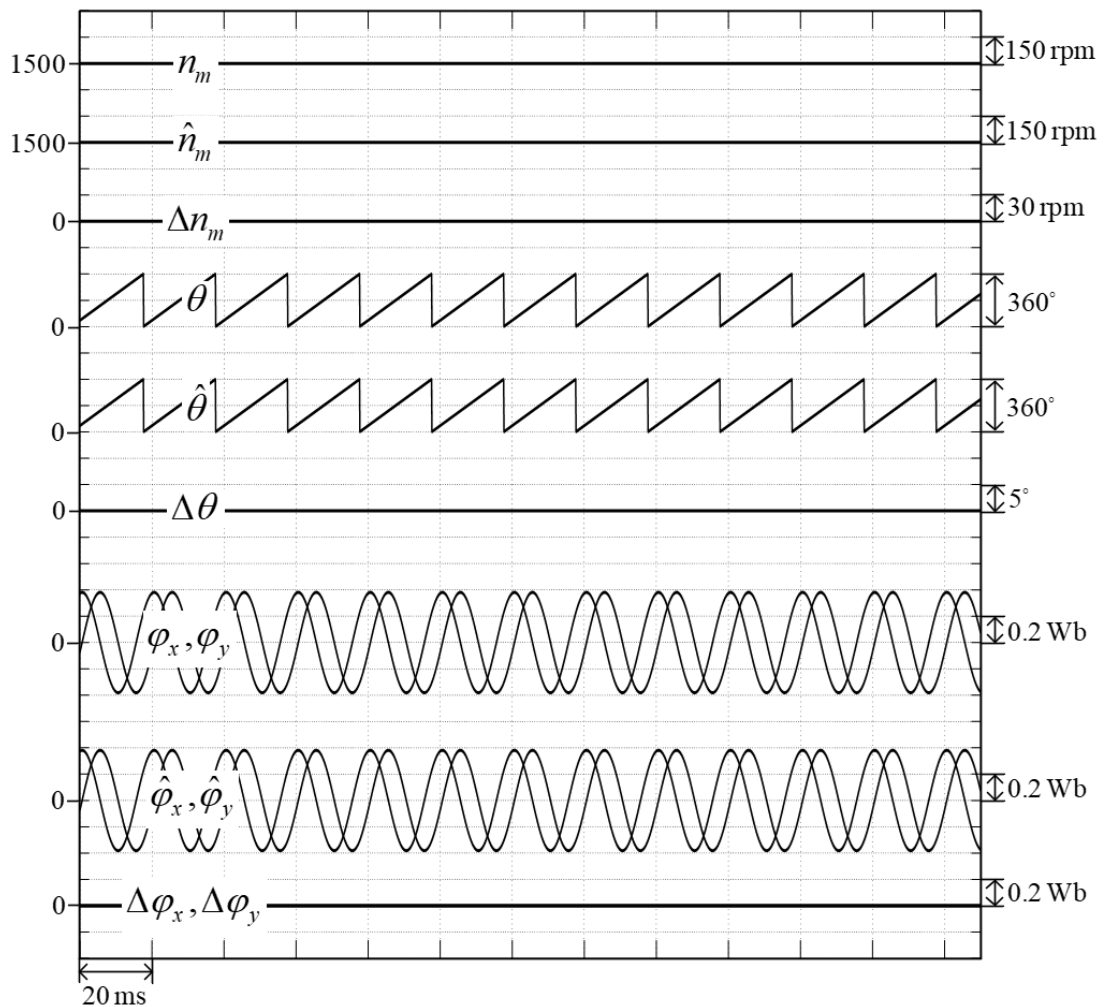


รูปที่ 7.15 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm
 หนึ่งวินาที

จากรูปที่ 7.15 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะไว้
 โหลดสามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 30 rpm ได้ สำหรับระบบควบคุมกระแสสามารถ
 ควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้เป็นอย่างดี

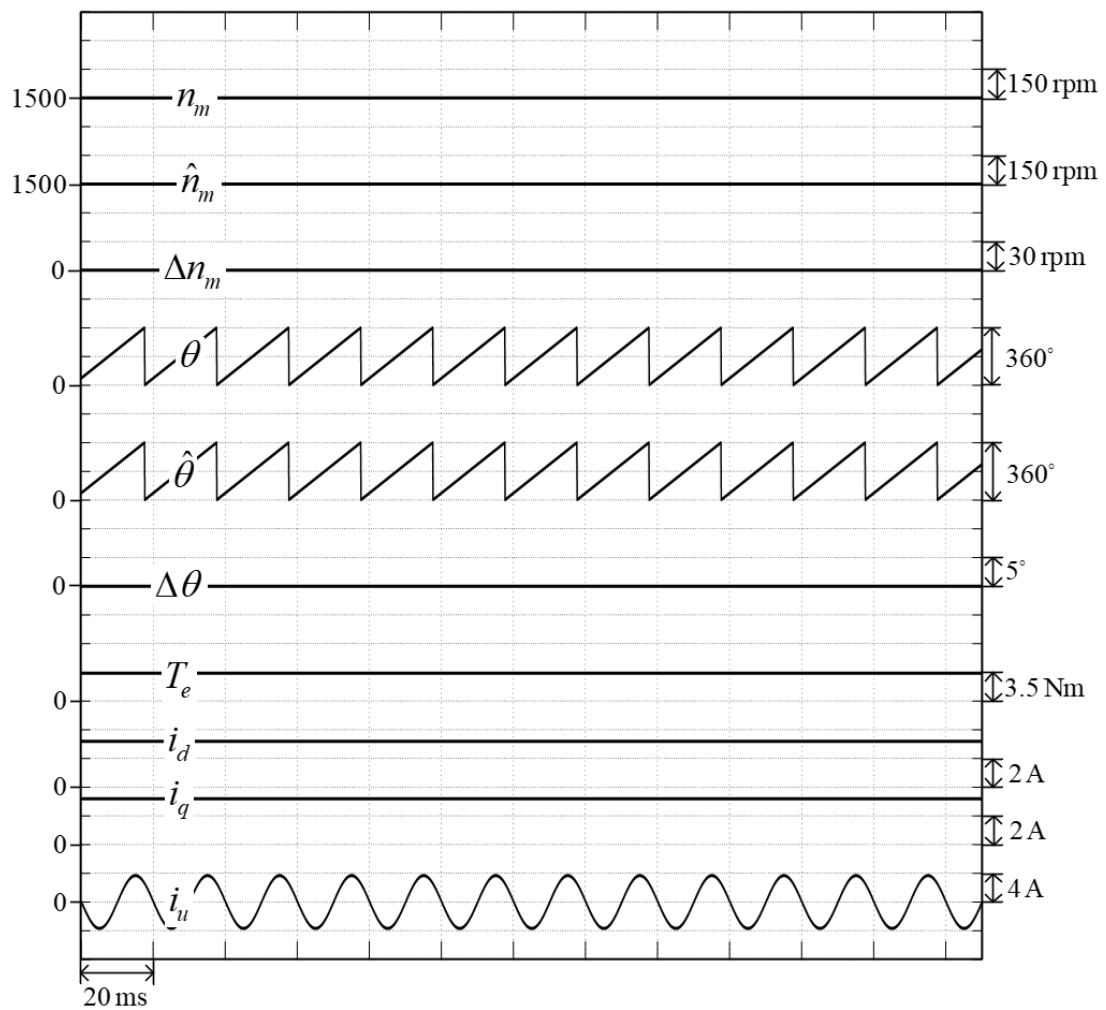
7.2.2 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวในสถานะโหลดที่พิกัด

7.2.2.1 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวในสถานะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm



รูปที่ 7.16 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm
ขณะโหลดที่พิกัด

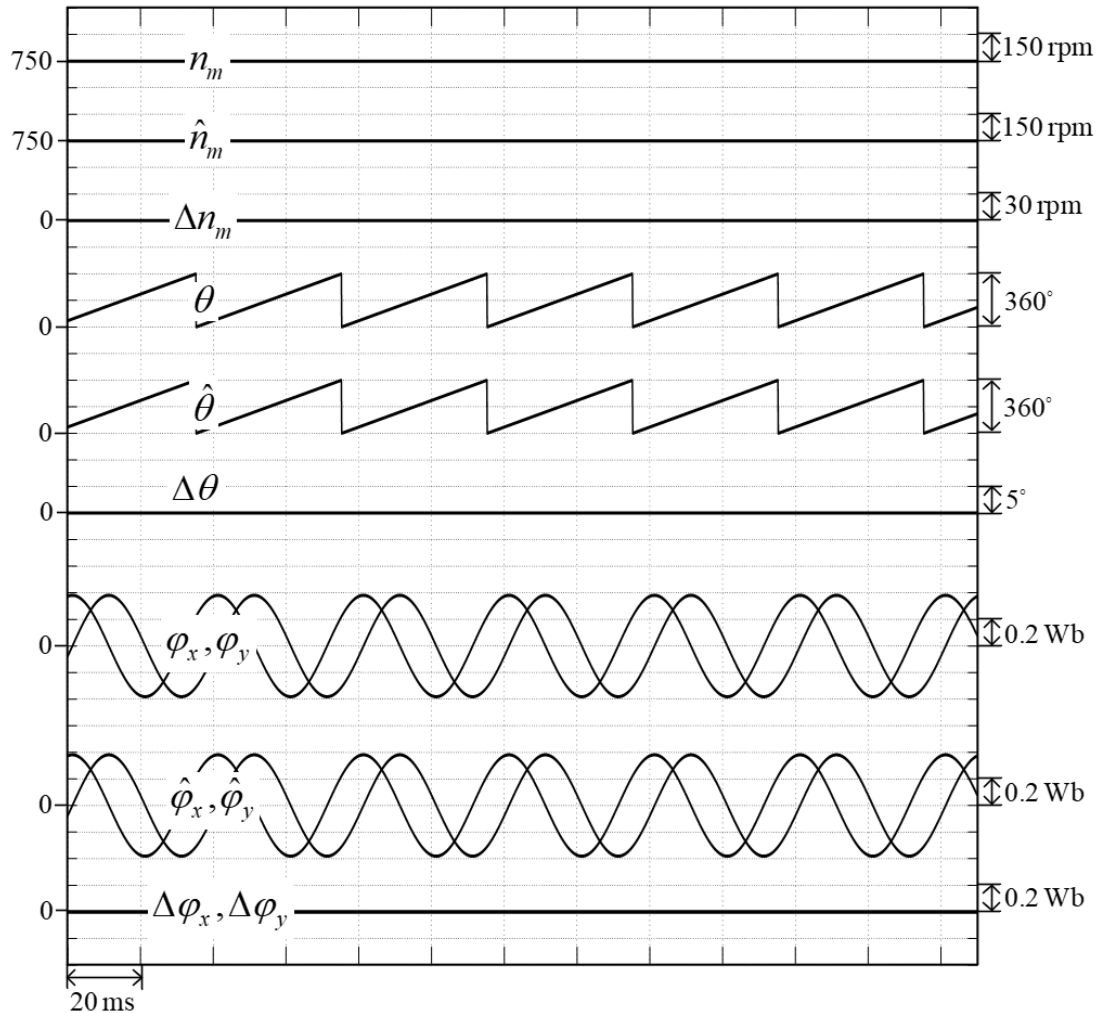
จากรูปที่ 7.16 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีสมรรถนะที่ดีขณะที่มีการขับโหลดที่พิกัด ซึ่งทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์แทบจะไม่มีค่าความผิดพลาดเลย โดยที่ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าไม่เกิน 0.06%



รูปที่ 7.17 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด

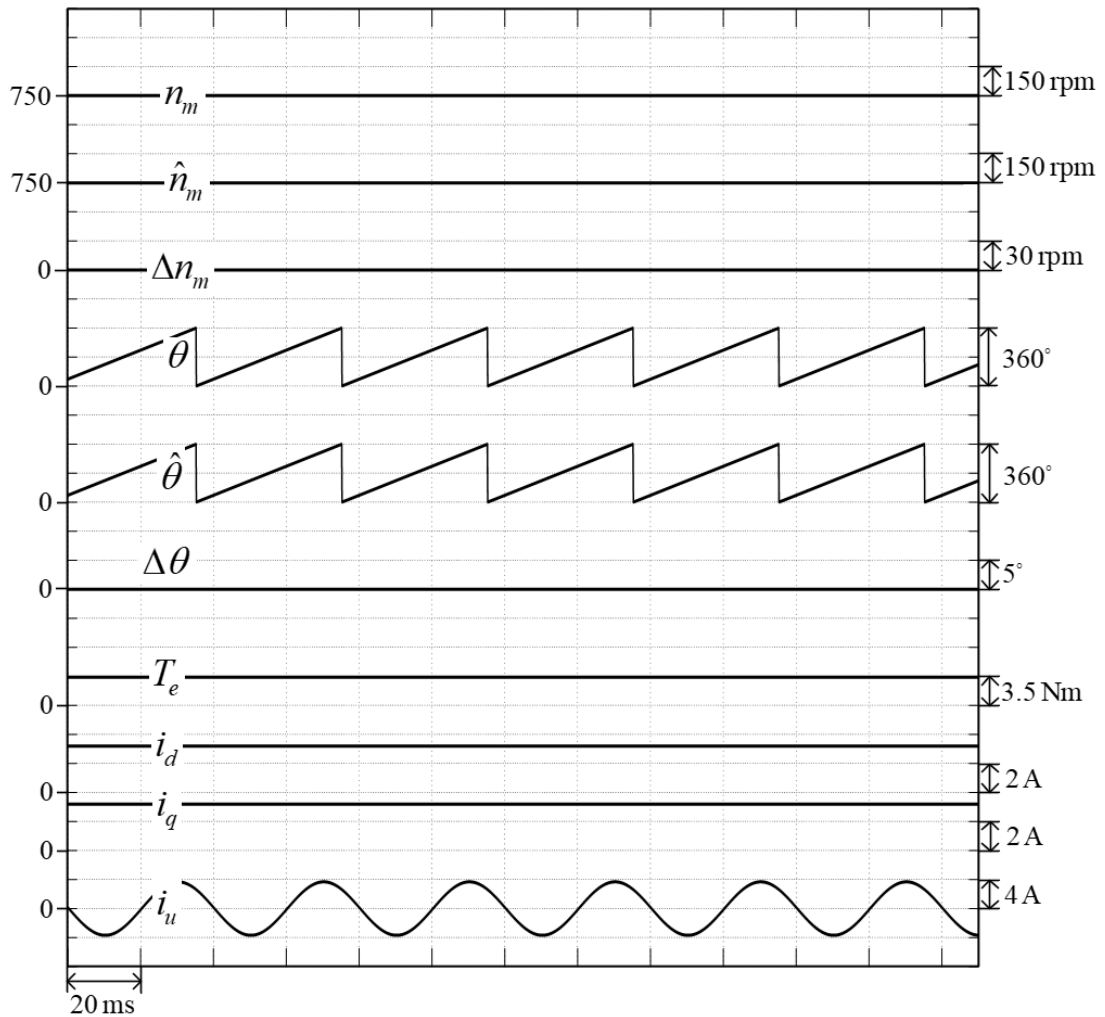
จากรูปที่ 7.17 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่โหลดที่พิกัด สามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 1500 rpm ได้อย่างดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งเพื่อรองรับโหลดทางกลได้เป็นอย่างดี

7.2.2.2 ผลการจำลองสถานะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm



รูปที่ 7.18 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm
ขณะโหลดที่พิกัด

จากรูปที่ 7.18 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์ที่แยกซึ่งทำงานได้ดี ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์แทบจะไม่มีค่าความผิดพลาดเลย โดยที่ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งและความเร็วอยู่ในเกณฑ์ที่ได้ออกแบบไว้



รูปที่ 7.19 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm
ขณะโหลดที่พิกัด

จากรูปที่ 7.19 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่โหลดที่พิกัด สามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 750 rpm ได้ และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งเพื่อรองรับโหลดทางกลได้ดี

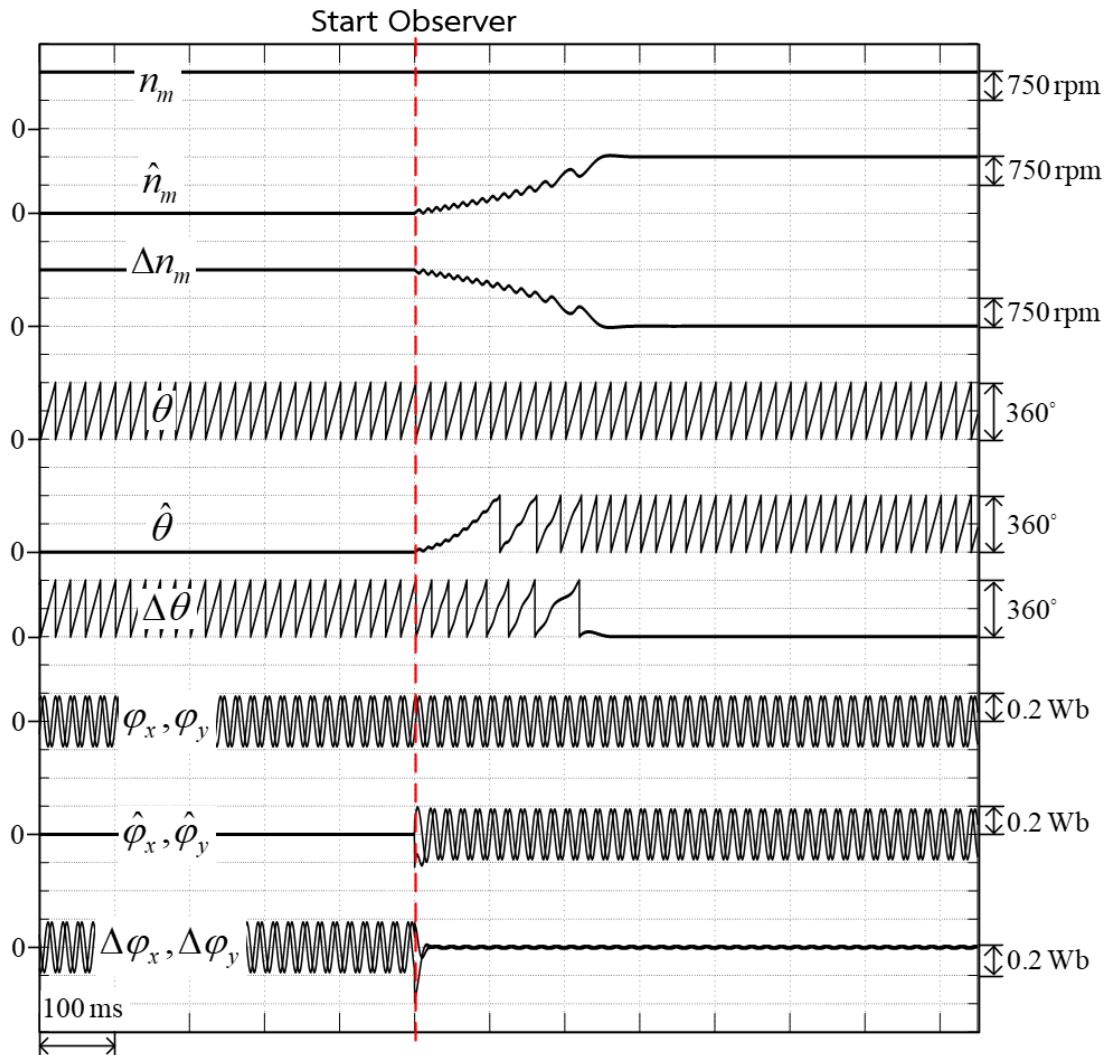
7.3 ผลการจำลองในสภาวะชั่วคราว (Transient Response)

ผลการจำลองการทำงานในสภาวะชั่วคราวของระบบประมาณและระบบควบคุมของมอเตอร์ พบว่าการประมาณตำแหน่งและโรเตอร์มีประสิทธิภาพที่ดี อยู่ในเกณฑ์ที่ได้ออกแบบไว้ตามบทที่ 4 ส่วนระบบควบคุมทั้งความเร็วและกระแสสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ สำหรับรายละเอียดการจำลองผลการทำงานสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 7.4

ตารางที่ 7.4 เงื่อนไขการจำลองการทำงานของระบบในสภาวะชั่วคราว

7.3 ผลการจำลองในสภาวะชั่วคราว (Transient Response)
7.3.1 ผลการจำลองการเริ่มต้นด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต
7.3.2 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงแคบและช่วงกว้าง
7.3.2.1 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงแคบในสภาวะไร้โหลด
7.3.2.2 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงกว้างในสภาวะไร้โหลด
7.3.3 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุน
7.3.3.1 ผลการจำลองกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง
7.3.3.2 ผลการจำลองกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง
7.3.3.3 ผลการจำลองกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ
7.3.4 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น
7.3.4.1 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็วสูง
7.3.4.2 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็วปานกลาง

7.3.1 ผลการจำลองการเริ่มต้นด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต

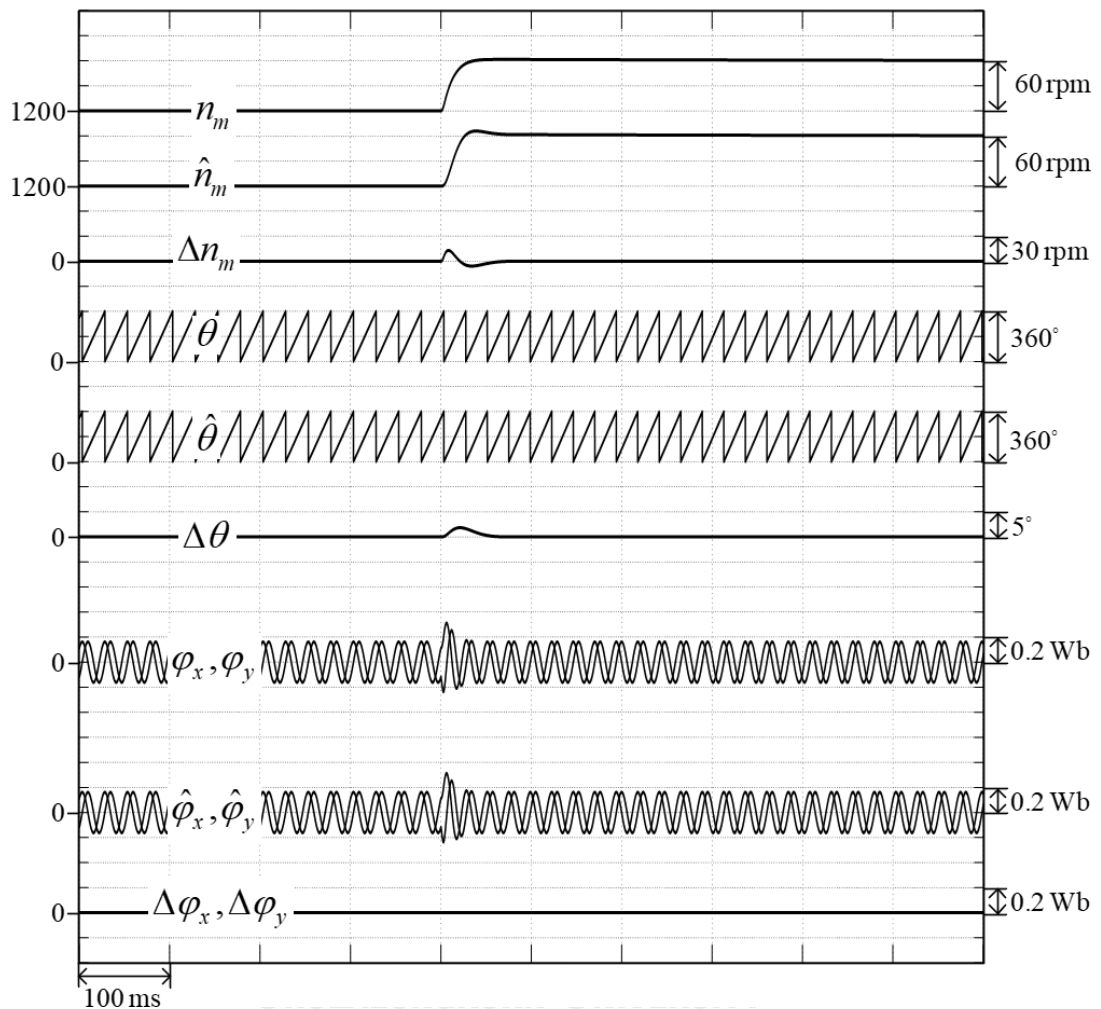


รูปที่ 7.20 ผลการจำลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น

ผลการจำลองการทำงานของตัวสังเกตขณะที่มีค่าความผิดพลาดเริ่มต้นดังรูปที่ 7.20 เป็นการจำลองการทำงานโดยการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยระบบควบคุมแบบเวกเตอร์แบบมีเซนเซอร์วัดตำแหน่ง ให้ความเร็วโรเตอร์ซึ่งมีค่าความเร็วที่พิกัด 1500 rpm ขณะที่มอเตอร์เริ่มหมุนจะมีฟลักซ์เหนี่ยวนำเกิดขึ้นขณะที่ตัวสังเกตยังไม่ทำงาน เมื่อสั่งให้ตัวสังเกตเริ่มทำงานที่วินาทีที่ 0.5 จึงเปรียบเหมือนการประมาณโดยมีค่าเริ่มต้นผิดพลาด ผลการจำลองแสดงค่าประมาณฟลักซ์เหนี่ยวนำเข้าสู่ค่าจริงได้อย่างรวดเร็วในเวลาประมาณ 0.2 วินาที

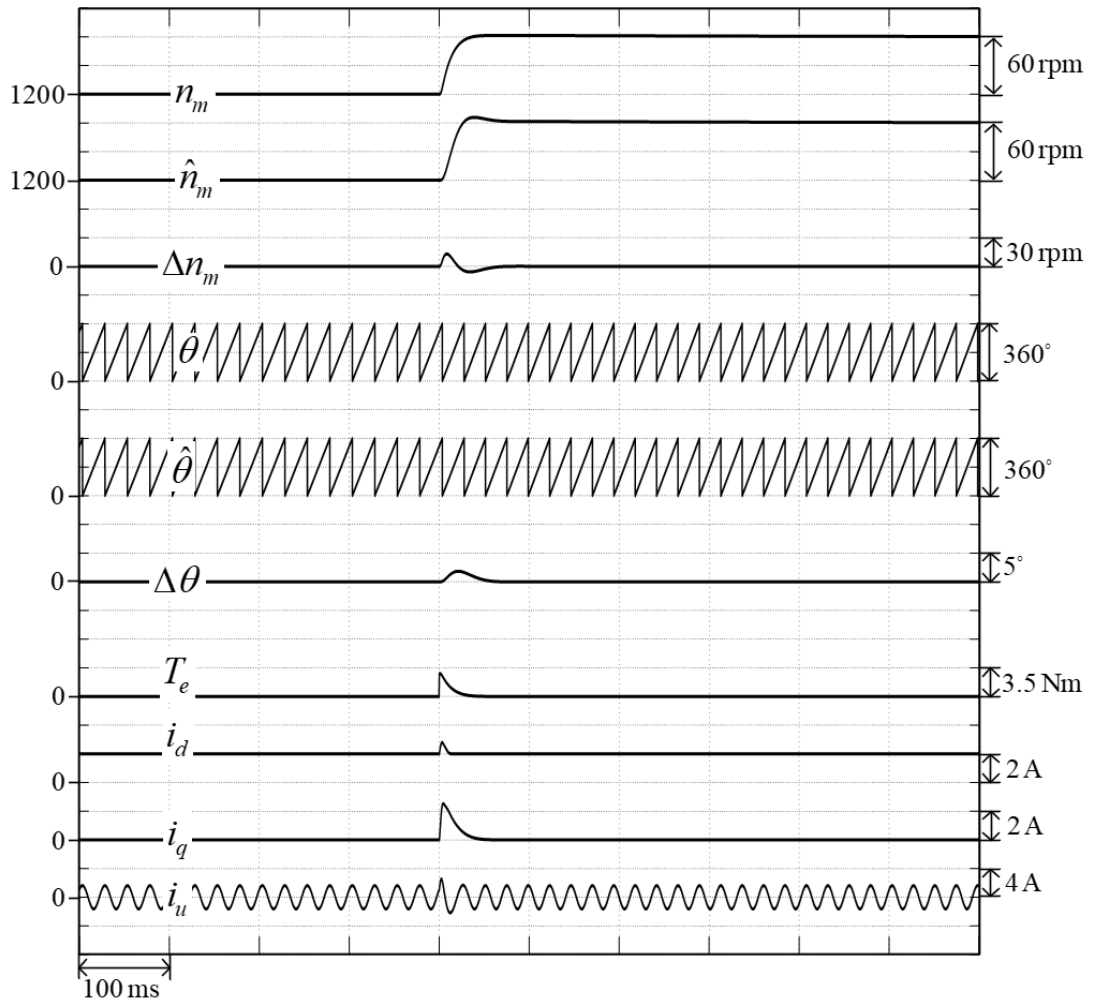
7.3.2 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงแคบและช่วงกว้าง

7.3.2.1 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงแคบในสภาวะไร้โหลด



รูปที่ 7.21 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ

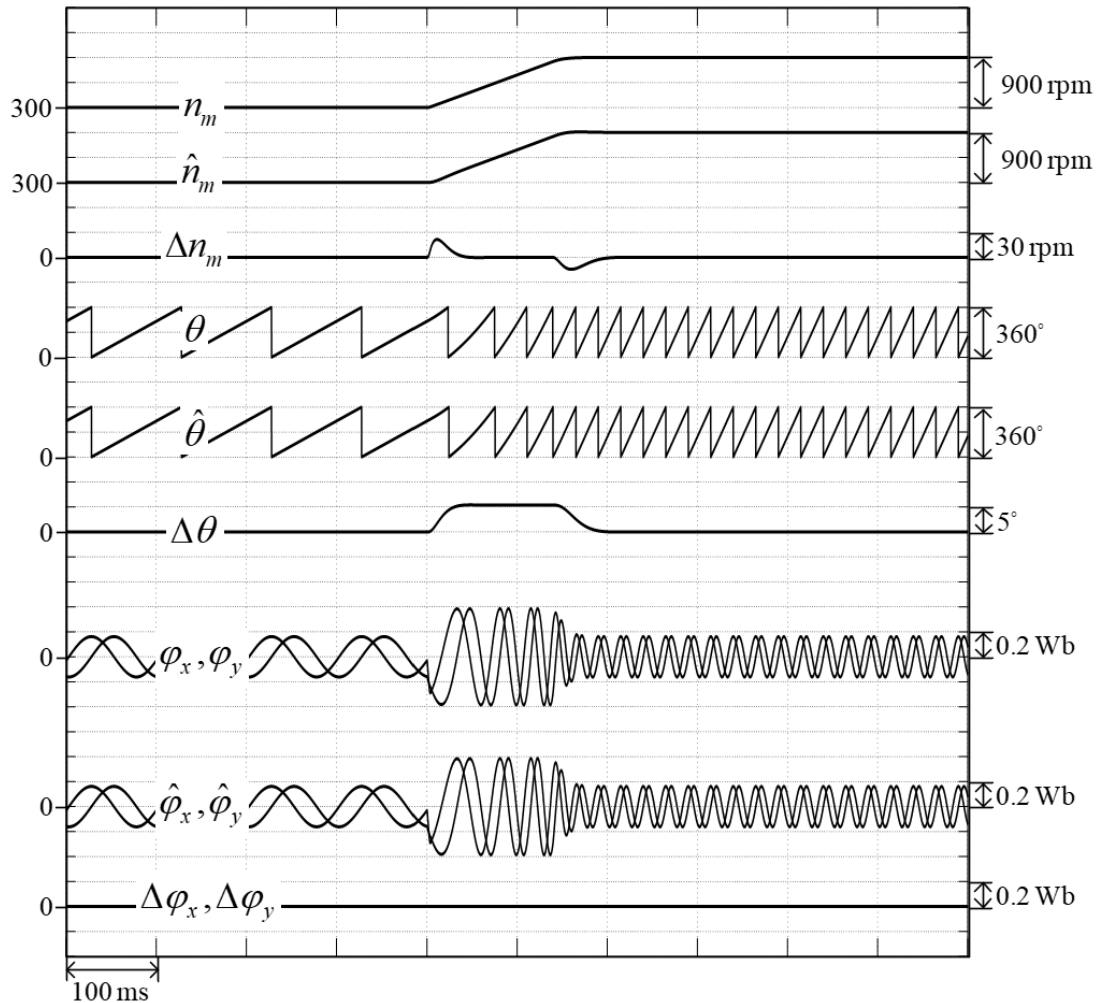
ผลการจำลองการเปลี่ยนความเร็วในช่วงแคบที่สภาวะไร้โหลด จาก 1200 rpm ไปที่ 1260 rpm ดังรูปที่ 7.21 จะเห็นว่าขณะเร่งความเร็วระบบประมาณสามารถประมาณพลักซ์เทียมได้ดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีประสิทธิภาพที่ดี มีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 10 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 1.5 องศาทางไฟฟ้าซึ่งมีค่าความผิดพลาดไม่ถึง 2 %



รูปที่ 7.22 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ

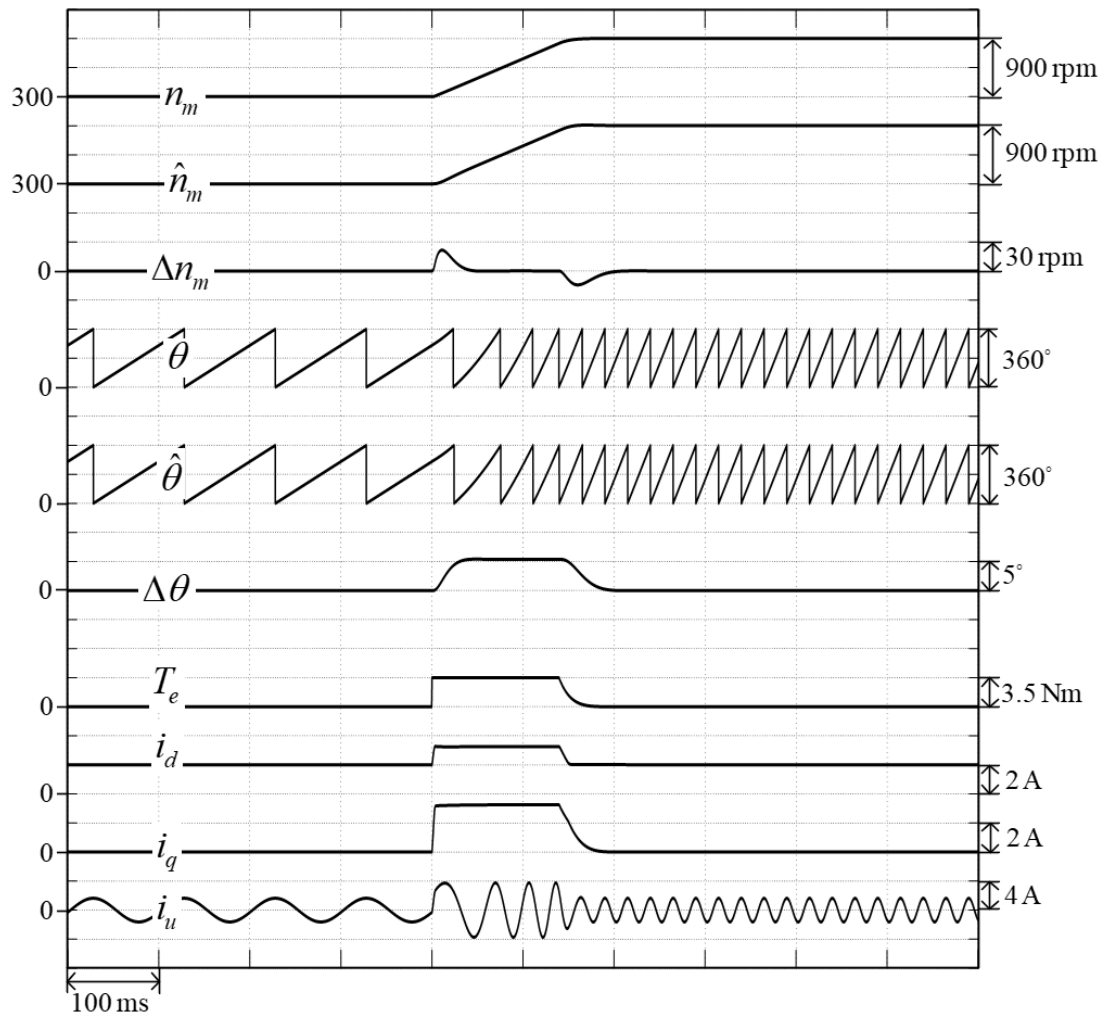
จากรูปที่ 7.22 จะเห็นได้ว่า สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการเปลี่ยนความเร็วช่วงแคบจาก 1200 rpm ยัง 1260 rpm พบว่า วงรอบควบคุมความเร็วทำงานได้ดี และพฤติกรรมสอดคล้องกับการออกแบบไว้ รวมถึงวงรอบควบคุมกระแสก็ทำงานได้ดีในทุกช่วงการทำงาน

7.3.2.2 ผลการจำลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงกว้างในสภาวะไร้อะไหล่



รูปที่ 7.23 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง

ผลการจำลองการเปลี่ยนความเร็วในช่วงกว้างที่สภาวะไร้อะไหล่ จาก 300 rpm ไปที่ 1200 rpm ดังรูปที่ 7.23 จะเห็นว่าขณะเร่งความเร็วระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เชื่อมโยงได้ ซึ่งทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีสมรรถนะการประมาณที่ดี โดยมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 20 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 5 องศาทางไฟฟ้า

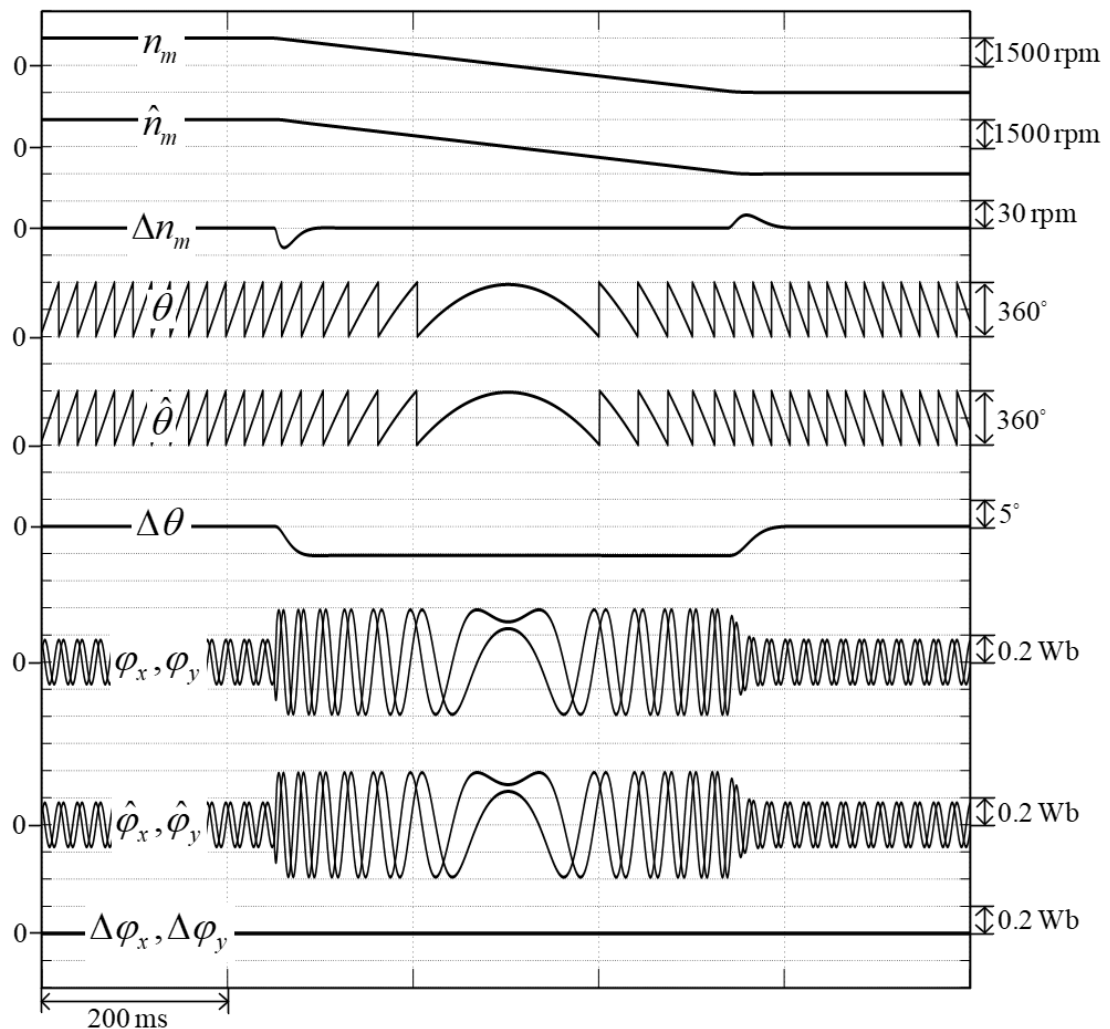


รูปที่ 7.24 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง

จากรูปที่ 7.24 จะเห็นได้ว่าสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการเปลี่ยนความเร็วช่วงกว้าง จาก 300 rpm ยัง 1200 rpm พบว่า วงรอบควบคุมความเร็วทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ รวมถึง วงรอบควบคุมกระแสก็ทำงานได้ดีในทุกช่วงการทำงาน

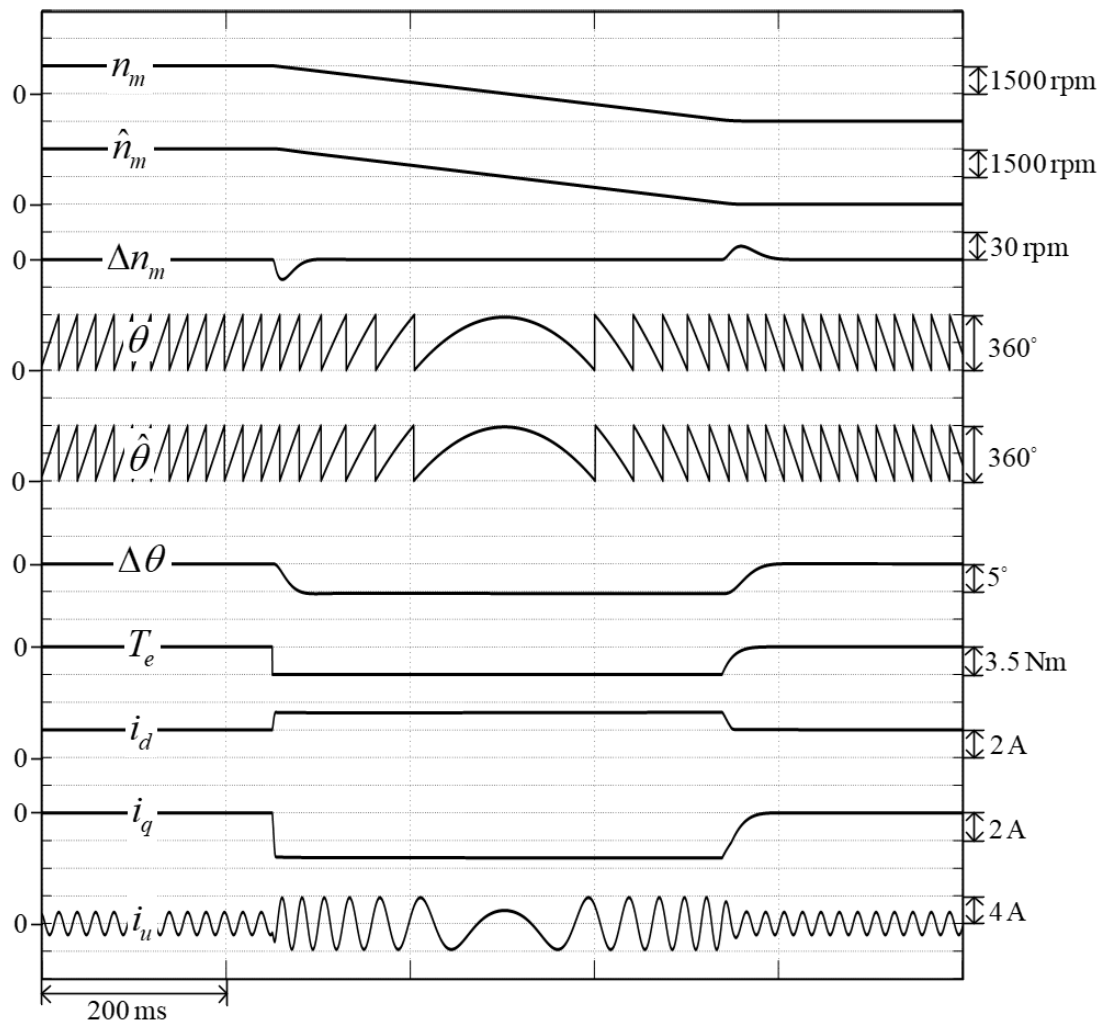
7.3.3 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุน

7.3.3.1 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง



รูปที่ 7.25 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง

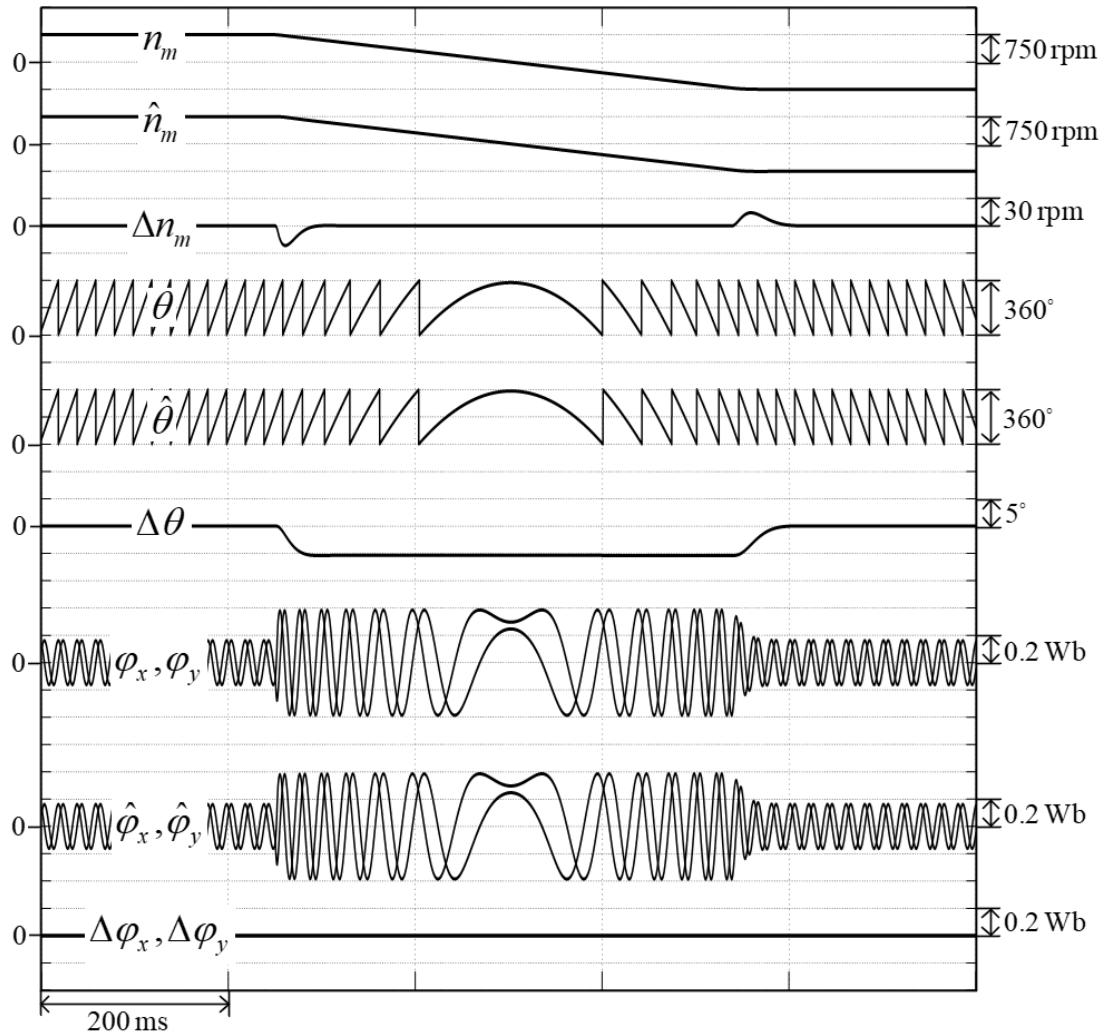
ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง จาก 1500 rpm ไปที่ -1500 rpm ดังรูปที่ 7.25 จะเห็นว่าขณะกลับทิศการหมุนระบบประมาณสามารถประมาณพลักซ์เทียบได้ดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 15 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 5 องศาทางไฟฟ้า



รูปที่ 7.26 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง

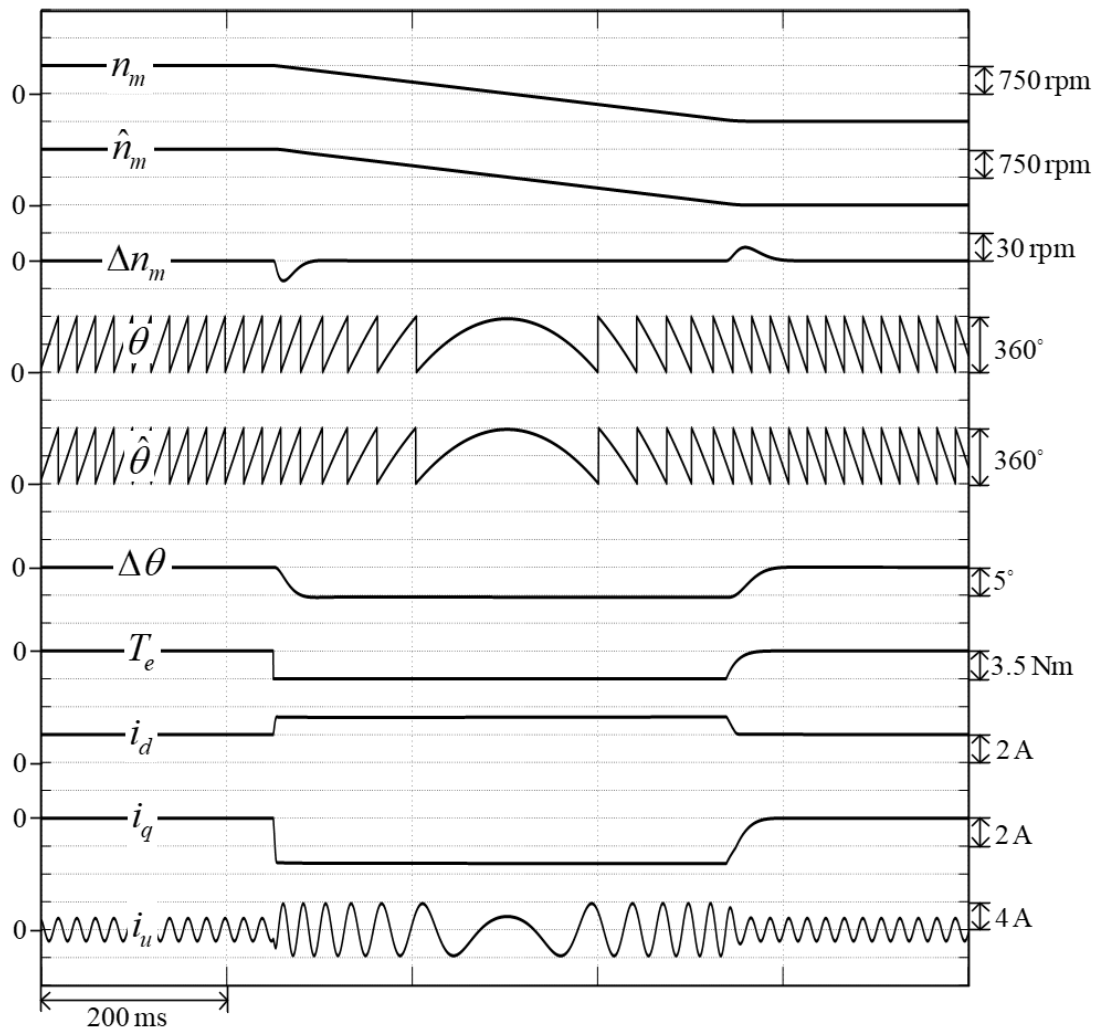
สมรรถนะของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูงจาก 1500 rpm ไปที่ -1500 rpm ดังรูปที่ 7.26 พบว่า วงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมความเร็วได้อย่างมีประสิทธิภาพ รวมถึงวงรอบควบคุมกระแสก็ทำงานได้ดีในทุกช่วงการทำงาน

7.3.3.2 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง



รูปที่ 7.27 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง

ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง จาก 750 rpm ไปที่ -750 rpm ดังรูปที่ 7.27 จะเห็นว่าขณะกลับทิศการหมุนระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียมได้ ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีค่าความผิดพลาดต่ำ ซึ่งมีความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 12 rpm และมีความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 5 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งสอดคล้องตามที่ได้ออกแบบไว้

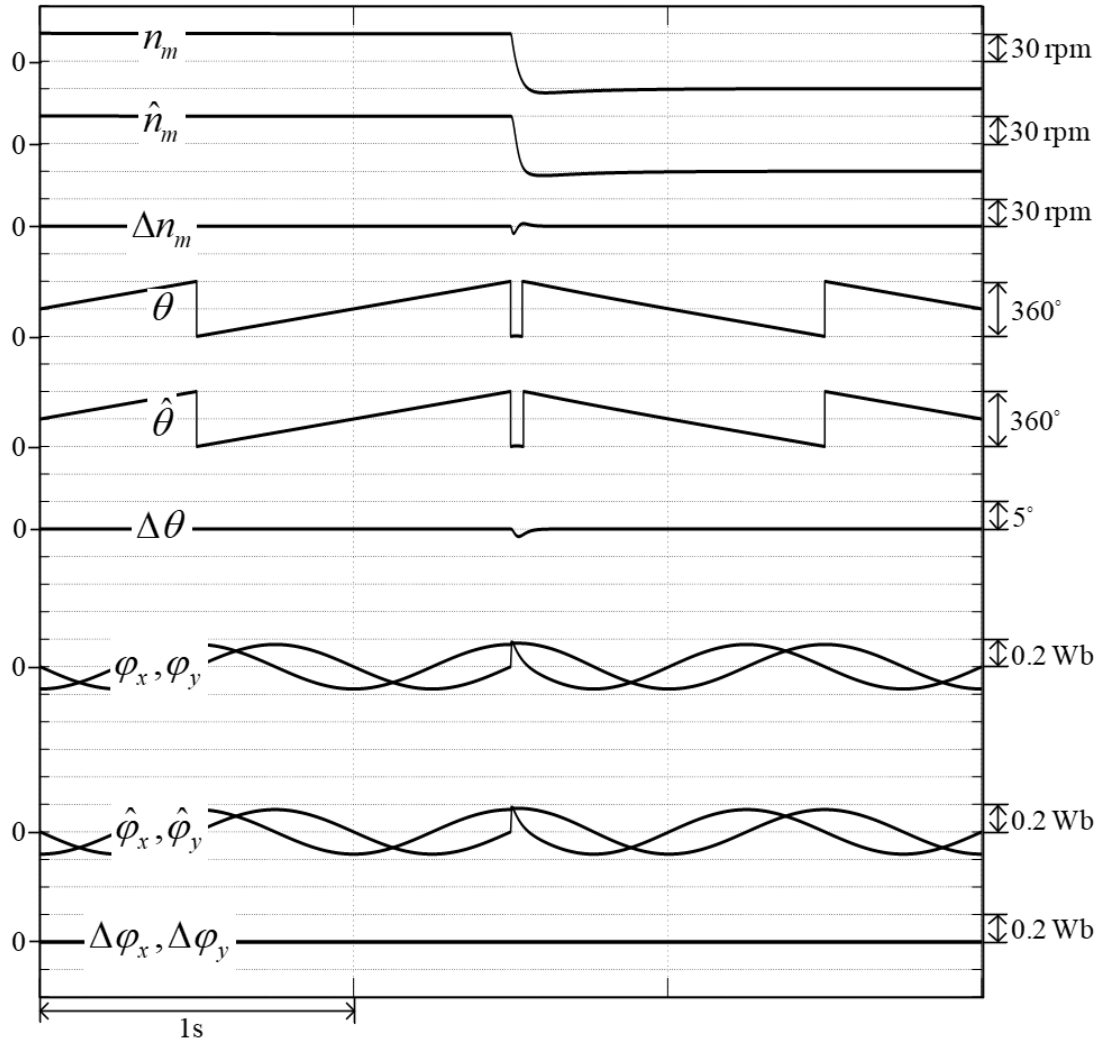


รูปที่ 7.28 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง

CHULALONGKORN UNIVERSITY

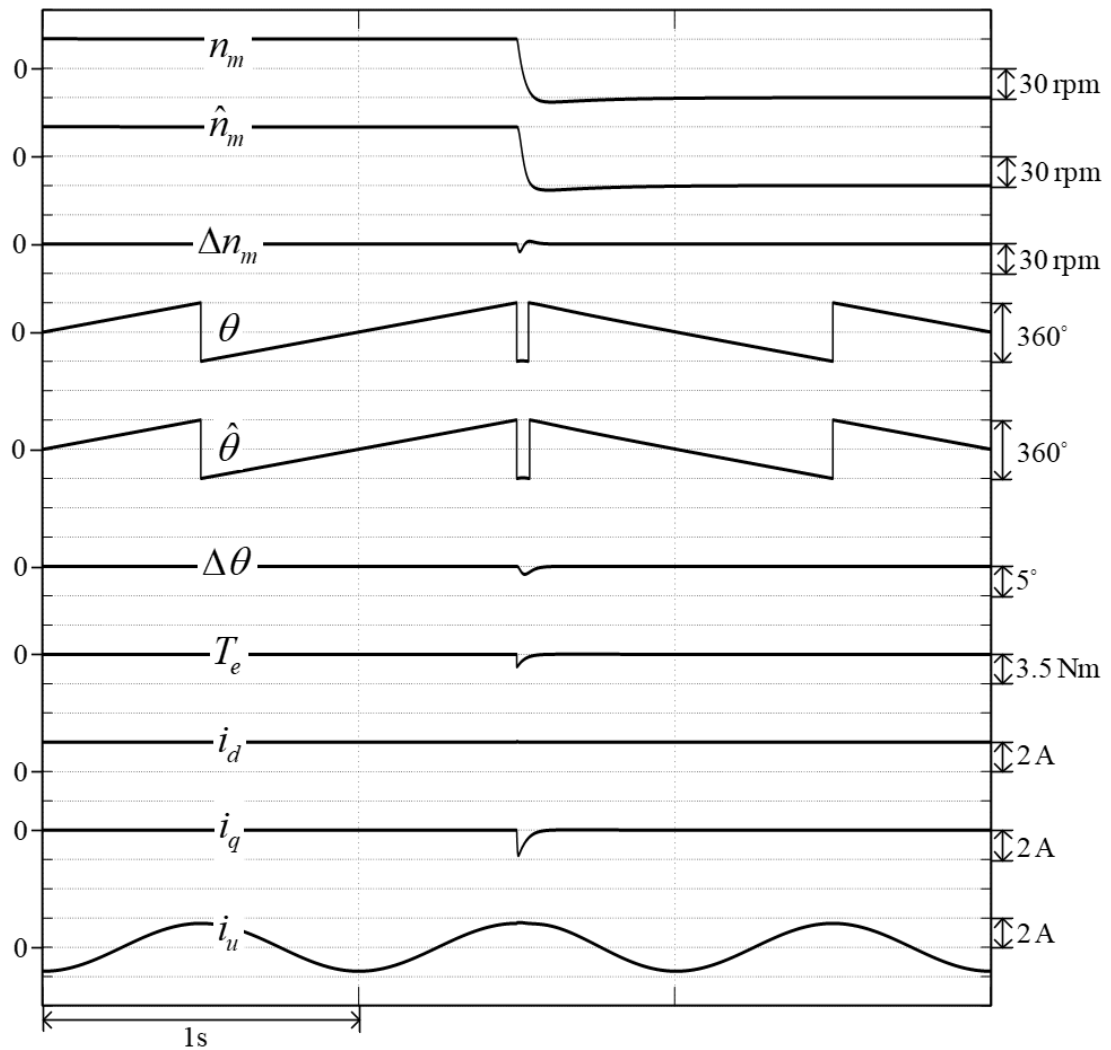
สมรรถนะของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลางจาก 750 rpm ไปที่ -750 rpm ดังรูปที่ 7.28 พบว่า วงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมความเร็วได้ดีสามารถควบคุมให้ใกล้เคียงกับความเร็วคำสั่งได้ รวมถึงวงรอบควบคุมกระแสก็ทำงานได้ดีในทุกช่วงการทำงาน

7.3.3.3 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ



รูปที่ 7.29 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณ ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ

ผลการจำลองการการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ จาก 30 rpm ไปที่ -30 rpm ดังรูปที่ 7.29 จะเห็นว่าขณะกลับทิศการหมุนระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบได้เป็นอย่างดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีค่าความผิดพลาดอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ ซึ่งมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 8 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 1.5 องศาทางไฟฟ้า



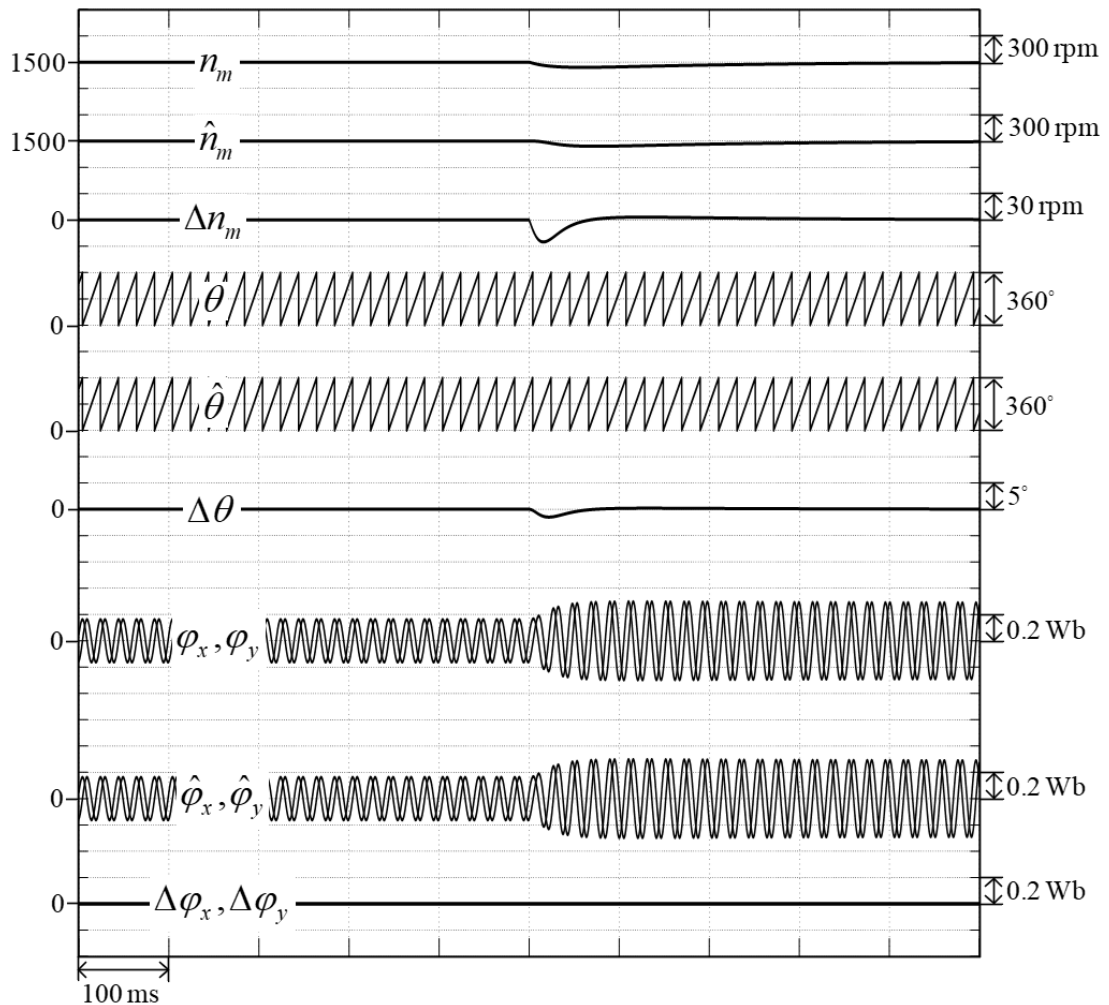
รูปที่ 7.30 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุม ขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ

CHULALONGKORN UNIVERSITY

สมรรถนะของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลางจาก 30 rpm ไปที่ -30 rpm ดังรูปที่ 7.30 พบว่า วงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมความเร็วได้ดี รวมถึงวงรอบควบคุมกระแสก็ทำงานได้ดีในทุกช่วงการทำงาน

7.3.4 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

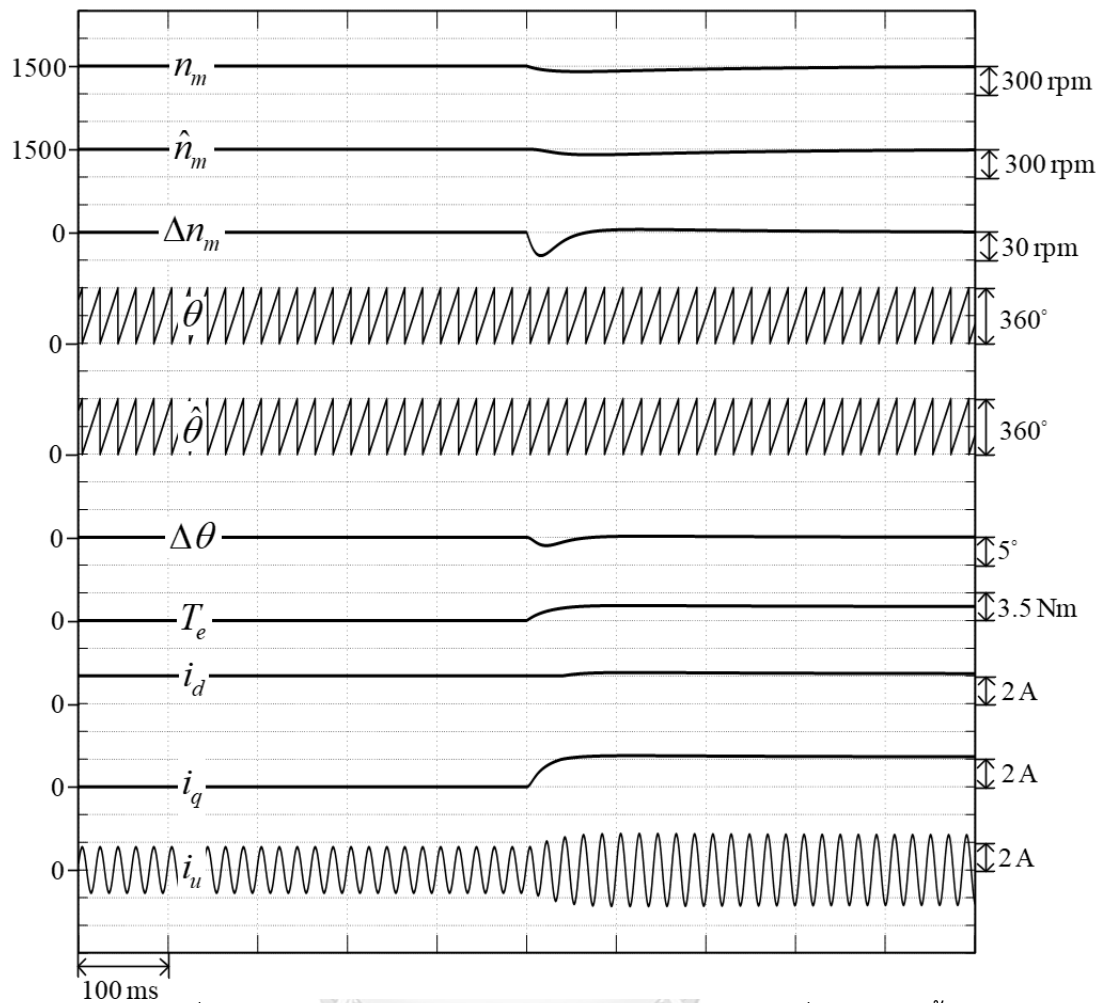
7.3.4.1 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1500 rpm



รูปที่ 7.31 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้น

ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm

ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่มีค่าแรงบิดเท่ากับ 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ดังรูปที่ 7.31 พบว่า ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ได้เป็นอย่างดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 28 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 2.6 องศาทางไฟฟ้า

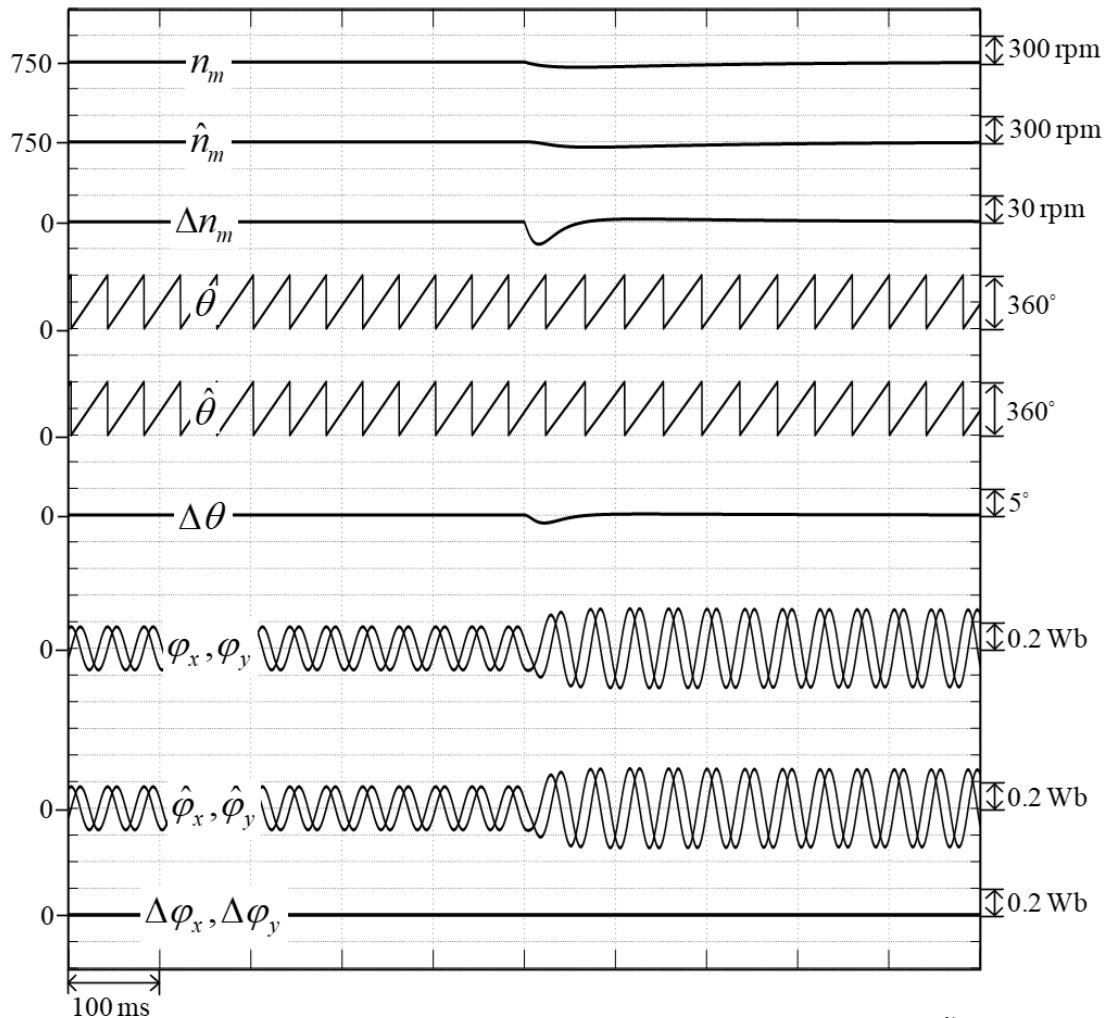


รูปที่ 7.32 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้น

ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm

สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีโหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ดังรูปที่ 7.32 วงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมความเร็วได้ดี และการควบคุมของวงรอบกระแสสามารถควบคุมให้สอดคล้องกับโหลดได้เป็นอย่างดี

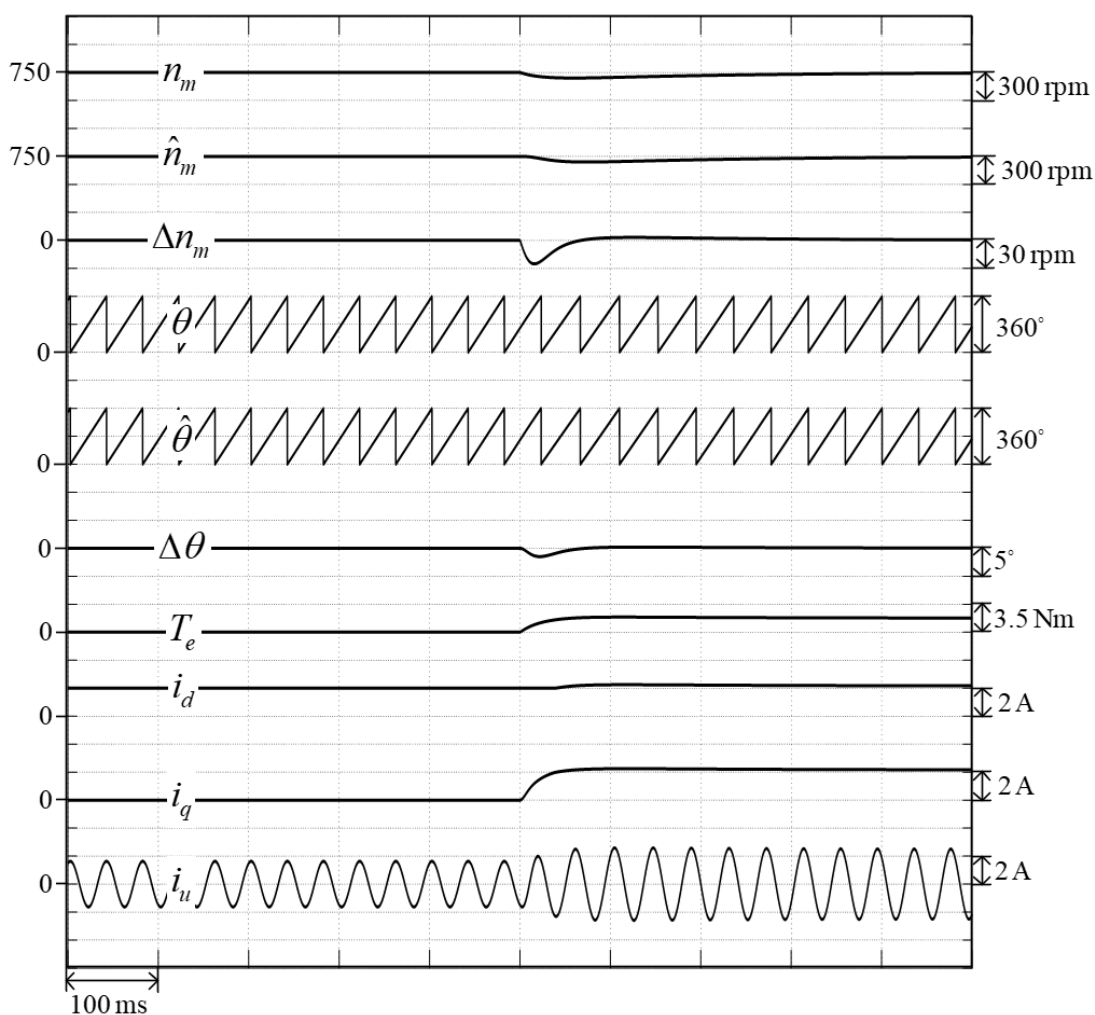
7.3.4.2 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 750 rpm



รูปที่ 7.33 ผลการจำลองการทำงานของระบบประมาณขณะทีโหลดแบบขั้น

ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm

ผลการทดสอบการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่มีค่าแรงบิดเท่ากับ 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ดังรูปที่ 7.33 พบว่า ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ได้ดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีค่าความผิดพลาดไม่สูงมากนัก ซึ่งอยู่ในเกณฑ์ที่ได้ออกแบบไว้ โดยมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 28 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 2.4 องศาทางไฟฟ้า



รูปที่ 7.34 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้น
ขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm

CHULALONGKORN UNIVERSITY

สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีโหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ดังรูปที่ 7.34 พบว่าวงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมความเร็วตามความเร็วคำสั่งได้ และการควบคุมของวงรอบกระแสสามารถควบคุมให้สอดคล้องกับโหลดได้เป็นอย่างดี

บทที่ 8

ผลการทดลองกับระบบจริง

ผลการจำลองการทำงานของระบบที่นำเสนอในบทที่ 7 นั้น สามารถยืนยันความถูกต้องของแนวคิดที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยการใช้ตัวสังเกตพลาซึ่มที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก จากการสร้างระบบจำลองการทำงานของระบบควบคุมไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งและความเร็ว สำหรับบทนี้จะเป็นการยืนยันความถูกต้องของแนวคิดด้วยการทดลองการควบคุมมอเตอร์กับระบบฮาร์ดแวร์จริง ในส่วนของระบบฮาร์ดแวร์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานงานวิจัยนี้ได้ใช้ตัวประมวลสัญญาณเชิงดิจิทัล (DSP) เบอร์ TMS320F28335 ของ บริษัท Texas Instrument ในการประมวลผล ประกอบกับการใช้ Embedded Coder ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของโปรแกรม Matlab/Simulink งานวิจัยนี้ใช้คาบเวลาในการสุ่มสัญญาณ (Sampling time) 100 μ s และความถี่การสวิตช์เท่ากับ 10 kHz

ผลการทดลองประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักๆ ได้แก่ การทดลองในช่วงสภาวะอยู่ตัว (Steady state) และผลการทดลองในสภาวะชั่วคราว (Transient) ในงานวิจัยนี้จะแสดงผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่างระบบควบคุมที่มีเซนเซอร์และไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งและความเร็ว เงื่อนไขในการทดลองจะสรุปไว้ในตารางที่ 8.1 และ 8.2 และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองจะใช้ค่าเดียวกับตารางที่ 7.1

8.1 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัว (Steady-state Response)

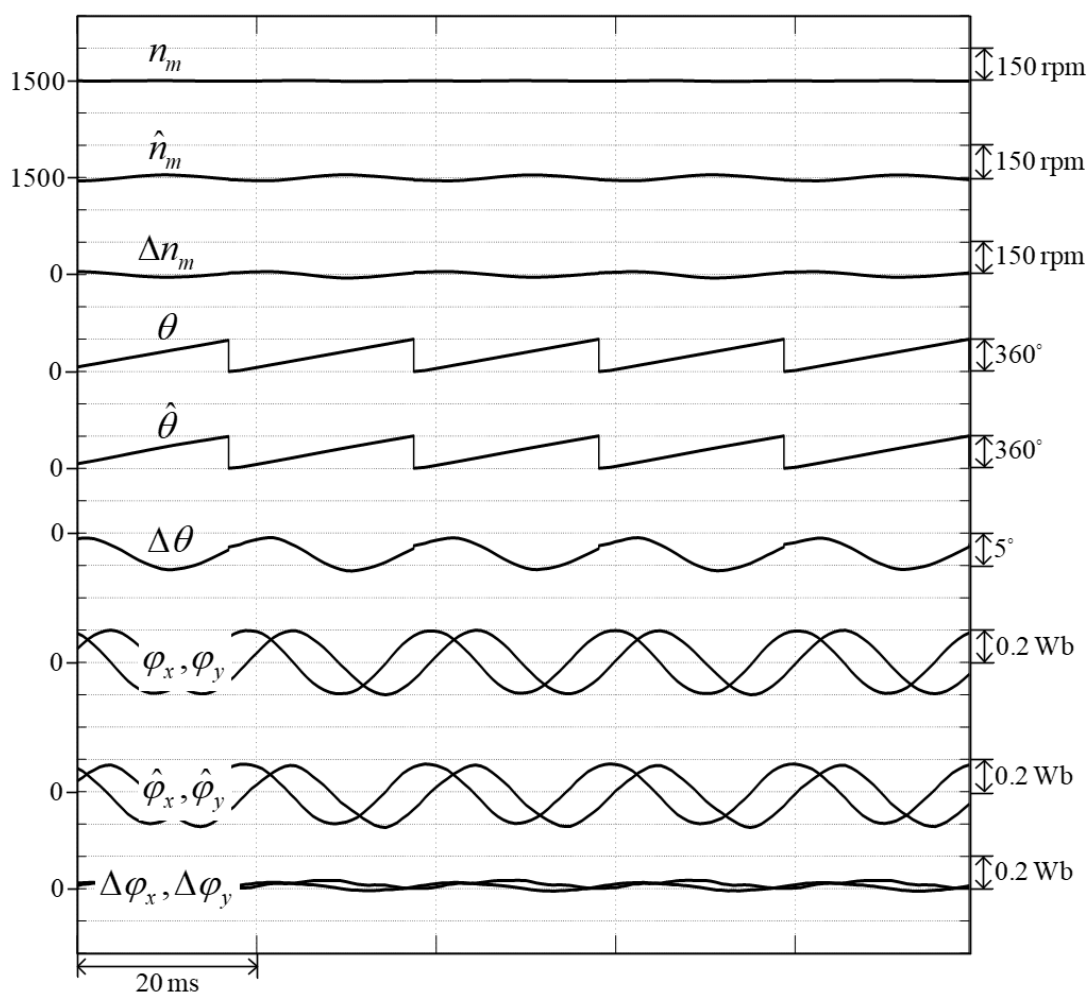
ผลการทดลองการทำงานของระบบประมาณและระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัว พบว่าการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีประสิทธิภาพที่ดี ค่าความผิดพลาดของการประมาณอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ และระบบควบคุมแวกเตอร์ที่วงรอบควบคุมความเร็วและวงรอบควบคุมกระแสทำงานได้เป็นอย่างดี สำหรับรายละเอียดการทดลองผลการทำงานซึ่งในงานวิจัยนี้จะนำเสนอผลของการทดลองขณะที่มีเซนเซอร์และไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 8.1

ตารางที่ 8.1 เงื่อนไขการทดลองการทำงานของระบบในสภาวะอยู่ตัว

8.1 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัว (Steady-State Response)	
8.1.1 การทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด	
8.1.1.1	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 1500 rpm
8.1.1.2	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 750 rpm
8.1.1.3	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะไร้โหลด ที่ความเร็ว 300 rpm
8.1.2 การจำลองสภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัด	
8.1.2.1	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm
8.1.2.2	ผลการจำลองสภาวะอยู่ตัวที่โหลดพิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm

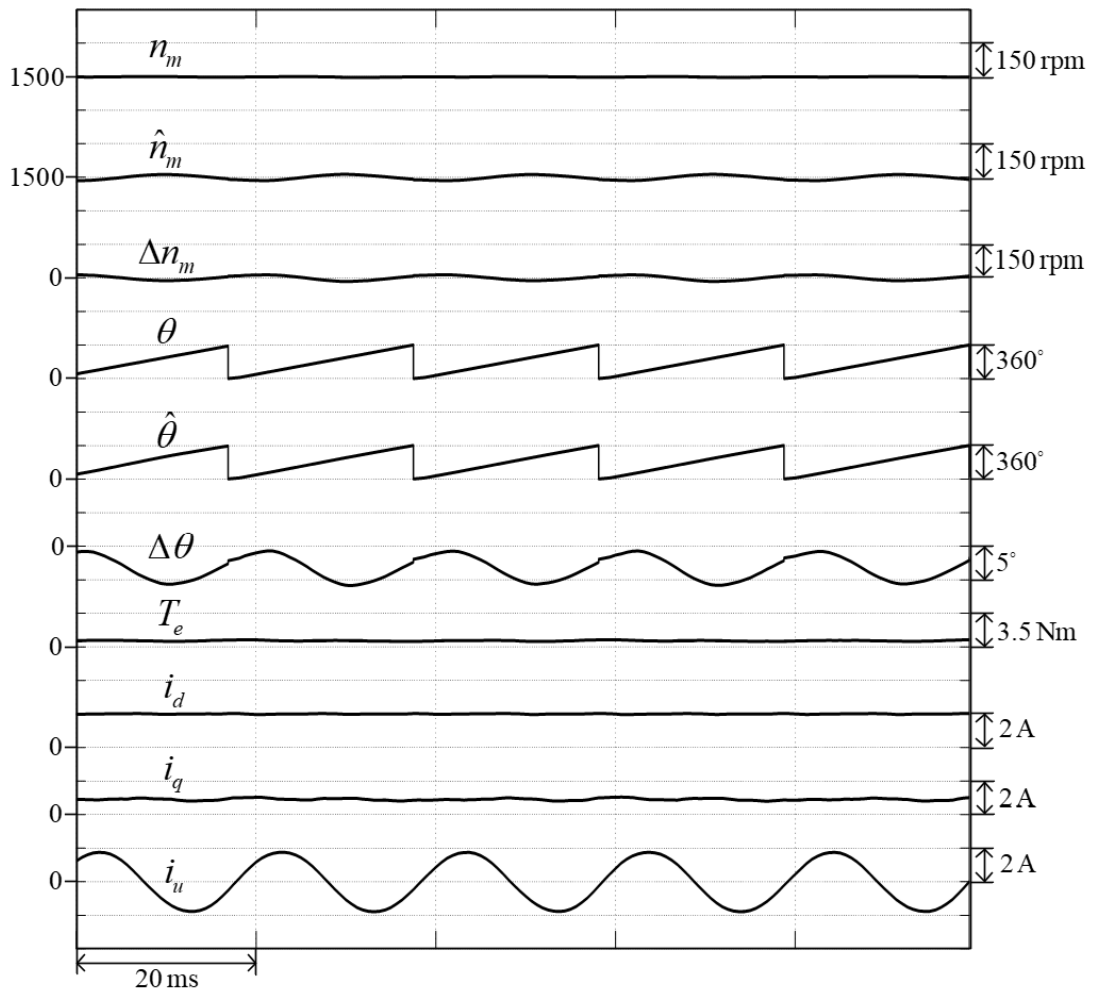
8.1.1 ผลการทดลองสถานะอยู่ในสถานะไร้อโหลดที่ความเร็ว 1500 rpm

8.1.1.1 ผลการทดลองสถานะอยู่ในสถานะไร้อโหลดที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.1 การทำงานของตัวประมาณในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้อโหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

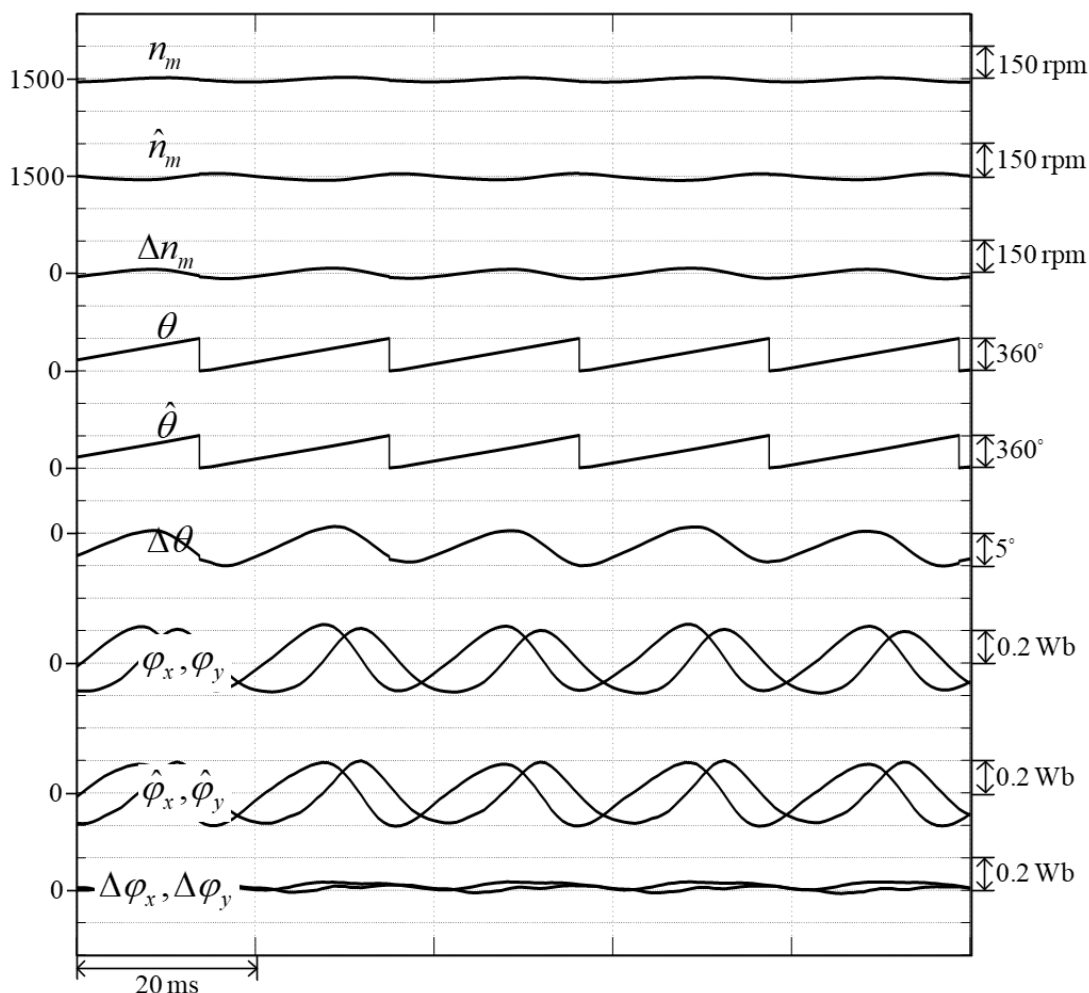
จากรูปที่ 8.1 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีประสิทธิภาพที่ดี ซึ่งฟลักซ์เทียบประมาณคู่เข้าสู่ฟลักซ์จริงได้ ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ทำงานได้ดี



รูปที่ 8.2 การทำงานของระบบควบคุมในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบ
ขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

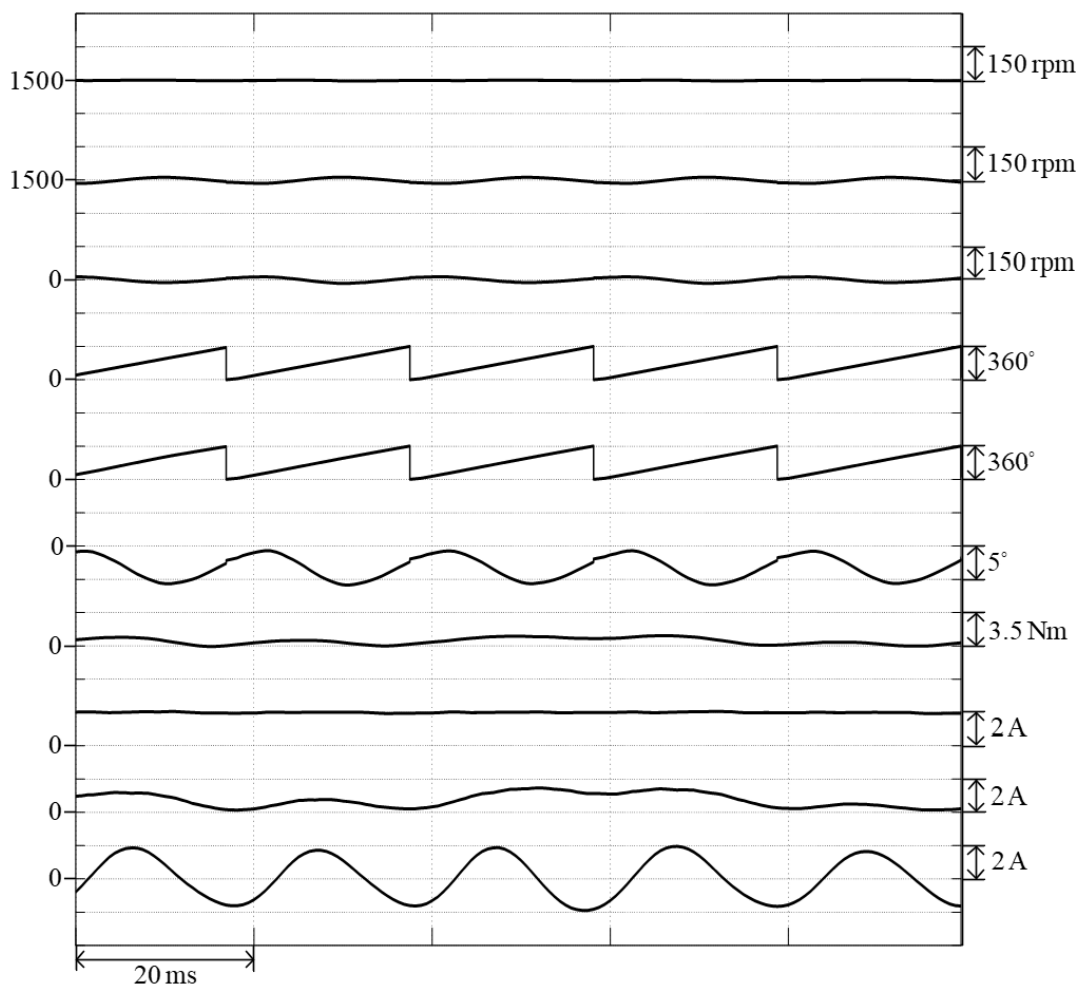
จากรูปที่ 8.2 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สถานะไร้โหลด วงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมให้ความเร็วตามความเร็วคำสั่งได้ และวงรอบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้เป็นอย่างดี

8.1.1.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้อโหลดที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.3 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้อโหลด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.3 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าความผิดพลาดอยู่ในเกณฑ์ที่ได้ออกแบบไว้ โดยที่ค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วมีค่าประมาณ 30 rpm และค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งเฉลี่ยมีค่าประมาณ -2.7 องศาทางไฟฟ้า



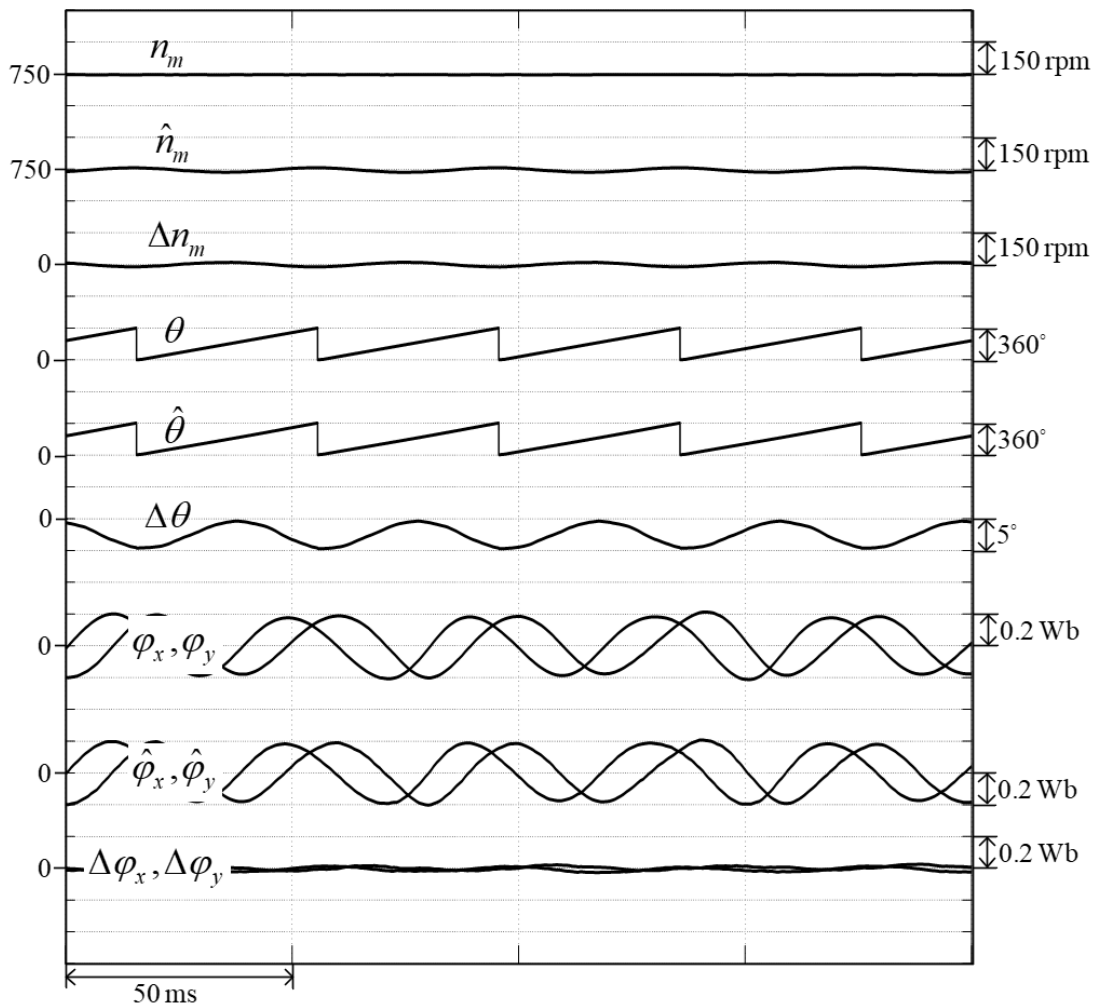
รูปที่ 8.4 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบ
ขณะที่ไม่มีเซ็นเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

CHULALONGKORN UNIVERSITY

สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้โหลดวงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมให้ความเร็วตามความเร็วคำสั่งได้ดังรูปที่ 8.4 และวงรอบควบคุมกระแสสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

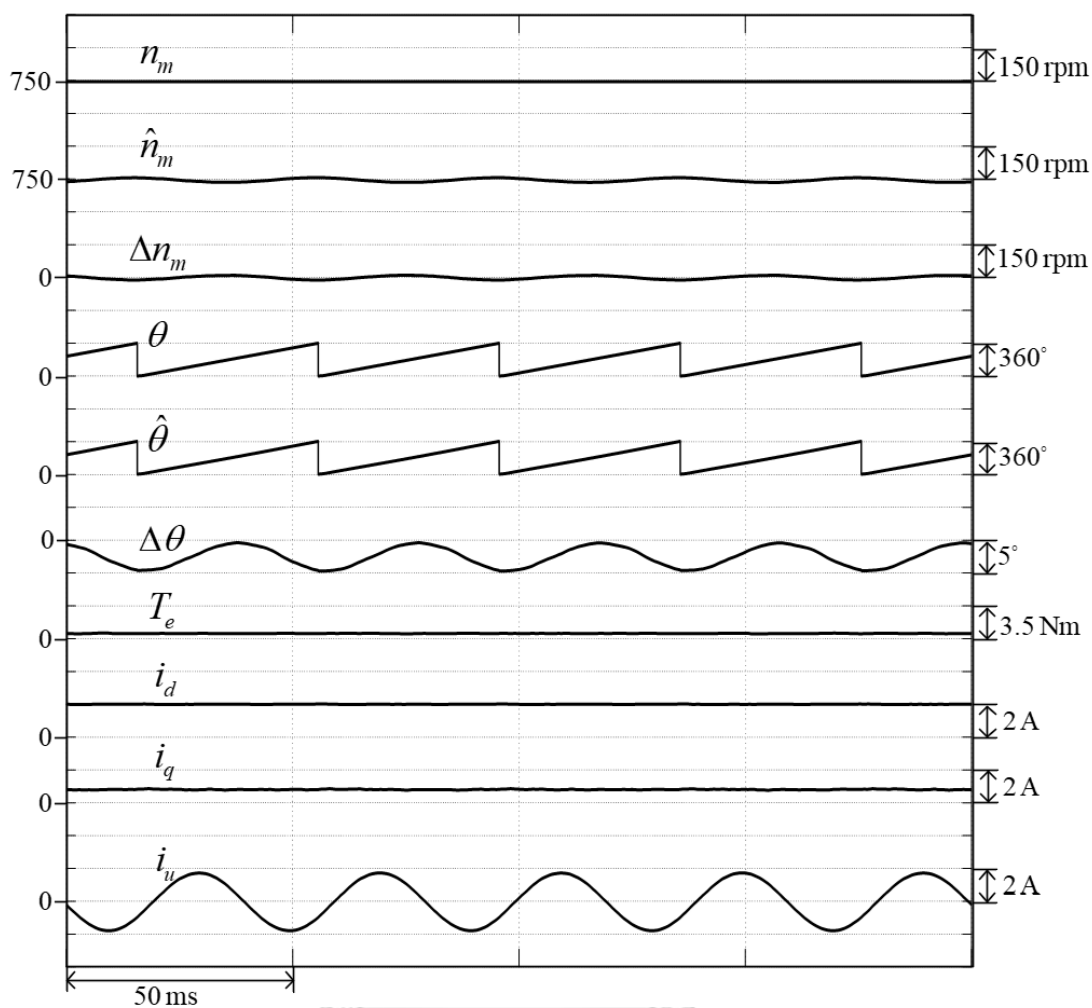
8.1.2 ผลการทดลองสถานะอยู่ในสถานะไร้โหลดที่ความเร็ว 750 rpm

8.1.2.1 ผลการทดลองสถานะอยู่ในสถานะไร้โหลดที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.5 การทำงานของตัวประมาณในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

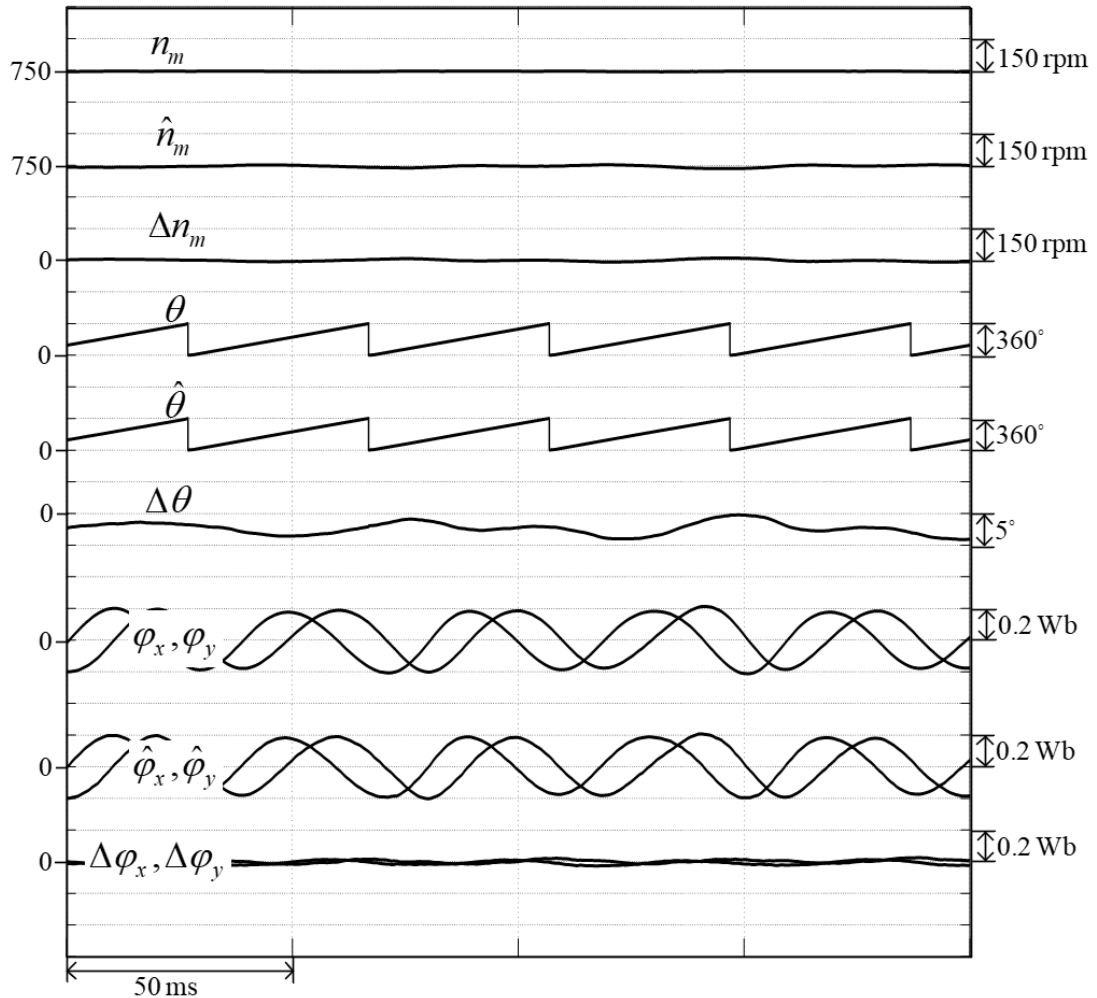
จากรูปที่ 8.5 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีประสิทธิภาพที่ดี ทำให้ฟลักซ์เทียบประมาณลู่เข้าสู่ฟลักซ์จริงได้ ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 8.6 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบ ขณะที่มิเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

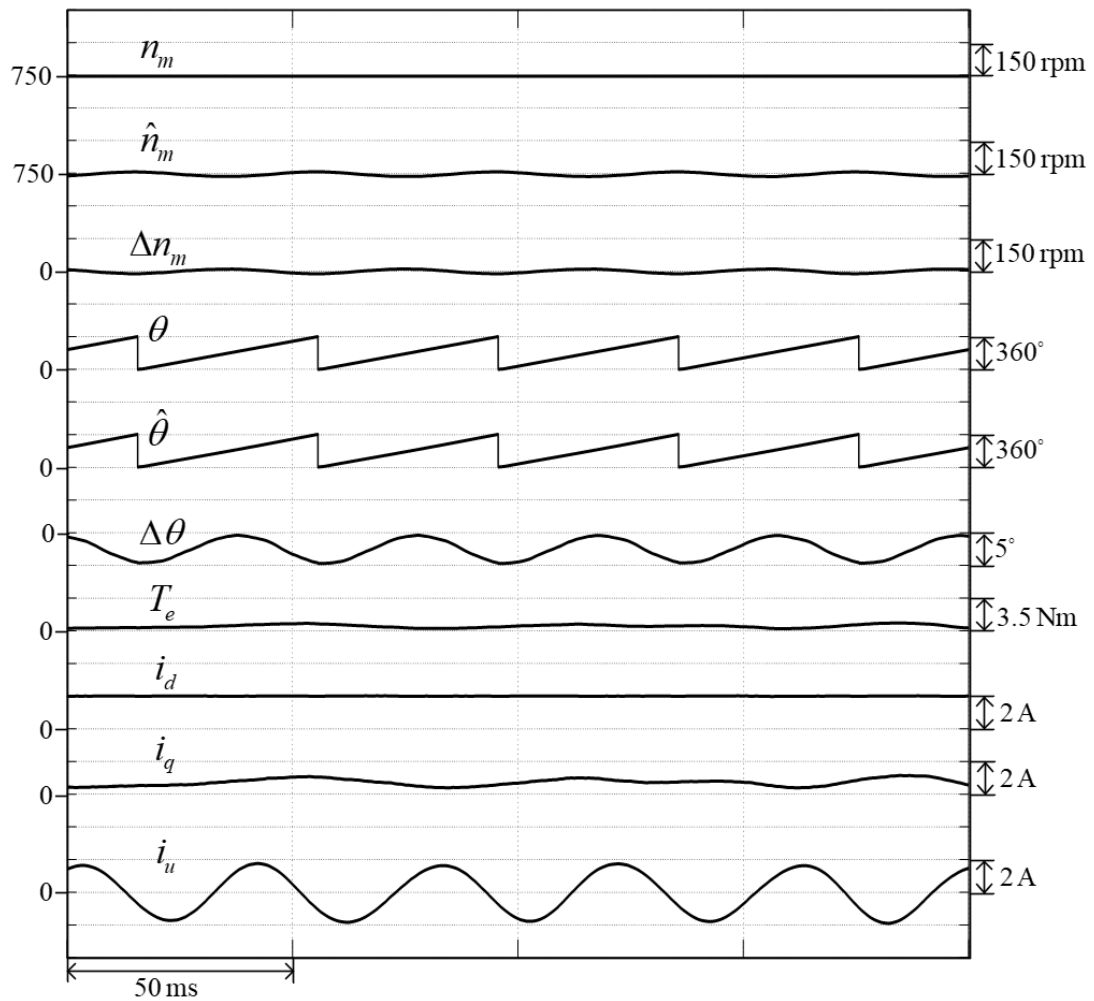
จากรูปที่ 8.6 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้โหลด วงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมให้ความเร็วตามความเร็วคำสั่งได้คือความเร็ว 750 rpm และ วงรอบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้เป็นอย่างดี

8.1.2.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.7 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.7 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบได้อย่างมีประสิทธิภาพ ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าความผิดพลาดอยู่ในเกณฑ์ที่ได้ออกแบบไว้ โดยที่ค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วมีค่าประมาณ 18 rpm และค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งเฉลี่ยมีค่าประมาณ -1.9 องศาทางไฟฟ้า



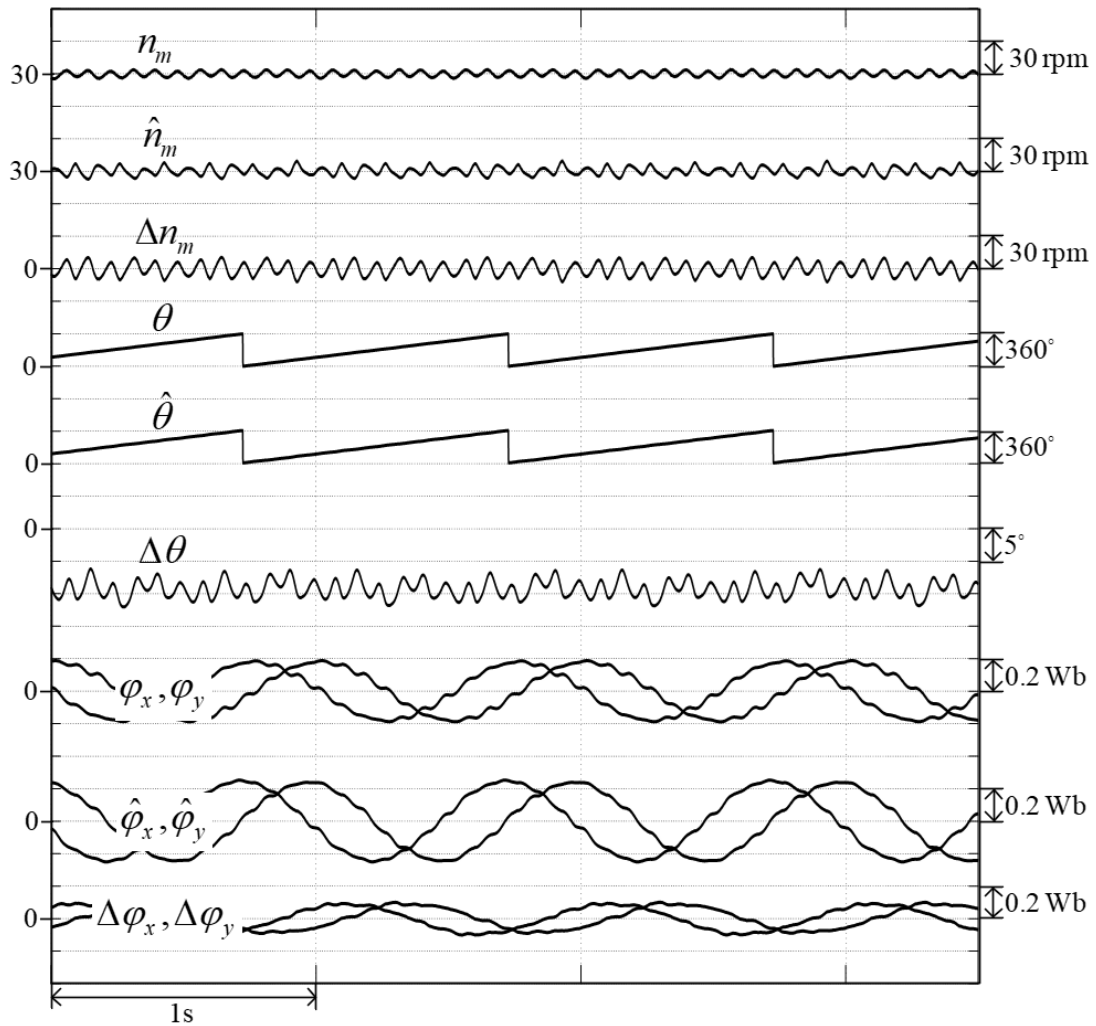
รูปที่ 8.8 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบ
ขณะที่ไม่มีเซ็นเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

CHULALONGKORN UNIVERSITY

สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้โหลดวงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมให้ความเร็วตามความเร็วคำสั่งที่ความเร็ว 750 rpm ได้เป็นอย่างดีดังรูปที่ 8.8 และวงรอบควบคุมกระแสสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี

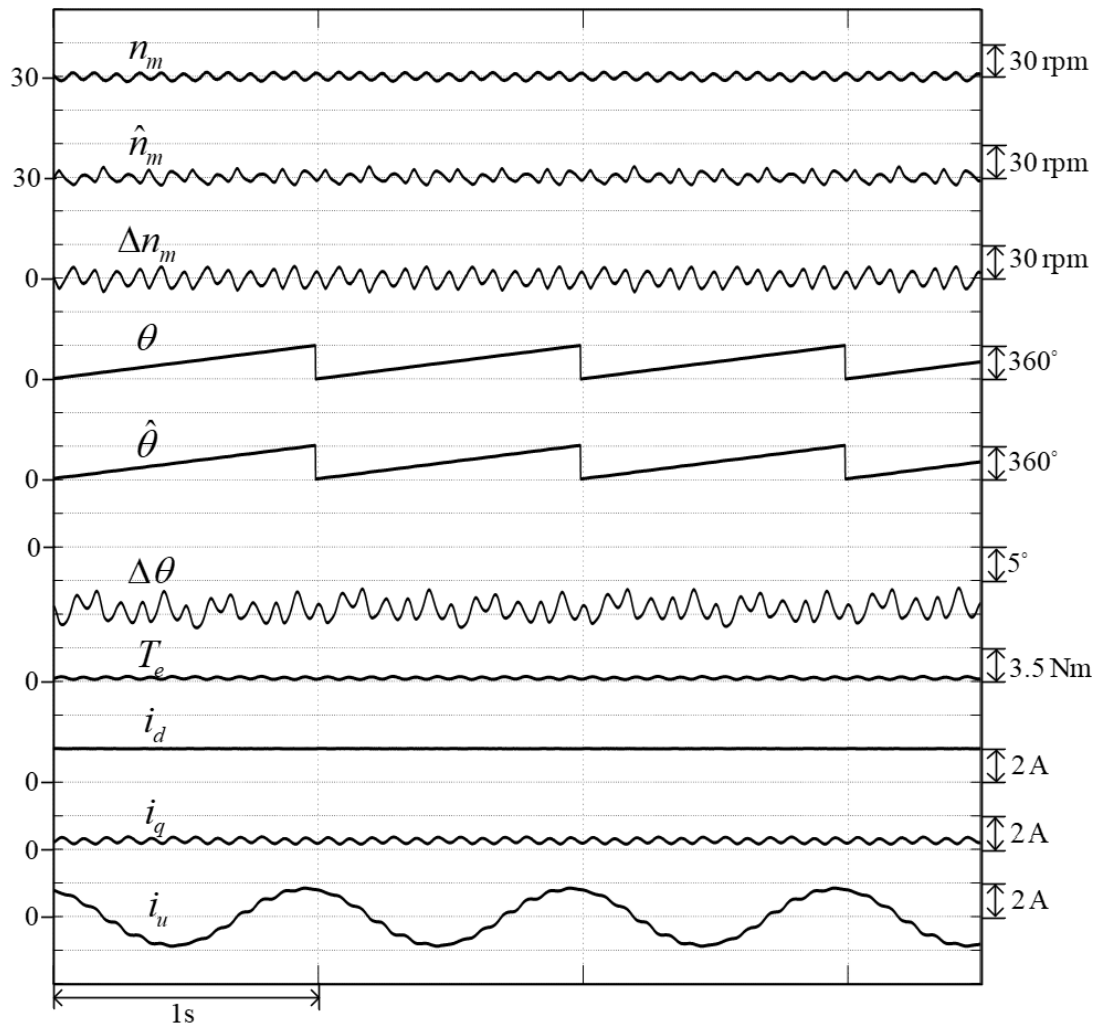
8.1.3 ผลการทดลองสถานะอยู่ในสถานะไร้โหลดที่ความเร็ว 30 rpm

8.1.3.1 ผลการทดลองสถานะอยู่ในสถานะไร้โหลดที่ความเร็ว 30 rpm : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.9 การทำงานของตัวประมาณในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

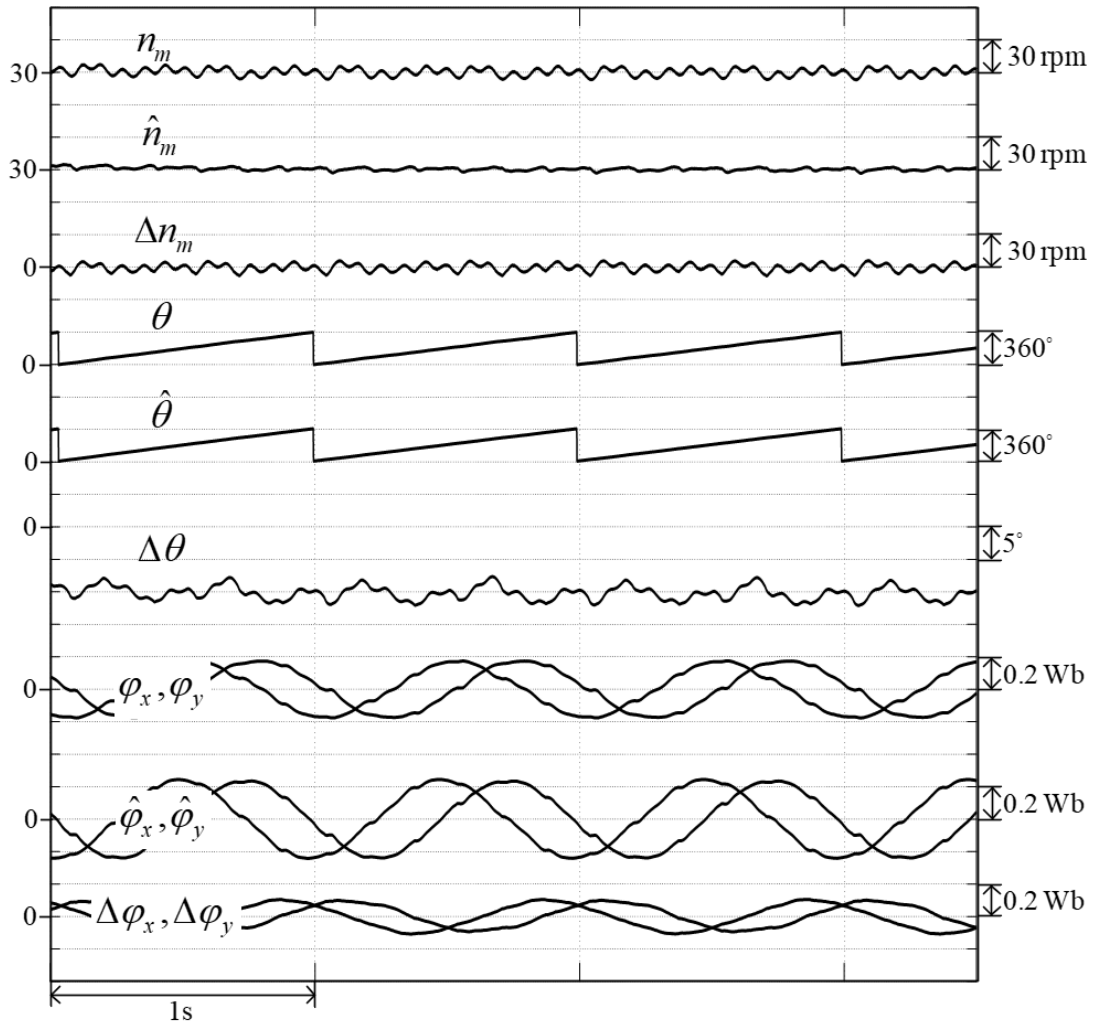
จากรูปที่ 8.9 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ทำงานได้ค่อนข้างดี



รูปที่ 8.10 การทำงานของระบบควบคุมในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบ
ขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

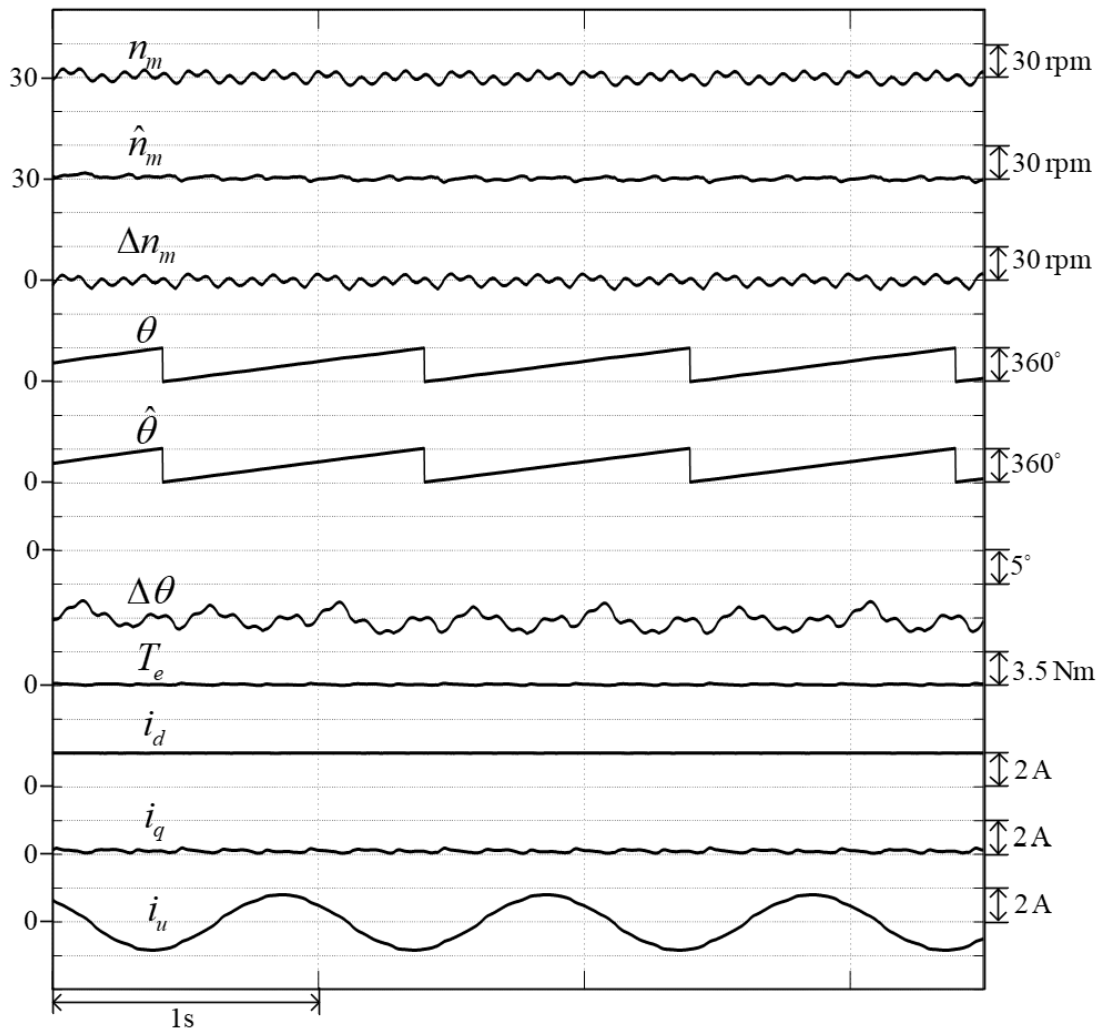
จากรูปที่ 8.10 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้
โหลดวงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมให้ความเร็วตามความเร็วคำสั่งได้ค่อนข้างดี และวงรอบ
ควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้เป็นอย่างดี

8.1.3.2 ผลการทดลองสถานะอยู่ในสถานะไรโรลด์ที่ความเร็ว 30 rpm : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.11 การทำงานของตัวประมาณในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไรโรลด์ ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.11 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบได้ค่อนข้างดี ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์สามารถทำงานได้ โดยที่ค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วมีค่าประมาณ 5 rpm และค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งเฉลี่ยมีค่าประมาณ -9 องศาทางไฟฟ้า ซึ่งสูงกว่าเกณฑ์การออกแบบเนื่องจากช่วงความเร็วต่ำอาจถูกรบกวนจากสัญญาณอื่นๆ ได้

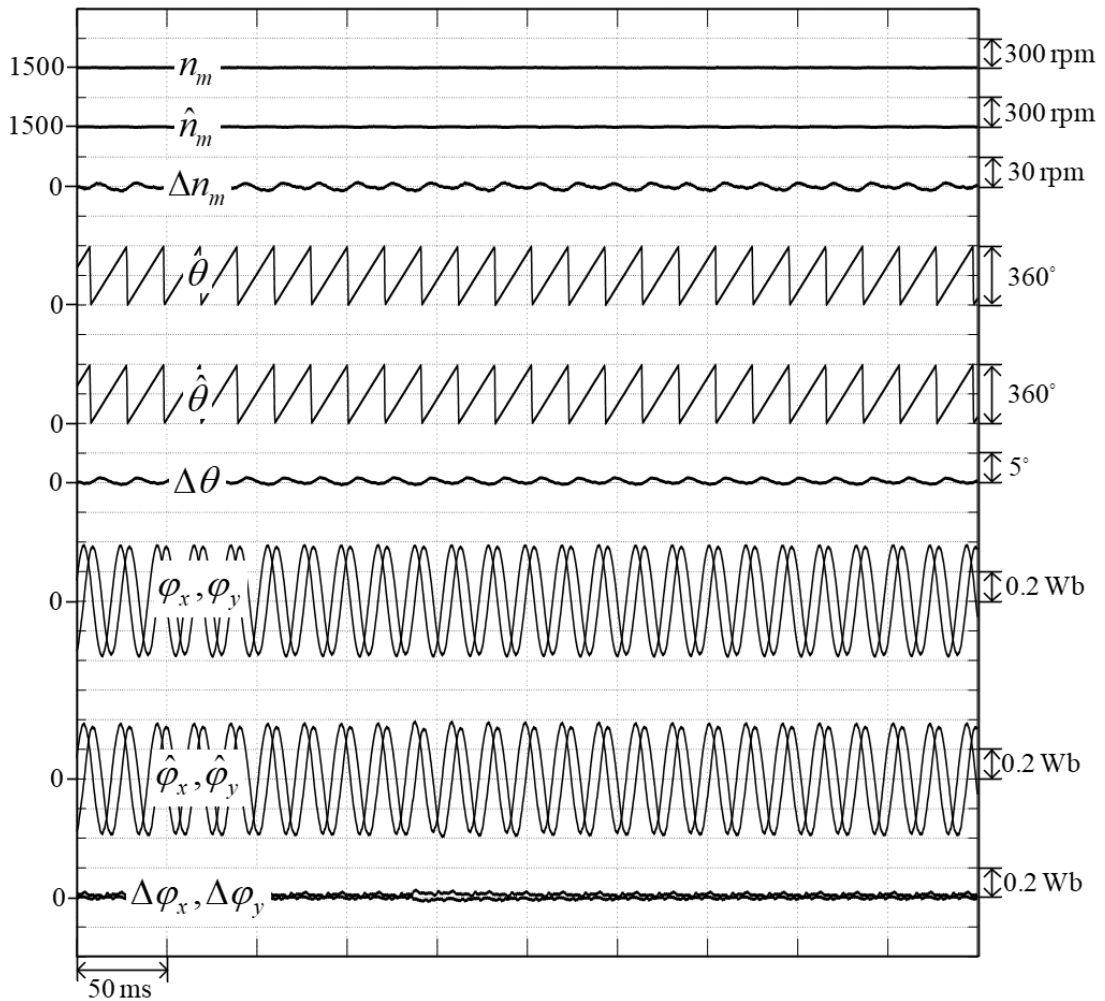


รูปที่ 8.12 การทำงานของระบบควบคุมในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 30 rpm ขณะไร้โหลด ทดสอบ
ขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มอเตอร์ทำงานที่สภาวะไร้โหลดวงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมให้ความเร็วใกล้เคียงกับความเร็วคำสั่งได้ที่ความเร็ว 30 rpm ดังรูปที่ 8.12 และวงรอบควบคุมกระแสสามารถทำงานได้ดี

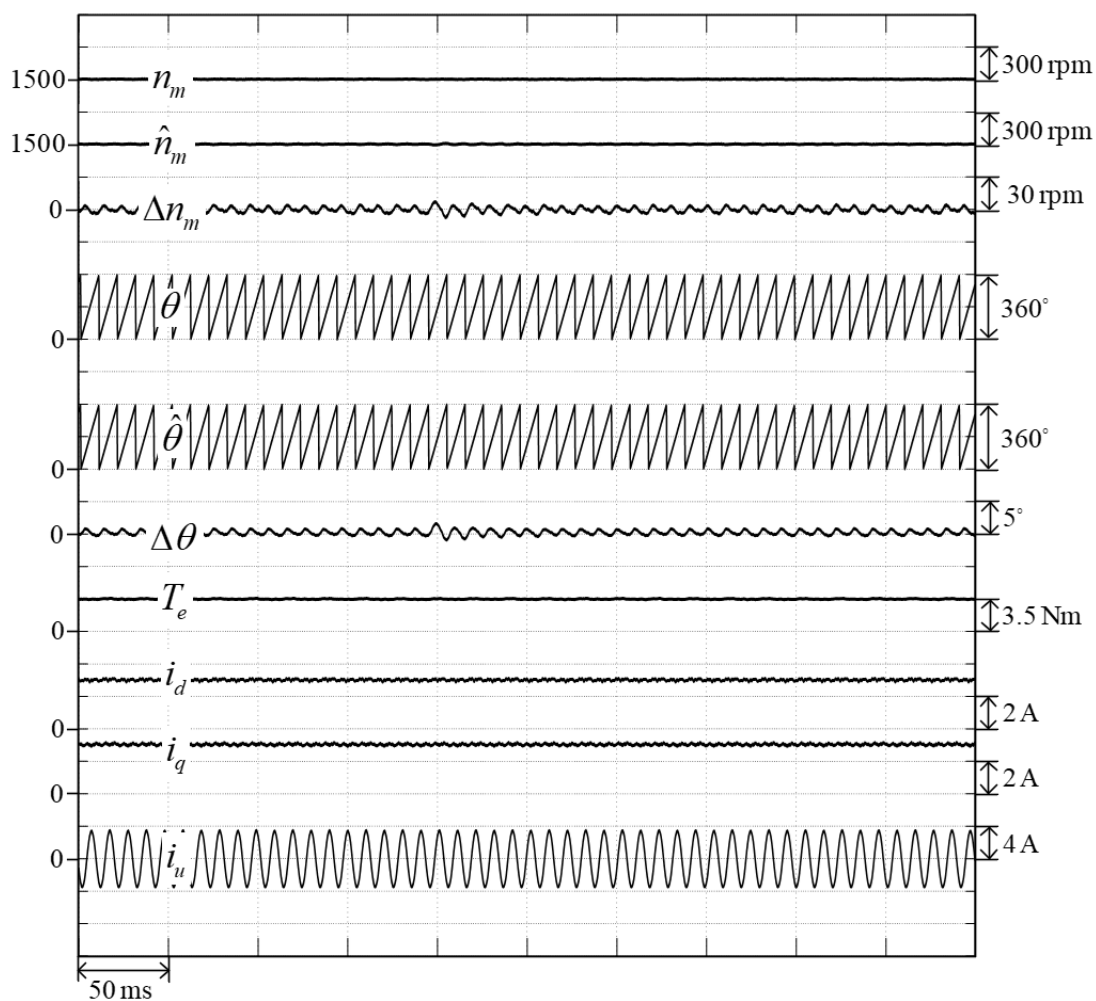
8.1.4 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด

8.1.4.1 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.13 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

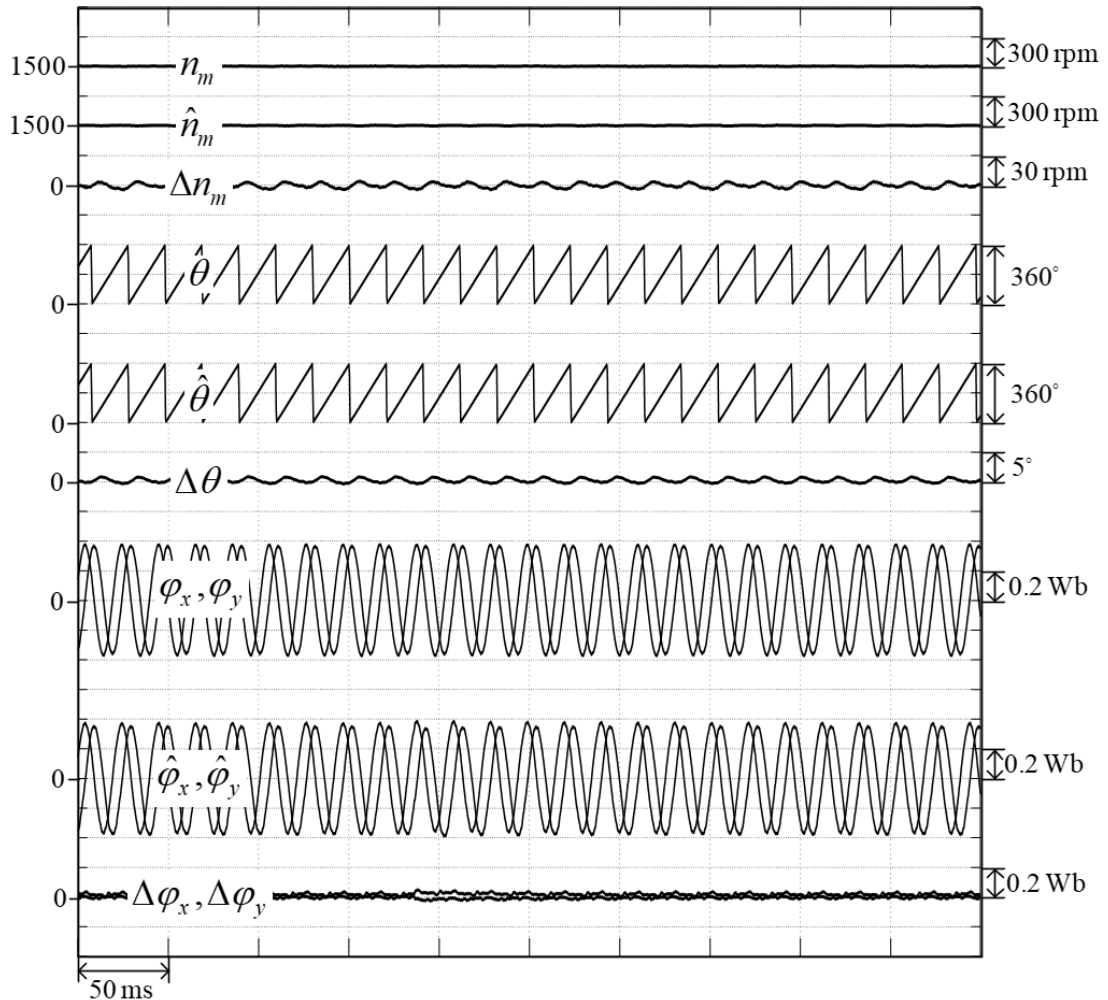
จากรูปที่ 8.13 แสดงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีสมรรถนะที่ดีขณะที่มีการขับโหลดที่พิกัด ซึ่งทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าความผิดพลาดไม่สูงมาก ซึ่งอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้



รูปที่ 8.14 การทำงานของระบบควบคุมในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

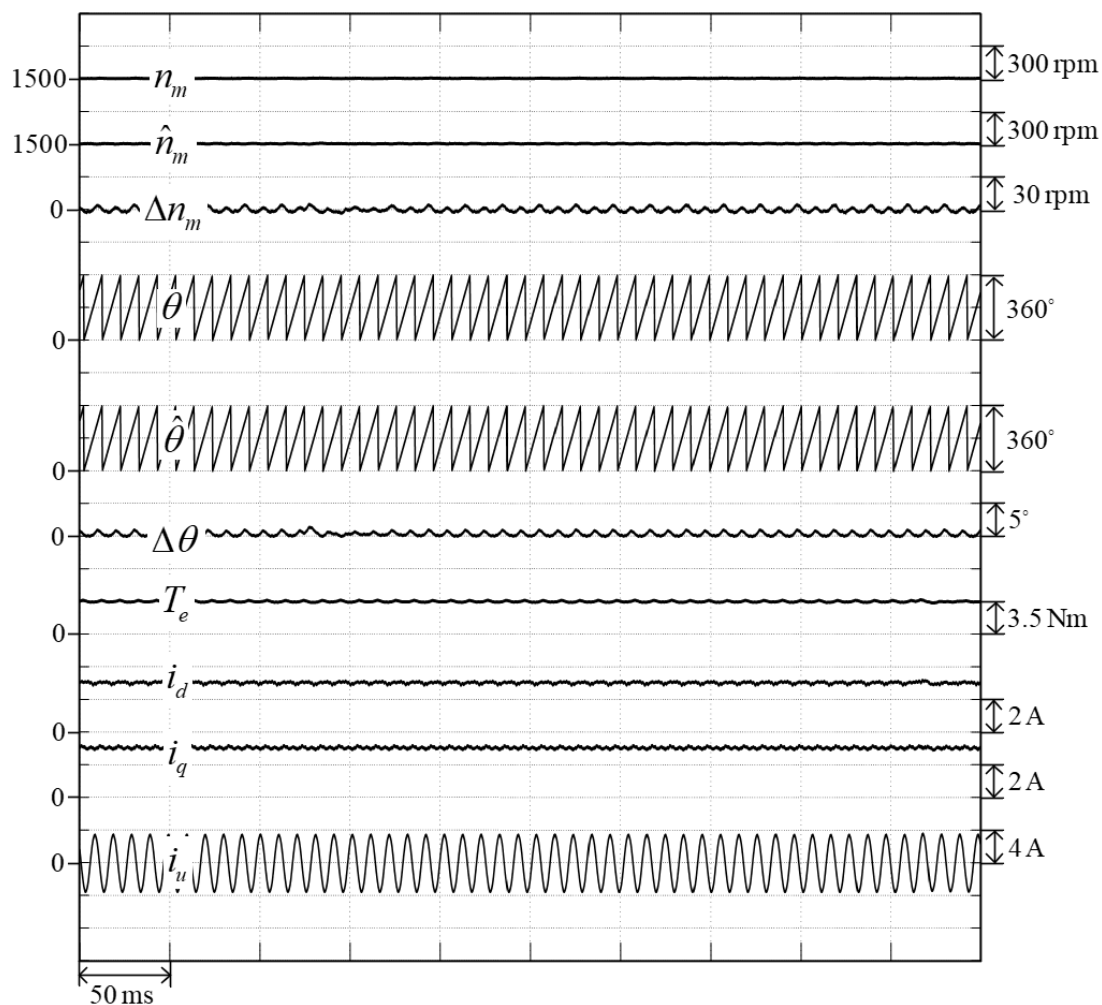
จากรูปที่ 8.14 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่โหลดที่พิกัด สามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 1500 rpm ได้อย่างดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งเพื่อรองรับโหลดได้ดี

8.1.4.2 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.15 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

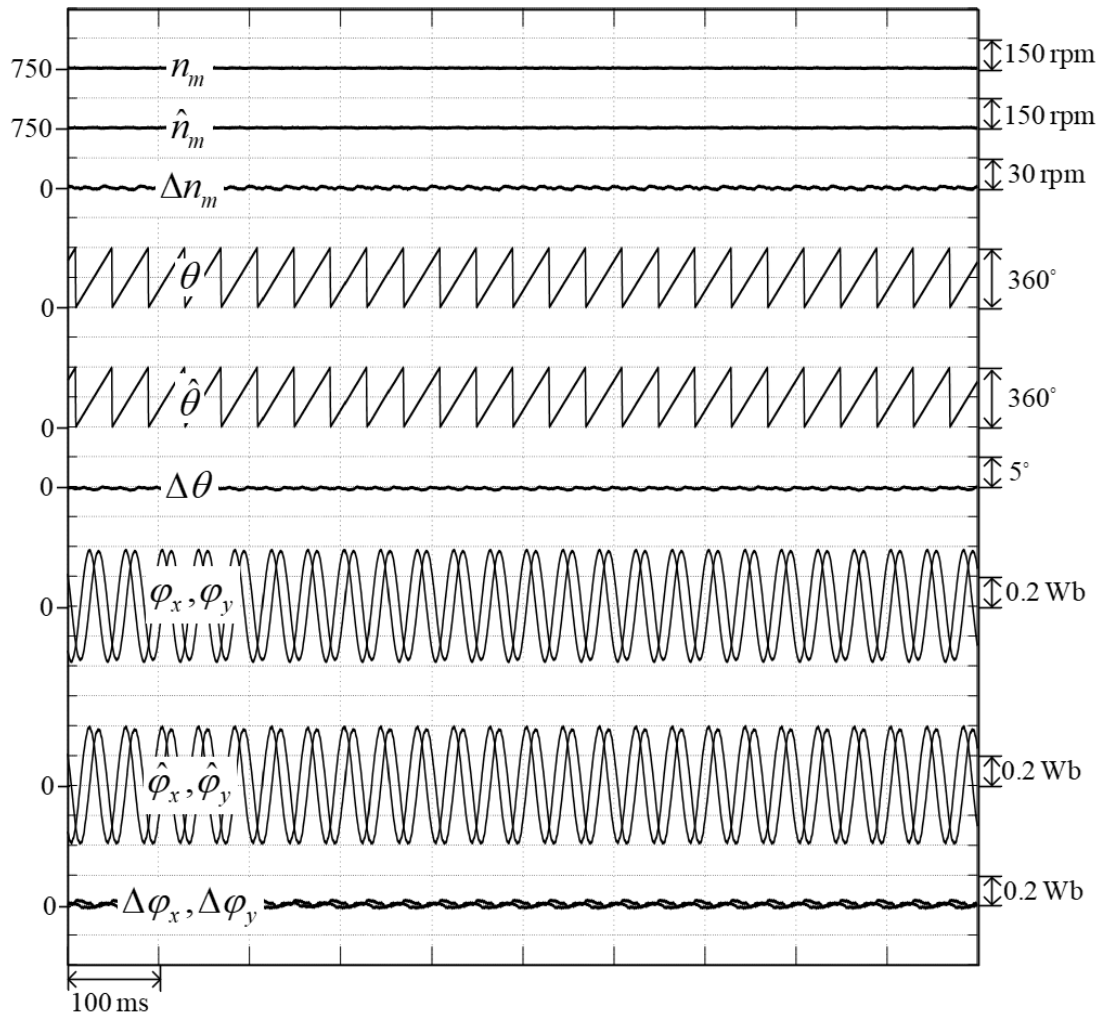
จากรูปที่ 8.15 แสดงถึงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เหนี่ยวนำ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เหนี่ยวนำสามารถเข้าสู่ค่าจริง ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์สามารถทำงานได้ดี โดยที่ค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วมีค่าประมาณ 12 rpm และค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งรอบศุนย์องศา ซึ่งอยู่ในเกณฑ์การออกแบบที่กล่าวไว้ในบทที่ 4



รูปที่ 8.16 การทำงานของระบบควบคุมในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 1500 rpm ขณะโหลดที่พิกัดทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

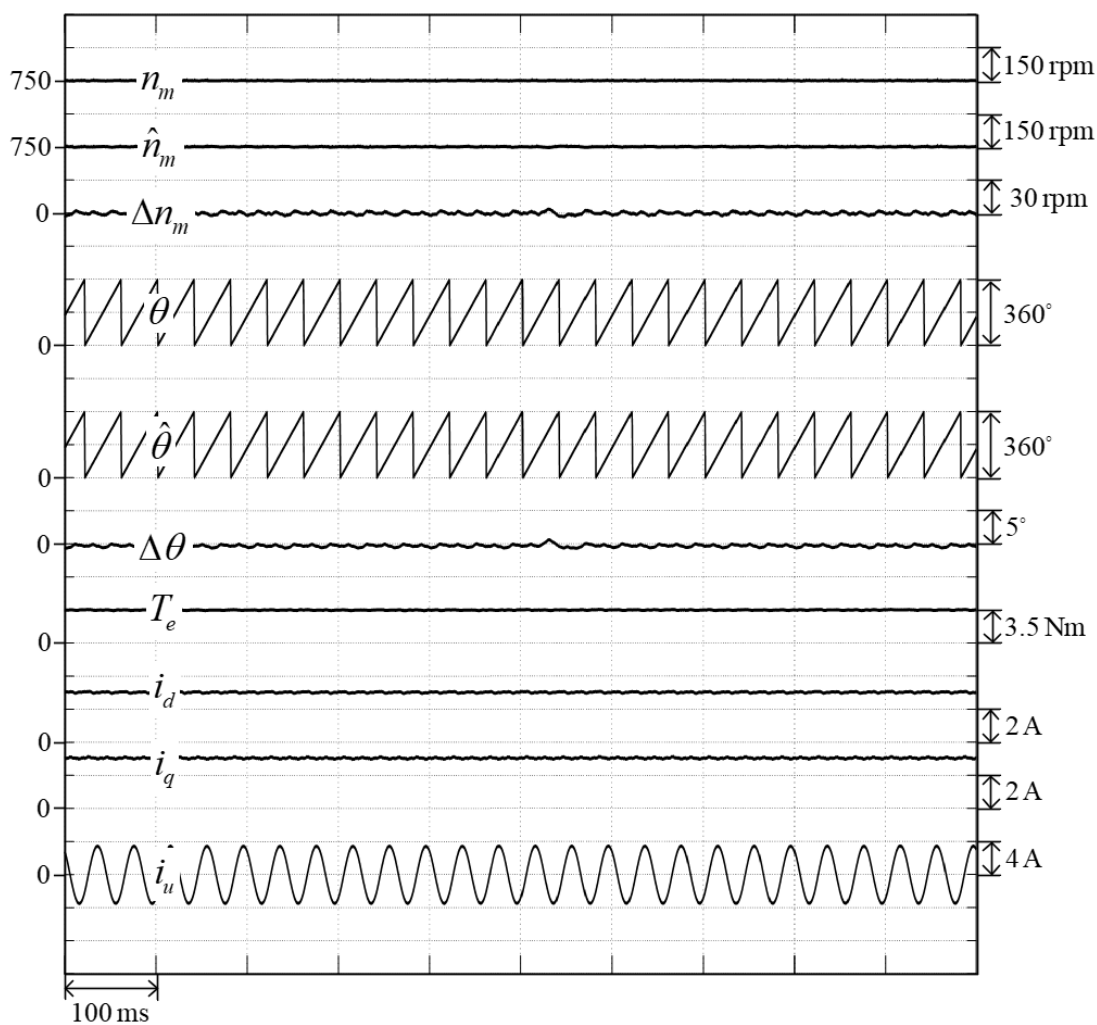
สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มอเตอร์ทำงานที่โหลดพิกัดวงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมให้ความเร็วใกล้เคียงกับความเร็วคำสั่งได้ที่ความเร็ว 1500 rpm ดังรูปที่ 8.16 และวงรอบควบคุมกระแสสามารถทำงานได้ดี

8.1.4.3 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะมี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.17 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

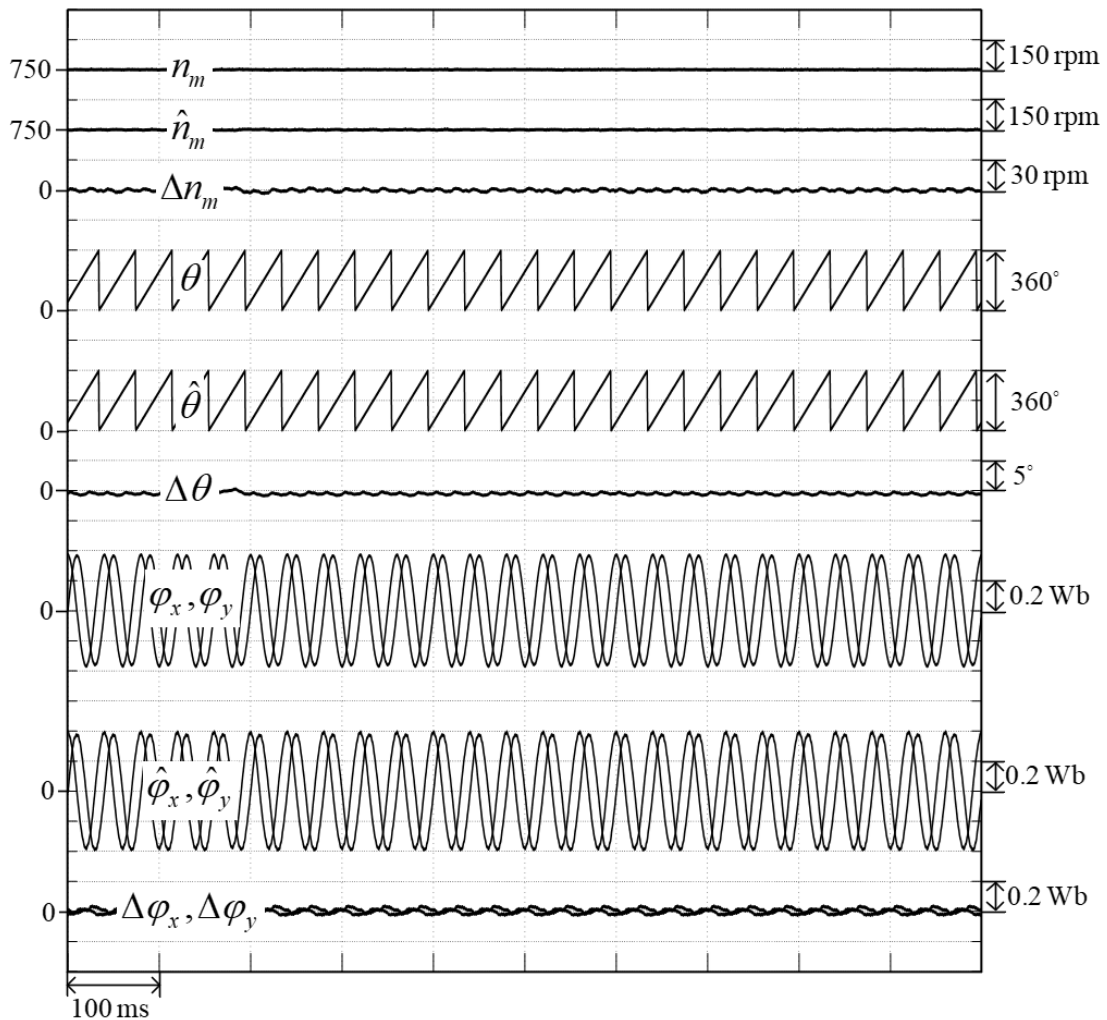
จากรูปที่ 8.17 แสดงถึงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียม จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียมประมาณได้อย่างมีประสิทธิภาพขณะขับโหลดที่พิกัด ซึ่งทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีค่าความผิดพลาดไม่สูงมาก ซึ่งอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้



รูปที่ 8.18 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัดทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

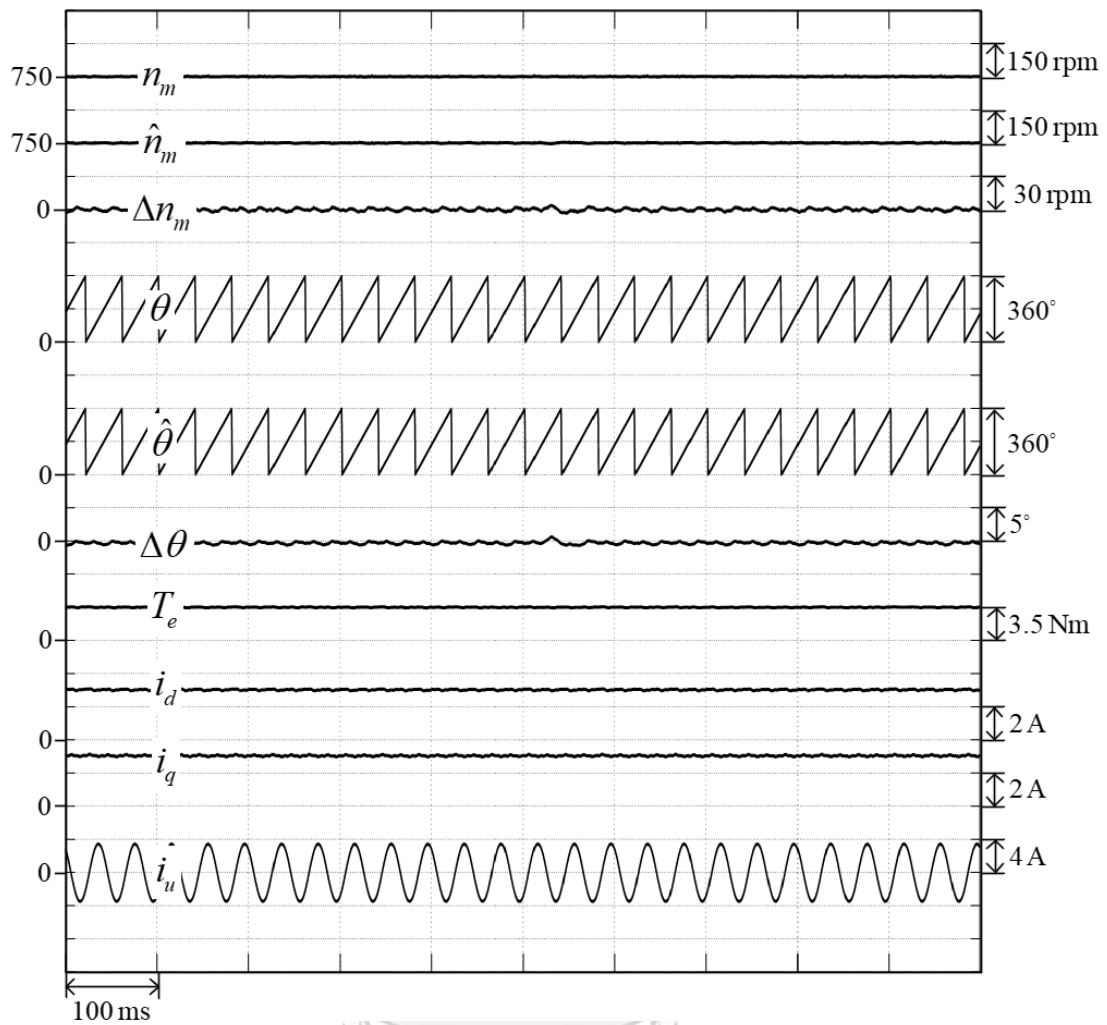
จากรูปที่ 8.18 แสดงสมรรถนะของระบบควบคุมพบว่าขณะที่มอเตอร์ทำงานที่โหลดที่พิกัดสามารถควบคุมให้ความเร็วคงที่ที่ความเร็ว 750 rpm ได้อย่างดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งเพื่อรองรับโหลดพิกัดได้

8.1.4.4 ผลการทดลองสภาวะอยู่ตัวในสภาวะโหลดที่พิกัด ที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.19 การทำงานของตัวประมาณในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัด ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.19 แสดงถึงสมรรถนะของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบ จะเห็นได้ว่าการประมาณฟลักซ์เทียบมีประสิทธิภาพในการทำงานที่ดี ทำให้การประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์สามารถทำงานได้ดี โดยที่ค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วมีค่าประมาณ 8 rpm และค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งรอบศูนย์องศา ซึ่งอยู่ในเกณฑ์การออกแบบที่กล่าวไว้



รูปที่ 8.20 การทำงานของระบบควบคุมในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 750 rpm ขณะโหลดที่พิกัดทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มอเตอร์ทำงานที่โหลดพิกัดวงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมให้ความเร็วใกล้เคียงกับความเร็วคำสั่งได้ที่ความเร็ว 750 rpm ดังรูปที่ 8.20 และวงรอบควบคุมกระแสสามารถควบคุมกระแสเพื่อรองรับโหลดทางกลได้เป็นอย่างดี

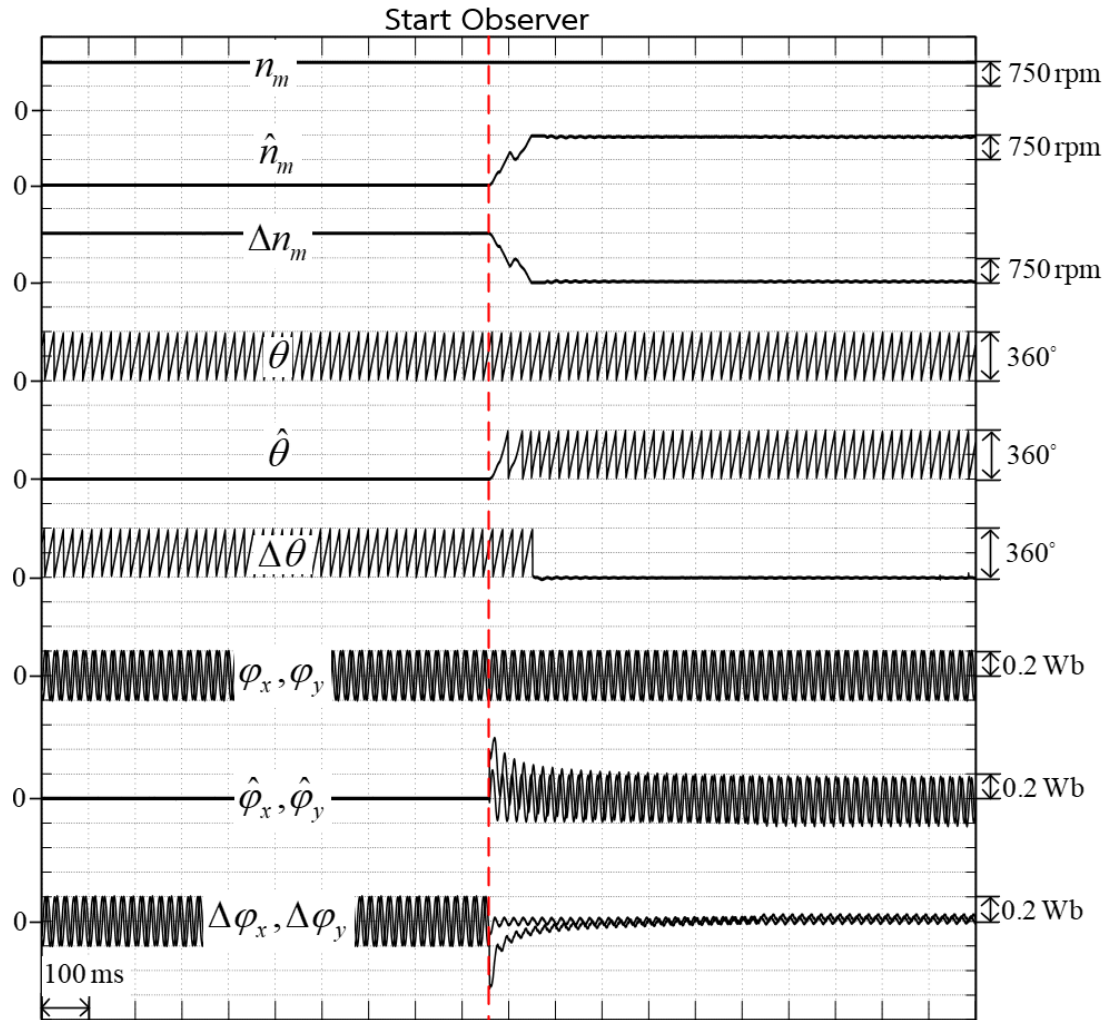
8.2 ผลการทดลองในสถานะชั่วครู่ (Transient Response)

ผลการทดลองการทำงานของระบบประมาณและระบบควบคุมในสถานะชั่วครู่ พบว่าการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีประสิทธิภาพที่ดี ค่าความผิดพลาดของการประมาณอยู่ในเกณฑ์ตามที่ได้ออกแบบไว้ และวงรอบควบคุมความเร็วและวงรอบควบคุมกระแสสามารถทำงานได้ดี สำหรับรายละเอียดการทดลองผลการทำงานซึ่งในงานวิจัยนี้จะนำเสนอผลของการทดลองขณะที่มีเซนเซอร์และไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 8.2

ตารางที่ 8.2 เงื่อนไขการทดลองการทำงานของระบบในสถานะชั่วครู่

8.2 ผลการทดลองในสถานะชั่วครู่ (Transient Response)
8.2.1 ผลการทดลองการเริ่มต้นด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต
8.2.2 ผลการทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงแคบและช่วงกว้าง
8.2.2.1 ผลการทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงแคบในสถานะไร้โหลด
8.2.2.2 ผลการทดลองเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงกว้างในสถานะไร้โหลด
8.2.3 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุน
8.2.3.1 ผลการทดลองกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง
8.2.3.2 ผลการทดลองกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง
8.2.3.3 ผลการทดลองกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ
8.2.4 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น
8.2.4.1 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็วสูง
8.2.4.2 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็วปานกลาง

8.2.1 ผลการทดลองการเริ่มทำงานด้วยค่าความผิดพลาดเริ่มต้นของตัวสังเกต



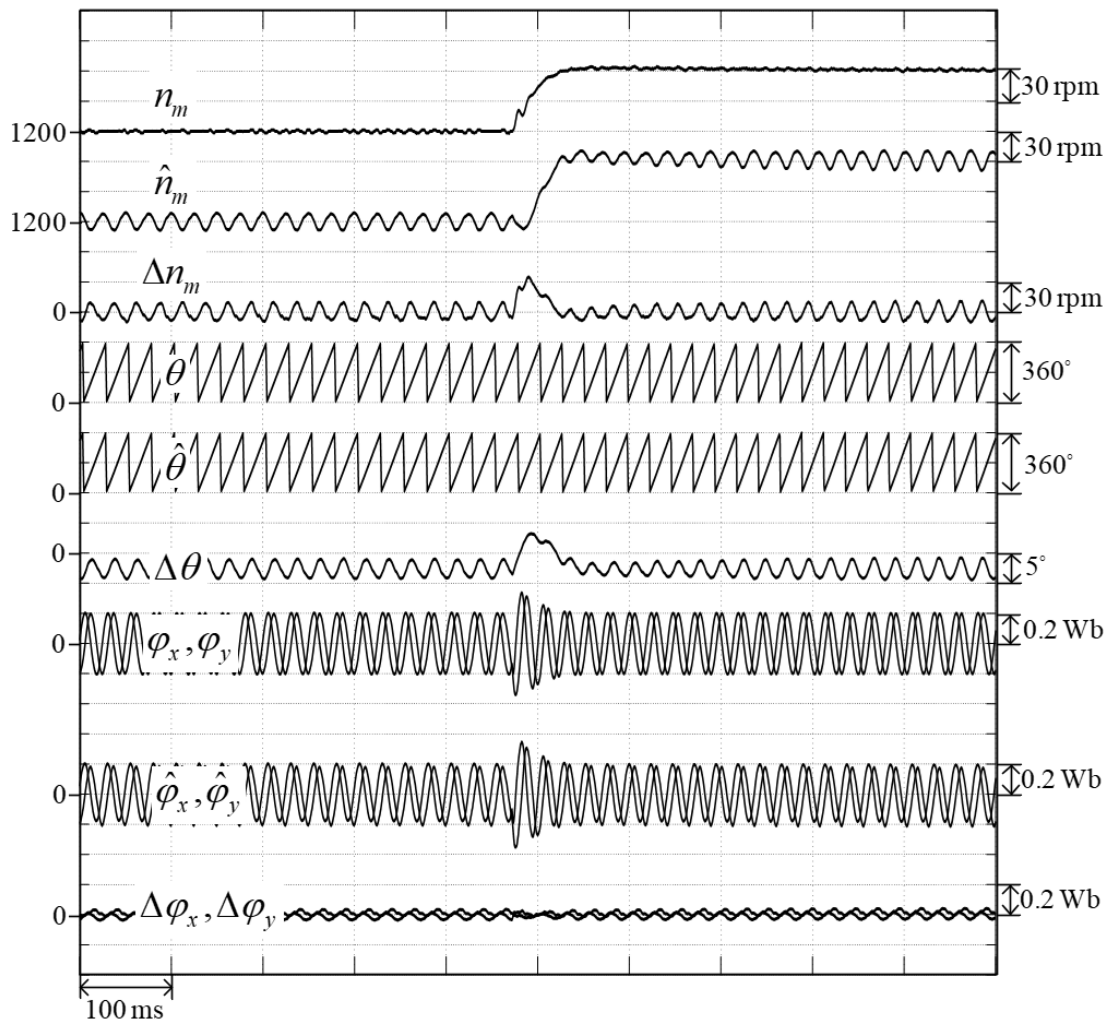
รูปที่ 8.21 ผลการทดลองการทำงานของตัวสังเกตเมื่อมีค่าความผิดพลาดเริ่มต้น

ผลการทดลองการทำงานของตัวสังเกตขณะที่มีค่าความผิดพลาดเริ่มต้นดังรูปที่ 8.21 เป็นการทดลองการทำงานของมอเตอร์ขณะที่มีเซนเซอร์วัดตำแหน่ง ซึ่งทำงานที่ความเร็วพิกัด 1500 rpm ขณะที่มอเตอร์เริ่มหมุนจะมีฟลักซ์เหนี่ยวนำเกิดขึ้นขณะที่ตัวสังเกตยังไม่ทำงาน เมื่อสั่งให้ตัวสังเกตเริ่มทำงานที่วินาทีที่ 1 จึงเปรียบเหมือนการทดลองให้ตัวสังเกตมีค่าเริ่มต้นผิดพลาด ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าฟลักซ์เหนี่ยวนำประมาณเข้าสู่ค่าจริงได้อย่างรวดเร็วในเวลาประมาณ 0.3 วินาที

8.2.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบและช่วงกว้าง

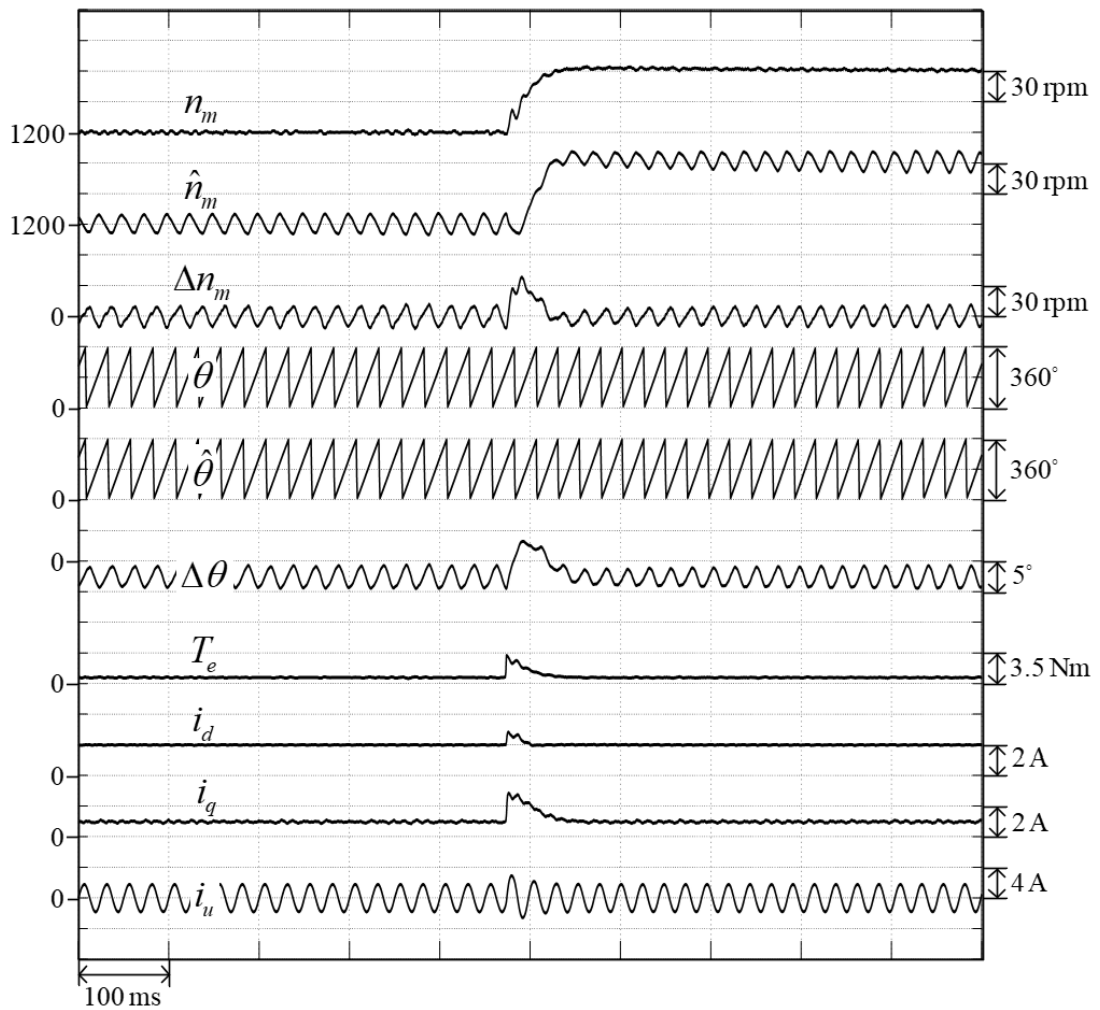
8.2.2.1 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ

8.2.2.1.1 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 8.22 การทำงานของระบบประมาณขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

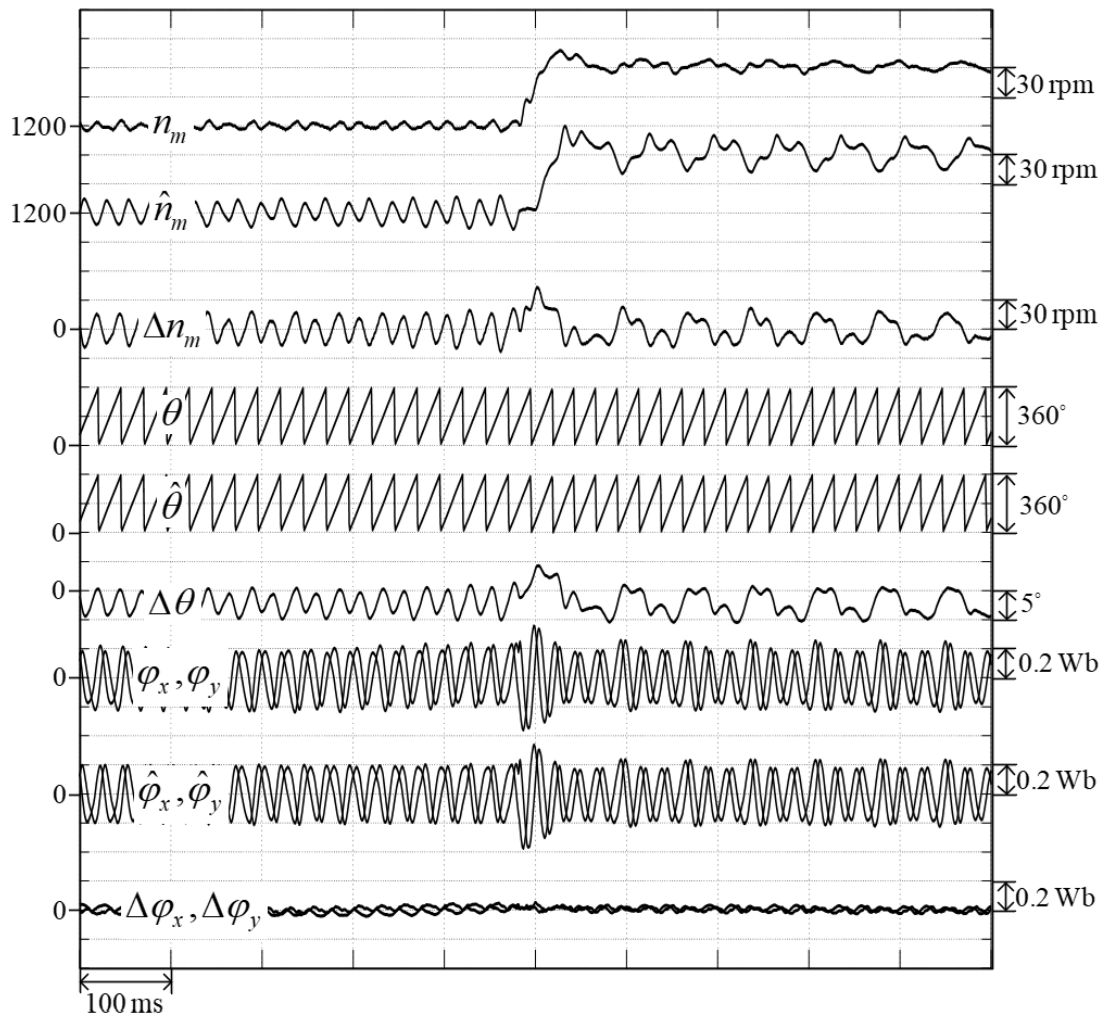
ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบที่สภาวะไร้โหลด จาก 1200 rpm ไปที่ 1260 rpm ดังรูปที่ 8.22 จะเห็นว่าขณะเร่งความเร็วระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียมได้ ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีประสิทธิภาพที่ดี



รูปที่ 8.23 การทำงานของระบบควบคุมขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ทดสอบขณะที่มี
เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

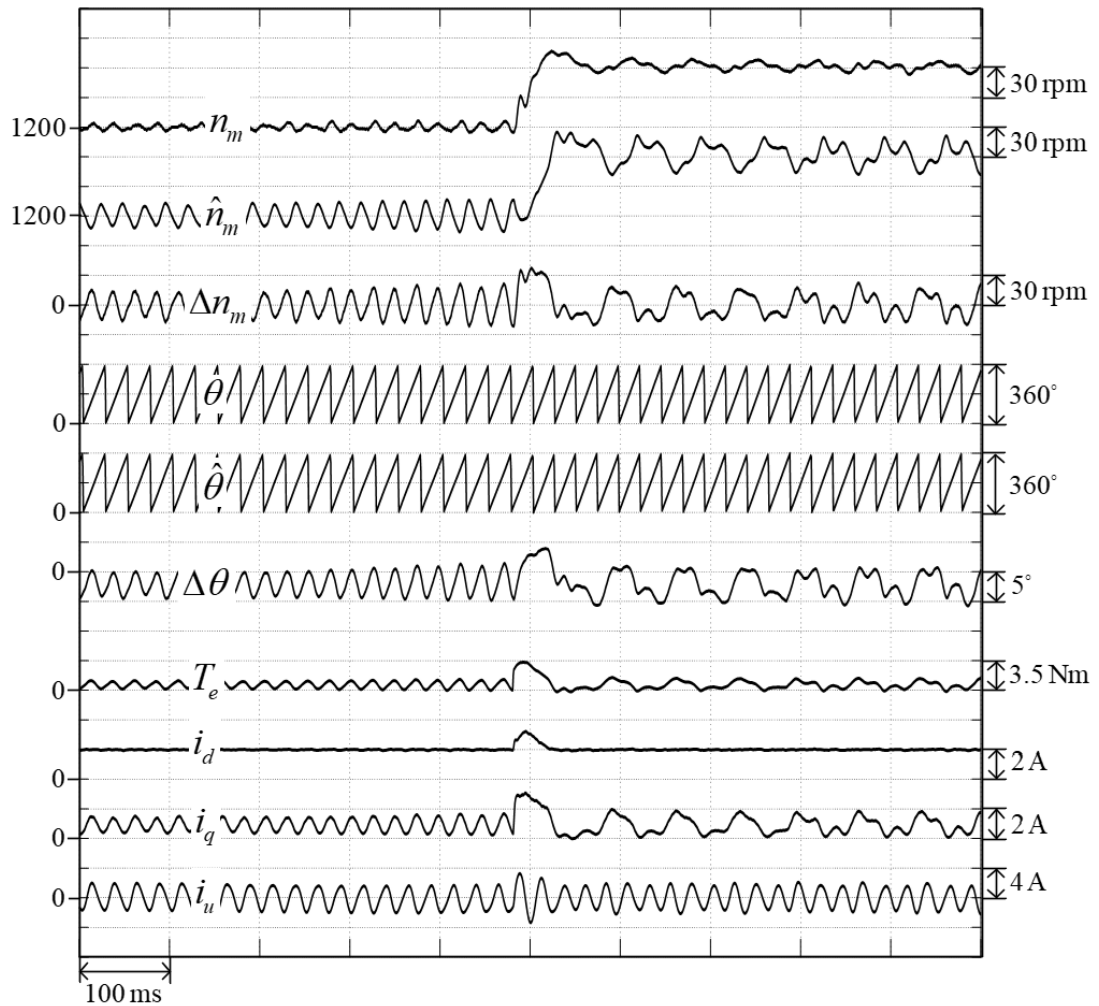
จากรูปที่ 8.23 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการเปลี่ยนความเร็วช่วงแคบ สามารถควบคุมความเร็วได้ตามคำสั่งได้ และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้อย่างดี

8.2.2.1.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 8.24 การทำงานของระบบประมาณขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.24 จะเห็นได้ว่าระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียมได้ดีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ซึ่งค่าความผิดพลาดของตำแหน่งประมาณ -5 องศาทางไฟฟ้า และค่าความผิดพลาดของความเร็วประมาณ 25 rpm ซึ่งสอดคล้องกับการออกแบบที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 อย่างไรก็ตามช่วงที่เปลี่ยนความเร็วไปเป็น 1260 rpm หรือ 42 Hz ซึ่งเป็นความถี่ที่หาร 3 ลงตัว ซึ่งอาจทำให้เกิดการสั่นพ้อง (resonance) ได้

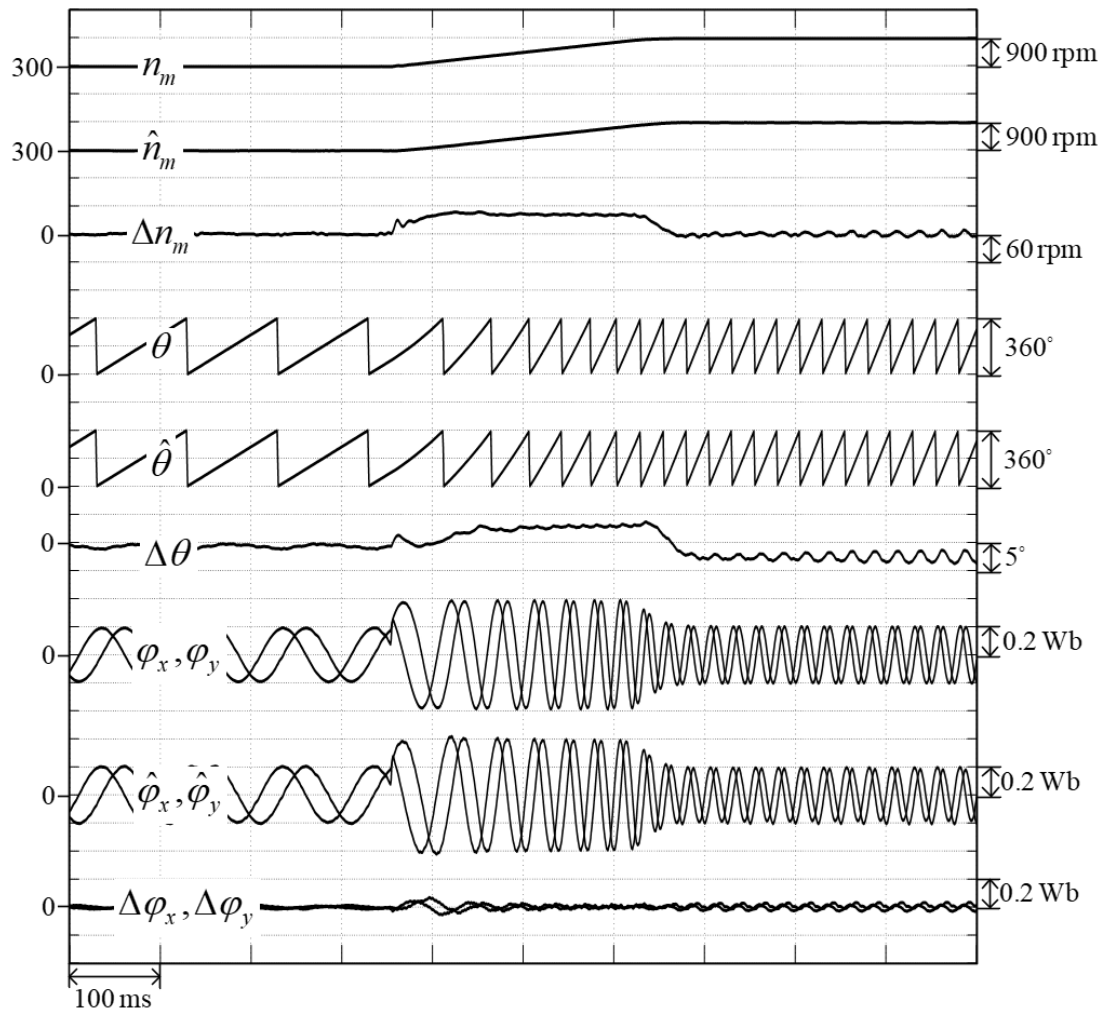


รูปที่ 8.25 การทำงานของระบบควบคุมขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบ ทดสอบขณะที่ไม่มี
เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.25 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการเปลี่ยนความเร็วช่วงแคบ สามารถควบคุมความเร็วได้แม้ว่าความเร็วที่ 1260 rpm อาจเกิดการสั่นพ้องก็ตาม ส่วนระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้อย่างดี

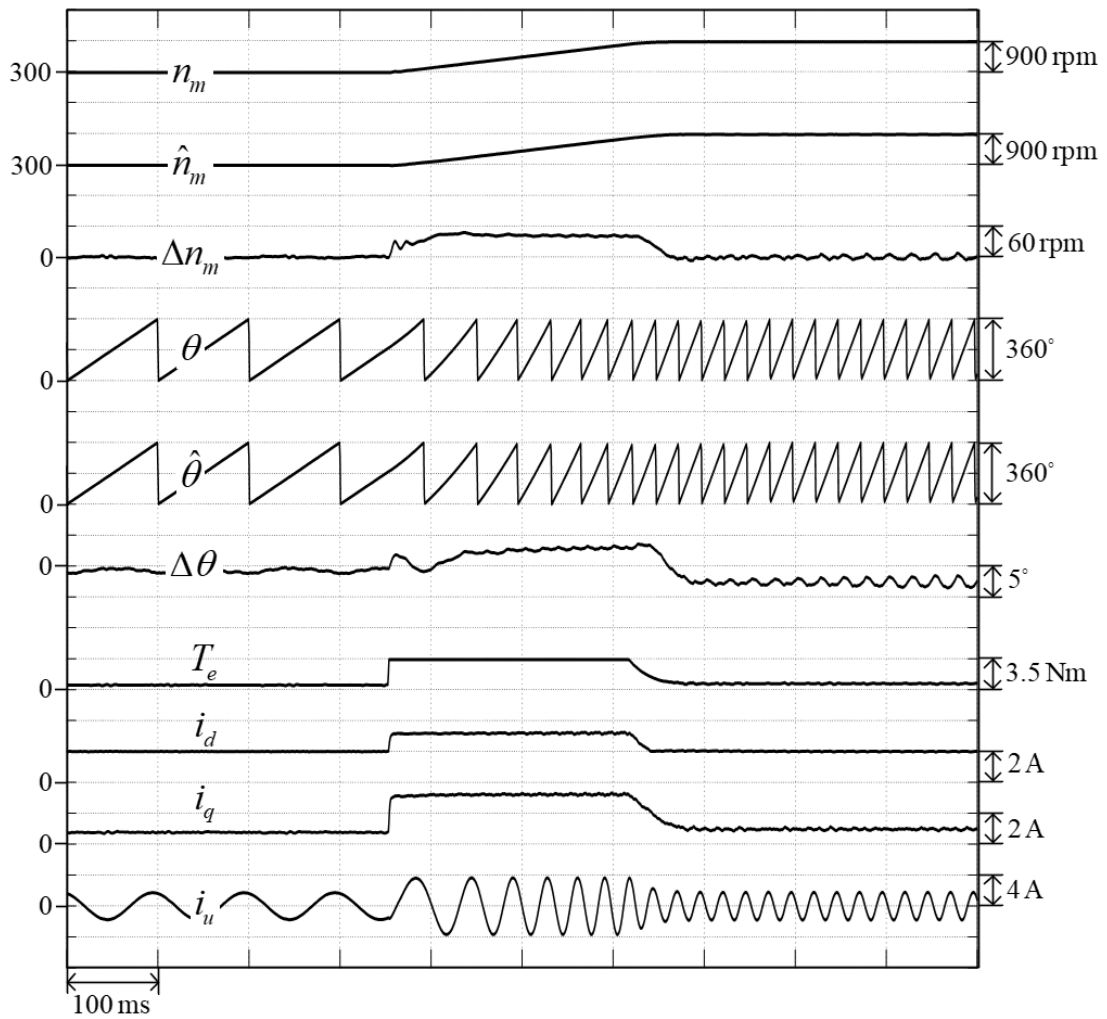
8.2.2.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง

8.2.2.2.1 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 8.26 การทำงานของระบบประมาณขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้างที่สภาวะไร้โหลด จาก 300 rpm ไปที่ 1200 rpm ดังรูปที่ 8.26 จะเห็นว่าขณะเร่งความเร็วระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียมได้ ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีประสิทธิภาพที่ดี



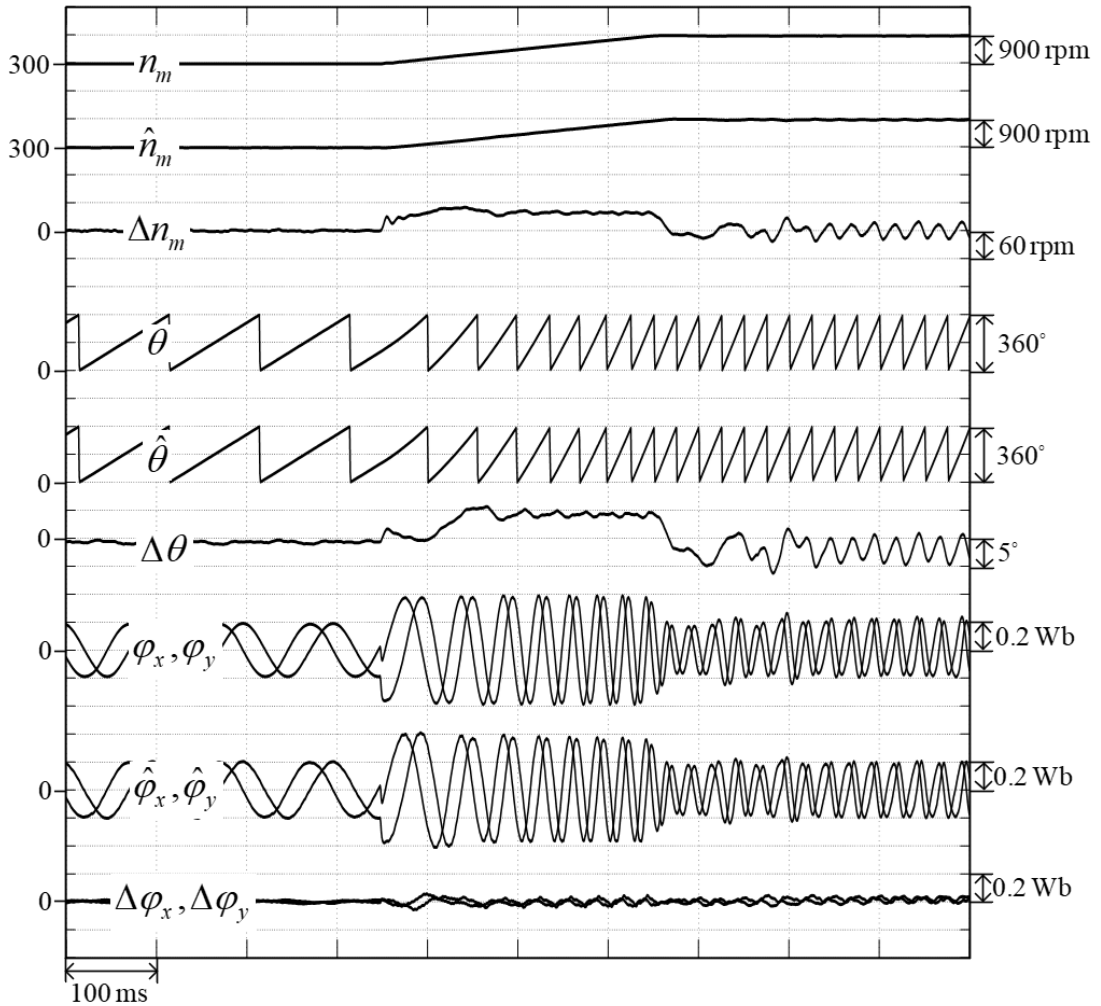
รูปที่ 8.27 การทำงานของระบบควบคุมขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง ทดสอบขณะที่มี

เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

CHULALONGKORN UNIVERSITY

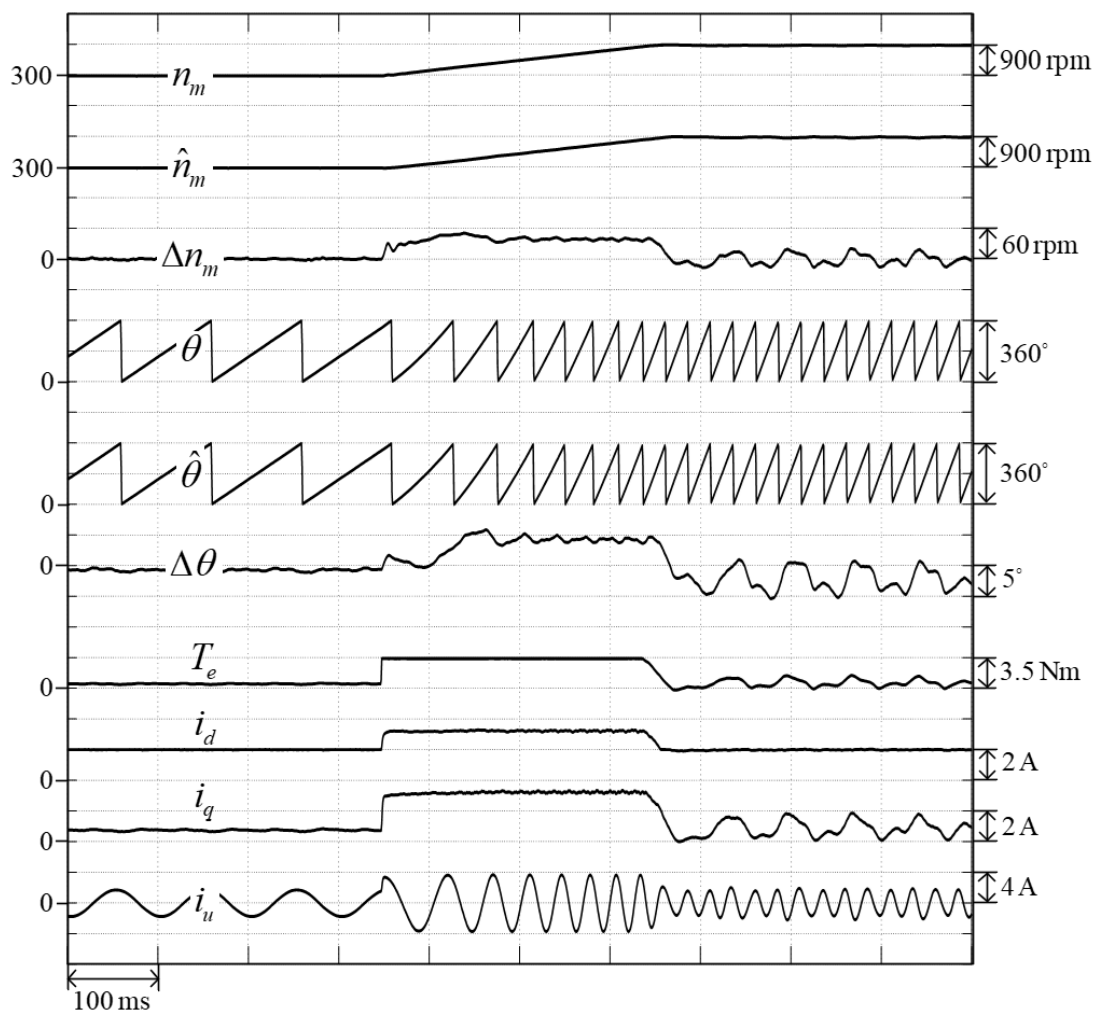
จากรูปที่ 8.27 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการเปลี่ยนความเร็วช่วงกว้าง สามารถควบคุมความเร็วให้ตรงตามความเร็วคำสั่งได้ดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้เป็นอย่างดี

8.2.2.2 ผลการทดลองการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์
ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 8.28 การทำงานของระบบประมาณขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.28 จะเห็นได้ว่าระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบได้ดีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง จากผลการทดลองสรุปได้ว่าค่าความผิดพลาดของตำแหน่งประมาณ 5 องศาทางไฟฟ้า และค่าความผิดพลาดของความเร็วประมาณ 49 rpm ซึ่งระบบประมาณสามารถประมาณตำแหน่งและความเร็วได้ค่อนข้างดี



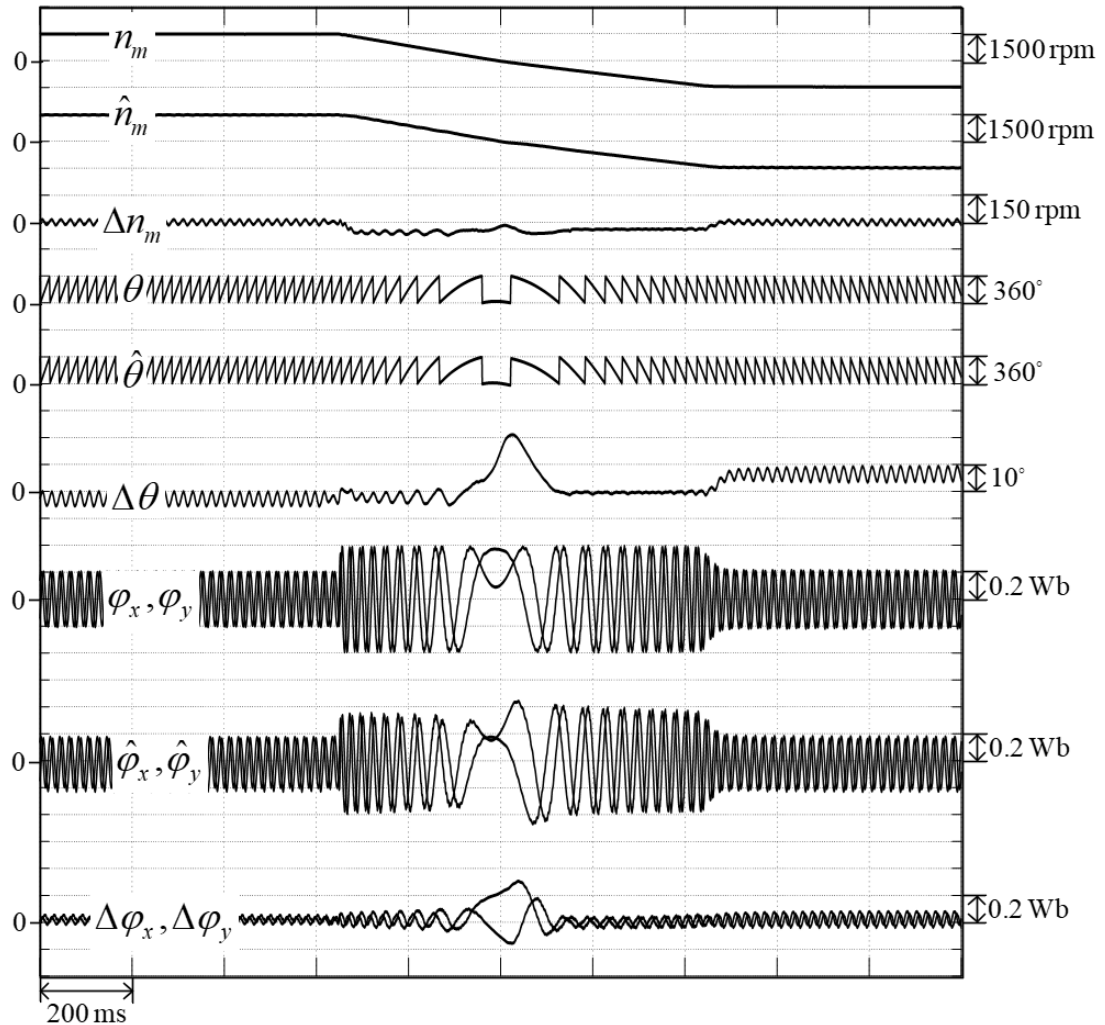
รูปที่ 8.29 การทำงานของระบบควบคุมขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงกว้าง ทดสอบขณะที่ไม่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.29 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการเปลี่ยนความเร็วช่วงกว้าง สามารถควบคุมความเร็วได้ดี และตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงความเร็วช่วงกว้างได้ดีสามารถตอบสนองภายในเวลา 300 ms ส่วนระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้อย่างดี

8.2.3 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุน

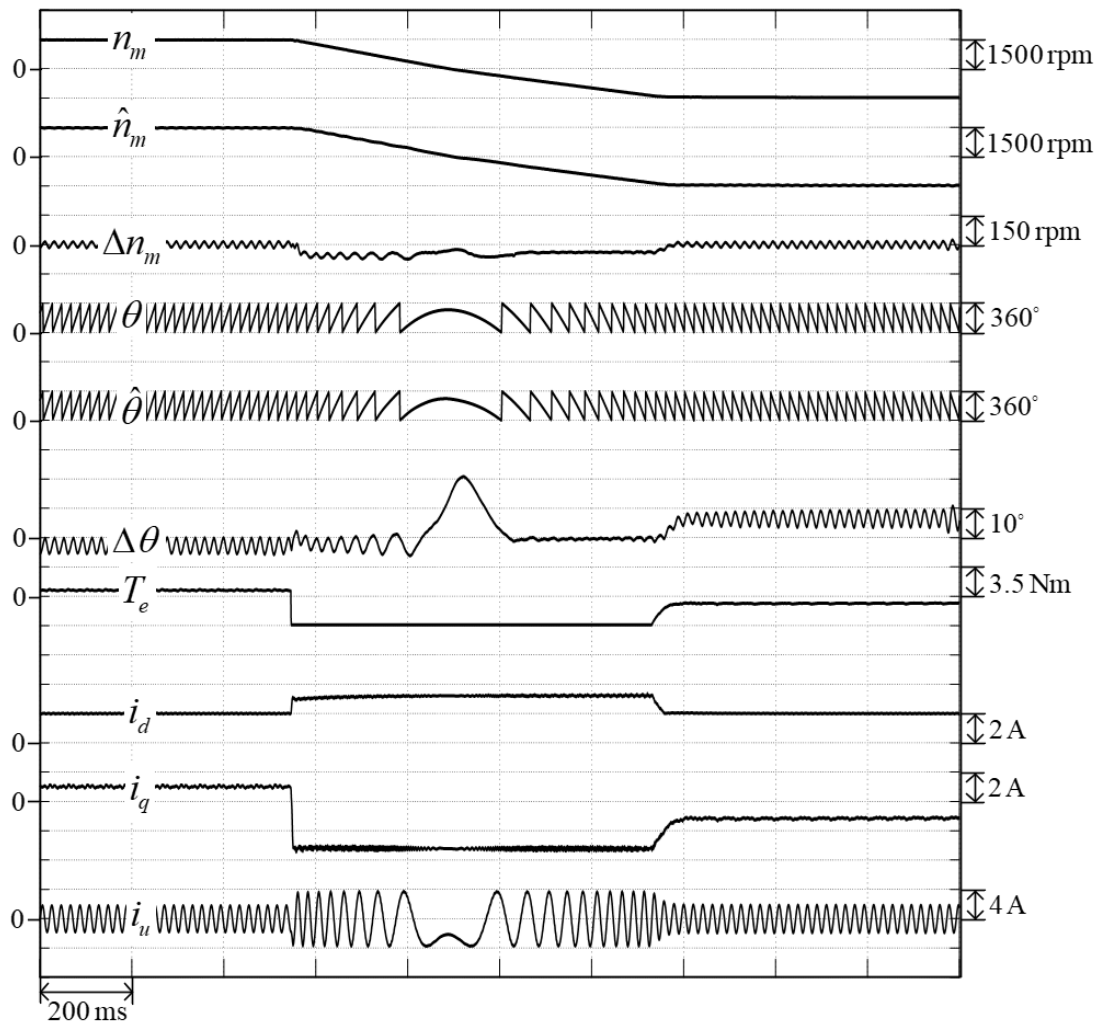
8.2.3.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง

8.2.3.1.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.30 การทำงานของระบบประมาณขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

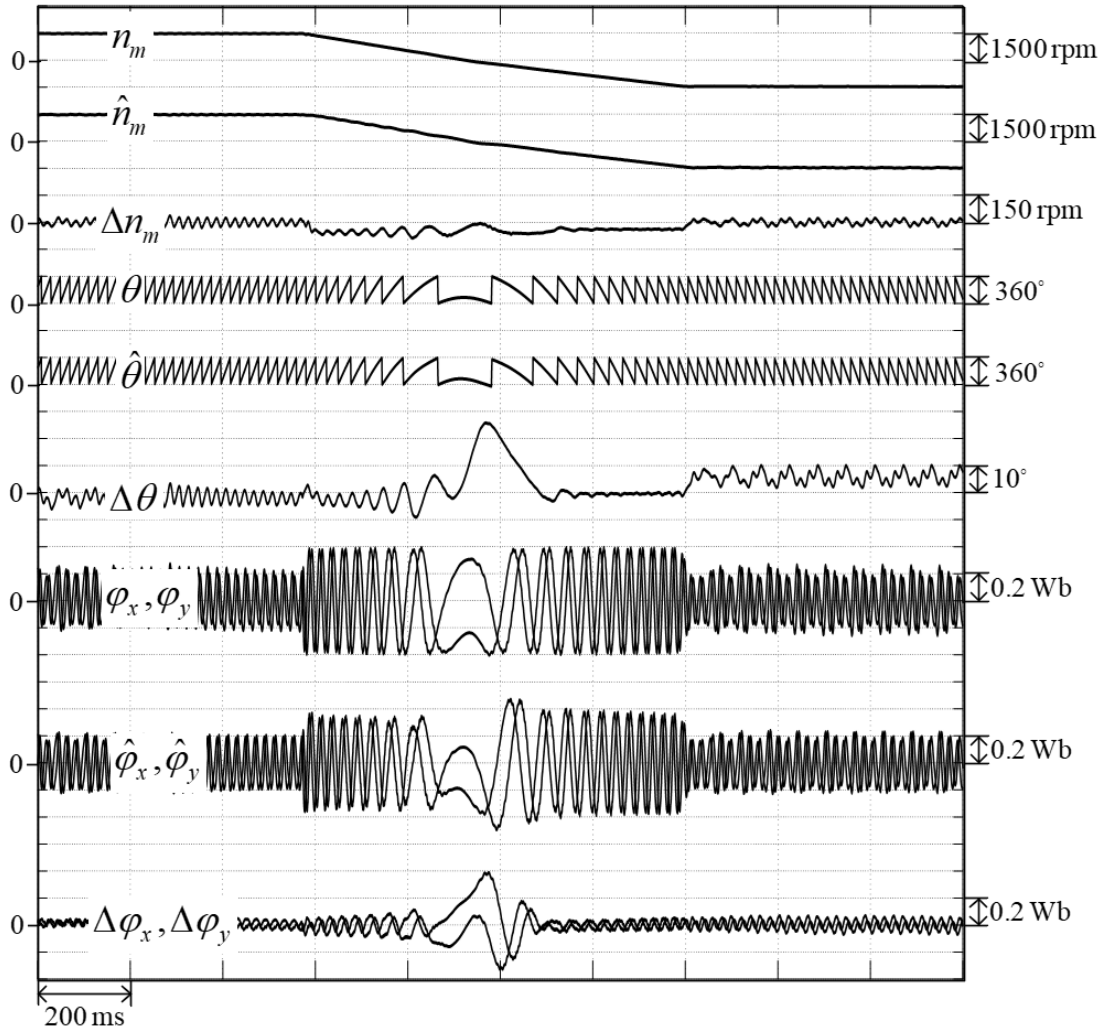
ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูงจาก 1500 rpm ไปที่ -1500 rpm ดังรูปที่ 8.30 จะเห็นว่ากลับทิศการหมุนระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบได้ค่อนข้างดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณสามารถทำงานได้



รูปที่ 8.31 การทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

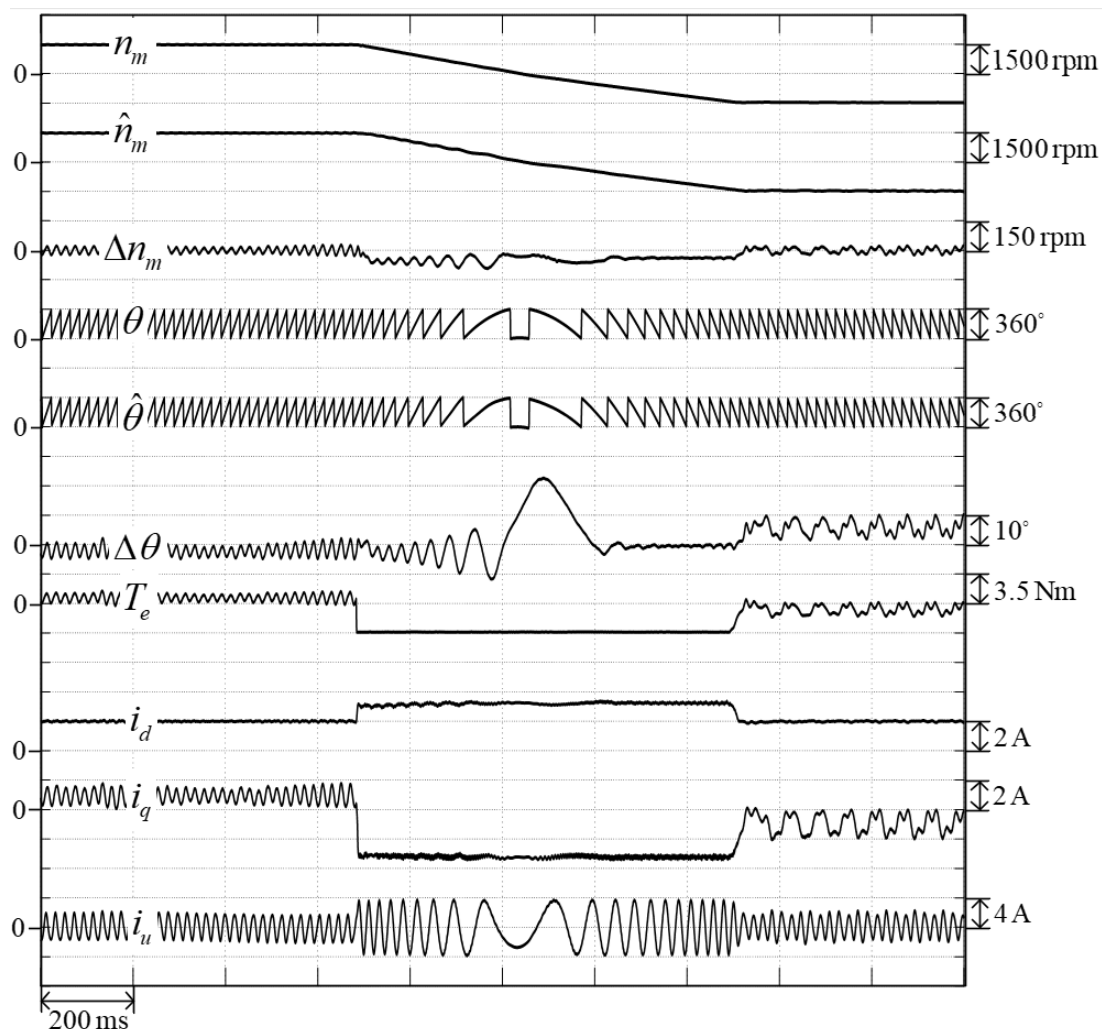
จากรูปที่ 8.31 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่กลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง สามารถควบคุมความเร็วให้ตรงตามคำสั่งได้ดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้และตอบสนองต่อช่วงลดความเร็วได้ดี

8.2.3.1.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.32 การทำงานของระบบประมาณขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.32 จะเห็นว่าระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบค่อนข้างดีเมื่อมีการกลับทิศการหมุนจากความเร็ว 1500 rpm ไปยัง -1500 rpm การประมาณตำแหน่งและความเร็วทำงานได้ดี ซึ่งมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุด 18 องศาทางไฟฟ้า และค่าความผิดพลาดของความเร็วยุติที่สุด 84 rpm โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดจะเกิดช่วงที่ความเร็วเข้าใกล้ศูนย์



รูปที่ 8.33 การทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง ทดสอบขณะที่ไม่มี

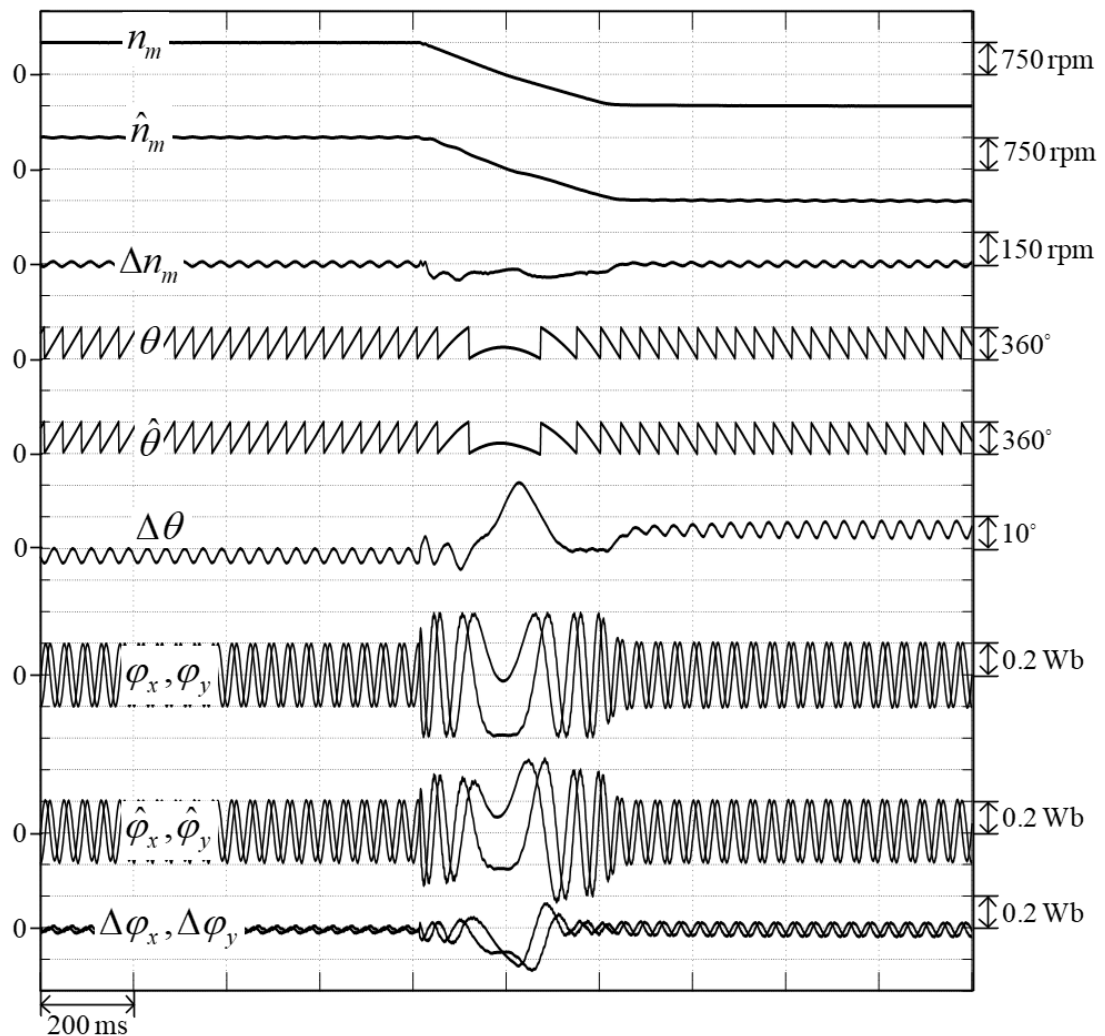
เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

CHULALONGKORN UNIVERSITY

จากรูปที่ 8.33 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่กลับทิศการหมุนที่ความเร็วสูง สามารถควบคุมความเร็วให้สอดคล้องกับความเร็วคำสั่งได้ และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้และตอบสนองต่อช่วงลดความเร็วเพื่อรองรับกับแรงบิดช่วงลดความเร็วได้ดี

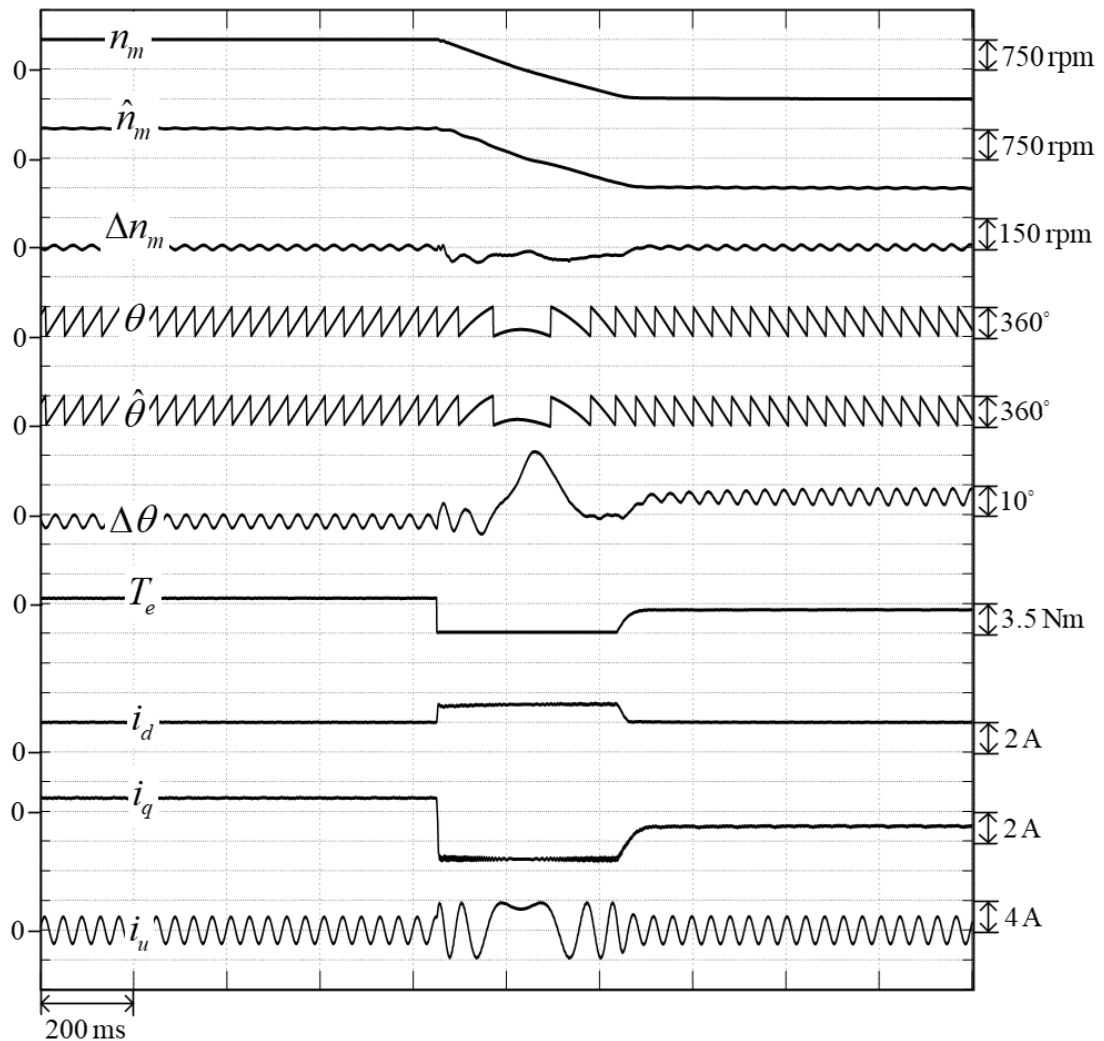
8.2.3.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง

8.2.3.2.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.34 การทำงานของระบบประมาณขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

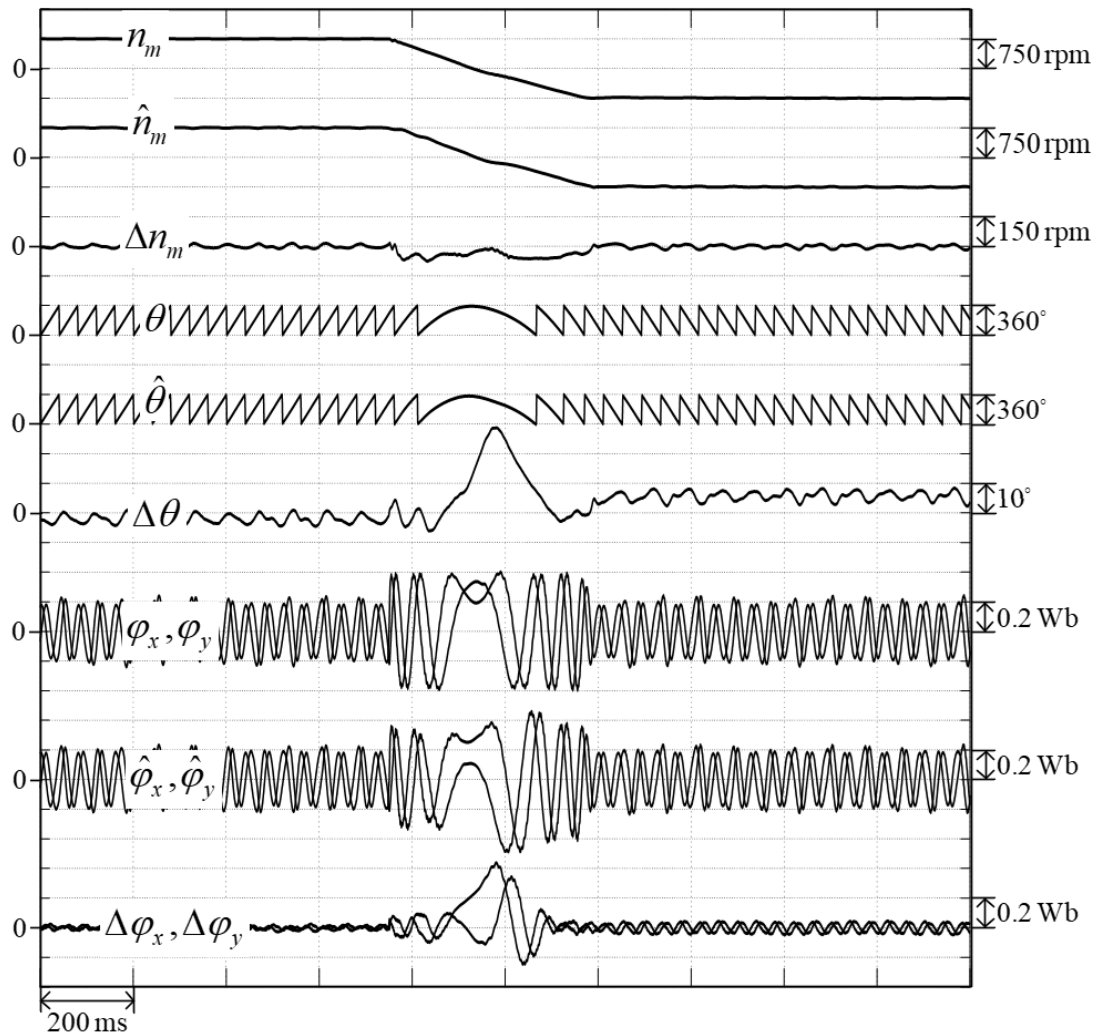
ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลางจาก 750 rpm ไปที่ -750 rpm ดังรูปที่ 8.34 จะเห็นว่ากลับทิศการหมุนระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบได้ดี ซึ่งทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 8.35 การทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง ทดสอบขณะที่มี เซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

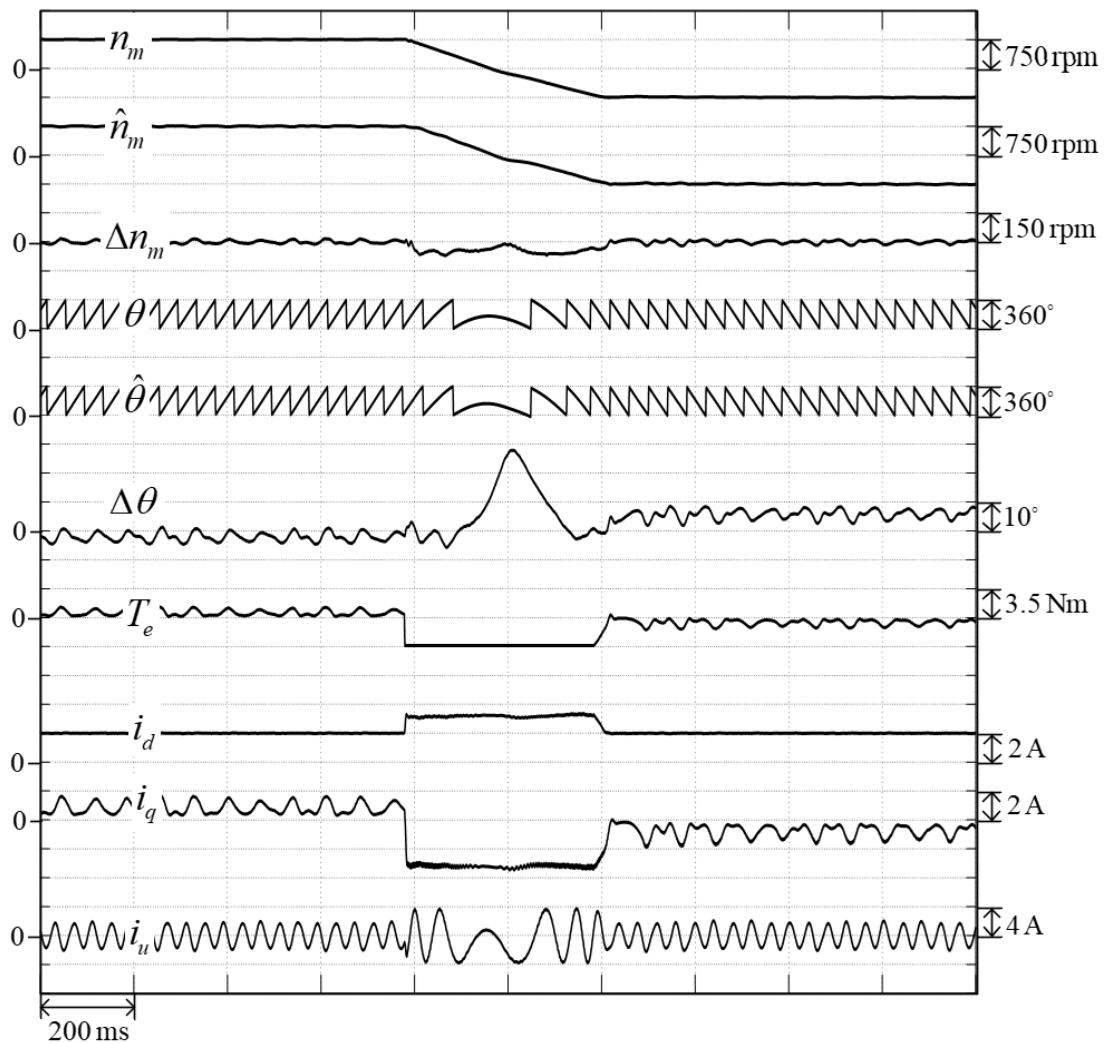
จากรูปที่ 8.35 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วให้ตรงตามคำสั่งได้ดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้และตอบสนองต่อช่วงลดความเร็วได้ดี

8.2.3.2.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.36 การทำงานของระบบประมาณขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.36 จะเห็นได้ว่าระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบได้ค่อนข้างดีเมื่อมีการกลับทิศการหมุนจากความเร็ว 750 rpm ไปยัง -750 rpm การประมาณตำแหน่งและความเร็วทำงานได้ดี ซึ่งมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุด 16 องศาทางไฟฟ้า และค่าความผิดพลาดของความเร็วสูงสุด 77 rpm โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดจะเกิดช่วงที่ความเร็วเข้าใกล้ศูนย์

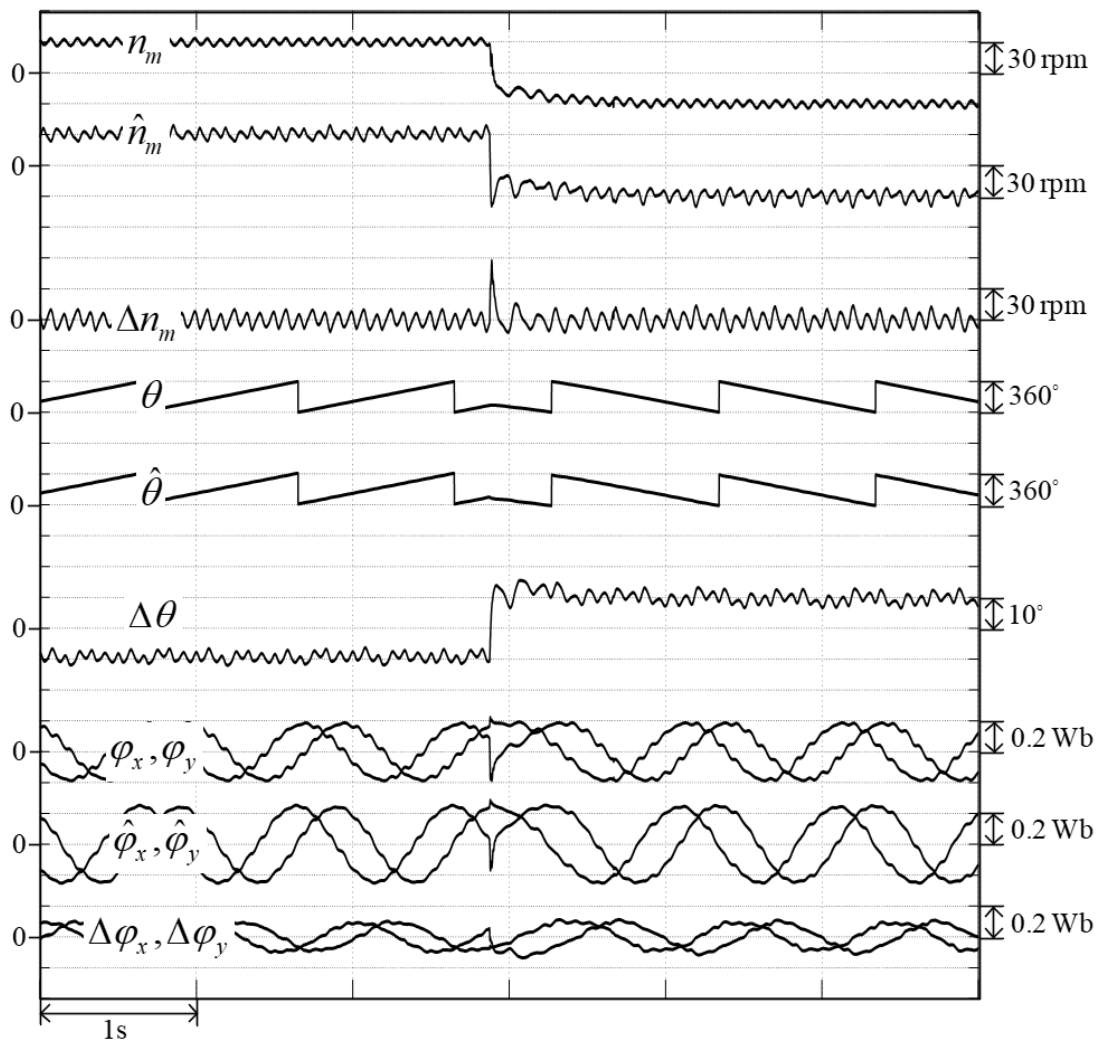


รูปที่ 8.37 การทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง ทดสอบขณะ
ที่ไม่มีเซ็นเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.37 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลาง สามารถควบคุมความเร็วสอดคล้องกับความเร็วคำสั่ง และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้และตอบสนองต่อช่วงลดความเร็วเพื่อรองรับกับแรงบิดช่วงลดความเร็วได้ดี

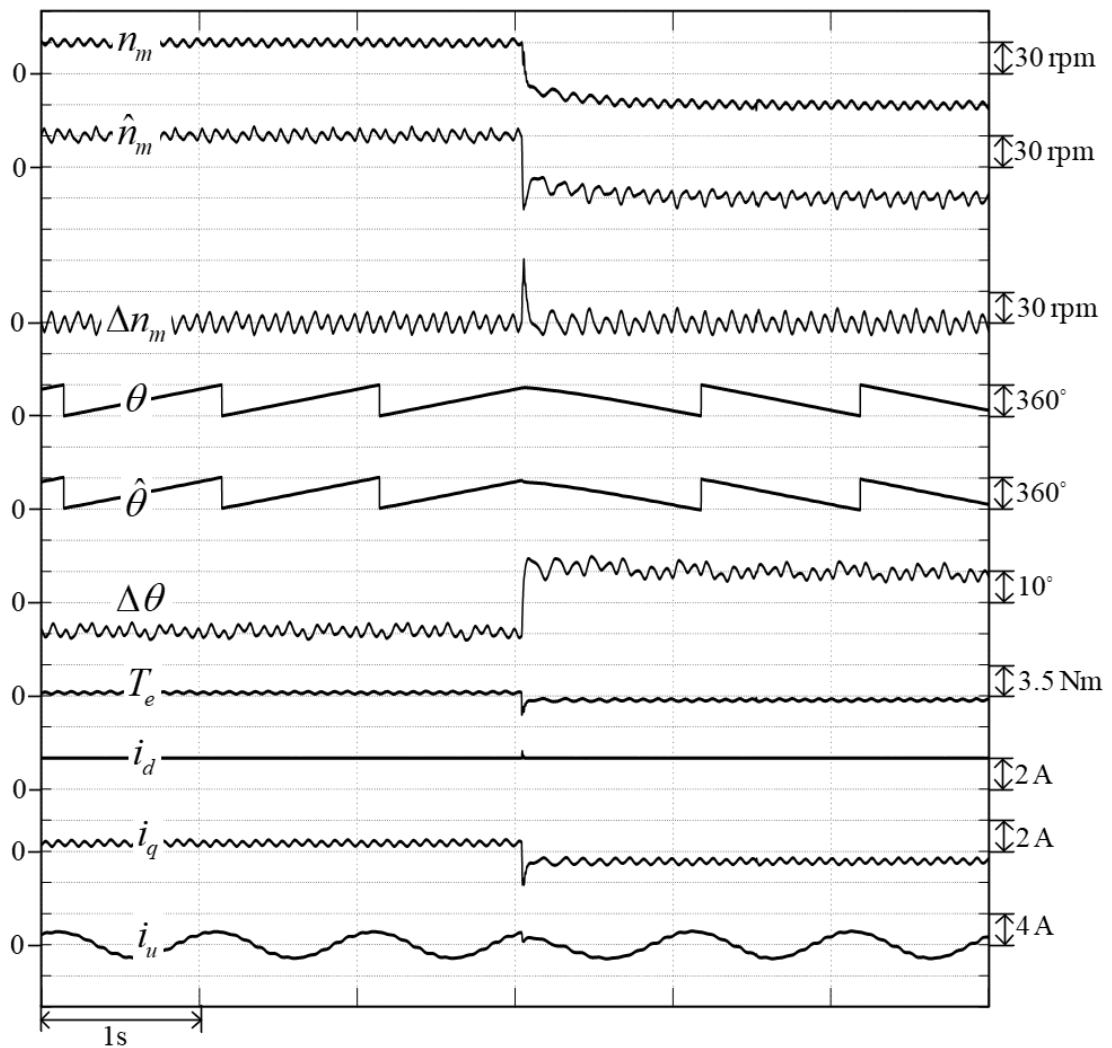
8.2.3.3 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ

8.2.3.3.1 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ : ทดสอบขณะมีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.38 การทำงานของระบบประมาณขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

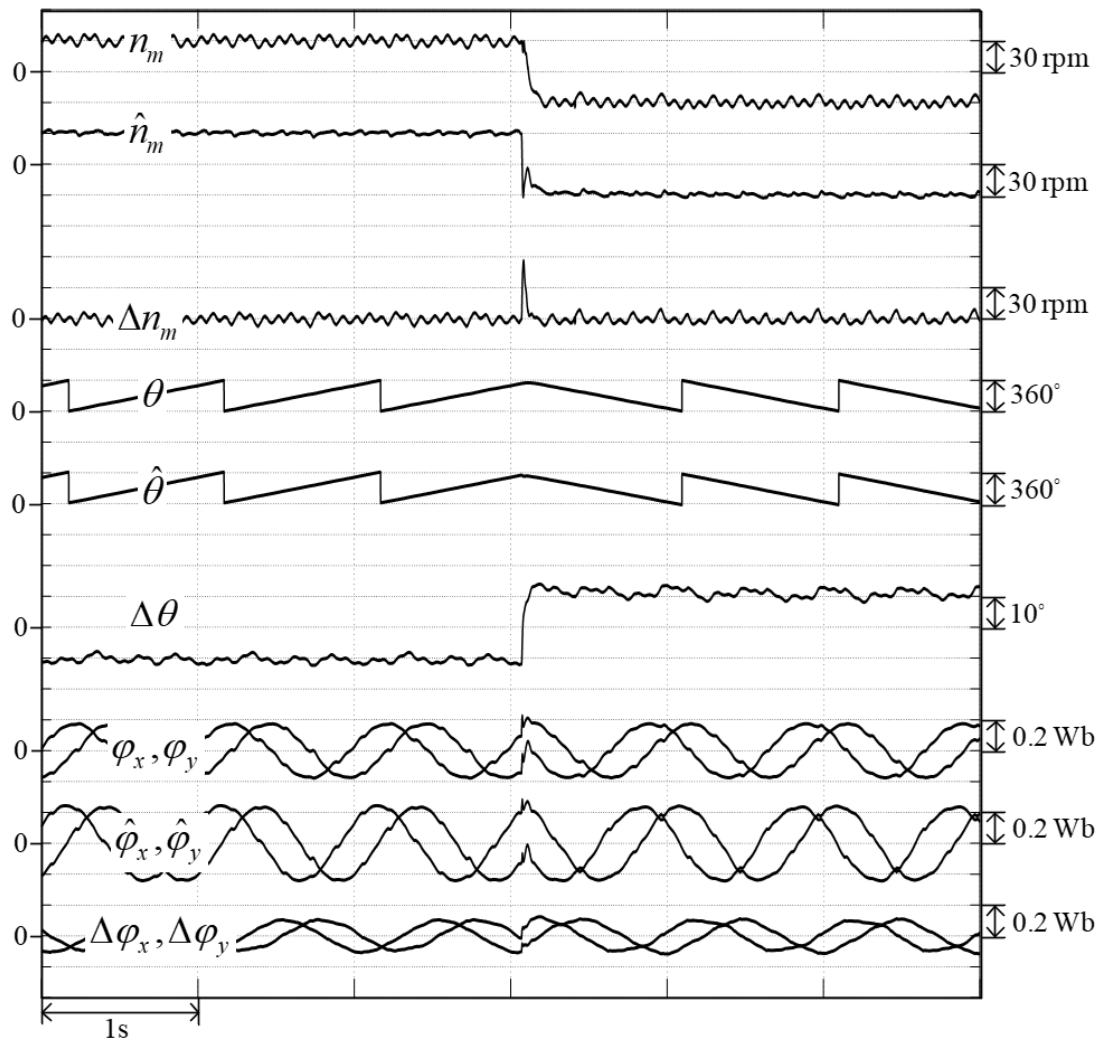
ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วปานกลางจาก 30 rpm ไปที่ -30 rpm ดังรูปที่ 8.38 จะเห็นว่ากลับทิศการหมุนระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียมได้ดี ซึ่งทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 8.39 การทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ ทดสอบขณะที่มีเซ็นเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

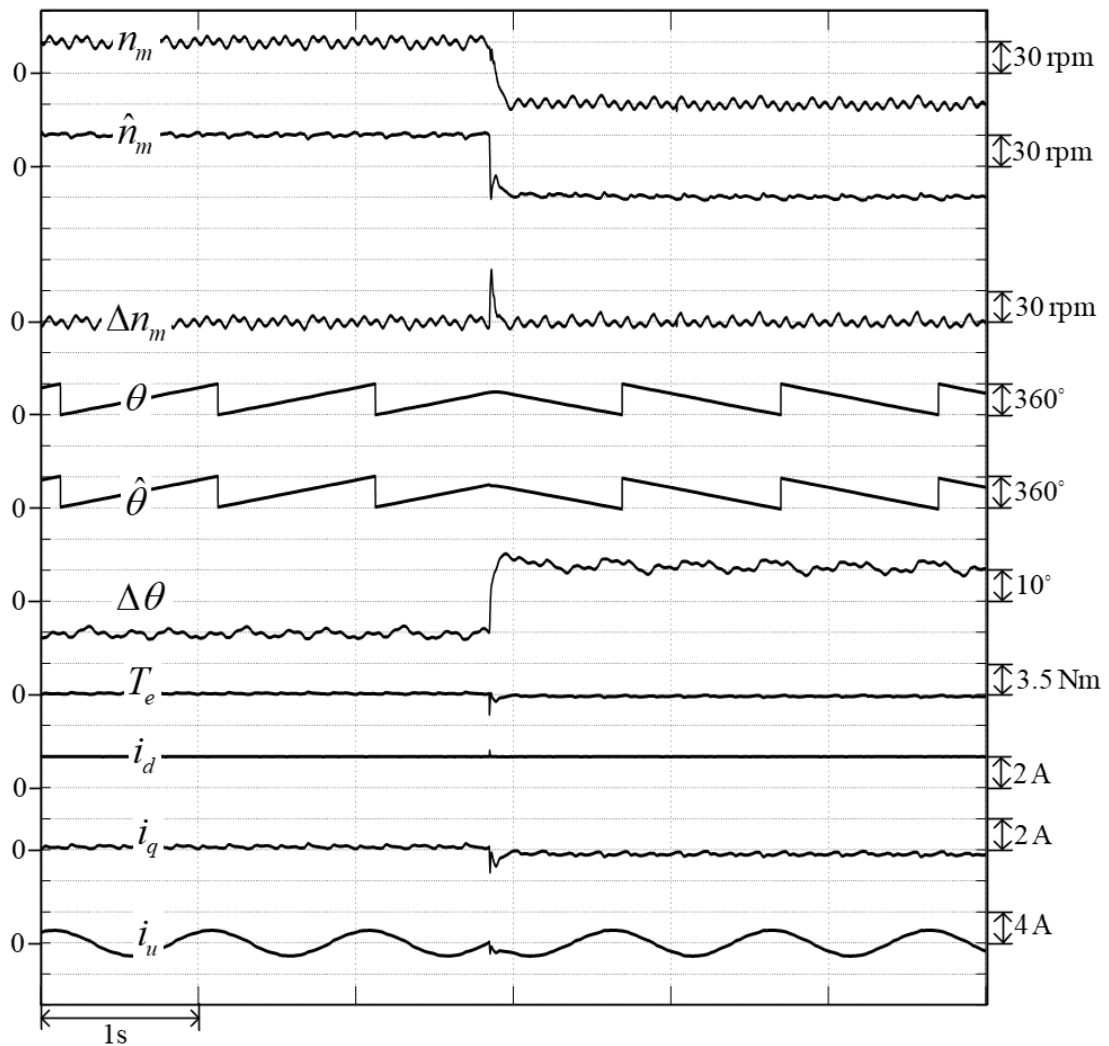
จากรูปที่ 8.39 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำสามารถควบคุมความเร็วให้ตรงตามคำสั่งได้ดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้และตอบสนองต่อช่วงลดความเร็วได้ดี

8.2.3.3.2 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ : ทดสอบขณะไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง



รูปที่ 8.40 การทำงานของระบบประมาณขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.40 จะเห็นได้ว่าระบบประมาณสามารถประมาณฟลักซ์เทียบได้ค่อนข้างดีเมื่อมีการกลับทิศการหมุนจากความเร็ว 30 rpm ไปยัง -30 rpm การประมาณตำแหน่งและความเร็วทำงานได้ค่อนข้างดี ซึ่งมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุด 18 องศาทางไฟฟ้า และค่าความผิดพลาดของความเร็วสูงสุด 39 rpm โดยค่าความผิดพลาดสูงสุดจะเกิดช่วงที่ความเร็วเข้าใกล้ศูนย์



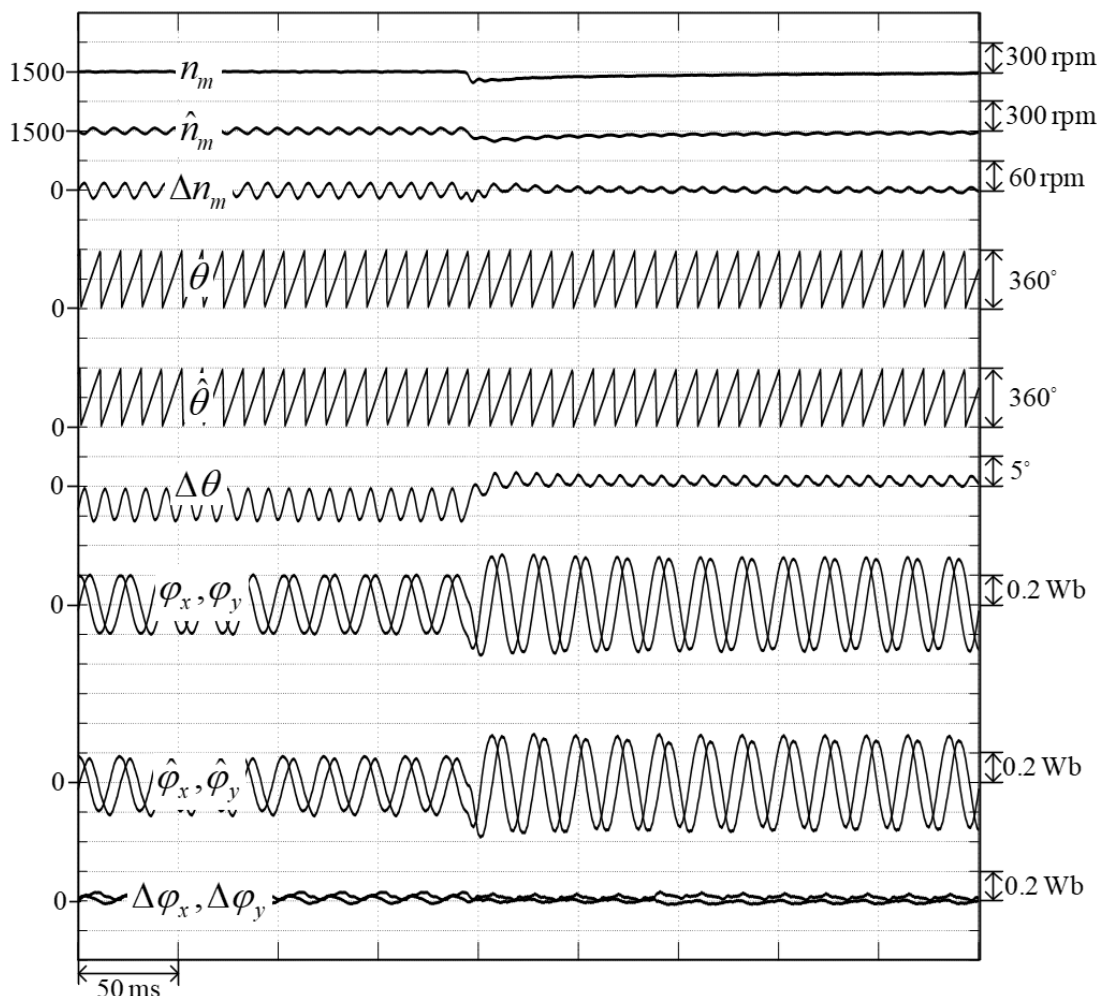
รูปที่ 8.41 การทำงานของระบบควบคุมขณะกลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ ทดสอบขณะที่ไม่มี

เซ็นเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

จากรูปที่ 8.41 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่กลับทิศการหมุนที่ความเร็วต่ำ สามารถควบคุมความเร็วสอดคล้องกับความเร็วคำสั่ง และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้และตอบสนองต่อช่วงลดความเร็วเพื่อรองรับกับแรงบิดช่วงลดความเร็วได้ดี

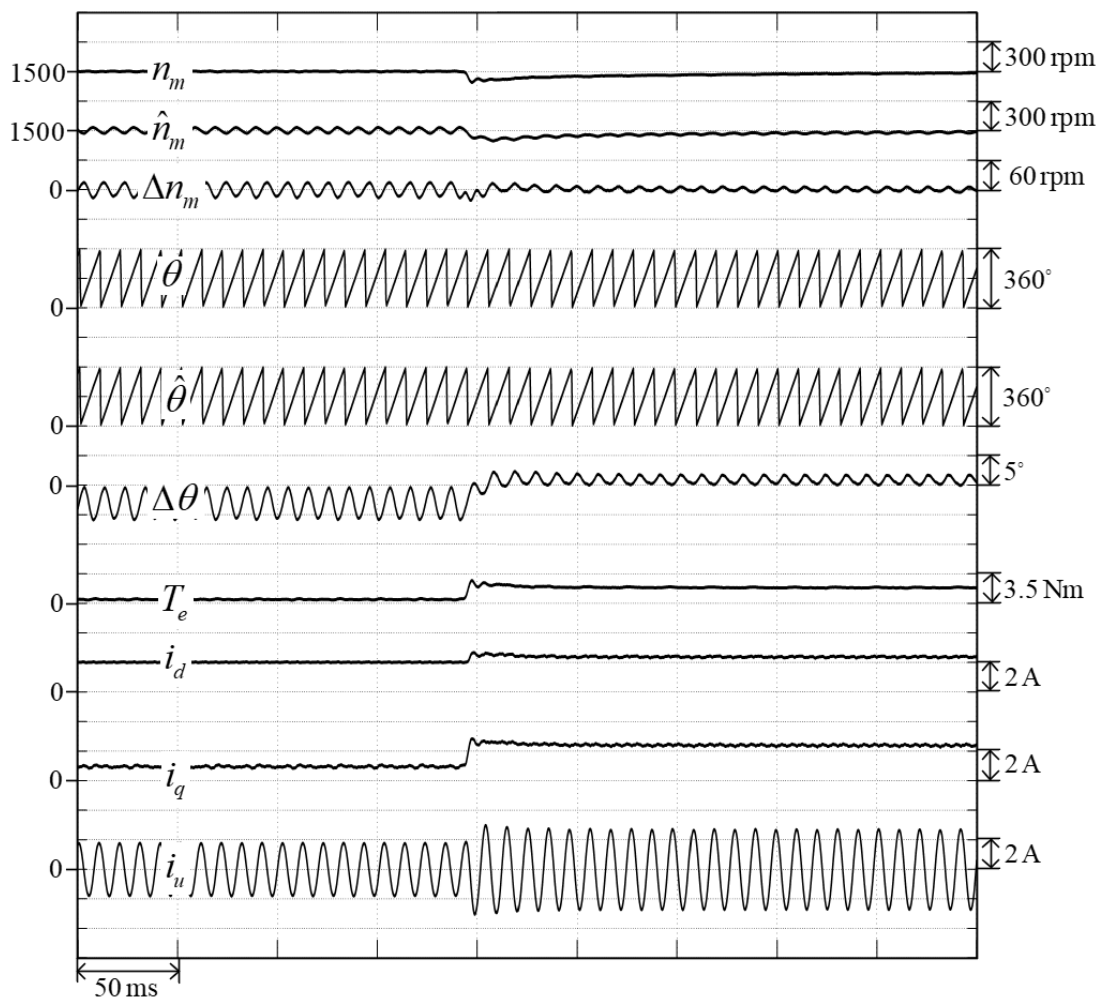
8.2.4 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

8.2.4.1 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 8.42 การทำงานของระบบประมาณขณะทีโหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

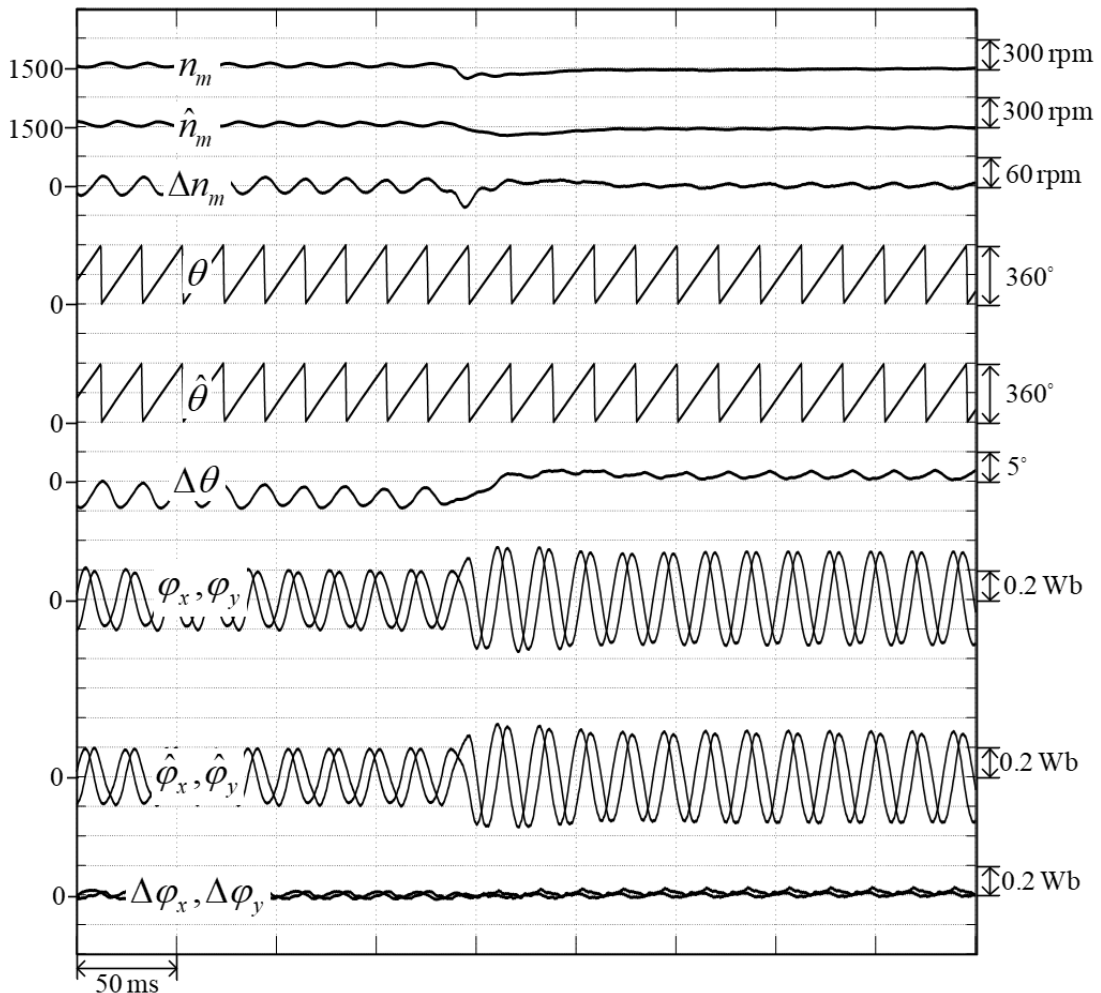
ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นซึ่งมีค่าแรงบิดเท่ากับ 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ดังรูปที่ 8.42 พบว่า ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ได้ ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีค่าความผิดพลาดไม่สูงมากนัก ซึ่งอยู่ในเกณฑ์ที่ได้ ออกแบบไว้



รูปที่ 8.43 การทำงานของระบบควบคุมความเร็วที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

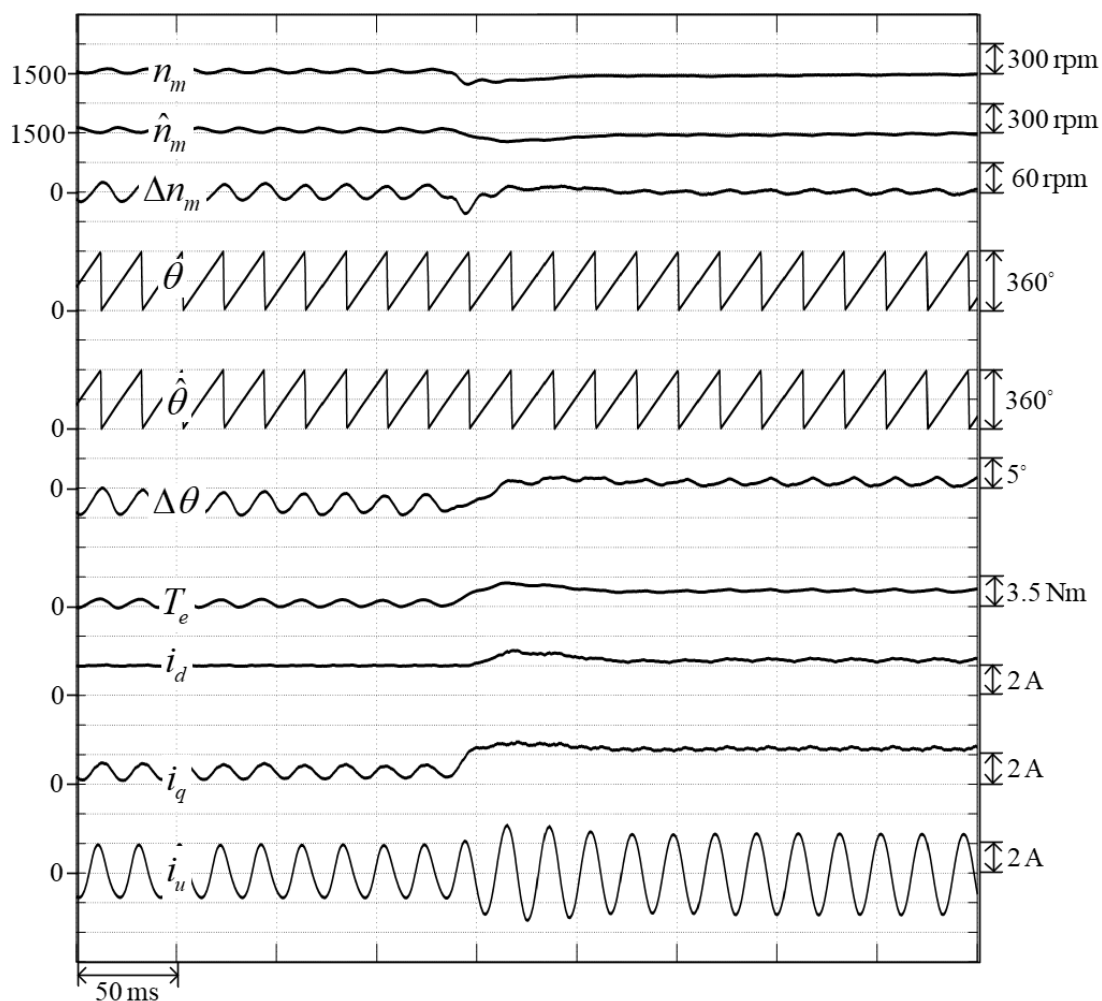
จากรูปที่ 8.43 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมความเร็วที่มีการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น สามารถควบคุมความเร็วได้ดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้อีกทั้งยังตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นได้ดีด้วย

8.2.4.2 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 1500 rpm : ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 8.44 การทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

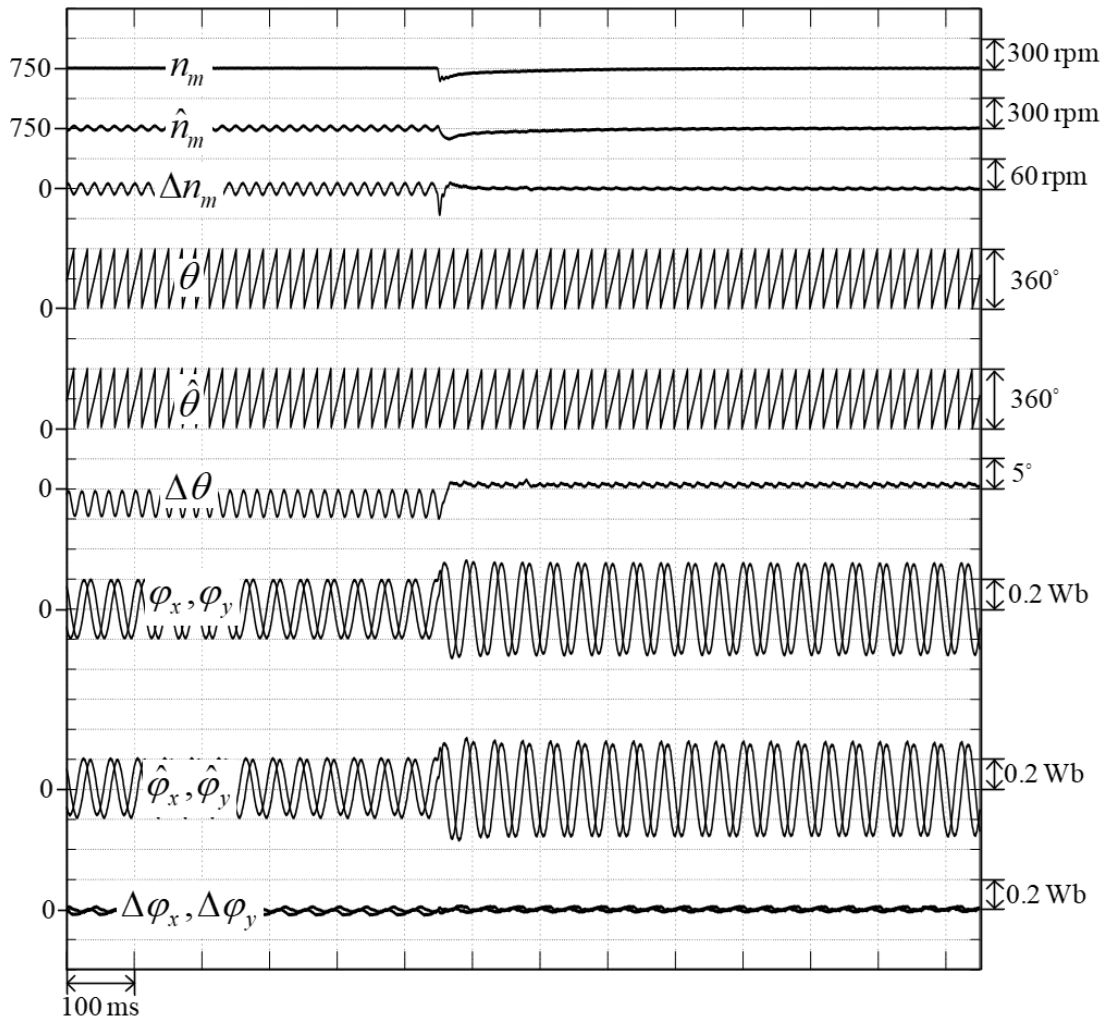
ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นซึ่งมีค่าแรงบิดเท่ากับ 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm รูปที่ 8.44 พบว่า ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ได้ดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีความผิดพลาดที่อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ โดยมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 50 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 5 องศาทางไฟฟ้า



รูปที่ 8.45 การทำงานของระบบควบคุมขณะที่มีโหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 1500 rpm ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

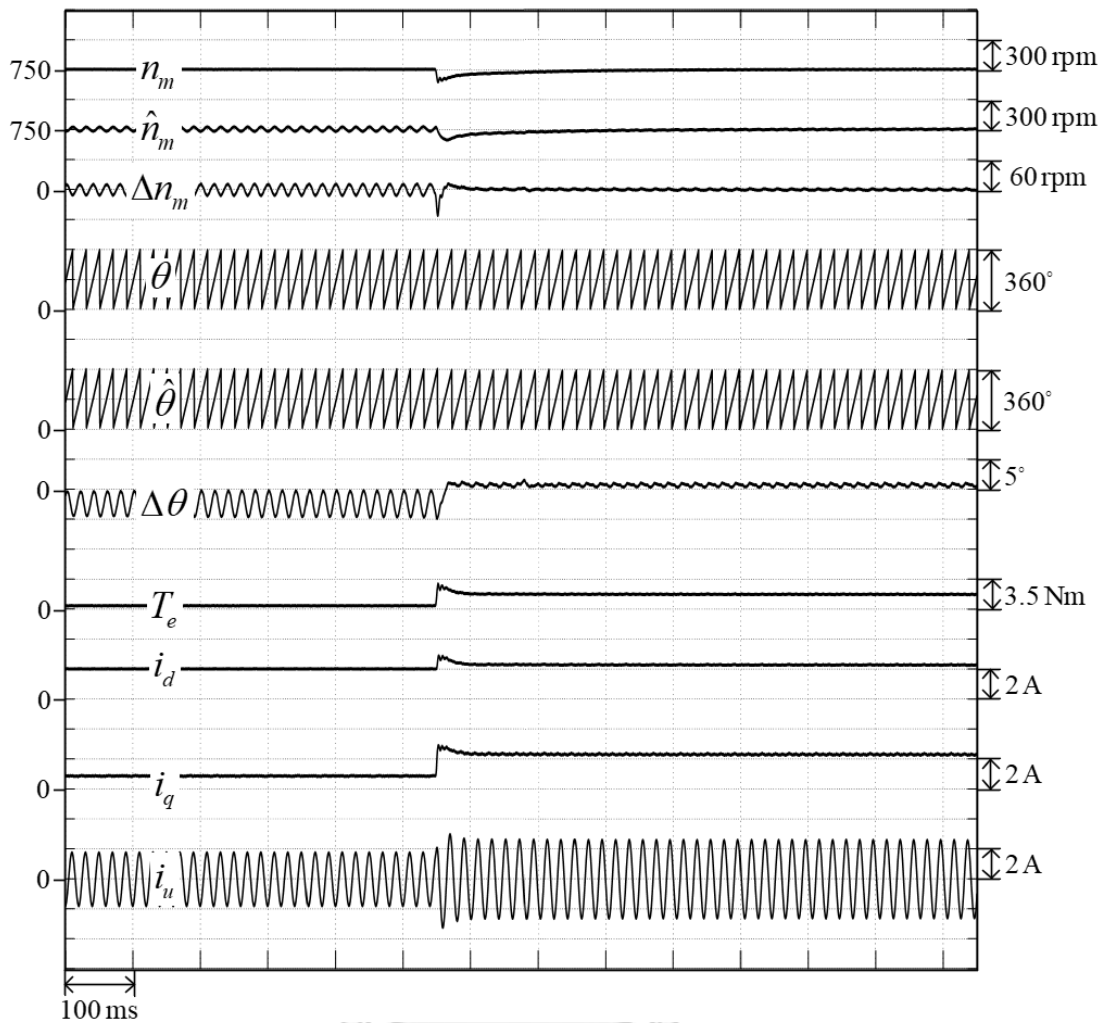
สมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีโหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ดังรูปที่ 8.45 พบว่า วงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมความเร็วตามความเร็วคำสั่งได้มีการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นได้ไว ซึ่งความเร็วลู่เข้าสู่ค่าจริงภายในเวลา 100 ms อีกทั้งการควบคุมของวงรอบกระแสสามารถควบคุมให้สอดคล้องกับโหลดได้เป็นอย่างดี

8.2.4.3 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 8.46 การทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

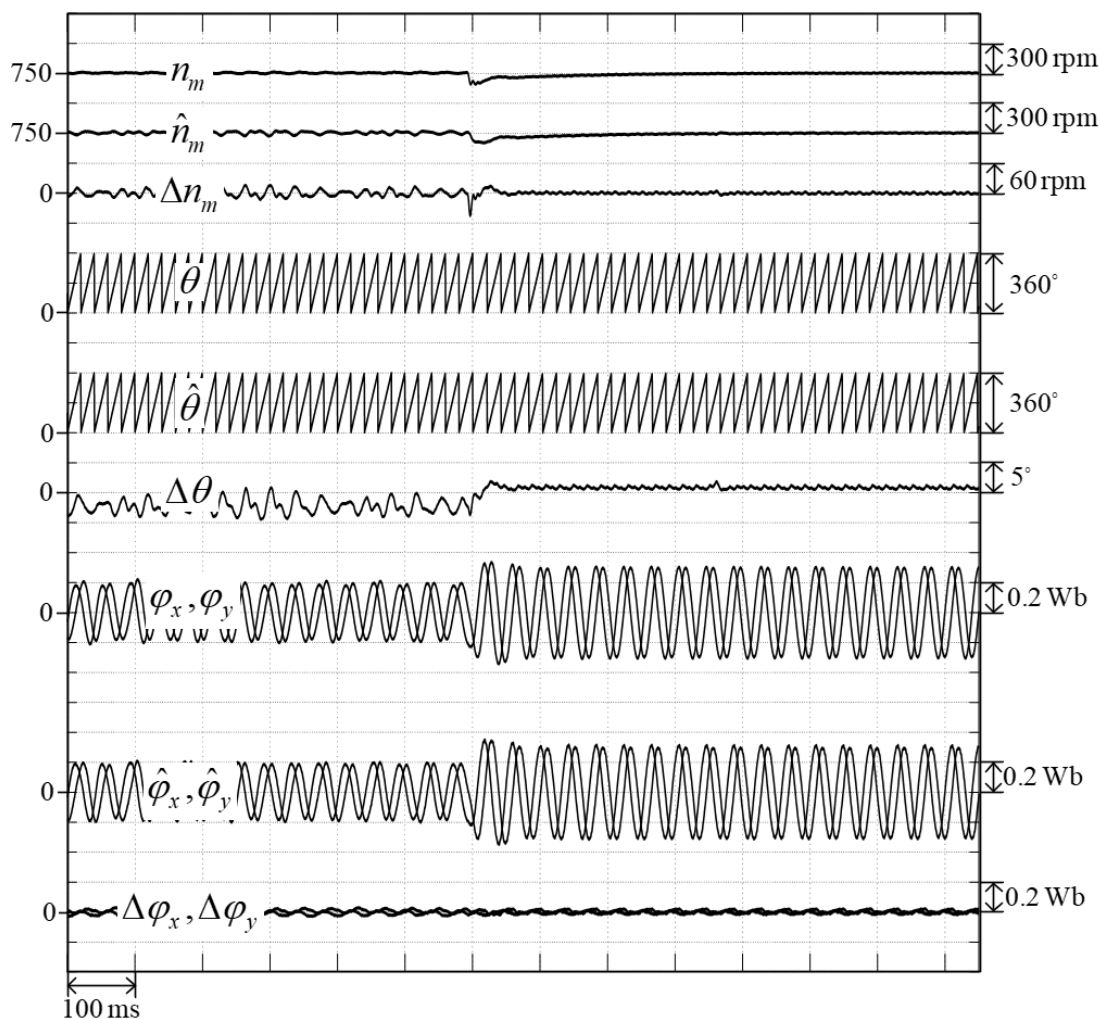
ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นซึ่งมีค่าแรงบิดเท่ากับ 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm รูปที่ 8.46 พบว่า ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ค่อนข้างดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีค่าความผิดพลาดอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้



รูปที่ 8.47 การทำงานของระบบควบคุมขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ทดสอบขณะที่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

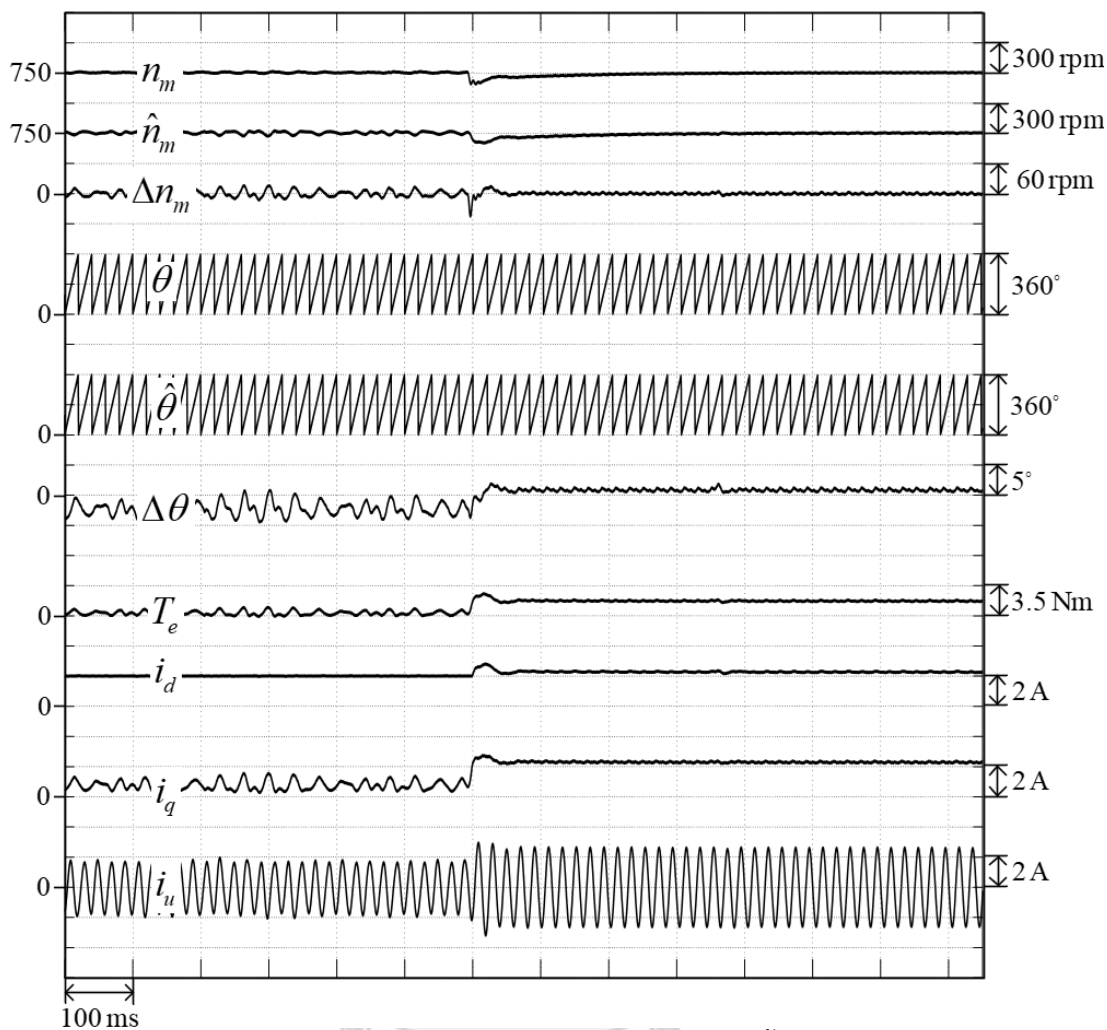
จากรูปที่ 8.47 แสดงถึงสมรรถนะของระบบควบคุมขณะที่มีการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วได้ดี และระบบควบคุมกระแสสามารถควบคุมให้กระแสจริงตรงกับกระแสคำสั่งได้อีกทั้งยังตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นได้ดีด้วย

8.2.4.4 การทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นที่ความเร็ว 750 rpm : ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่งและความเร็ว



รูปที่ 8.48 การทำงานของระบบประมาณขณะที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ทดสอบขณะที่ไม่มีเซนเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นซึ่งมีค่าแรงบิดเท่ากับ 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ดังรูปที่ 8.48 พบว่า ระบบประมาณสามารถติดตามความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ได้ค่อนข้างดี ทำให้การประมาณความเร็วและตำแหน่งประมาณมีค่าความผิดพลาดที่อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ โดยมีค่าความผิดพลาดของการประมาณความเร็วประมาณ 48 rpm และมีค่าความผิดพลาดการประมาณตำแหน่งประมาณ 5 องศาทางไฟฟ้า



รูปที่ 8.49 การทำงานของระบบควบคุมความเร็วที่โหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ที่ความเร็ว 750 rpm ทดสอบขณะที่ไม่มีเซ็นเซอร์ตรวจจับตำแหน่ง

CHULALONGKORN UNIVERSITY

สมรรถนะของระบบควบคุมความเร็วที่มีโหลดแบบขั้นขนาด 1.75 N.m ดังรูปที่ 8.49 พบว่า วงรอบควบคุมความเร็วสามารถควบคุมความเร็วตามความเร็วคำสั่งได้มีการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นได้ไวภายในเวลา 100 ms อีกทั้งการควบคุมของวงรอบกระแสสามารถควบคุมให้สอดคล้องกับ โหลดได้เป็นอย่างดี

บทที่ 9

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

9.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการนิยามฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก และการนำเสนอวิธีการสร้างตัวประมาณฟลักซ์เทียมนที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง เพื่อใช้ในการควบคุม SynRM แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งและความเร็ว ซึ่งผลการวิจัยทั้งหมดสรุปได้ดังนี้

1. การนิยามฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก สามารถคำนวณขนาดของฟลักซ์เทียมนได้จากข้อมูลกระแสสเตเตอร์จากเซนเซอร์วัดกระแส
2. การสร้างสมการค่าความเหนี่ยวนำของ SynRM จากสมการของฟลักซ์แม่เหล็ก โดยนำข้อมูลจากการทดสอบด้วยล๊อคโรเตอร์มาใช้ในการคำนวณร่วมกับวิธีการถดถอยกำลังสองน้อยสุด
3. นำเสนอแบบจำลองของ SynRM บนฐานฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก โดยมีแนวคิดจากแบบจำลองของ PMSM
4. นำเสนอแนวทางการทดสอบเพื่อหาค่าฟลักซ์สเตเตอร์ของ SynRM ด้วยวิธีล๊อคโรเตอร์รวมทั้งแนวคิดในการชดเชยค่าความผิดพลาดของฟลักซ์แม่เหล็กด้วยวิธีพิจารณาจากคำสั่งแรงดันจากวงรอบควบคุมกระแส
5. นำเสนอการสร้างตัวสังเกตฟลักซ์เทียมนที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง และนำเสนอแนวคิดในการพิสูจน์เสถียรภาพของตัวสังเกต
6. นำเสนอการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยวิธีเฟสล๊อคลูปเชิงเวกเตอร์ ซึ่งข้อดีคือไม่มีการใช้ฮับนัสนในการคำนวณความเร็วโรเตอร์
7. ระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งและระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่นำเสนอมีประสิทธิภาพและประสิทธิภาพที่ดี สามารถยืนยันได้ว่ามีเสถียรภาพในทุกย่านการทำงาน ด้วยการจำลองการทำงานของระบบและการทดลองกับระบบฮาร์ดแวร์จริง

9.2 ข้อเสนอแนะ

เนื่องจากการนำเสนอผลการทดลองกับระบบจริง มีเงื่อนไขไม่มากนักเนื่องจากซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการควบคุมในงานวิจัยนี้ ใช้การสร้างโค้ดจากฟังก์ชันของโปรแกรม Matlab/Simulink คือ Embedded Coder ซึ่งมีข้อจำกัดในการ Debug โปรแกรม และยังมีประเด็นอื่นๆ ที่สามารถพัฒนาให้งานวิจัยนี้ดีขึ้นได้ ซึ่งมีแนวทางดังนี้

1. การใช้ Embedded Coder ข้อดีคือไม่ต้องเขียนโปรแกรมด้วยตนเอง แต่ต้องมีพื้นฐานและความเข้าใจในการเขียนโปรแกรม และการหา Debug ของโปรแกรม เนื่องจากตัวโปรแกรมเป็นตัวสร้างโค้ดสำเร็จรูป ทำให้ผู้ใช้ไม่สามารถแก้ไขบางจุดได้ จึงทำให้งานวิจัยนี้ทดสอบกับระบบได้ไม่หลากหลายการทำงาน
2. ระบบควบคุมและระบบประมาณไวต่อค่าความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ ดังนั้นวิธีการวัดพารามิเตอร์ต่างๆ ควรใช้วิธีหรือเครื่องมือวัดที่มีความแม่นยำสูง ซึ่งช่วยให้ระบบควบคุมและระบบประมาณทำงานได้ดียิ่งขึ้น
3. แนวทางการแก้ไขและการออกแบบอัตราการขยายป้อนกลับของตัวสังเกตฟลักซ์เทียมให้มีความคงทนต่อสัญญาณรบกวนต่างๆ
4. แนวทางการแก้ปัญหาระลอกของกระแสที่เกิดจากสล็อตของสเตเตอร์

ภาคผนวก ก

การพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่ค่านิ่งผลของการ เชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก

สมการแรงดันบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ที่ค่านิ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กดังสมการที่ (ก.1)

$$\vec{v}_s = R\vec{i}_s + L_\Sigma \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \frac{d}{dt} (L_\Delta e^{J2\theta} \vec{Q}\vec{i}_s + L_{dq} J e^{J2\theta} \vec{Q}\vec{i}_s) \quad (\text{ก.1})$$

จากบทที่ 3 สามารถนิยามฟลักซ์เทียบที่ค่านิ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กได้ดังสมการ (ก.2)

$$\left. \begin{aligned} \vec{\phi} &\triangleq L_\Delta e^{J2\theta} \vec{Q}\vec{i}_s + L_{dq} e^{J2\theta} \mathbf{J}\vec{Q}\vec{i}_s \\ &= (L_\Delta \mathbf{I} + L_{dq} \mathbf{J}) e^{J2\theta} \vec{Q}\vec{i}_s \\ &= \vec{\lambda} + L_{dq} e^{J2\theta} \mathbf{J}\vec{Q}\vec{i}_s \end{aligned} \right\} \quad (\text{ก.2})$$

และสมการทางพลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์และฟลักซ์เทียบดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (ก.3)

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} &= \vec{v}_s - R\vec{i}_s \\ \vec{\phi} &= \vec{\Psi}_s - L_\Sigma \vec{i}_s \end{aligned} \right\} \quad (\text{ก.3})$$

ขนาดของฟลักซ์เทียบที่ค่านิ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็ก ซึ่งหาได้จากข้อมูลกระแสจากการวัด โดยแสดงดังสมการที่ (ก.4)

$$\|\vec{\phi}\| = \sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2} \|\vec{i}_s\| \quad (\text{ก.4})$$

ตัวสังเกตฟลักซ์เทียบที่ค่านิ่งผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กและสมการที่ใช้ในการหาตัวสังเกต ฟลักซ์เทียบดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (ก.5)-(ก.7)

$$\frac{d\hat{\vec{\Psi}}_s}{dt} = \vec{v}_s - R\vec{i}_s - k \cdot \hat{\vec{\phi}} \quad (\text{ก.5})$$

$$\hat{\vec{\phi}} = \hat{\vec{\Psi}}_s - L_\Sigma \vec{i}_s \quad (\text{ก.6})$$

$$k = \mu \cdot \max \left\{ 0, \|\hat{\vec{\phi}}\|^2 - \|\vec{\phi}\|^2 \right\} \quad (\text{ก.7})$$

จากสมการที่ (ก.3), (ก.5) และ (ก.6) สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (ก.8)-(ก.9)

$$\hat{\vec{\phi}} - \vec{\phi} = \hat{\vec{\Psi}}_s - \vec{\Psi}_s \quad (\text{ก.8})$$

$$\frac{d}{dt} (\hat{\vec{\phi}} - \vec{\phi}) = \frac{d}{dt} (\hat{\vec{\Psi}}_s - \vec{\Psi}_s) = -k \cdot \hat{\vec{\phi}} \quad (\text{ก.9})$$

กำหนดฟังก์ชันเลียปูนอฟ (Lyapunov function) ดังสมการ (ก.10)

$$V = (\hat{\phi} - \bar{\phi})^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \geq 0 \quad (\text{ก.10})$$

อนุพันธ์ของฟังก์ชันเลียปูนอฟแสดงได้ดังสมการ (ก.11)

$$\frac{dV}{dt} = 2 \left[\frac{d}{dt} (\hat{\phi} - \bar{\phi})^T \right] (\hat{\phi} - \bar{\phi}) = -2k \hat{\phi}^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \quad (\text{ก.11})$$

$$\text{จาก} \quad 2\bar{a}^T (\bar{a} - \bar{b}) = 2\bar{a}^T \bar{a} - 2\bar{a}^T \bar{b}$$

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

$$\text{กำหนดให้} \quad \|\bar{a}\|^2 - \|\bar{b}\|^2 \geq 0$$

$$\begin{aligned} \text{จะได้ว่า} \quad (\bar{a} - \bar{b})^T (\bar{a} - \bar{b}) &= 2\|\bar{a}\|^2 - 2\bar{a}^T \bar{b} - (\|\bar{a}\|^2 - \|\bar{b}\|^2) \\ &\leq 2\bar{a}^T (\bar{a} - \bar{b}) \end{aligned}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad 0 \leq (\bar{a} - \bar{b})^T (\bar{a} - \bar{b}) \leq 2\bar{a}^T (\bar{a} - \bar{b}) ; \|\bar{a}\|^2 \geq \|\bar{b}\|^2$$

ด้วยเหตุนี้ จึงเขียนสมการ (ก.11) ใหม่ได้ดังสมการ (ก.12)

$$\frac{dV}{dt} = -2k \hat{\phi}^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \leq -k (\hat{\phi} - \bar{\phi})^T (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \leq -kV ; \|\hat{\phi}\|^2 \geq \|\bar{\phi}\|^2 \quad (\text{ก.12})$$

จากสมการที่ (ก.12) สามารถนิยามค่า k ได้ดังสมการที่ (ก.13)

$$k = \begin{cases} 0 & , \|\hat{\phi}\|^2 \leq \|\bar{\phi}\|^2 \\ k' > 0 & , \|\hat{\phi}\|^2 > \|\bar{\phi}\|^2 \end{cases} \quad (\text{ก.13})$$

จากทฤษฎีบทลาซาล (Lasalle Theorem) แสดงได้ดังสมการที่ (ก.14)

$$\frac{dV}{dt} \leq -kV \leq 0 \quad (\text{ก.14})$$

กำหนดให้ \mathbf{R} แทนเซตที่ทำให้ $\dot{V} = 0$ จะได้ว่า

$$\mathbf{R} = \left\{ \hat{\phi} \mid k = 0, V \neq 0, \|\hat{\phi}\| \leq \|\bar{\phi}\| \right\} \quad (\text{ก.15})$$

จากสมการที่ (ก.9) และ (ก.13) เขียนได้ดังสมการที่ (ก.16)

$$\frac{d}{dt}(\hat{\phi} - \bar{\phi}) = -k\hat{\phi} = 0 \quad (\text{ก.16})$$

กำหนดให้ \mathbf{M} แทน invariant set ของสมการที่ (ก.9) จะได้ว่า

$$\mathbf{M} = \left\{ (\hat{\phi} - \bar{\phi}) \left| \frac{d}{dt}(\hat{\phi} - \bar{\phi}) = 0 \right. \right\} \quad (\text{ก.17})$$

จากสมการที่ (ก.15) สามารถหาคำตอบของสมการได้ดังสมการที่ (ก.18)

$$\hat{\phi} = \bar{\phi} + \bar{c} \quad (\text{ก.18})$$

โดยที่ \bar{c} แทนเวกเตอร์คงที่ที่เกิดจากการอินทิเกรต

$$\begin{aligned} \|\hat{\phi}\|^2 &= \hat{\phi}^T \hat{\phi} = (\bar{\phi} + \bar{c})^T (\bar{\phi} + \bar{c}) \\ &= \|\bar{\phi}\|^2 + \|\bar{c}\|^2 + 2\bar{\phi}^T \bar{c} \end{aligned}$$

เนื่องจาก $\hat{\phi}$ มีคุณสมบัติเป็นเวกเตอร์หมุน (rotating vector) และมีขนาดเพิ่มลดตามเวลา ซึ่งเป็นคุณสมบัติสังเกตได้ (observability)

$$\text{จาก } \bar{\phi}^T \bar{c} = \bar{\phi} \cdot \bar{c} = \|\bar{\phi}\| \|\bar{c}\| \cos \varepsilon \quad (\text{ก.19})$$

ซึ่งมีบางช่วงเวลาที่ทำให้ $\bar{\phi}^T \bar{c} \geq 0$ กล่าวคือ มุมระหว่าง $\bar{\phi}$ กับ \bar{c} อยู่ในช่วง $-90^\circ \leq \varepsilon \leq 90^\circ$

$$\text{ดังนั้น } \|\hat{\phi}\|^2 = \|\bar{\phi}\|^2 + \|\bar{c}\|^2 + 2\bar{\phi}^T \bar{c} > \|\bar{\phi}\|^2 \quad (\text{ก.20})$$

จากสมการที่ (ก.20) เมื่อเทียบกับสมการที่ (ก.15) แล้วพบว่ามีความขัดแย้งกัน จากสมการที่ (ก.17) จึงสรุปได้ว่า

$$\mathbf{M} = \left\{ \hat{\phi} - \bar{\phi} = 0, V = 0 \right\} \quad (\text{ก.21})$$

$$\text{จะได้ว่า } \frac{dV}{dt} \equiv 0 \Rightarrow V(t) \equiv 0 \quad (\text{ก.22})$$

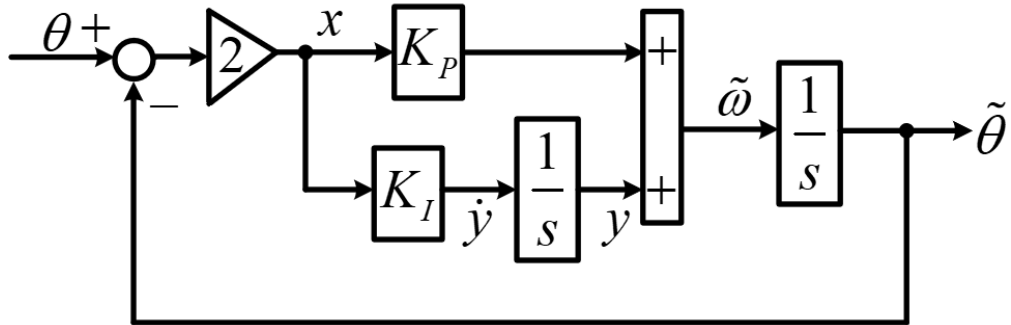
$$\text{ดังนั้น } \left. \begin{aligned} \hat{\phi} &= \bar{\phi} \\ \hat{\Psi}_s &= \bar{\Psi}_s \end{aligned} \right\} \quad (\text{ก.23})$$

จากสมการ (ก.12), (ก.13), (ก.21) และ (ก.22) สามารถสรุปโดยอาศัย Lasalle's invariance Theorem ได้ว่า

$$\left. \begin{aligned} V(t) &\rightarrow 0 \\ \hat{\Psi}_s(t) - \bar{\Psi}_s(t) &\rightarrow 0 \\ \hat{\phi}(t) - \bar{\phi}(t) &\rightarrow 0 \end{aligned} \right\} , t \rightarrow \infty \quad (\text{ก.24})$$

ภาคผนวก ข

การพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของวงรอบเฟสลู่คลูป [18]



รูปที่ ข.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันถ่ายโอนของวงรอบเฟสลู่คลูปเชิงเวกเตอร์

จากรูปที่ ข.1 สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสถานะดังสมการที่ (ข.1)

$$\dot{\theta} = \tilde{\omega} = K_p x + y \quad (\text{ข.1})$$

กำหนดให้

$$y = y' + \omega \quad (\text{ข.2})$$

ขณะนี้กำหนดให้ความเร็วมีค่าคงที่ จากสมการที่ (ข.2) จะได้ว่า (ข.3)

$$\dot{y} = \dot{y}' = K_I x \quad (\text{ข.3})$$

โดยที่

$$x = \sin(2\Delta\theta) \quad (\text{ข.4})$$

ความสัมพันธ์ของตัวแปรสถานะของค่าความผิดพลาดตำแหน่งแสดงได้ดังสมการที่ (ข.5)

$$\Delta\dot{\theta} = \dot{\theta} - \dot{\theta}' = \omega - \tilde{\omega} = -K_p x - y' \quad (\text{ข.5})$$

กำหนดฟังก์ชันเลียปูนอฟดังสมการที่ (ข.6)

$$V = \int_0^{2\Delta\theta} \sin \beta d\beta + zy'^2, \quad z > 0 \quad (\text{ข.6})$$

เนื่องจากเทอมอินทิเกรตมีค่าเป็นบวกเสมอบนช่วง $-\pi < 2\Delta\theta < \pi$ จึงทำให้ $V \geq 0$

อนุพันธ์ของฟังก์ชันเลียปูนอฟแสดงได้ดังสมการ (ข.7)

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= 2\Delta\dot{\theta} \sin(2\Delta\theta) + 2zy'y' \\ &= 2zy'K_I \sin(2\Delta\theta) + 2\sin(2\Delta\theta)[-K_p \sin(2\Delta\theta) - y'] \\ &= 2(zK_I - 1)y' \sin(2\Delta\theta) - 2K_p \sin^2(2\Delta\theta) \end{aligned} \quad (\text{ข.7})$$

เงื่อนไขจำเป็นที่ทำให้ที่ ทำให้ $\frac{dV}{dt} \leq 0$ แสดงได้สมการที่ (ข.8)

$$\left. \begin{aligned} zK_I - 1 = 0 &\Rightarrow K_I = \frac{1}{z} > 0 \\ K_p &> 0 \end{aligned} \right\} \quad (\text{ข.8})$$

เมื่อแทนเงื่อนไขจากสมการ (ข.8) ลงในสมการ (ข.7) จะได้สมการที่ (ข.9)

$$\frac{dV}{dt} \leq -2K_p \sin^2(2\Delta\theta) \leq 0 ; \quad -\pi < 2\Delta\theta < \pi \quad (\text{ข.9})$$

กำหนดให้ \mathbf{M} แทน invariant set ของสมการที่ (ข.9) จะได้ว่า

$$\mathbf{M} = \left\{ V \mid \frac{dV}{dt} = 0 \right\} \quad (\text{ข.10})$$

ซึ่งมีเงื่อนไขเดียวที่สอดคล้องกับสมการที่ (ข.10) ดังนั้น

$$\sin(2\Delta\theta) = 0 \Rightarrow \Delta\theta = 0 \quad (\text{ข.11})$$

จากสมการข้างต้นสามารถสรุปโดยอาศัย Lasalle's invariance Theorem ได้ว่า

$$\left. \begin{aligned} V(t) &\rightarrow 0 \\ \Delta\theta &\rightarrow 0 \\ y'(t) &\rightarrow 0 \\ \omega - \tilde{\omega} &\rightarrow 0 \end{aligned} \right\} , t \rightarrow \infty \quad (\text{ข.12})$$

จากสมการที่ (ข.12) เป็นเงื่อนไขสำหรับเสถียรภาพในวงกว้างของวงรอบเฟสสี่อวกาศเชิงเวกเตอร์

ภาคผนวก ค

การพิสูจน์เงื่อนไขจุดทำงานของวิธีแรงบิดต่อกระแสสูงสุดที่คำนึงผลของการเชื่อมโยง ข้ามทางแม่เหล็ก

สมการแรงบิดของมอเตอร์ที่คำนึงผลของการเชื่อมโยงข้ามทางแม่เหล็กเขียนได้ดังสมการที่ (ค.1)

$$T_e = p \left[(L_d - L_q) i_d i_q - L_{dq} (i_d^2 - i_q^2) \right] \quad (\text{ค.1})$$

กำหนดให้ $i_d = \|\vec{i}_s\| \cos \delta$ และ $i_q = \|\vec{i}_s\| \sin \delta$ เมื่อแทนลงในสมการที่ (ค.1) จะได้ว่า

$$T_e = p \|\vec{i}_s\|^2 \left[L_\Delta \cos 2\delta - L_{dq} \sin 2\delta \right] \quad (\text{ค.2})$$

จัดรูปสมการ (ค.2) ใหม่จะได้ว่า

$$\begin{aligned} T_e &= p \|\vec{i}_s\|^2 \sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2} \left[\frac{L_\Delta}{\sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2}} \sin 2\delta - \frac{L_{dq}}{\sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2}} \cos 2\delta \right] \\ &= p \|\vec{i}_s\|^2 \sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2} (\cos x \sin 2\delta - \sin x \cos 2\delta) \\ &= p \|\vec{i}_s\|^2 \sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2} \sin(2\delta - x) \end{aligned} \quad (\text{ค.3})$$

โดยที่ $x = \tan^{-1} \left(\frac{L_{dq}}{L_\Delta} \right)$ และ δ คือมุมของกระแสเมื่อวัดเทียบกับแกน d

จากสมการที่ (ค.3) พบว่าแรงบิดสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อค่าไซน์มีค่าเท่ากับ 1 จึงสรุปได้ดังสมการที่ (ค.4) และ (ค.5)

$$\begin{aligned} 2\delta - x &= 90^\circ \\ \therefore \delta &= 45^\circ + \frac{x}{2} \end{aligned} \quad (\text{ค.4})$$

$$\|\vec{i}_s\| = \sqrt{\frac{|T_e|}{p \sqrt{L_\Delta^2 + L_{dq}^2}}} \quad (\text{ค.5})$$

ดังนั้นกระแสคำสั่งบนแกน d และแกน q ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขแรงบิดต่อกระแสสูงสุด แสดงได้ดังสมการที่ (ค.6)

$$\begin{aligned} i_d &= \|\vec{i}_s\| \cos \left(45^\circ + \frac{x}{2} \right) \\ i_q &= \text{sign}(T_e) \cdot \|\vec{i}_s\| \sin \left(45^\circ + \frac{x}{2} \right) \end{aligned} \quad (\text{ค.6})$$

บรรณานุกรม

1. T.A.LIPO, Synchronous Reluctance Machines - a viable alternative for ac drives. 1991. 19: p. 659-671.
2. G. Pellegrino, T.M.J., N. Bianchi, W. L. Soong, and F. Cupertino, The Rediscovery of Synchronous Reluctance and Ferrite Permanent Magnet Motors. Springer, 2016: p. 1-26.
3. Donaghy-Spargo, C.M., Synchronous reluctance motor technology : opportunities, challenges and future direction., Engineering technology reference. Durham University, 2016: p. 1-15.
4. Lazari, P., et al., Accurate d – q Axis Modeling of Synchronous Machines With Skew Accounting for Saturation. IEEE Transactions on Magnetics, 2014. 50(11): p. 1-4.
5. Stumberger, G., et al., Cross magnetization effect on inductances of linear synchronous reluctance motor under load conditions. IEEE Transactions on Magnetics, 2001. 37(5): p. 3658-3662.
6. Bianchi, N. and S. Bolognani. Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis. in Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242). 1998.
7. 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.
8. Ichikawa, S., et al., Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended EMF Models Considering Magnetic Saturation With Online Parameter Identification. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006. 42(5): p. 1264-1274.
9. 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.
10. Koonlaboon, S. and S. Sangwongwanich. Sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors based on a fictitious permanent-magnet flux model. in Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005. 2005.
 11. Pinyopawasutti, T., Fictitious Flux and A Globally Stable Observer for Position Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors, in Electrical Engineering. 2562, Chulalongkorn University.
 12. Capecchi, E., et al., Position-sensorless control of the transverse-laminated synchronous reluctance motor. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001. 37(6): p. 1768-1776.
 13. Guglielmi, P., M. Pastorelli, and A. Vagati, Impact of cross-saturation in sensorless control of transverse-laminated synchronous reluctance motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006. 53(2): p. 429-439.
 14. Melkebeek, J.A. and J.L. Willems, Reciprocity relations for the mutual inductances between orthogonal axis windings in saturated salient-pole machines. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990. 26(1): p. 107-114.
 15. Stumberger, B., et al. Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent magnet synchronous motor. in Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248). 2001.
 16. 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.
 17. Im, J., et al., Inductance Calculation Method of Synchronous Reluctance Motor Including Iron Loss and Cross Magnetic Saturation. IEEE Transactions on Magnetics, 2009. 45(6): p. 2803-2806.
 18. Abramovitch, D.Y., Lyapunov redesign of analog phase-lock loops. IEEE Transactions on Communications, 1990. 38(12): p. 2197-2202.



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นายศฤงคาร พิตรพิบูลย์วงศ์
วัน เดือน ปี เกิด	24 ตุลาคม 2537
สถานที่เกิด	มุกดาหาร
วุฒิการศึกษา	สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีจาก คณะวิศวกรรมศาสตร์ ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ที่อยู่ปัจจุบัน	256 ซ.สนิทวงศ์ ถ.วิวิธสุการ ตำบลเมืองมุกดาหาร อำเภอเมืองมุกดาหาร จังหวัดมุกดาหาร 49000
ผลงานตีพิมพ์	- งานประชุมทางวิชาการ 2019 International Electrical Engineering Congress (IEECON) - เผยแพร่งานวิจัยในฐานข้อมูล SCOPUS บนเว็บไซต์ IEEE Xplore