

การประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน  
จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมโดยการฉีดสัญญาณที่ความถี่การสวิตช์



นายศุภโชค เตชะอุดมถาวร

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

CHULALONGKORN UNIVERSITY

บทคัดย่อและแฟ้มข้อมูลฉบับเต็มของวิทยานิพนธ์ตั้งแต่ปีการศึกษา 2554 ที่ให้บริการในคลังปัญญาจุฬาฯ (CUIR)  
เป็นแฟ้มข้อมูลของนิสิตเจ้าของวิทยานิพนธ์ ที่ส่งผ่านทางบัณฑิตวิทยาลัย

The abstract and full text of theses from the academic year 2011 in Chulalongkorn University Intellectual Repository (CUIR)  
are the thesis authors' files submitted through the University Graduate School.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2558

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ROTOR POSITION ESTIMATION OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS  
MOTORS FROM FICTITIOUS INDUCED ELECTROMOTIVE FORCE USING SWITCHING  
FREQUENCY SIGNAL INJECTION

Mr. Supachoke Techaudomtaworn



A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering  
Department of Electrical Engineering  
Faculty of Engineering  
Chulalongkorn University  
Academic Year 2015  
Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัส  
ชนิดแม่เหล็กถาวรภายในจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ  
เทียมโดยการฉีดสัญญาณที่ความถี่การสวิตช์

โดย

นายศุภโชค เตชะอุดมถาวร

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโท

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร.บัณฑิต เอื้ออาภรณ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรพงศ์ สุวรรณกรวิน)

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

..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วรชาติ สุวรรณงาม)

ศุภโชค เตชะอุดมถาวร : การประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมโดยการฉีดสัญญาณที่ความถี่การสวิตช์ (ROTOR POSITION ESTIMATION OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS FROM FICTITIOUS INDUCED ELECTROMOTIVE FORCE USING SWITCHING FREQUENCY SIGNAL INJECTION) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผศ. ดร.สมบุรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, 101 หน้า.

ในปัจจุบันการแก้ไขปัญหาค่าตำแหน่งโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในที่ย่านความเร็วต่ำนิยมใช้วิธีการฉีดแรงดันความถี่สูงเข้าไปที่มอเตอร์จึงจำเป็นต้องมีขั้นตอนการแยกข้อมูลที่สะท้อนถึงตำแหน่งโรเตอร์ออกจากองค์ประกอบความถี่สูงขั้นตอนดังกล่าวต้องใช้วงจรกรองผ่านต่ำทำให้แบนด์วิดท์ของระบบประมาณถูกจำกัด และข้อมูลที่ได้มีความสัมพันธ์กับค่าตำแหน่งโรเตอร์โดยอ้อม จึงต้องอาศัยสมมติฐานการทำให้เป็นเชิงเส้นเพื่อให้ได้ข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ ทำให้เสถียรภาพของระบบประมาณถูกจำกัดเฉพาะรอบจุดทำงานเท่านั้น จุดมุ่งหมายหลักของวิทยานิพนธ์นี้คือ นำเสนอวิธีการใหม่ในการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์โดยอาศัยแนวคิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่นิยามขึ้นใหม่แทนแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวร แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมมีคุณสมบัติที่ดีคือ สามารถคำนวณได้จากข้อมูลแรงดันและกระแสของขดลวดสเตเตอร์, มีความสัมพันธ์กับตำแหน่งโรเตอร์โดยตรง, สเปซเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์จะมีมุมเฟสเดียวกันกับตำแหน่งโรเตอร์ ขั้นตอนการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์จะใช้เทคนิคเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ที่ไม่มีขั้นตอนการแยกสัญญาณจึงไม่เกิดข้อจำกัดเชิงแบนด์วิดท์ และสามารถพิสูจน์เสถียรภาพของระบบในวงกว้างได้โดยไม่มีค่าประมาณหรือการทำให้เป็นเชิงเส้น ผลการจำลองและผลการทดลองการทำงานยืนยันความถูกต้องของผลทางทฤษฎีทั้งหมดที่พัฒนาขึ้น

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ลายมือชื่อนิสิต .....

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก .....

ปีการศึกษา 2558

# # 5570405921 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS: IPMSM, FICTITIOUS EMF

SUPACHOKE TECHAUDOMTAWORN: ROTOR POSITION ESTIMATION OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS FROM FICTITIOUS INDUCED ELECTROMOTIVE FORCE USING SWITCHING FREQUENCY SIGNAL INJECTION. ADVISOR: ASST. PROF.SOMBOON SANGWONGWANICH, Ph.D., 101 pp.

In order to solve the rotor position estimation problem of an interior permanent-magnet synchronous motor (IPMSM) in the low speed range, high frequency (HF) signal injection is often unavoidable. The demodulation process normally uses a low-pass filter to extract the rotor position information from the HF signal, which is the cause of restriction on the estimation bandwidth. Since the information of the rotor position is indirectly contained in the demodulated signal, linearization around an operating point is necessary to derive the linear relationship between the rotor position and the demodulated signal. This confines the stability of estimation system to be guaranteed only locally. In this thesis, a novel rotor position estimation of an IPMSM is proposed based on a fictitious induced EMF, which is newly defined in place of the conventional back EMF of the permanent-magnet flux. The fictitious induced EMF can be calculated easily from the stator voltage and current, and its phase aligns with the rotor position. The rotor position and speed are extracted by a vector phase-locked loop without using the conventional demodulation process. Therefore, the estimation bandwidth is not limited like in the conventional methods. Furthermore, global stability of the proposed estimation method is proven without any approximation or linearization. Validity of the theoretical concepts is verified by simulation and experimental results.

Department: Electrical Engineering      Student's Signature .....

Field of Study: Electrical Engineering      Advisor's Signature .....

Academic Year: 2015

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่อย่างดียิ่งของผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา, ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรพงษ์ สุวรรณกวิน อาจารย์ผู้ให้แนวคิดในการเรียนรู้, ท่านอาจารย์ทั้งหลายที่ให้ความรู้ตั้งแต่อดีตจนกระทั่งปัจจุบัน, บริษัท เอ.พี.วาย. เอ็นจิเนียริง จำกัด ที่ให้โอกาสทางการศึกษา และให้ความช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์และเครื่องมือในการทำวิจัย, พิษุเกียรติ นิธิโยธาน วิศวกรอาวุโสของบริษัท เอ.พี.วาย. เอ็นจิเนียริง จำกัด ที่ได้ให้คำแนะนำและวิธีการแก้ไขปัญหาตลอดการทำวิจัย รวมถึงรุ่นพี่ เพื่อน และรุ่นน้อง ในห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เป็นกำลังใจและให้ความช่วยเหลือจนกระทั่งประสบความสำเร็จในการวิจัย จึงขอกราบพระคุณทุกท่านอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ .....	ฎ
นิยามสัญลักษณ์ .....	ณ
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเบื้องต้น.....	1
1.2 การฉีดแรงดันความถี่สูงเข้าไปที่มอเตอร์.....	1
1.2.1 การฉีดแรงดันความถี่สูงในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์.....	3
1.2.2 การฉีดแรงดันความถี่สูงในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ.....	6
1.2.2.1 การฉีดแรงดันเวกเตอร์แบบกลับไปกลับมา.....	6
1.2.2.2 การฉีดแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม.....	10
1.3 ข้อจำกัดของงานวิจัยในอดีต .....	16
1.4 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย .....	16
1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์ .....	18
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ – ด้านวิชาการและด้านประยุกต์.....	18
1.7 ขั้นตอนในการดำเนินงาน .....	18
บทที่ 2 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในบนฐานแนวคิด ฟลักซ์เทียมนและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมน .....	22
2.1 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน .....	22
2.2 ฟลักซ์เทียมน และแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมน.....	23

2.3 การฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์ .....	24
2.4 การจำแนกองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม.....	26
2.5 ความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์กับตำแหน่งโรเตอร์ .....	27
บทที่ 3 เทคนิคเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์สำหรับการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ .....	30
3.1 สมการที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ .....	30
3.2 การใส่วงจรกรองผ่านต่ำในระบบประมาณเพื่อลดทอนผลของสัญญาณรบกวน .....	31
3.3 การวิเคราะห์วงรอบเฟสล็อกกลูบของการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์.....	32
3.3.1 เงื่อนไขเสถียรภาพในวงกว้าง (Global stability condition).....	32
3.3.2 เงื่อนไขการติดตามตำแหน่งจริง (Actual position tracking condition) .....	33
บทที่ 4 ปัจจัยที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ .....	39
4.1 ขนาดของกระแสความถี่การสวิตช์ .....	39
4.2 การตรวจจับกระแสความถี่การสวิตช์ .....	40
4.3 การสุ่มข้อมูลกระแสที่ความถี่การสวิตช์ .....	43
4.4 ผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติของมอเตอร์ต่อการสุ่มข้อมูลกระแสสเตเตอร์.....	45
4.5 ผลกระทบจากการควอนไทซ์.....	47
บทที่ 5 ผลการจำลองการทำงานของระบบ .....	50
5.1 ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์ .....	52
5.2 ผลการจำลองการระบุค่าตำแหน่งของโรเตอร์ .....	52
5.3 ผลการจำลองการออกตัวจากสภาวะหยุดนิ่ง .....	53
5.4 ผลการจำลองการเปลี่ยนค่าความเร็วสั่งในช่วงแคบ .....	53
5.5 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนของมอเตอร์.....	53
5.6 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น.....	53
5.7 ผลการจำลองผลกระทบจากการควอนไทซ์ .....	54



บทที่ 6 ผลการทดลองการทำงานของระบบ .....	71
6.1 ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบกับความถี่การสวิตช์ .....	71
6.2 ผลการทดลองการระบุค่าตำแหน่งโรเตอร์ .....	72
6.3 ผลการทดลองการออกตัวจากสภาวะหยุดนิ่ง .....	72
6.4 ผลการทดลองการเปลี่ยนค่าความเร็วสั่งในช่วงแคบ .....	72
6.5 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนของมอเตอร์ .....	72
6.6 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น .....	73
บทที่ 7 บทสรุปและข้อเสนอแนะ .....	84
7.1 บทสรุปผลการวิจัย .....	84
7.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในลำดับถัดไป .....	85
รายการอ้างอิง .....	86
ภาคผนวก ก โครงสร้างฮาร์ดแวร์ และซอฟต์แวร์ของระบบ .....	90
ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบ .....	90
ก.1.1 ฮาร์ดแวร์ส่วนกำลัง .....	91
ก.1.2 ฮาร์ดแวร์ส่วนการประมวลผล .....	91
ก.2 ซอฟต์แวร์ของระบบ .....	92
ภาคผนวก ข การตรวจจับตำแหน่งเชิงมุมของแม่เหล็กถาวร .....	95
ภาคผนวก ค เงื่อนไขเสถียรภาพในวงกว้างสำหรับระบบประมาณค่าด้วยเฟสล็อกกรุป (ประจวบ เอี่ยมสำอาง, 2557) .....	98
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	101

## สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1.1 การเปรียบเทียบเป้าหมายและข้อจำกัดระหว่างงานวิจัยที่นำเสนอกับงานวิจัยในอดีต .....	17
ตารางที่ 4.1 การแสดงตัวอย่างผลกระทบจากการควอนไทซ์ต่อสัญญาณกระแสความถี่การสวิตช์ ...	48
ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และระบบประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ .....	51



## สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1 ระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่มีการฉีดสัญญาณแรงดันความถี่สูงเข้าไปที่มอเตอร์.....	2
รูปที่ 1.2 แรงดันความถี่สูงแบบเวกเตอร์หมุนในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์.....	4
รูปที่ 1.3 การแยกสัญญาณที่สะท้อนถึงค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ที่งานวิจัย [18] นำเสนอ .....	6
รูปที่ 1.4 แรงดันความถี่สูงแบบเวกเตอร์กลับไปกลับมาในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ .....	7
รูปที่ 1.5 การแยกสัญญาณที่สะท้อนถึงค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ที่งานวิจัย [7] นำเสนอ .....	9
รูปที่ 1.6 แรงดันความถี่สูงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ .....	11
รูปที่ 1.7 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันที่ทำการฉีดกับสัญญาณของกระแสในแต่ละการสู่ม.....	13
รูปที่ 1.8 กรอบอ้างอิงโรเตอร์การวัดที่งานวิจัย [19] นำเสนอ.....	15
รูปที่ 1.9 การหาค่าผลต่างอันดับสองของกระแสเพื่อแยกสัญญาณที่สะท้อนความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ที่งานวิจัย [6] นำเสนอ .....	15
รูปที่ 2.1 กรอบอ้างอิงต่างๆ ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน .....	22
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์.....	24
รูปที่ 2.3 เวกเตอร์ไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของแรงดันความถี่การสวิตช์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ความถี่สวิตช์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริง .....	26
รูปที่ 2.4 การคำนวณหาองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม .....	26
รูปที่ 2.5 การคำนวณองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ .....	27

รูปที่ 3.1 วงรอบเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์ที่ใช้ประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ .....	31
รูปที่ 3.2 วงจรกรองผ่านต่ำที่ใส่ก่อนหน้าวงรอบเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์.....	31
รูปที่ 3.3 วงรอบเฟสล็อกกลุ่มหลังจากย้ายตำแหน่งของวงจรกรองผ่านต่ำเข้าไปในวงรอบเฟสล็อก รูป .....	32
รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบเฟสล็อกกลุ่ม .....	32
รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองแบบแรมป์ของความเร็วโรเตอร์.....	33
รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองแบบพาราโบลาของตำแหน่งของโรเตอร์.....	33
รูปที่ 3.7 แผนภาพโบเดของวงจรกรองผ่านต่ำในวงรอบเฟสล็อกกลุ่ม.....	35
รูปที่ 3.8 แผนภาพโบเดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบประมาณ $G(s)$ .....	36
รูปที่ 3.9 แผนภาพโบเดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของระบบประมาณระหว่าง $\hat{\rho}$ กับ $\rho$ .....	36
รูปที่ 3.10 ตำแหน่งขั้วของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของระบบประมาณระหว่าง $\hat{\rho}$ กับ $\rho$ .....	37
รูปที่ 3.11 ตำแหน่งศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของระบบประมาณระหว่าง $\hat{\rho}$ กับ $\rho$ .....	37
รูปที่ 4.1 ข้อมูลจำเพาะของตัวตรวจจับกระแสยี่ห้อ LEM รุ่น LAH 25-NP .....	41
รูปที่ 4.2 การแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดันด้วยตัวต้านทานเบอร์เดน .....	42
รูปที่ 4.3 วงจรขยายและปรับออฟเซตสัญญาณ.....	42
รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์ขณะหยุดนิ่งที่มุม $0^\circ$ .....	44
รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในเมื่อพิจารณาความ สูญเสียในแกนเหล็ก .....	45
รูปที่ 4.6 ผลการทดลองการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์หยุดนิ่งที่มุม $0^\circ$ .....	46
รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมการแปลงจากข้อมูลอะนาล็อกเป็นข้อมูลดิจิทัล .....	47
รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบขับเคลื่อนชนิดไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งด้วยวิธีการประมาณที่ นำเสนอ .....	50
รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมการระบุค่าตำแหน่งของโรเตอร์ .....	52
รูปที่ 5.3 ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม, แรงดันความถี่การสวิตช์ที่ ทำการฉีด และกระแสมอเตอร์ ขณะไร้อโหลดในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm.....	55

รูปที่ 5.4 ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม, แรงดันความถี่การสวิตช์ที่ทำการฉีด และกระแสมอเตอร์ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm กับโหลดขนาด 2.38 Nm .....	56
รูปที่ 5.5 ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์ และกระแสที่ความถี่การสวิตช์ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm กับโหลดขนาด 2.38 Nm .....	57
รูปที่ 5.6 ผลการจำลองการระบุตำแหน่งโรเตอร์ขณะมอเตอร์หยุดนิ่งที่ตำแหน่งต่างๆ โดยตำแหน่งโรเตอร์เปลี่ยนแปลงแบบขั้น (ขั้นละ 30°) .....	58
รูปที่ 5.7 ผลการจำลองการทำงานขณะมอเตอร์ออกจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 100 rpm .....	60
รูปที่ 5.8 ผลการจำลองการทำงานขณะมอเตอร์ออกจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 1000 rpm .....	62
รูปที่ 5.9 ผลการจำลองการทำงานของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วคำสั่งแบบขั้นในช่วงแคบจาก 100 rpm ไปที่ 200 rpm .....	64
รูปที่ 5.10 ผลการจำลองการทำงานขณะกลับทิศการหมุนของมอเตอร์ที่ความเร็ว -100 rpm ที่สภาวะไร้โหลด .....	66
รูปที่ 5.11 ผลการจำลองการทำงานการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 2.38 Nm ที่ความเร็ว 200 rpm .....	68
รูปที่ 5.12 ผลการจำลองการทำงานการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 4.76 Nm ที่ความเร็ว 200 rpm .....	70
รูปที่ 6.1 ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม, แรงดันความถี่การสวิตช์ที่ทำการฉีด และกระแสมอเตอร์ ขณะไร้โหลดในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm.....	74
รูปที่ 6.2 ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม, แรงดันความถี่การสวิตช์ที่ทำการฉีด และกระแสมอเตอร์ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm กับโหลดขนาด 2.38 Nm .....	75

รูปที่ 6.3 ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ความถี่การสวิตช์ และ กระแสที่ความถี่การสวิตช์ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm กับโหลดขนาด 2.38 Nm .....	76
รูปที่ 6.4 แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวรของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ความเร็ว 100 rpm .....	76
รูปที่ 6.5 ผลการทดลองการระบุตำแหน่งโรเตอร์ขณะมอเตอร์หยุดนิ่งที่ตำแหน่งต่างๆ โดย ตำแหน่งโรเตอร์เปลี่ยนแปลงแบบขั้น (ขั้นละ $30^{\circ}$ ) .....	77
รูปที่ 6.6 ผลการทดลองการทำงานขณะมอเตอร์ออกจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 100 rpm .....	78
รูปที่ 6.7 ผลการทดลองการทำงานขณะมอเตอร์ออกจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 1000 rpm .....	79
รูปที่ 6.8 ผลการทดลองการทำงานของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วคำสั่งแบบขั้นในช่วงแคบจาก 100 rpm ไปที่ 200 rpm .....	80
รูปที่ 6.9 ผลการทดลองการทำงานขณะกลับทิศการหมุนของมอเตอร์ที่ความเร็ว -100 rpm ที่ สภาวะ ไร้โหลด .....	81
รูปที่ 6.10 ผลการทดลองการทำงานการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 2.38 Nm ที่ความเร็ว 200 rpm .....	82
รูปที่ 6.11 ผลการทดลองการทำงานการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 4.76 Nm ที่ความเร็ว 200 rpm .....	83
รูปที่ ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบ .....	90
รูปที่ ก.2 บล็อกไดอะแกรมเวลาการทำงานของซอฟต์แวร์ .....	94
รูปที่ ข.1 โครงสร้างของระบบทดสอบที่ใช้ในการตรวจจับตำแหน่งเชิงมุมของแม่เหล็กถาวร.....	95
รูปที่ ข.2 การกระจายตัวของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรในแต่ละตำแหน่งเมื่ออ้างอิงกับขดลวดเฟส u .....	95
รูปที่ ข.3 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของมอเตอร์กับฟลักซ์จากแม่เหล็ก ถาวร.....	96

รูปที่ ข.4 ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งเชิงมุมของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรกับแรงเคลื่อนไฟฟ้า  
เหนี่ยวนำ และพัลส์ศูนย์..... 97

รูปที่ ค.1 วงรอบเฟสล็อกสำหรับการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์..... 98



## นิยามสัญลักษณ์

$u, i$  : แรงดันและกระแสสเตเตอร์

$v$  : แรงดันต้านออกของอินเวอร์เตอร์

$U_{inj}$  : แรงดันความถี่สูงที่ฉีด เพื่อการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์

$R$  : ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

$L_d, L_q$  : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแกน  $d, q$

$p$  : จำนวนขั้วของมอเตอร์

$\Psi, e_M$  : ฟลักซ์และแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวร (Permanent-magnet flux and Back EMF)

$\Psi', e_F$  : ฟลักซ์เทียม (Fictitious flux) และแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม (Fictitious EMF)

$\rho, \omega$  : ตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ (ทางไฟฟ้า)

$\omega_h$  : ความถี่ของสัญญาณแรงดันที่ทำการฉีด

$\Delta\rho$  : ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ ( $\rho - \hat{\rho}$ )

$\tau_L, \tau_H$  : ค่าคงตัวของวงจรรองผ่านต่ำ และวงจรรองผ่านสูง

$$\mathbf{J} : \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

ตัวห้อย  $u, v, w$  หมายถึง องค์ประกอบในแกน  $u, v, w$  บนกรอบอ้างอิงสามเฟส

ตัวห้อย  $x, y$  หมายถึง องค์ประกอบในแกน  $x, y$  บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

ตัวห้อย  $d, q$  หมายถึง องค์ประกอบในแกน  $d, q$  บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริง

ตัวห้อย  $\hat{d}, \hat{q}$  หมายถึง องค์ประกอบในแกน  $\hat{d}, \hat{q}$  บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

“ $\bar{\phantom{x}}$ ” หมายถึง องค์ประกอบความถี่หลักมูล



“ ~ ” หมายถึง องค์ประกอบความถี่สูงที่เกิดจากการฉีดแรงดัน

“ → ” หมายถึง สเปซเวกเตอร์

“ ^ ” หมายถึง ค่าประมาณ

“ \* ” หมายถึง ค่าคำสั่ง



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเบื้องต้น

ในปัจจุบันมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor : IPMSM) ได้รับความนิยมใช้ในอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงเพราะมีความสูญเสียต่ำในส่วนโรเตอร์ อย่างไรก็ตามการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ให้มีสมรรถนะสูงจำเป็นต้องทราบตำแหน่งของโรเตอร์ เป็นสาเหตุให้ต้องติดตั้งเซนเซอร์เพื่อตรวจจับตำแหน่งของโรเตอร์ แต่การติดตั้งเซนเซอร์มีข้อเสียคือ การติดตั้งเซนเซอร์ต้องมีค่าใช้จ่ายที่เพิ่มขึ้น และในบางกรณีไม่สามารถติดตั้งเซนเซอร์ได้เนื่องจากข้อจำกัดด้านสภาพแวดล้อม รวมทั้งสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์อาจถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนข้างหรือเซนเซอร์อาจเสียหายได้ ทำให้ความน่าเชื่อถือลดลง ด้วยเหตุดังกล่าวจึงมีการพัฒนาการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ขึ้นเพื่อแก้ไขปัญหาข้างต้น

ในหลายปีที่ผ่านมา มีงานวิจัยจำนวนมากที่นำเสนอการควบคุมมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งซึ่งมีสมรรถนะในการประมาณที่ดีเฉพาะในย่านความเร็วปานกลางถึงความเร็วสูง แต่ในย่านความเร็วต่ำและความเร็วศูนย์ยังคงมีสมรรถนะต่ำเนื่องจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวรที่สภาวะความเร็วต่ำมีค่าน้อยมาก และที่สภาวะความเร็วศูนย์มีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้การประมาณถูกรบกวนได้ง่ายจากสัญญาณรบกวนหรือความคลาดเคลื่อนของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์และของข้อมูลแรงดันและกระแส เป็นสาเหตุให้ค่าประมาณของตำแหน่งโรเตอร์ผิดพลาด เพื่อที่จะแก้ปัญหาดังกล่าวจึงมีหลายงานวิจัยที่นำเสนอวิธีแก้ไขโดยการฉีดสัญญาณแรงดันความถี่สูงเข้าไปที่มอเตอร์

### 1.2 การฉีดแรงดันความถี่สูงเข้าไปที่มอเตอร์

การฉีดสัญญาณแรงดันความถี่สูงเข้าไปที่มอเตอร์มีจุดประสงค์เพื่อตรวจสอบสนองของสัญญาณกระแสความถี่สูงที่มีข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์รวมอยู่ด้วย ซึ่งมีข้อดีดังต่อไปนี้ คือ

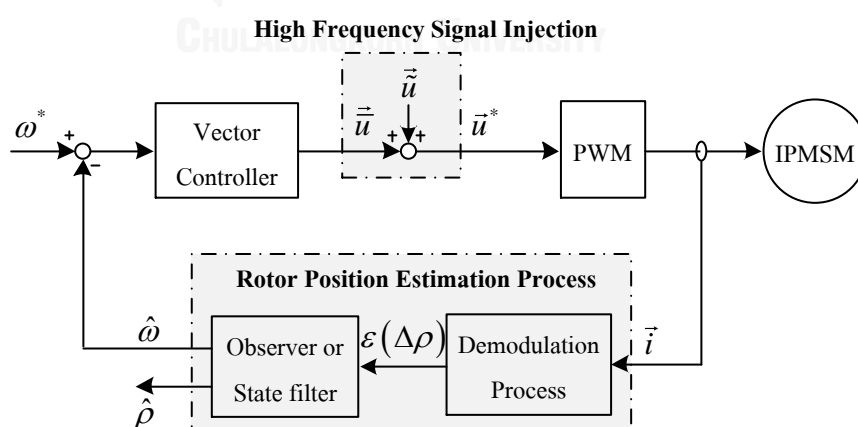
- การประมาณค่าตำแหน่งและความเร็ว สามารถทำได้ในย่านความเร็วต่ำไปจนถึงความเร็วศูนย์

- การแทรกสอดระหว่างสัญญาณกระแสและแรงดันที่ความถี่ทำงานของมอเตอร์กับสัญญาณความถี่สูงที่ทำการฉีดมีน้อยมาก เนื่องจากความถี่ทั้งสองมีค่าต่างกันมาก
- การฉีดแรงดันที่มีความถี่ใกล้เคียงหรือเท่ากับความถี่การสวิตช์ จะช่วยให้การประมาณมีผลตอบสนองทางพลวัตที่ดีขึ้น เพราะความถี่ตัดข้ามของวงจรรองผ่านต่ำในการประมาณมีค่าสูง
- การฉีดแรงดันที่ความถี่ที่สูงกว่า 10 กิโลเฮิร์ตซ์ จะทำให้เสียงของมอเตอร์ที่เกิดจากการฉีดแรงดันค่อนข้างเบาไม่รบกวนโสตประสาท

ไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ที่ประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ด้วยวิธีการฉีดสัญญาณแรงดันความถี่สูงแสดงได้ดังรูปที่ 1.1 ลักษณะการทำงานของ การประมาณสามารถแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอนคือ

1. ขั้นตอนการแยกสัญญาณ (Demodulation) เพื่อให้ได้สัญญาณ ( $\varepsilon$ ) ที่สะท้อนถึงค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์
2. ขั้นตอนการประมาณค่าตำแหน่งของโรเตอร์ด้วยตัวสังเกต (Observer) หรือวงจรรองสถานะ (State filter)

วิธีการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ โดยอาศัยการฉีดแรงดันมีหลากหลายวิธี แต่แนวคิดหลักๆ แบ่งออกเป็น 2 กลุ่มคือ การฉีดในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ([1]-[6]) และการฉีดในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ ([4]- [17]) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 1.1 ระบบควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่มีการฉีดสัญญาณแรงดันความถี่สูงเข้าไปที่มอเตอร์

### 1.2.1 การฉีดแรงดันความถี่สูงในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

โดยทั่วไปแบบจำลองของมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (1.1)

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \left\{ R + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \right\} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + 2\omega\Delta L \begin{bmatrix} -\sin 2\rho & \cos 2\rho \\ \cos 2\rho & \sin 2\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \omega\Psi \begin{bmatrix} -\sin \rho \\ \cos \rho \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\text{โดยที่ } \mathbf{L} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L \cos 2\rho & \Delta L \sin 2\rho \\ \Delta L \sin 2\rho & \Sigma L - \Delta L \cos 2\rho \end{bmatrix}, \quad \Sigma L = \frac{L_d + L_q}{2} \text{ และ } \Delta L = \frac{L_d - L_q}{2}$$

การฉีดแรงดันความถี่สูงแบบเวกเตอร์หมุนในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (High frequency rotating voltage vector injection) แสดงดังรูปที่ 1.2 และสมการที่ (1.2)

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_x \\ \tilde{u}_y \end{bmatrix} = U_{inj} \begin{bmatrix} -\sin \omega_h t \\ \cos \omega_h t \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

จากสมการที่ (1.1) เมื่อฉีดแรงดันความถี่สูงจะพบว่าแรงดันสเตเตอร์มีองค์ประกอบทั้งที่ความถี่หลักมูลและความถี่สูงที่ทำการฉีด ดังสมการที่ (1.3)

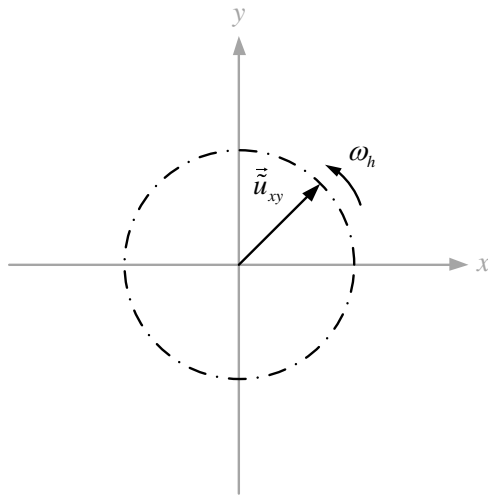
$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_x \\ \bar{u}_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{u}_x \\ \tilde{u}_y \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

องค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลของแรงดันสเตเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (1.4)

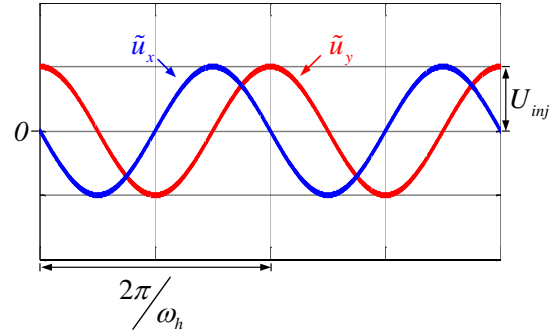
$$\begin{bmatrix} \bar{u}_x \\ \bar{u}_y \end{bmatrix} = \left\{ R + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \right\} \begin{bmatrix} \bar{i}_x \\ \bar{i}_y \end{bmatrix} + 2\omega\Delta L \begin{bmatrix} -\sin 2\rho & \cos 2\rho \\ \cos 2\rho & \sin 2\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_x \\ \bar{i}_y \end{bmatrix} + \omega\Psi \begin{bmatrix} -\sin \rho \\ \cos \rho \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

ในขณะที่องค์ประกอบที่ความถี่สูงของแรงดันสเตเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (1.5)

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_x \\ \tilde{u}_y \end{bmatrix} = \left\{ R + \mathbf{L} \frac{d}{dt} \right\} \begin{bmatrix} \tilde{i}_x \\ \tilde{i}_y \end{bmatrix} + 2\omega\Delta L \begin{bmatrix} -\sin 2\rho & \cos 2\rho \\ \cos 2\rho & \sin 2\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_x \\ \tilde{i}_y \end{bmatrix} + \omega\Psi \begin{bmatrix} -\sin \rho \\ \cos \rho \end{bmatrix} \quad (1.5)$$



(ก) เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงดันที่ฉีก



(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ฉีก

รูปที่ 1.2 แรงดันความถี่สูงแบบเวกเตอร์หมุนในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

จากสมการที่ (1.5) เมื่อทำการฉีกแรงดันที่ความถี่สูงมากเมื่อเทียบกับความเร็วโรเตอร์ ( $\omega_h \gg \omega$ ) โดยละเลยผลของแรงดันตกคร่อมในตัวต้านทานในขดลวดสเตเตอร์ จะสามารถประมาณได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_x \\ \tilde{u}_y \end{bmatrix} \approx \mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_x \\ \tilde{i}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L \cos 2\rho & \Delta L \sin 2\rho \\ \Delta L \sin 2\rho & \Sigma L - \Delta L \cos 2\rho \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_x \\ \tilde{i}_y \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

จากสมการที่ (1.6) สามารถคำนวณหาองค์ประกอบความถี่สูงของกระแสสเตเตอร์ (ที่เกิดจากการฉีกแรงดันความถี่สูง) ได้ดังสมการที่ (1.7)

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_x \\ \tilde{i}_y \end{bmatrix} = \int \mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{u}_x \\ \tilde{u}_y \end{bmatrix} dt = \frac{1}{\Sigma L^2 - \Delta L^2} \int \begin{bmatrix} \Sigma L - \Delta L \cos 2\rho & -\Delta L \sin 2\rho \\ -\Delta L \sin 2\rho & \Sigma L + \Delta L \cos 2\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_x \\ \tilde{u}_y \end{bmatrix} dt \quad (1.7)$$

โดยอาศัยค่าแรงดันที่ฉีกจากสมการที่ (1.2) และจากความสัมพันธ์ในสมการที่ (1.7) จะได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_x \\ \tilde{i}_y \end{bmatrix} = \frac{U_{inj}}{\Sigma L^2 - \Delta L^2} \begin{bmatrix} \frac{\Sigma L}{\omega_h} \cos \omega_h t + \frac{\Delta L}{2\omega - \omega_h} \cos(2\rho - \omega_h t) \\ \frac{\Sigma L}{\omega_h} \sin \omega_h t + \frac{\Delta L}{2\omega - \omega_h} \sin(2\rho - \omega_h t) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

จากสมการที่ (1.8) สามารถคำนวณหาสัญญาณที่สะท้อนถึงความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ ( $\varepsilon$ ) โดยใช้กระบวนการแยกสัญญาณที่งานวิจัย [18] นำเสนอตามที่แสดงในรูปที่ 1.2 ได้เป็นสมการที่ (1.9)

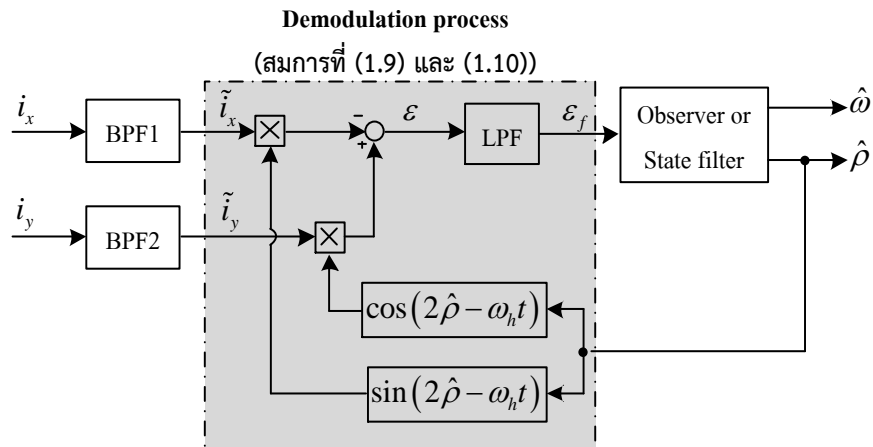
$$\begin{aligned} \varepsilon &= \tilde{i}_y \cdot \cos(2\hat{\rho} - \omega_h t) - \tilde{i}_x \cdot \sin(2\hat{\rho} - \omega_h t) \\ &= \frac{U_{inj}}{\Sigma L^2 - \Delta L^2} \left( \frac{\Sigma L}{\omega_h} \sin(2\omega_h t - 2\hat{\rho}) + \frac{\Delta L}{2\omega - \omega_h} \sin(2\Delta\rho) \right) \end{aligned} \quad (1.9)$$

จากสมการที่ (1.9) จะเห็นว่ามีเทอมองค์ประกอบความถี่สูง  $\sin(2\omega_h t - 2\hat{\rho})$  รวมอยู่ด้วย จึงต้องทำการลดทอนผลของเทอมความถี่สูงนี้โดยอาศัยวงจรกรองผ่านต่ำ (Low-Pass Filter : LPF) ได้เป็นสัญญาณหลังการกรองดังแสดงในสมการที่ (1.10)

$$\varepsilon_f = \left( \frac{1}{\tau_L s + 1} \right) \cdot \varepsilon \approx \frac{U_{inj}}{\Sigma L^2 - \Delta L^2} \left\{ \frac{\Delta L}{2\omega - \omega_h} \sin(2\Delta\rho) \right\} \quad (1.10)$$

จากสมการที่ (1.10) จะเห็นว่าสัญญาณค่าความผิดพลาดที่ผ่านการกรอง ( $\varepsilon_f$ ) จะยังไม่ใช่ข้อมูลความผิดพลาดโดยตรง แต่เป็นฟังก์ชันไซน์ของค่าความผิดพลาด อย่างไรก็ตามเมื่ออาศัยสมมติฐานการทำให้เป็นเชิงเส้น (Linearization) ภายใต้เงื่อนไข  $\Delta\rho \approx 0^\circ$  จะประมาณได้ว่า  $\sin(2\Delta\rho) \approx 2\Delta\rho$  และภายใต้เงื่อนไข  $\omega_h \gg \omega$  จะได้ข้อมูลค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์สัมพันธ์กับสัญญาณที่ผ่านการกรองแล้วดังสมการที่ (1.11) สัญณาดังกล่าวจึงสามารถใช้ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งได้โดยใช้ตัวสังเกตหรือวงจรถองสถานะต่อไปดังแสดงในรูปที่ 1.3

$$\varepsilon_f \cong - \frac{U_{inj}}{\Sigma L^2 - \Delta L^2} \left\{ \frac{\Delta L}{\omega_h} \cdot 2\Delta\rho \right\} \quad (1.11)$$



รูปที่ 1.3 การแยกสัญญาณที่สะท้อนถึงค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ที่งานวิจัย [18] นำเสนอ

### 1.2.2 การฉีดแรงดันความถี่สูงในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

การฉีดแรงดันความถี่สูงในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ (High frequency voltage injection in the estimated rotor reference frame) แบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ ดังต่อไปนี้คือ

#### 1.2.2.1 การฉีดแรงดันเวกเตอร์แบบกลับไปกลับมา

โดยทั่วไปแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงแสดงได้ดังสมการที่ (1.12)

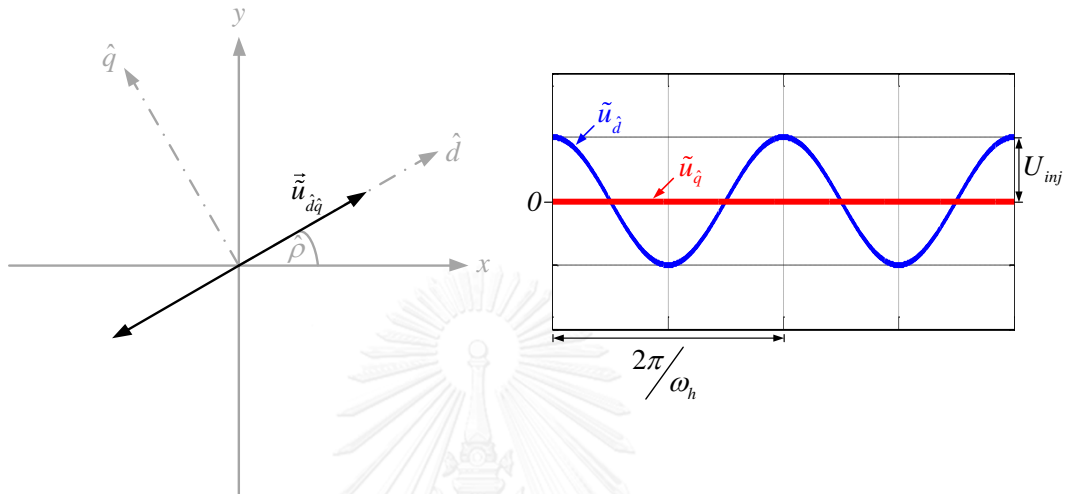
$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \Psi \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

การฉีดแรงดันความถี่สูงแบบเวกเตอร์กลับไปกลับมา (Pulsating voltage vector injection) ในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณแสดงได้ดังรูปที่ 1.4 และสมการที่ (1.13)

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = U_{inj} \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

สมการที่ (1.13) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงได้ดังสมการที่ (1.14)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} &= e^{-j\Delta\rho} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = U_{inj} \begin{bmatrix} \cos \Delta\rho & \sin \Delta\rho \\ -\sin \Delta\rho & \cos \Delta\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= U_{inj} \begin{bmatrix} \cos \Delta\rho \cdot \cos \omega_h t \\ -\sin \Delta\rho \cdot \cos \omega_h t \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.14)$$



(ก) เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงดันที่ฉีด

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ฉีด

รูปที่ 1.4 แรงดันความถี่สูงแบบเวกเตอร์กลับไปกลับมาในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

จากสมการที่ (1.12) เมื่อฉีดแรงดันความถี่สูงจะพบว่าแรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงมีองค์ประกอบทั้งที่ความถี่หลักมูลและความถี่สูง ดังสมการที่ (1.15)

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

องค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลของแรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงแสดงได้ดังสมการที่ (1.16)

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \omega \Psi \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

ในขณะที่องค์ประกอบความถี่สูงของแรงดันสเตเตอร์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงแสดงได้ดังสมการที่ (1.17)



$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

จากสมการที่ (1.17) เมื่อทำการฉีดแรงดันที่ความถี่ที่สูงมากเมื่อเทียบกับความเร็วโรเตอร์ ( $\omega_h \gg \omega$ ) โดยละเลยผลของแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานในขดลวดสเตเตอร์ จะสามารถประมาณได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

จากสมการที่ (1.18) สามารถคำนวณหาองค์ประกอบความถี่สูงของกระแสสเตเตอร์ (ที่เกิดจากการฉีดแรงดันความถี่สูง) บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงได้ดังสมการที่ (1.19)

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \int \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} dt = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \cdot \int \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} dt \quad (1.19)$$

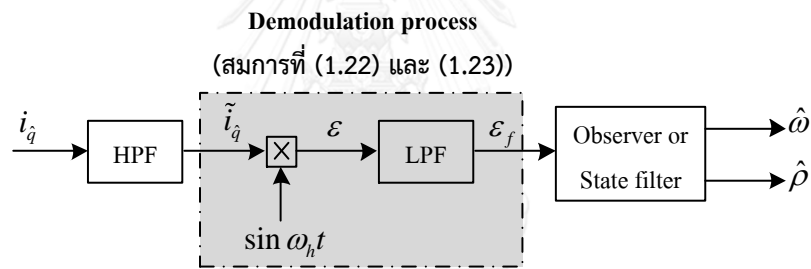
จากความสัมพันธ์ระหว่างสมการที่ (1.14) และ (1.19) ภายใต้เงื่อนไข  $\Delta\rho$  คงที่ และ  $\omega_h \gg \omega$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} &= \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \cdot \int U_{inj} \begin{bmatrix} \cos \Delta\rho \cdot \cos \omega_h t \\ -\sin \Delta\rho \cdot \cos \omega_h t \end{bmatrix} dt \\ &\approx \frac{U_{inj}}{\omega_h} \begin{bmatrix} \frac{\cos \Delta\rho \cdot \sin \omega_h t}{L_q} \\ -\frac{\sin \Delta\rho \cdot \sin \omega_h t}{L_d} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.20)$$

จากสมการที่ (1.20) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณได้ดังสมการที่ (1.21)

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} &= e^{j\Delta\rho} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \\
&= \frac{U_{inj}}{\omega_h} \begin{bmatrix} \cos \Delta\rho & -\sin \Delta\rho \\ \sin \Delta\rho & \cos \Delta\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\cos \Delta\rho \cdot \sin \omega_h t}{L_q} \\ -\frac{\sin \Delta\rho \cdot \sin \omega_h t}{L_d} \end{bmatrix} \\
&= \frac{U_{inj}}{\omega_h} \begin{bmatrix} \left( \frac{\cos^2 \Delta\rho}{L_d} + \frac{\sin^2 \Delta\rho}{L_q} \right) \cdot \sin \omega_h t \\ \frac{-\Delta L}{2L_d L_q} \cdot \sin(2\Delta\rho) \cdot \sin \omega_h t \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{1.21}$$

จากสมการที่ (1.21) สามารถหาสัญญาณที่สะท้อนถึงความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ ( $\varepsilon$ ) โดยใช้กระบวนการแยกสัญญาณที่งานวิจัย [7] นำเสนอ ได้ดังแสดงในรูปที่ 1.5 และสมการที่ (1.22)



รูปที่ 1.5 การแยกสัญญาณที่สะท้อนถึงค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ที่งานวิจัย [7] นำเสนอ

$$\begin{aligned}
\varepsilon &= \tilde{i}_q \cdot \sin \omega_h t \\
&= \frac{U_{inj}}{\omega_h} \cdot \frac{-\Delta L}{2L_d L_q} \cdot \sin(2\Delta\rho) \cdot \sin^2 \omega_h t
\end{aligned} \tag{1.22}$$

จากสมการที่ (1.22) จะเห็นว่าสัญญาณความถี่สูง  $\sin^2 \omega_h t$  ประกอบด้วยสัญญาณไฟตรงและสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่  $\sin 2\omega_h t$  ผสมกันอยู่ จึงต้องทำการกรององค์ประกอบความถี่สูงออกโดยอาศัยวงจรกรองผ่านต่ำดังแสดงในสมการที่ (1.23)

$$\begin{aligned}\varepsilon_f &= \left( \frac{1}{\tau_L s + 1} \right) \cdot \varepsilon \\ &\approx \frac{U_{inj}}{\omega_h} \cdot \frac{-\Delta L}{2L_d L_q} \cdot \sin(2\Delta\rho)\end{aligned}\quad (1.23)$$

จากสมการที่ (1.23) จะเห็นว่าสัญญาณค่าความผิดพลาดที่ผ่านการกรอง ( $\varepsilon_f$ ) จะยังไม่ใช้ข้อมูลความผิดพลาดโดยตรง แต่เป็นฟังก์ชันไซน์ของค่าความผิดพลาด อย่างไรก็ตามเมื่ออาศัยสมมติฐานการทำให้เป็นเชิงเส้นภายใต้เงื่อนไข  $\Delta\rho \approx 0^\circ$  จะประมาณได้ว่า  $\sin(2\Delta\rho) \approx 2\Delta\rho$  จะได้ข้อมูลค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์สัมพันธ์กับสัญญาณที่ผ่านการกรองแล้วดังสมการที่ (1.24) สัญญาณดังกล่าวจึงสามารถใช้ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งได้โดยใช้ตัวสังเกตหรือวงจรรองสถานะต่อไปดังแสดงในรูปที่ 1.5

$$\varepsilon_f \approx -\frac{U_{inj}\Delta L}{\omega_h L_d L_q} \cdot \Delta\rho \quad (1.24)$$

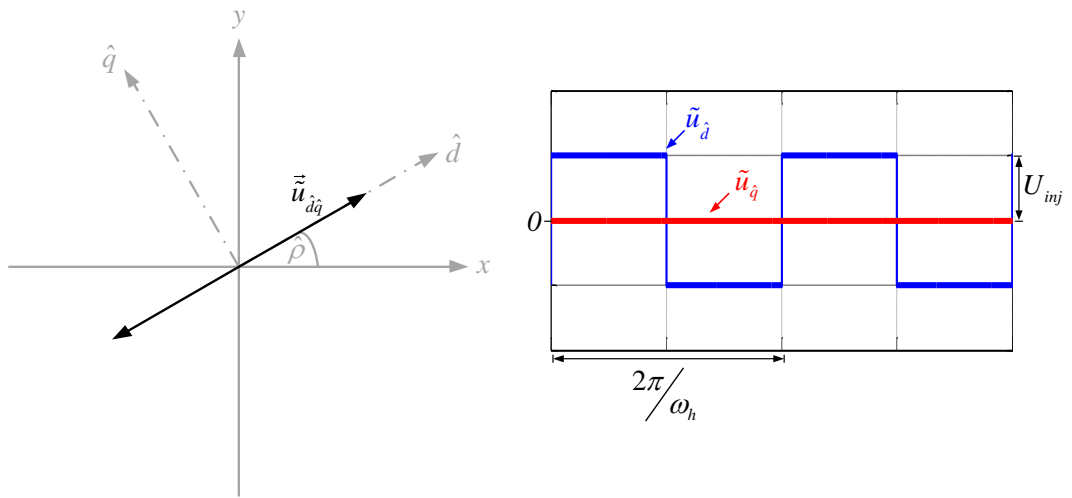
### 1.2.2.2 การฉีดแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

จากสมการที่ (1.12) สามารถเขียนแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงใหม่ให้อยู่ในรูปสัญญาณแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete-time form) ได้ดังสมการที่ (1.25)

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \Psi \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

งานวิจัย [13] นำเสนอวิธีการควบคุมแบบมอเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่มีแบนด์วิดท์สูงโดยการฉีดแรงดันความถี่สูงรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square-wave voltage injection) ในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ แรงดันที่ทำการฉีดแสดงได้ดังรูปที่ 1.6 และสมการที่ (1.26)

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \pm U_{inj} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$



(ก) เวกเตอร์ไดอะแกรมของแรงดันที่ฉีด

(ข) รูปคลื่นแรงดันที่ฉีด

รูปที่ 1.6 แรงดันความถี่สูงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ สมการที่ (1.26) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงได้ดังสมการที่ (1.27)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} &= e^{-j\Delta\rho} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \pm U_{inj} \begin{bmatrix} \cos \Delta\rho & \sin \Delta\rho \\ -\sin \Delta\rho & \cos \Delta\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \pm U_{inj} \begin{bmatrix} \cos \Delta\rho \\ -\sin \Delta\rho \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.27)$$

จากสมการที่ (1.25) เมื่อทำการฉีดแรงดันความถี่สูงดังสมการที่ (1.27) จะทำให้เกิดผลต่างของกระแสความถี่สูงบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงดังสมการที่ (1.28)

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\Delta T} \begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

สมการที่ (1.28) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูปผลต่างของกระแสที่ความถี่สูงบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริงได้ดังสมการที่ (1.29)

$$\begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \Delta T \cdot \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \Delta T \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

โดยอาศัยค่าแรงดันที่ฉีดจากสมการที่ (1.27) และจากความสัมพันธ์ในสมการที่ (1.29) จะได้  
ว่า

$$\begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \pm \Delta T \cdot U_{inj} \begin{bmatrix} \frac{\cos \Delta \rho}{L_d} \\ -\frac{\sin \Delta \rho}{L_q} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

จากสมการที่ (1.30) สามารถเขียนผลต่างของกระแสเตเตอร์ให้อยู่บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณได้ดังสมการที่ (1.31)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} &= e^{J(\Delta \rho)} \begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \pm \Delta T \cdot U_{inj} \cdot \begin{bmatrix} \cos \Delta \rho & -\sin \Delta \rho \\ \sin \Delta \rho & \cos \Delta \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\cos \Delta \rho}{L_d} \\ -\frac{\sin \Delta \rho}{L_q} \end{bmatrix} \\ &= \pm \Delta T \cdot U_{inj} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\cos^2 \Delta \rho}{L_d} + \frac{\sin^2 \Delta \rho}{L_q} \\ \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cdot \sin(2\Delta \rho) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.31)$$

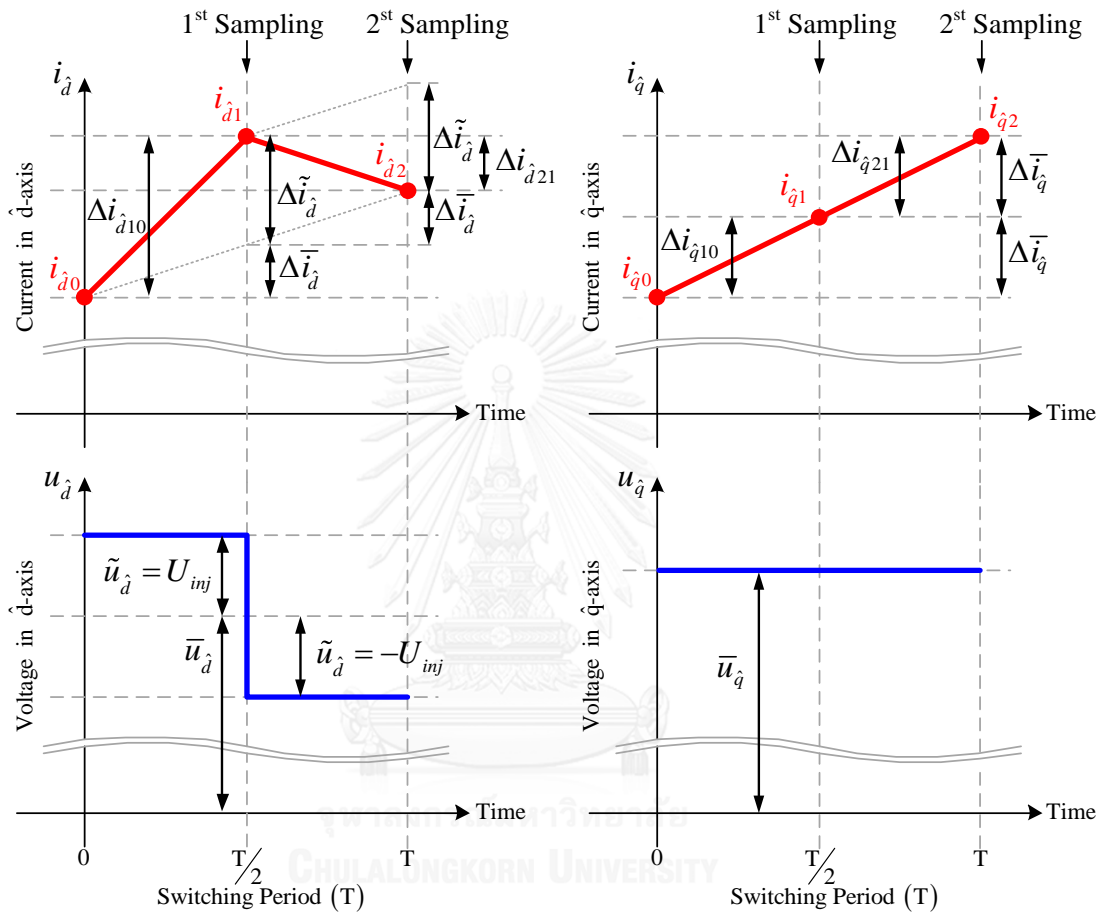
จากความสัมพันธ์ระหว่างผลต่างของกระแสเตเตอร์และค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ในสมการที่ (1.31) งานวิจัย [6] จึงเสนอวิธีการแยกสัญญาณค่าผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์จากผลต่างของกระแสด้วยวิธีการหาค่าอนุพันธ์อันดับสองของกระแส โดยการฉีดสัญญาณแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่การสวิตช์ ซึ่งพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันที่ทำการฉีดกับสัญญาณกระแสดังแสดงในรูปที่ 1.7 โดยข้อมูลของสัญญาณกระแสที่ได้จากการสุ่ม (Sampling) แต่ละคาบการสวิตช์ประกอบด้วยองค์ประกอบผลต่างกระแสที่ความถี่หลักมูล และองค์ประกอบผลต่างกระแสที่ความถี่การสวิตช์สามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

การสุ่มกระแสครั้งที่หนึ่ง (1<sup>st</sup> Sampling) :

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d10} \\ \Delta i_{q10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d1} - i_{d0} \\ i_{q1} - i_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \bar{i}_d + \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \bar{i}_q + \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

การสุ่มกระแสครั้งที่สอง (2<sup>nd</sup> Sampling) :

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d21} \\ \Delta i_{q21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d2} - i_{d1} \\ i_{q2} - i_{q1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \bar{i}_d - \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \bar{i}_q - \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (1.33)$$



รูปที่ 1.7 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแรงดันที่ทำการฉีดกับสัญญาณของกระแสในแต่ละการสุ่ม

จากสมการ (1.32) และ (1.33) ทำการหาค่าเฉพาะองค์ประกอบผลต่างของกระแสที่เกิดจากการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เพื่อใช้ในการคำนวณหาความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ โดยหาค่าผลต่างระหว่างสมการที่ (1.32) และ (1.33) ได้ตั้งสมการที่ (1.34)

$$\Delta \tilde{i}_{dq} \triangleq \begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_{d10} - \Delta i_{d21} \\ \Delta i_{q10} - \Delta i_{q21} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (1.34) ประกอบกับสมการที่ (1.31) สามารถเขียนองค์ประกอบผลต่างของกระแสที่ความถี่การสวิตช์ได้ใหม่ดังสมการที่ (1.35)

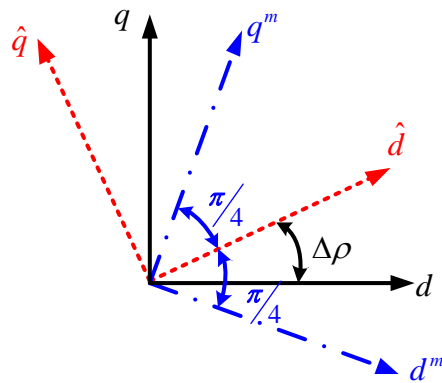
$$\begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} = \Delta T \cdot U_{inj} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\cos^2 \Delta \rho}{L_d} + \frac{\sin^2 \Delta \rho}{L_q} \\ \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cdot \sin(2\Delta \rho) \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

ในขั้นตอนการคำนวณหาค่าที่สะท้อนความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์จากผลต่างของกระแส จะใช้กรอบอ้างอิงโรเตอร์การวัด (Measurement rotor reference frame) ที่งานวิจัย [19] นำเสนอ ดังแสดงในรูปที่ 1.8 และสมการที่ (1.36)

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{i}_{d^m q^m} &\triangleq \begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_{d^m} \\ \Delta \tilde{i}_{q^m} \end{bmatrix} = e^{-j\left(\frac{\pi}{4}\right)} \begin{bmatrix} \Delta \tilde{i}_d \\ \Delta \tilde{i}_q \end{bmatrix} \\ &= \Delta T \cdot U_{inj} \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(-\frac{\pi}{4}\right) & \sin\left(-\frac{\pi}{4}\right) \\ -\sin\left(-\frac{\pi}{4}\right) & \cos\left(-\frac{\pi}{4}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\cos^2 \Delta \rho}{L_d} + \frac{\sin^2 \Delta \rho}{L_q} \\ \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cdot \sin(2\Delta \rho) \end{bmatrix} \quad (1.36) \\ &= \frac{\Delta T \cdot U_{inj}}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} \left( \frac{\cos^2 \Delta \rho}{L_d} + \frac{\sin^2 \Delta \rho}{L_q} \right) - \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cdot \sin(2\Delta \rho) \\ \left( \frac{\cos^2 \Delta \rho}{L_d} + \frac{\sin^2 \Delta \rho}{L_q} \right) + \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) \cdot \sin(2\Delta \rho) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

จากสมการที่ (1.36) สามารถคำนวณหาค่าสัญญาณที่สะท้อนความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์โดยหาค่าผลต่างระหว่างองค์ประกอบผลต่างของกระแสที่ความถี่การสวิตช์ในแนวแกน  $q^m$  กับแนวแกน  $d^m$  ได้ดังสมการที่ (1.37)

$$\Delta \tilde{i}_{q^m} - \Delta \tilde{i}_{d^m} = \frac{\Delta T \cdot U_{inj}}{\sqrt{2}} \left( \frac{L_q - L_d}{L_d L_q} \right) \cdot \sin(2\Delta \rho) \quad (1.37)$$



รูปที่ 1.8 กรอบอ้างอิงโรเตอร์การวัดที่งานวิจัย [19] นำเสนอ

จากสมการที่ (1.37) คำนวณหาค่าที่สะท้อนความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ ( $\varepsilon$ ) ด้วยการคูณด้วยค่าอัตราขยาย  $K$  แสดงดังสมการที่ (1.38)

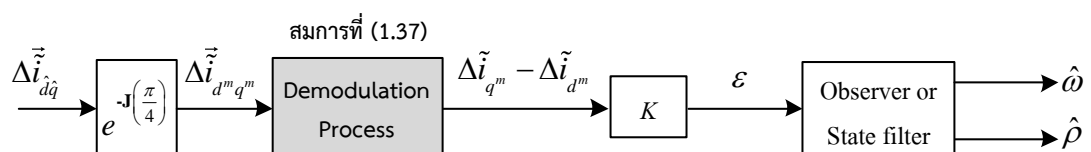
$$K = \frac{\sqrt{2}L_d L_q}{\Delta T \cdot U_{inj} (L_q - L_d)} \quad (1.38)$$

ค่าที่สะท้อนความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์แสดงดังสมการที่ (1.39)

$$\varepsilon = K \cdot (\Delta \tilde{i}_{q^m} - \Delta \tilde{i}_{d^m}) = \sin(2\Delta\rho) \quad (1.39)$$

จากสมการที่ (1.39) จะเห็นว่าสัญญาณค่าความผิดพลาดที่คำนวณได้ จะยังไม่ใช่ข้อมูลความผิดพลาดโดยตรง แต่เป็นฟังก์ชันไซน์ของค่าความผิดพลาด อย่างไรก็ตามเมื่ออาศัยสมมติฐานการทำให้เป็นเชิงเส้น ภายใต้เงื่อนไข  $\Delta\rho \approx 0^\circ$  สามารถประมาณได้ว่า  $\sin(2\Delta\rho) \approx 2\Delta\rho$  จะได้ข้อมูลค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ดังสมการที่ (1.40) สัญณาดังกล่าวจึงสามารถใช้ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งได้โดยใช้ตัวสังเกตหรือวงจรรองสถานะต่อไปดังแสดงในรูปที่ 1.9

$$\varepsilon \approx 2\Delta\rho \quad (1.40)$$



รูปที่ 1.9 การหาค่าผลต่างอันดับสองของกระแสเพื่อแยกสัญญาณที่สะท้อนความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ที่งานวิจัย [6] นำเสนอ



### 1.3 ข้อจำกัดของงานวิจัยในอดีต

ข้อจำกัดของงานวิจัยในอดีตสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

- 1) สัญญาณกระแสที่ใช้ในการประมาณไม่มีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์โดยตรง ทำให้ในการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระแสกับความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ ต้องมีกระบวนการแยกสัญญาณและอาจต้องคำนวณภายใต้เงื่อนไขที่จำกัด เช่น การประมาณว่า  $\Delta\rho \approx 0^\circ$  หรือการประมาณให้ความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์  $\Delta\rho$  มีค่าคงที่ในระหว่างการอินทิเกรตหรือหาอนุพันธ์ของสัญญาณที่เกี่ยวข้อง เป็นต้น
- 2) ระบบประมาณถูกจำกัดแบนด์วิดท์ (Bandwidth) เนื่องจากผลของวงจรกรองผ่านต่ำที่ใช้ในขั้นตอนการแยกสัญญาณ ([7], [18])
- 3) การประมาณมีความไวต่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หากใช้วิธีการประมาณที่ต้องอาศัยการคำนวณค่าผลต่าง(อนุพันธ์)อันดับสองของกระแสที่สุ่มค่าได้ในแต่ละคาบการสวิตช์ ([6])
- 4) ขั้นตอนการคำนวณค่าสัญญาณผิดพลาดที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ค่อนข้างซับซ้อน ([6]-[7], [18])
- 5) การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณยังต้องอาศัยการทำให้เป็นเชิงเส้น จึงไม่อาจยืนยันความมีเสถียรภาพของการประมาณได้ในวงกว้าง (Globally stable) ([6]-[7], [18])

### 1.4 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

ข้อจำกัดของงานวิจัยในอดีตที่ได้กล่าวข้างต้น สามารถนำมาแสดงการเปรียบเทียบเพื่อให้มีความชัดเจนได้ดังตารางที่ 1.1 เพื่อแก้ข้อจำกัดดังกล่าวงานวิจัยนี้จึงนำเสนอวิธีการประมาณใหม่ที่ประมาณตำแหน่งโรเตอร์จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมนของมอเตอร์ซึ่งจะนิยามขึ้นใหม่ในงานวิจัยนี้ ทั้งนี้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมนเป็นปริมาณที่สามารถคำนวณได้โดยตรงจากข้อมูลแรงดันและกระแสสเตเตอร์ และสเปซเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมนที่ความถี่การสวิตช์จะมีมุมเฟสเดียวกันกับตำแหน่งโรเตอร์

วิธีการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ที่นำเสนอมีคุณสมบัติที่ดีดังต่อไปนี้

- 1) สัญญาณที่ใช้ในการประมาณมีข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์โดยตรง จึงไม่มีขั้นตอนการแยกสัญญาณเหมือนวิธีการทั่วไป
- 2) ขั้นตอนการหาตำแหน่งโรเตอร์จะใช้เทคนิคเฟสล็อกกรุปเชิงเวกเตอร์ ที่ไม่มีวงจรรองผ่านต่ำในส่วนการแยกสัญญาณในวงรอบการประมาณ จึงไม่เกิดข้อจำกัดเชิงแบนด์วิดท์จากวงจรรองผ่านต่ำ
- 3) ระบบประมาณสามารถพิสูจน์ความมีเสถียรภาพได้โดยไม่มีการทำให้เป็นเชิงเส้น
- 4) มีค่าความเร็วประมาณในระบบประมาณโดยตรง จึงไม่ต้องใช้ค่าจากการคำนวณอนุพันธ์เชิงเวลาของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ ซึ่งจะไวต่อสัญญาณรบกวน
- 5) โครงสร้างของระบบมีความซับซ้อนน้อย และมีขั้นตอนออกแบบที่ชัดเจน

ตารางที่ 1.1 การเปรียบเทียบเป้าหมายและข้อจำกัดระหว่างงานวิจัยที่นำเสนอกับงานวิจัยในอดีต

Estimation method	Linearization Process	Bandwidth limitation by demodulation process	Complexity of calculation	Noise sensitivity	Information of rotor position
[7]	Yes	Yes	Fair	Low	Implicit
[6]	Yes	No	Complex	High	Implicit
[18]	Yes	Yes	Fair	Low	Implicit
Proposed Approach	No	No	Simple	Low	Explicit

### 1.5 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

- 1) นำเสนอวิธีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม โดยการฉีดสัญญาณที่ความถี่การสวิตช์
- 2) พัฒนาวิธีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์โดยอาศัยเทคนิคเฟสล็อกกลุ๊ปเชิงเวกเตอร์ ที่สามารถพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างของระบบประมาณได้ โดยไม่มีการทำให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงานในสภาวะอยู่ตัว
- 3) วิเคราะห์และออกแบบระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ให้มีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน
- 4) ทดสอบแนวคิดทางทฤษฎีด้วยการจำลองการทำงานและการสร้างระบบจริงในทางปฏิบัติ

### 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ – ด้านวิชาการและด้านประยุกต์

- 1) ได้วิธีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม โดยการฉีดสัญญาณแรงดันที่ความถี่การสวิตช์ที่สามารถนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ
- 2) สามารถนำทฤษฎีที่พัฒนาขึ้นไปใช้ในงานอุตสาหกรรมจริงเพื่อที่จะให้ระบบควบคุมมอเตอร์เชิงโรนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในแบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งมีสมรรถนะสูงตลอดย่านการทำงาน

### 1.7 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

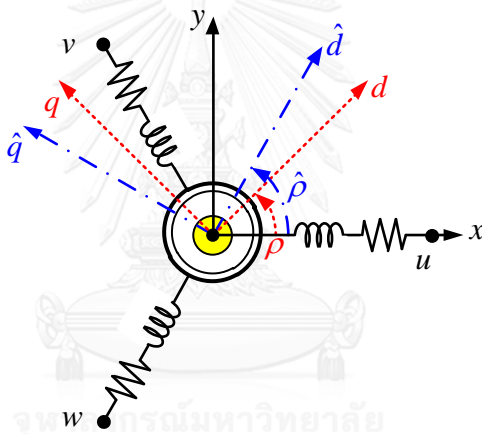
- 1) ศึกษาแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์เชิงโรนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน และวิธีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ โดยการฉีดสัญญาณแรงดันความถี่การสวิตช์จากงานวิจัยในอดีต
- 2) ศึกษาแนวคิดฟลักซ์เทียบจากงานวิจัยในอดีต
- 3) พัฒนาหลักการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม
- 4) จำลองการทำงานของระบบประมาณที่นำเสนอด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink เพื่อทดสอบความถูกต้องของทฤษฎีที่นำเสนอ
- 5) ออกแบบระบบในส่วนของฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ พร้อมทดสอบการทำงาน
- 6) เก็บข้อมูล, ประเมินผล และสรุปผล
- 7) เขียนวิทยานิพนธ์

## บทที่ 2

### แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในบนฐานแนวคิดฟลักซ์เทียมและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม

ในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในบนฐานแนวคิดฟลักซ์เทียมและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม โดยเริ่มอธิบายจากแบบจำลองโดยทั่วไปของมอเตอร์ ซึ่งมีข้อขัดข้องในการคำนวณหาค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวรที่มีค่าตำแหน่งโรเตอร์โดยตรง

#### 2.1 แบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน



รูปที่ 2.1 กรอบอ้างอิงต่างๆ ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน

กรอบอ้างอิงต่างๆ ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 โดยทั่วไปแบบจำลองของมอเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ ( $x - y$ ) ในรูปที่ 2.1 แสดงได้ดังสมการที่ (2.1)

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \underbrace{\left\{ R + L_q \frac{d}{dt} \right\} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \left\{ \frac{di_d}{dt} + \mathbf{J}\omega i_d \right\} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix}}_{\text{Fictitious EMF } \vec{e}_F} + \underbrace{\mathbf{J}\omega\Psi \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix}}_{\text{Back EMF } \vec{e}_M} \quad (2.1)$$

จากสมการที่ (2.1) จะพบว่า ถึงแม้เทอมแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวร ( $\vec{e}_M$ ) จะมีข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ที่ต้องการ แต่มีข้อขัดข้องคือ การคำนวณหาค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้า

เหนี่ยวนำดังกล่าวโดยใช้แบบจำลองในสมการที่ (2.1) ทำได้ก็ต่อเมื่อรู้ค่าตำแหน่งโรเตอร์และค่ากระแสในแกน  $d$  จึงไม่สามารถใช้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำนี้ในการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ได้

งานวิจัยนี้จะแก้ปัญหาข้างต้นโดยพิจารณาแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟลักซ์เทียมแทน ดังแสดงในลำดับถัดไป

## 2.2 ฟลักซ์เทียม และแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม

ฟลักซ์เทียม (Fictitious flux :  $\Psi'$ ) จะนิยามตามสมการที่ (2.2) ดังที่ได้นำเสนอในงานวิจัยก่อนหน้า [20]

$$\text{Fictitious flux: } \bar{\Psi}' \triangleq \left\{ \Psi + (L_d - L_q) i_d \right\} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

ฟลักซ์เทียมประกอบด้วยฟลักซ์ที่มาจากแม่เหล็กถาวรและฟลักซ์ที่เกิดจากความเป็นขั้วยื่นของมอเตอร์ แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสแบบขั้วยื่น(สมการที่ (2.1)) เมื่อแสดงในรูปตัวแปรฟลักซ์เทียมจะเหมือนแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสแบบขั้วไม่ยื่น ดังแสดงในสมการที่ (2.3)

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + L_q \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \frac{d\bar{\Psi}'}{dt} \quad (2.3)$$

ในที่นี้ จะเรียกแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลักซ์เทียมว่า “แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม (Fictitious EMF :  $\vec{e}_F$ )” ซึ่งนิยามได้ดังแสดงในสมการที่ (2.4)

$$\text{Fictitious EMF: } \vec{e}_F \triangleq \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \triangleq \frac{d\bar{\Psi}'}{dt} \quad (2.4)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.1) ประกอบกับสมการที่ (2.4) จะพบว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม  $\vec{e}_F$  มีความสัมพันธ์กับตำแหน่งโรเตอร์ ดังแสดงได้จากสมการที่ (2.5)

$$\vec{e}_F = \mathbf{J}\omega \left\{ \Psi + (L_d - L_q) i_d \right\} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \frac{di_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

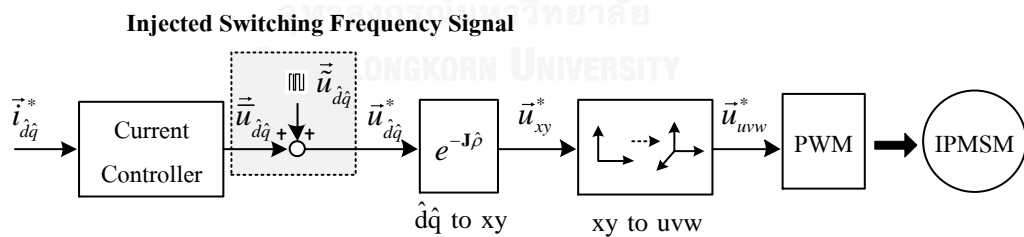
และที่แตกต่างจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรคือ จากสมการที่ (2.3) แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมสามารถคำนวณได้โดยตรงจากข้อมูลแรงดันและกระแสสเตเตอร์ดังสมการที่ (2.6)

$$\vec{e}_F = \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} - L_q \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

ดังนั้นการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ในงานวิจัยนี้จึงจะใช้ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมนี้เป็นหลัก ซึ่งจะมีข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์โดยตรง แทนการใช้กระแสสเตเตอร์เหมือนในงานวิจัยอื่นซึ่งสะท้อนค่าตำแหน่งโรเตอร์โดยอ้อมเท่านั้น วิธีการประมาณและการวิเคราะห์คุณสมบัติของระบบประมาณที่นำเสนอในงานวิจัยนี้จึงไม่ซับซ้อนเมื่อเทียบกับงานวิจัยอื่นๆที่อาศัยค่าความผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์

เพื่อให้การประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ในย่านความเร็วต่ำหรือความเร็วศูนย์เป็นไปได้ ในงานวิจัยนี้จะอาศัยเทคนิคการฉีดสัญญาณแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์ ดังแสดงรายละเอียดในลำดับถัดไป

### 2.3 การฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์

การฉีดสัญญาณแรงดันความถี่การสวิตช์ ( $\vec{u}_{dq}^{inj}$ ) เข้าไปที่มอเตอร์จะฉีดแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมในแนวแกน  $\hat{d}$  ของกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ ดังแสดงในกรอบเส้นประในรูปที่ 2.2 และสมการที่ (2.7)

$$\vec{u}_{dq}^{inj} \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{u}_{\hat{d}} \\ \tilde{u}_{\hat{q}} \end{bmatrix} = \pm \begin{bmatrix} U_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

แรงดันคำสั่งในกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ ( $\vec{u}_{dq}^*$ ) เมื่อฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์จะประกอบด้วย 2 ส่วน คือแรงดันที่มาจาก การควบคุมแบบเวกเตอร์ ( $\vec{u}_{dq}$ ) และจากการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์ ( $\vec{u}_{dq}$ ) แสดงดังสมการที่ (2.8)

$$\vec{u}_{dq}^* \triangleq \begin{bmatrix} u_{d}^* \\ u_{q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{u}_{d} \\ \bar{u}_{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{u}_{d} \\ \tilde{u}_{q} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.5) และ (2.6) เมื่อทำการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์จะพบว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเหนี่ยวนำเหนี่ยวนำประกอบทั้งที่ความถี่หลักมูล ( $\vec{e}_F$ ) และความถี่การสวิตช์ ( $\vec{e}_F$ ) ดังแสดงในสมการที่ (2.9)

$$\vec{e}_F = \underbrace{\left\{ \begin{bmatrix} \bar{u}_x \\ \bar{u}_y \end{bmatrix} - \left( R + L_q \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} \bar{i}_x \\ \bar{i}_y \end{bmatrix} \right\}}_{\vec{e}_F: \text{Fundamental frequency component}} + \underbrace{\left\{ \begin{bmatrix} \tilde{u}_x \\ \tilde{u}_y \end{bmatrix} - \left( R + L_q \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} \tilde{i}_x \\ \tilde{i}_y \end{bmatrix} \right\}}_{\vec{e}_F: \text{Switching frequency component}} \quad (2.9)$$

องค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเหนี่ยวนำแสดงได้ดังสมการที่ (2.10)

$$\vec{e}_F \triangleq \begin{bmatrix} \bar{e}_x \\ \bar{e}_y \end{bmatrix} = \mathbf{J}\omega \left\{ \Psi + (L_d - L_q) \bar{i}_d \right\} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \frac{d\bar{i}_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

ส่วนองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเหนี่ยวนำแสดงได้ดังสมการที่ (2.11)

$$\vec{e}_F \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{e}_x \\ \tilde{e}_y \end{bmatrix} = (L_d - L_q) \left\{ \mathbf{J}\omega \tilde{i}_d + \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \right\} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

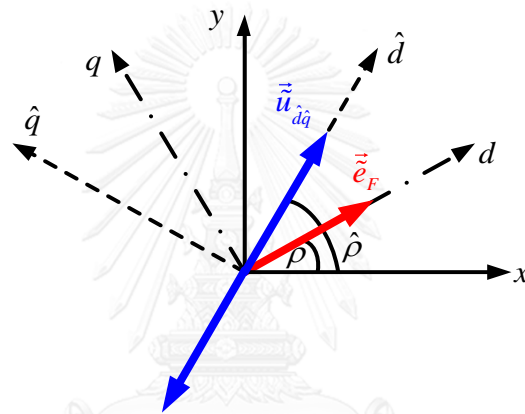
จากสมการที่ (2.10) จะเห็นว่าองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเหนี่ยวนำเหนี่ยวนำมีข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ โดยภายในเงื่อนไข  $\frac{d\bar{i}_d}{dt} = 0$  จะได้ว่าเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเหนี่ยวนำที่ความถี่หลักมูลจะชี้ในแนวแกน  $q$  แต่ในย่านความเร็วต่ำจะมีค่าน้อย และในย่านความเร็วสูงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ จึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้ในการประมาณค่าตำแหน่งของโรเตอร์

ข้อสังเกตที่สำคัญจากสมการที่ (2.11) คือการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์ที่สูงมากเมื่อเทียบกับความเร็วโรเตอร์จะทำให้ประมาณได้ว่าองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้า

เหนี่ยวนำเทียมเป็นเวกเตอร์ที่ชี้ในแนวแกน  $d$  ซึ่งก็คือตำแหน่งโรเตอร์นั่นเองแสดงได้ดังสมการที่ (2.12) จึงสามารถหาตำแหน่งโรเตอร์ได้จากมุมเฟสของเวกเตอร์แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์

$$\vec{e}_F \cong (L_d - L_q) \frac{d\hat{i}_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

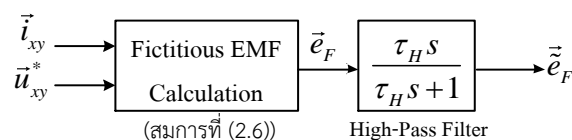
เวกเตอร์ของแรงดันที่ฉีดและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์แสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 เวกเตอร์ไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของแรงดันความถี่การสวิตช์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่สวิตช์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์จริง

#### 2.4 การจำแนกองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม

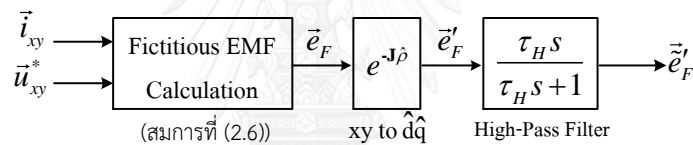
การจำแนกองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม ( $\vec{e}_F$ ) ออกจากองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูล ( $\vec{e}_F^*$ ) สามารถทำได้โดยคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม ( $\vec{e}_F$ ) จากสมการที่ (2.6) และใช้วงจรกรองผ่านสูง (High-pass filter) ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 การคำนวณหาองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม



เมื่อพิจารณารูปที่ 2.4 จะเห็นว่าการจำแนกองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมถูกกระทำบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ จึงจำเป็นต้องวางความถี่หักมุมของวงจรกรองผ่านสูงไว้สูงมากเพื่อลดทอนองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมให้มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งผลของวงจรกรองผ่านสูงที่มีความถี่หักมุมสูงมากจะทำให้เกิดการหน่วงเฟสของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์ ส่งผลให้การประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ผิดพลาด จึงได้ทำการย้ายขั้นตอนการจำแนกองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมไปไว้บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ซึ่งมีข้อดีคือสามารถวางความถี่หักมุมของวงจรกรองผ่านสูงไว้ต่ำได้ เนื่องจากองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูลของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมเมื่ออยู่บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณจะมีลักษณะเป็นองค์ประกอบไฟตรง ( $\vec{e}'_F$ ) ทำให้ง่ายต่อการจำแนกองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม ( $\vec{e}'_F$ ) ออกจากองค์ประกอบที่ความถี่หลักมูล



รูปที่ 2.5 การคำนวณองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

## 2.5 ความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์กับตำแหน่งโรเตอร์

จากสมการที่ (2.12) ถึงแม้ว่าเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์ ( $\vec{e}'_F$ ) จะชี้ในแนวแกน  $d$  ของโรเตอร์ แต่ทิศทางอาจจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ขึ้นอยู่กับค่าหรือเครื่องหมายของ  $\frac{d\hat{\rho}}{dt}$  ในขณะนั้น อย่างไรก็ตาม  $\hat{\rho}$  เป็นปริมาณที่ไม่สามารถหาได้หากไม่รู้ตำแหน่งแกน  $d$  จริง จึงจำเป็นต้องหาวิธีการคำนวณค่าเครื่องหมายดังกล่าวที่เป็นไปได้ในทางปฏิบัติ

เมื่อพิจารณาว่าสัญญาณแรงดันความถี่การสวิตช์ถูกฉีดในแนวแกน  $\hat{d}$  บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ ดังนั้นจากสมการที่ (2.12) จึงสามารถคำนวณค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณดังสมการที่ (2.13)

$$\begin{aligned}
\vec{e}'_F &\triangleq \begin{bmatrix} \tilde{e}'_d \\ \tilde{e}'_q \end{bmatrix} = \left( \frac{\tau_H s}{\tau_H s + 1} \right) \cdot (e^{-j\hat{\rho}} \cdot \vec{e}_F) \cong (L_d - L_q) \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \hat{\rho} & \sin \hat{\rho} \\ -\sin \hat{\rho} & \cos \hat{\rho} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \rho \\ \sin \rho \end{bmatrix} \\
&= (L_d - L_q) \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \begin{bmatrix} \cos \Delta\rho \\ \sin \Delta\rho \end{bmatrix} \\
&= \text{sgn} \left( (L_d - L_q) \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \right) \cdot |\vec{e}'_F| \cdot \begin{bmatrix} \cos \Delta\rho \\ \sin \Delta\rho \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

$$\text{โดยที่ } |\vec{e}'_F| = \left| (L_d - L_q) \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \right|$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.13) จะเห็นว่าองค์ประกอบของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตซ์ในแนวแกน  $\hat{d}$  และ  $\hat{q}$  มีข้อมูลที่สะท้อนถึงค่าความผิดพลาดของตำแหน่งของโรเตอร์ด้วยกันทั้งคู่ แต่องค์ประกอบในแนวแกน  $\hat{d}$  ไม่สามารถนำมาประมาณหาค่าตำแหน่งของโรเตอร์ได้ เนื่องจาก  $\text{sgn}(\cos \Delta\rho) \neq \text{sgn}(\Delta\rho)$  จึงไม่สามารถใช้ค่าองค์ประกอบ  $\tilde{e}'_d$  ในการแยกแยะทิศทางความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ได้ ส่วนองค์ประกอบในแนวแกน  $\hat{q}$  สะท้อนถึงทิศทางความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์โดยตรงเนื่องจาก  $\text{sgn}(\sin \Delta\rho) = \text{sgn}(\Delta\rho)$  จึงสามารถใช้ในประมาณค่าตำแหน่งของโรเตอร์ได้ และเมื่อพิจารณาธรรมชาติของมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในที่ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแนวแกน  $d$  จะมีค่าน้อยกว่าค่าในแนวแกน  $q$  จึงสามารถเขียนเฉพาะองค์ประกอบของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตซ์ในแนวแกน  $\hat{q}$  ได้ใหม่ดังสมการที่ (2.14)

$$\tilde{e}'_q = -|L_d - L_q| \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \sin \Delta\rho = -\text{sgn} \left( \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \right) \cdot |\vec{e}'_F| \sin \Delta\rho \tag{2.14}$$

เมื่อพิจารณาองค์ประกอบแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมในแนวแกน  $\hat{d}$  ในสมการที่ (2.13) โดยเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ (2.15)

$$\tilde{e}'_d = -|L_d - L_q| \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \cos \Delta\rho \tag{2.15}$$

ภายใต้เงื่อนไข  $|\Delta\rho| < \frac{\pi}{2}$  จะได้ว่า

$$\text{sgn}(\tilde{e}'_d) = -\text{sgn}(d\tilde{i}_d/dt) \tag{2.16}$$

จากสมการที่ (2.16) ประกอบกับสมการที่ (2.14) สามารถเขียนองค์ประกอบของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ความถี่การสวิตซิงในแนวแกน  $\hat{q}$  ได้ใหม่ดังสมการที่ (2.17)

$$\tilde{e}_q = \text{sgn}(\tilde{e}_d) \cdot |\tilde{e}_F| \sin \Delta\rho \quad (2.17)$$



### บทที่ 3

#### เทคนิคเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์สำหรับการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์

ดังที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 องค์ประกอบความถี่การสวิตช์ของเวกเตอร์แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เชื่อมขั้วในแนวแกนโรเตอร์จริงดังได้แสดงในสมการที่ (2.12) โดยทางทฤษฎีจึงสามารถหาตำแหน่งโรเตอร์ได้โดยตรงจากค่าองค์ประกอบในแกน  $x, y$  ( $\tilde{e}_x, \tilde{e}_y$ ) ของเวกเตอร์แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ความถี่การสวิตช์ แต่งานวิจัยนี้จะใช้เทคนิคเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์ในการหาความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ประมาณแทนการคำนวณโดยตรงจากองค์ประกอบในแกน  $x, y$  ของเวกเตอร์แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ความถี่การสวิตช์ เนื่องจากการใช้เทคนิคเฟสล็อกกลูบเชิงเวกเตอร์มีข้อดีคือ

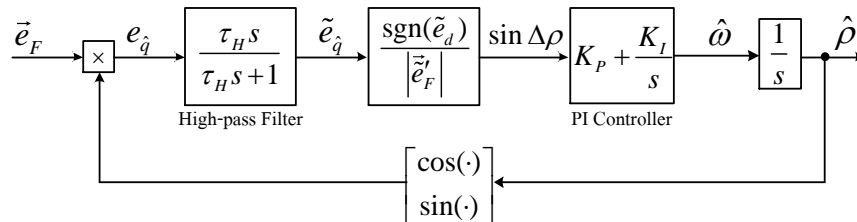
- 1) สามารถใส่วงจรกรองผ่านต่ำภายในเฟสล็อกกลูบได้โดยไม่กระทบต่อความแม่นยำในการประมาณ
- 2) ไม่จำเป็นต้องใช้ฟังก์ชัน  $\tan^{-1} \frac{\tilde{e}_y}{\tilde{e}_x}$  ในการคำนวณตำแหน่งโรเตอร์ ซึ่งอาจจะมีปัญหาในการคำนวณเมื่อ  $\tilde{e}_x \approx 0$
- 3) ไม่จำเป็นต้องคำนวณค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณจากอนุพันธ์เชิงเวลาของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ ( $\hat{\omega} = \frac{d\hat{\rho}}{dt}$ ) เพราะมีค่าตัวแปรความเร็วโรเตอร์ประมาณในเฟสล็อกกลูบอยู่แล้วโดยธรรมชาติ

#### 3.1 สมการที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์

จากสมการที่ (2.12) สามารถแสดงค่าฟังก์ชันไซน์ของค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ได้ดังสมการที่ (3.1)

$$\sin \Delta\rho = \frac{\text{sgn}(\tilde{e}_d)}{|\tilde{e}'_F|} \cdot \tilde{e}_q = \frac{\text{sgn}(\tilde{e}_d)}{|\tilde{e}'_F|} \cdot \left\{ \left( \frac{\tau_H s}{\tau_H s + 1} \right) \cdot \left( \begin{bmatrix} \cos \hat{\rho} \\ \sin \hat{\rho} \end{bmatrix} \times \vec{e}_F \right) \right\} \quad (3.1)$$

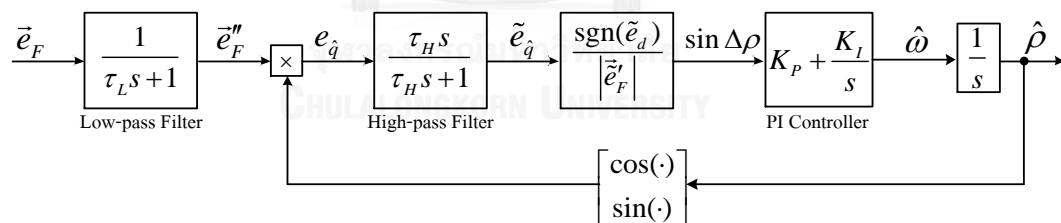
ดังนั้นเวกเตอร์ขององค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม สามารถนำมาใช้ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ได้โดยอาศัยเทคนิคเฟสล็อกกลุ๊ปเชิงเวกเตอร์ [21] ได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงรอบเฟสล็อกกลุ๊ปเชิงเวกเตอร์ที่ใช้ประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์

### 3.2 การใส่วงจรกรองผ่านต่ำในระบบประมาณเพื่อลดทอนผลของสัญญาณรบกวน

ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องใส่วงจรกรองผ่านต่ำแรกในระบบประมาณหลังจากการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมเพื่อลดทอนผลของสัญญาณรบกวนที่อาจจะเกิดจากการคำนวณค่าอนุพันธ์ตามสมการที่ (2.6) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 แต่ผลของวงจรกรองผ่านต่ำจะก่อให้เกิดการหน่วงเฟสของเวกเตอร์แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม ทำให้ตำแหน่งโรเตอร์ประมาณที่ได้จากวงรอบเฟสล็อกกลุ๊ปมีค่าผิดพลาด

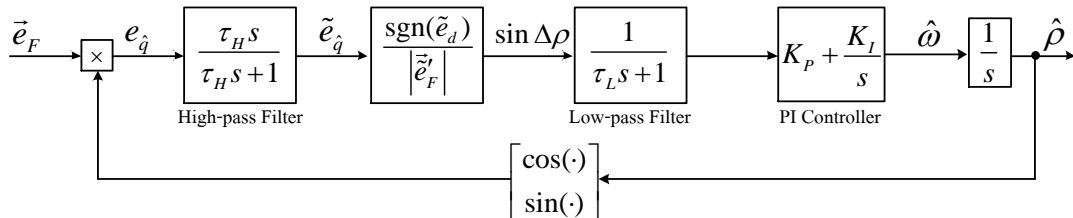


รูปที่ 3.2 วงจรกรองผ่านต่ำที่ใส่ก่อนหน้าวงรอบเฟสล็อกกลุ๊ปเชิงเวกเตอร์

งานวิจัยนี้จะแก้ปัญหาดังกล่าวโดยการย้ายตำแหน่งของวงจรกรองผ่านต่ำเข้าไปไว้ในวงรอบเฟสล็อกกลุ๊ป ดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยที่วงจรกรองผ่านต่ำยังคงทำหน้าที่ลดทอนสัญญาณรบกวนได้เหมือนเดิม แต่ในกรณีนี้จะไม่มีการหน่วงเฟสของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ

ถึงแม้ว่าลักษณะตำแหน่งของวงจรกรองผ่านต่ำในรูปที่ 3.3 จะคล้ายกับวงจรกรองผ่านต่ำที่ใช้กระบวนการแยกสัญญาณที่ต้องมีในระบบประมาณโดยทั่วไป แต่หน้าที่ของวงจรกรองทั้งสองแตกต่างกัน กล่าวคือ วงจรกรองผ่านต่ำในกระบวนการแยกสัญญาณมีหน้าที่กรองสัญญาณที่ความถี่ที่

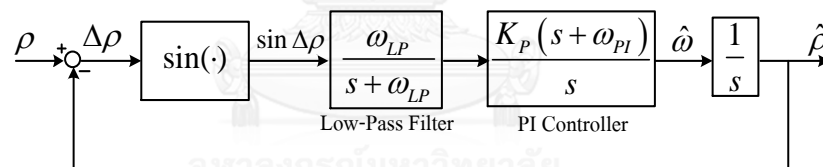
ฉืด จึงต้องวางความถี่หัท้มุมไว้ค่อนข้างต่ำกว่าความถี่การสวิตซ์มากซึ่งส่งผลต่อแบนด์วิดท์ของการประมาณได้ ในขณะที่วงจรรองผ่านต่ำในรูปที่ 3.3 มีหน้าที่ลดทอนสัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ไฟตรง ความถี่หัท้มุมจึงสามารถวางให้ค่อนข้างต่ำได้



รูปที่ 3.3 วงรอบเฟสล็อกกลุ่หลังจากย้ายตำแหน่งของวงจรรองผ่านต่ำเข้าไปในวงรอบเฟสล็อกกลุ่

### 3.3 การวิเคราะห์ห้วงรอบเฟสล็อกกลุ่ของการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์

จากสมการที่ (2.17) สามารถเขียนบล็อกไดอะแกรมฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบเฟสล็อกกลุ่ในได้ใหม่ดังรูปที่ 3.4 โดยที่  $\omega_{LP} = \frac{1}{\tau_L}$  คือ ค่าความถี่หัท้มุมของวงจรรองผ่านต่ำ และ  $\omega_{PI} = \frac{K_I}{K_P}$  คือ ค่าความถี่หัท้มุมของตัวควบคุมแบบพีไอ



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมแสดงฟังก์ชันโอนย้ายของวงรอบเฟสล็อกกลุ่

การออกแบบวงรอบเฟสล็อกกลุ่สำหรับการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ จะต้องพิจารณาเงื่อนไขดังต่อไปนี้

#### 3.3.1 เงื่อนไขเสถียรภาพในวงกว้าง (Global stability condition)

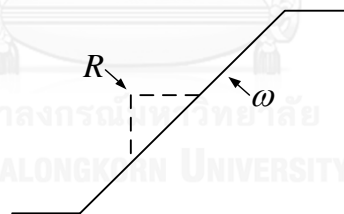
ในการพิจารณาเสถียรภาพของระบบการประมาณค่าด้วยเฟสล็อกกลุ่ โดยทั่วไปผู้วิจัยมักจะประมาณระบบด้วยการทำให้เป็นเชิงเส้นภายใต้เงื่อนไข  $\sin \Delta \rho \approx \Delta \rho$  แต่ในความเป็นจริงแล้วสามารถพิสูจน์ได้ว่าวงรอบเฟสล็อกกลุ่ในรูปที่ 3.4 มีเสถียรภาพในวงกว้างตลอดย่านการทำงานหากเงื่อนไขเสถียรภาพดังสมการที่ (3.2) เป็นจริง [21]

$$\omega_{PI} < \omega_{LP} \quad \text{หรือ} \quad \frac{K_I}{K_P} < \frac{1}{\tau_L} \quad (3.2)$$

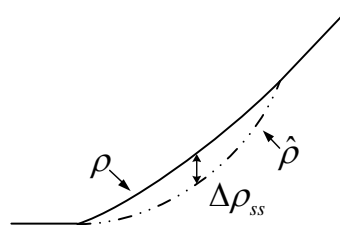
การออกแบบค่า  $\omega_{LP}$  จะพิจารณาจากขนาดและย่านความถี่ของสัญญาณรบกวนภายในระบบ โดยย่านความถี่ที่ส่งผลกระทบต่อข้างมากของคือความถี่การสวิตช์ ดังนั้นจึงเลือกวงความถี่หักมุมของวงจรกรองผ่านต่ำให้ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์คือ  $\omega_{LP} = 3141.6 \text{ rad/s}$

### 3.3.2 เงื่อนไขการติดตามตำแหน่งจริง (Actual position tracking condition)

ระบบควบคุมความเร็วโดยทั่วไปจะมีการจำกัดขนาดสัญญาณแรงบิดคำสั่งของตัวควบคุมความเร็ว (Speed controller) ในกรณีที่ทำให้การเร่งหรือลดความเร็วมอเตอร์ในช่วงกว้างพอประมาณ ค่าความผิดพลาดของความเร็วจะทำให้แรงบิดคำสั่งถูกจำกัดขนาดอยู่ที่ค่าพิกัดของมอเตอร์ ความเร็วของโรเตอร์จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นสัญญาณแรมป์ (Ramp signal) ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ในขณะที่ตำแหน่งโรเตอร์จะเพิ่มหรือลดลงแบบฟังก์ชันพาราโบลา (Parabola function) ดังแสดงในรูปที่ 3.6 สัญญาณตำแหน่งในภาวะดังกล่าวสามารถเขียนในรูปแบบการแปลงลาปลาซได้เป็น  $\rho(s) = \frac{R}{s^3}$  เมื่อ  $R$  คืออัตราเร่งที่พิกัดของมอเตอร์



รูปที่ 3.5 ผลตอบสนองแบบแรมป์ของความเร็วโรเตอร์



รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองแบบพาราโบลาของตำแหน่งของโรเตอร์

ในการพิจารณาคุณสมบัติการติดตามค่าตำแหน่งจริง จะพิจารณาค่าความผิดพลาดของการประมาณที่เกิดขึ้นในขณะเร่งลดความเร็วที่แรงบิดพิกัด ในช่วงเวลาดังกล่าวเนื่องจาก  $\Delta\rho \approx 0^\circ$  จึง

สามารถประมาณได้ว่า  $\sin \Delta\rho \approx \Delta\rho$  ดังนั้นจากรูปที่ 3.4 สามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่าง  $\Delta\rho$  กับ  $\rho$  ได้ดังสมการที่ (3.3)

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} \approx \frac{1}{1+G(s)} \quad (\Delta\rho \ll 1)$$

$$G(s) = K_p \omega_{LP} \cdot \frac{(s + \omega_{PI})}{s^2(s + \omega_{LP})} \quad (3.3)$$

โดยใช้ทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final value theorem) สามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณในช่วงเร่งลดความเร็วแบบแรมป์ ( $\Delta\rho_{ss}$ ) ได้ดังสมการที่ (3.4) ซึ่งแสดงให้เห็นว่า อัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิเกรตเป็นตัวกำหนดค่าความผิดพลาดในช่วงเร่งลดความเร็ว ในทางกลับกันถ้ากำหนดเงื่อนไขให้ค่าความผิดพลาดในช่วงเร่งลดความเร็วมีค่าตามที่ต้องการ จะสามารถออกแบบอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทิเกรตได้ดังแสดงในสมการที่ (3.4)

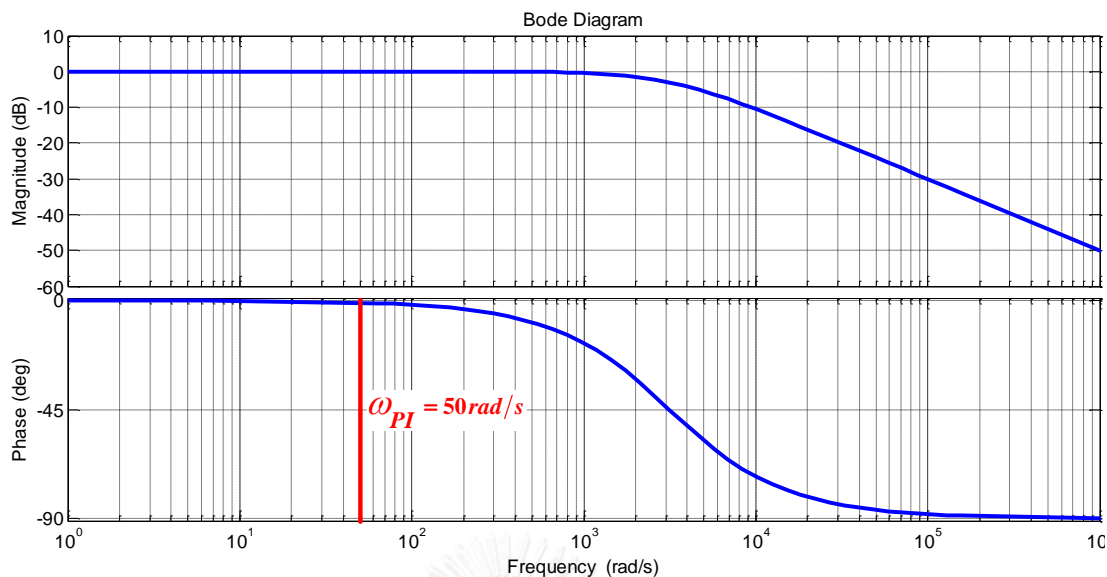
$$\Delta\rho_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{1+G(s)} \cdot \frac{R}{s^3} = \frac{R}{K_I}$$

$$\therefore K_I = \frac{R}{\Delta\rho_{ss}} \quad (3.4)$$

โดยที่  $R \triangleq \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{2} \cdot \frac{T_{rated}}{J}$  คือ อัตราเร่งที่พิกัดของมอเตอร์  
 $p$  คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์  
 $T_{rated}$  คือ แรงบิดพิกัดของมอเตอร์  
 $J$  คือ ค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของระบบ

มอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยมีจำนวนขั้วเท่ากับ 6 ขั้ว, แรงบิดพิกัดของมอเตอร์เท่ากับ 4.76 Nm และค่าโมเมนต์ความเฉื่อยของระบบเท่ากับ 0.0055 kg-m<sup>2</sup> ดังนั้นจะได้อัตราเร่งพิกัดของมอเตอร์  $R = 2586 \text{ rad/s}^2$  จากสมการที่ (3.4) เมื่อต้องการให้ค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ขณะเร่งลดความเร็วมอเตอร์มีค่าเท่ากับ 0.93 rad ( $\approx 53.37^\circ$ ) จะได้ค่า  $K_I \approx 2780$  สำหรับการออกแบบค่า  $\omega_{PI}$  จะพิจารณาจากช่วงเฟสเลื่อน (Phase shift) ดังแสดงในแผนภาพโบเดของวงจรรองผ่านต่ำในรูปที่ 3.7



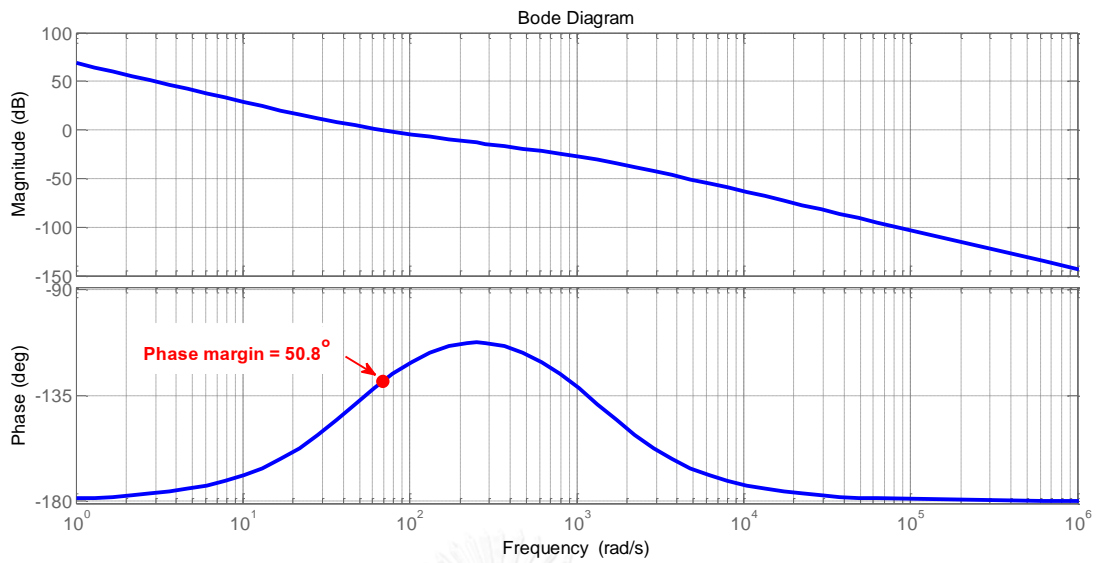


รูปที่ 3.7 แผนภาพโบเดของวงจรรองผ่านต่ำในวงรอบเฟสล็อกดูป

จะเห็นว่าไม่ควรวางความถี่หักมุมของตัวควบคุมแบบพีไอให้สูงจนเกินไปเพราะจะทำให้เฟสล้าหลังของวงจรรองผ่านต่ำมีผลต่อเสถียรภาพของระบบได้ อย่างไรก็ตามการวางความถี่หักมุมของตัวควบคุมแบบพีไอให้น้อยจนเกินไปก็ไม่สมควรเพราะต้องใช้  $K_p$  ที่มีค่าสูงจะทำให้ผลกระทบของสัญญาณรบกวนมีมาก จึงเลือกค่า  $\omega_{PI} = 50 \text{ rad/s}$  (ดังเส้นที่สีแดงในรูปที่ 3.7) ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพในสมการที่ (3.2) จะได้ค่า  $K_p = 55.6$  เมื่อนำค่าความถี่หักมุมและอัตราขยายที่ได้ ออกแบบไว้แทนค่าในฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในสมการที่ (3.3) เพื่อนำไปวาดแผนภาพโบเดแสดงดังรูปที่ 3.8 จะเห็นว่าระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์มีช่วงเฟส (Phase margin) ประมาณ  $50.8^\circ$  ซึ่งเพียงพอสำหรับระบบควบคุม

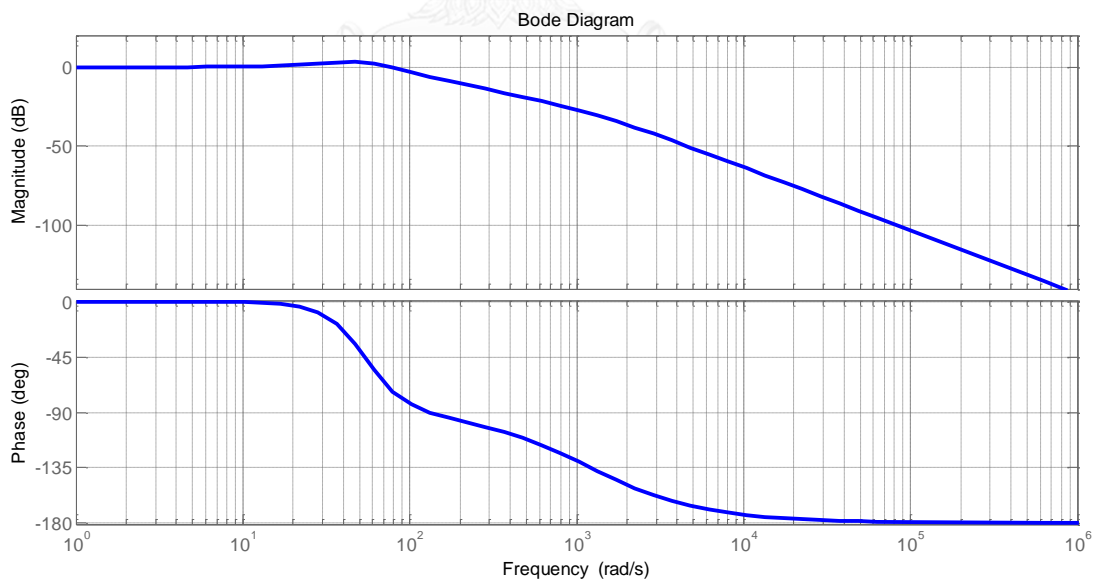
จากรูปที่ 3.4 สามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่างระหว่าง  $\hat{\rho}$  กับ  $\rho$  ได้ดังสมการที่ (3.5)

$$\begin{aligned} \frac{\hat{\rho}}{\rho} &= \frac{G(s)}{1+G(s)} \\ &= \frac{K_p \omega_{LP} \cdot (s + \omega_{PI})}{s^2 (s + \omega_{LP}) + K_p \omega_{LP} \cdot (s + \omega_{PI})} \end{aligned} \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.8 แผนภาพโบเดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบประมาณ  $G(s)$

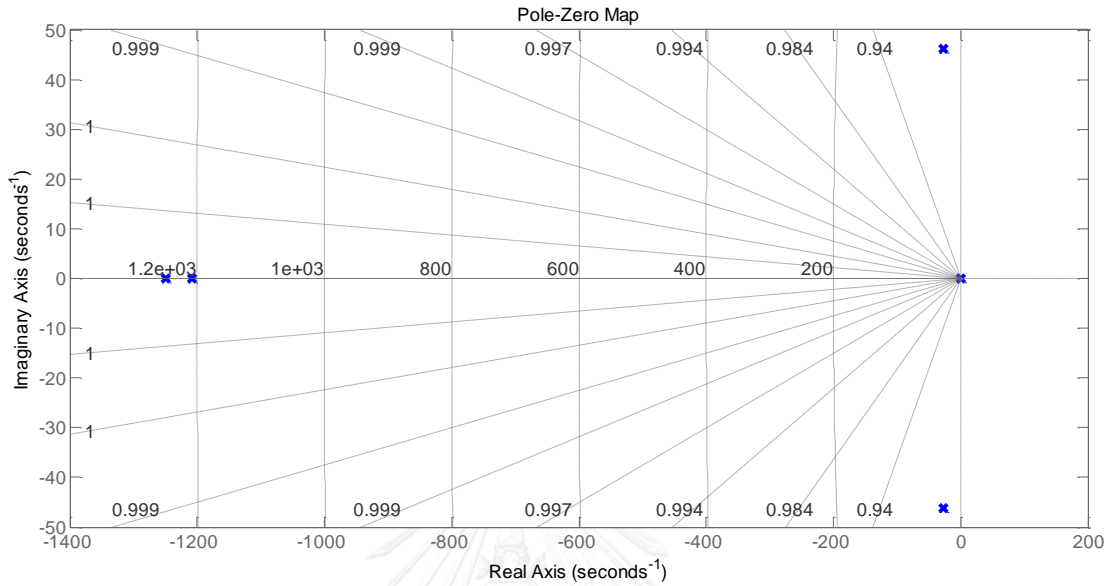
เมื่อนำค่าความถี่ที่หักมุมและอัตราขยายที่ได้ออกแบบไว้แทนค่าในฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของระบบ ประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโพลในสมการที่ (3.5) เพื่อนำไปวาดแผนภาพโบเดแสดงดังรูปที่ 3.9 และดูตำแหน่งขั้วและศูนย์ดังรูปที่ 3.10 และรูปที่ 3.11



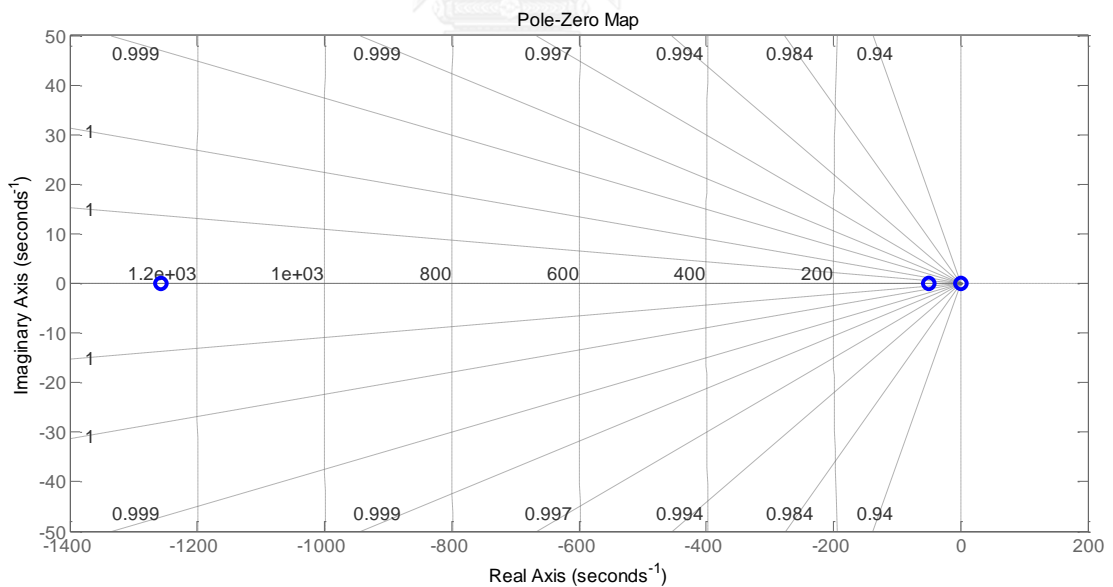
รูปที่ 3.9 แผนภาพโบเดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของระบบประมาณระหว่าง  $\hat{\rho}$  กับ  $\rho$

จากแผนภาพโบเดในรูปที่ 3.9 แสดงให้เห็นว่ากรณีที่ตำแหน่งโพลจริงมีการแกว่ง ระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งโพลจริงโดยมีขนาดและเฟสที่เท่ากันได้ในช่วงความถี่การแกว่ง 0

ถึง 10 rad/s และถ้าความถี่การแกว่งมากกว่า 10 rad/s ตำแหน่งโพล์ประมาณจะมีขนาดและเฟสที่ต่างไปจากตำแหน่งโพล์จริงในแต่ละความถี่ ดังแสดงในแผนภาพโพล์เดรูที่ 3.9



รูปที่ 3.10 ตำแหน่งขั้วของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของระบบประมาณระหว่าง  $\hat{\rho}$  กับ  $\rho$

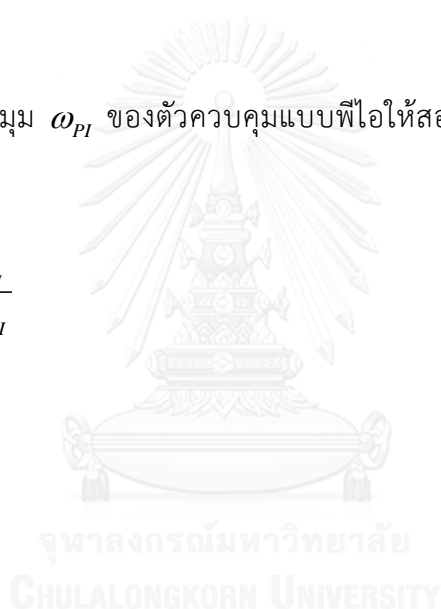


รูปที่ 3.11 ตำแหน่งศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของระบบประมาณระหว่าง  $\hat{\rho}$  กับ  $\rho$

จากตำแหน่งของขั้วและศูนย์ในรูปที่ 3.10 และรูปที่ 3.11 จะเห็นว่าไม่มีตำแหน่งขั้วและศูนย์เกิดขึ้นทางฝั่งขวาของแกนจินตภาพ จึงสามารถสรุปได้ว่าความถี่หักมุมและอัตราขยายที่ออกแบบมีผลทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์มีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

การออกแบบระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ จึงสามารถสรุปได้ดังนี้คือ

- 1) เลือกความถี่หักมุม  $\omega_{LP}$  ของวงจรรองผ่านต่ำโดยพิจารณาจากขนาดและย่านความถี่ของสัญญาณรบกวนในระบบ โดยที่  $\omega_{LP}$  เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของระบบ
- 2) เลือกอัตราขยาย  $K_I$  ให้ได้ค่าผิดพลาดในช่วงเร่งลดความเร็ว  $\Delta\omega_{ss}$  ในสมการที่ (3.4) ตามที่ต้องการ
- 3) เลือกความถี่หักมุม  $\omega_{PI}$  ของตัวควบคุมแบบพีไอให้สอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพในสมการที่ (3.2)
- 4) จะได้  $K_p = \frac{K_I}{\omega_{PI}}$



## บทที่ 4

### ปัจจัยที่ต้องคำนึงถึงในทางปฏิบัติ

เนื่องจากในงานวิจัยนี้ใช้เทคนิคการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เพื่อให้การประมาณค่าตำแหน่งของโรเตอร์ที่ความเร็วต่ำและความเร็วศูนย์เป็นไปได้ ทำให้ต้องตรวจจับกระแสที่ความถี่การสวิตช์เพื่อใช้ในการคำนวณสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ความถี่การสวิตช์ จึงต้องพิจารณาถึงขนาดกระแสที่ความถี่การสวิตช์ รวมถึงตำแหน่งการสุ่ม (Sampling) ข้อมูลกระแสเพื่อให้ได้ข้อมูลที่ถูกต้อง ซึ่งจะส่งผลให้การประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์มีความถูกต้องแม่นยำ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

#### 4.1 ขนาดของกระแสความถี่การสวิตช์

โดยทั่วไปแบบจำลองของมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในบนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ ( $\hat{d} - \hat{q}$ ) ในรูปที่ 2.1 แสดงได้ดังสมการที่ (4.1)

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega L_q i_q \\ \omega L_d i_d \end{bmatrix} + \mathbf{J}\omega \begin{bmatrix} \Psi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

เมื่อพิจารณาว่าสัญญาณแรงดันความถี่การสวิตช์ถูกฉีดในแนวแกน  $\hat{d}$  บนกรอบอ้างอิงโรเตอร์ประมาณดังสมการที่ (2.7) ประกอบกับสมการที่ (2.8) และ สมการที่ (4.1) จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันความถี่การสวิตช์ที่ฉีดกับกระแสความถี่การสวิตช์ดังสมการที่ (4.2)

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \pm \begin{bmatrix} U_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \\ L_q \frac{d\tilde{i}_q}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega L_q \tilde{i}_q \\ \omega L_d \tilde{i}_d \end{bmatrix} + \mathbf{J}\omega \begin{bmatrix} \Psi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

ข้อสังเกตที่จากสมการที่ (4.2) คือการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์ที่สูงมากเมื่อเทียบกับความเร็วโรเตอร์เฉพาะในแนวแกน  $\hat{d}$  จะทำให้ประมาณได้ว่า

$$\pm U_{inj} \approx L_d \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \quad (4.3)$$

สามารถเขียนสมการที่ (4.3) ให้อยู่ในรูปสัญญาณเวลาแบบไม่ต่อเนื่องได้ดังสมการที่ (4.4)

$$\begin{aligned} \pm U_{inj} &= L_d \frac{\Delta\tilde{i}_d}{\Delta T} \\ \therefore \Delta\tilde{i}_d &= \frac{\pm U_{inj} \cdot \Delta T}{L_d} \end{aligned} \quad (4.4)$$

งานวิจัยนี้จะใช้สมการที่ (4.4) เพื่อออกแบบผลต่างของกระแสความถี่การสวิตช์ในแนวแกน  $\hat{d}$  ( $\Delta\tilde{i}_d$ ) จากสมการที่ (4.4) จะเห็นว่าถ้าฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์ที่มีขนาดใหญ่จะทำให้ผลต่างของกระแสความถี่การสวิตช์มีค่ามากตามไปด้วย ซึ่งมีข้อดีคือทำให้ผลกระทบของสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณกระแสที่สุ่มได้ (Signal to noise ratio) มีน้อย แต่ในทางปฏิบัติการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์ที่มีขนาดใหญ่มากเกินไปจะทำให้เกิดการมอดูเลตเกิน (Overmodulation) รวมถึงมอเตอร์จะเข้าสู่ย่านฟลักซ์อ่อน (Flux weakening) ได้ง่าย ทำให้ไม่สามารถใช้งานมอเตอร์ได้อย่างเต็มพิกัด จึงเลือกขนาดแรงดันที่ฉีด  $U_{inj} = \pm 30 V_{\text{Peak-Peak}}$ , ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ในแนวแกน  $d$   $L_d = 5.8 \text{mH}$  และความถี่การสวิตช์  $5 \text{kHz}$  ( $\Delta T = 100 \mu\text{s}$ ) จะได้  $\Delta\tilde{i}_d = \pm 517.2 \text{mA}$

## 4.2 การตรวจจับกระแสความถี่การสวิตช์

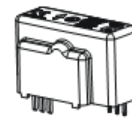
เนื่องจากกระแสที่ต้องการตรวจจับมีขนาดเล็กและมีความถี่ที่สูงมาก ดังนั้นในการพิจารณาเลือกตัวตรวจจับกระแสจึงต้องคำนึงถึงแบนด์วิดท์ (Bandwidth), ความแม่นยำ (Accuracy) ของตัวตรวจจับกระแส รวมถึงระดับกระแสที่สามารถตรวจจับได้เพื่อให้ครอบคลุมพิกัดกระแสของมอเตอร์คือ  $8 A_{\text{rms}}$  ในงานวิจัยนี้เลือกใช้ตัวตรวจจับกระแสยี่ห้อ LEM รุ่น LAH 25-NP ซึ่งมีแบนด์วิดท์และความแม่นยำสูง สามารถตรวจจับกระแสด้านปฐมภูมิตามที่ระบุ (Primary nominal current) ได้  $25 A_{\text{rms}}$  และสามารถเลือกใช้จำนวนรอบขดลวดฝั่งปฐมภูมิ ( $n$ ) ได้มากที่สุด 3 รอบ ดังแสดงข้อมูลจำเพาะในรูปที่ 4.1 เพื่อให้ได้ความละเอียดของสัญญาณกระแสความถี่การสวิตช์มากที่สุดจึงเลือกใช้จำนวนรอบที่มากที่สุด ดังนั้นกระแสพิกัดของมอเตอร์ที่ไหลผ่านตัวตรวจจับกระแสมีค่าเท่ากับ  $3 \times 8 A_{\text{rms}} = 24 A_{\text{rms}}$



### Current Transducer LAH 25-NP

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed ..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$I_{PN} = 8-12-25 A$



#### Electrical data

$I_{PN}$	Primary nominal current rms	25	At																					
$I_{PM}$	Primary current, measuring range <sup>1)</sup>	0 .. 55	At																					
$R_M$	Measuring resistance @ <sup>2)</sup>	<table border="1"> <tr> <th></th> <th><math>T_A = 70^\circ C</math></th> <th><math>T_A = 85^\circ C</math></th> </tr> <tr> <td></td> <td><math>R_{Mmax}</math></td> <td><math>R_{Mmax}</math></td> </tr> <tr> <td>with <math>\pm 12 V</math></td> <td>@ <math>I_{PN} [\pm At_{DC}]</math></td> <td>0 284   0 280 <math>\Omega</math></td> </tr> <tr> <td></td> <td>@ <math>I_{PN} [At_{RMS}]</math></td> <td>0 182   0 178 <math>\Omega</math></td> </tr> <tr> <td>with <math>\pm 15 V</math></td> <td>@ <math>I_{PN} [\pm At_{DC}]</math></td> <td>67 398   70 394 <math>\Omega</math></td> </tr> <tr> <td></td> <td>@ <math>I_{PN} [At_{RMS}]</math></td> <td>67 263   70 259 <math>\Omega</math></td> </tr> <tr> <td></td> <td>@ <math>I_p &lt; I_{PN}</math></td> <td></td> </tr> </table>			$T_A = 70^\circ C$	$T_A = 85^\circ C$		$R_{Mmax}$	$R_{Mmax}$	with $\pm 12 V$	@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$	0 284   0 280 $\Omega$		@ $I_{PN} [At_{RMS}]$	0 182   0 178 $\Omega$	with $\pm 15 V$	@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$	67 398   70 394 $\Omega$		@ $I_{PN} [At_{RMS}]$	67 263   70 259 $\Omega$		@ $I_p < I_{PN}$	
	$T_A = 70^\circ C$	$T_A = 85^\circ C$																						
	$R_{Mmax}$	$R_{Mmax}$																						
with $\pm 12 V$	@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$	0 284   0 280 $\Omega$																						
	@ $I_{PN} [At_{RMS}]$	0 182   0 178 $\Omega$																						
with $\pm 15 V$	@ $I_{PN} [\pm At_{DC}]$	67 398   70 394 $\Omega$																						
	@ $I_{PN} [At_{RMS}]$	67 263   70 259 $\Omega$																						
	@ $I_p < I_{PN}$																							
$I_{SM}$	Secondary nominal current rms	25	mA																					
$K$	Conversion ratio	1 - 2 - 3	: 1000																					
$V_C$	Supply voltage ( $\pm 5\%$ )	$\pm 12 .. 15$	V																					
$I_C$	Current consumption	10 (@ $\pm 15V$ ) + $I_A$	mA																					

#### Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

#### Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

#### Accuracy - Dynamic performance data

$X$	Accuracy <sup>3)</sup> @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ C$	$\pm 0.3$	%
$E_L$	Linearity error	$< 0.2$	%
$I_o$	Offset current @ $T_A = 25^\circ C$	Typ	Maxi
$I_{om}$	Magnetic offset current @ $I_p = 0$ and specified $R_M$	$\pm 0.20$	$\pm 0.25$ mA
	after an overload of $5 \times I_{PN}$	$\pm 0.10$	$\pm 0.60$ mA
$I_{OT}$	Temperature variation of $I_o$	$\pm 0.10$	$\pm 0.70$ mA
	$0^\circ C .. +70^\circ C$		
	$-25^\circ C .. +85^\circ C$		
$t_{ra}$	Reaction time @ 10 % of $I_{PN}$	$< 200$	ns
$t_r$	Response time <sup>4)</sup> to 90 % of $I_{PN}$ step	$< 500$	ns
$d/dt$	$d/dt$ accurately followed	$> 200$	A/ $\mu s$
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 200	kHz

#### Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

#### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	$-25 .. +85$	$^\circ C$
$T_S$	Ambient storage temperature	$-40 .. +90$	$^\circ C$
$R_s$	Secondary coil resistance	@ $T_A = 70^\circ C$	72 $\Omega$
		@ $T_A = 85^\circ C$	76 $\Omega$
$m$	Mass	20	g
	Standards	EN 50178: 1997	

#### Application domain

- Industrial.

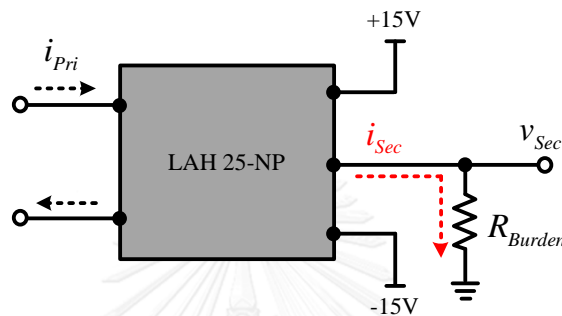
Notes: <sup>1)</sup> During 10 s, with  $R_M \leq 109 \Omega$  ( $V_C = \pm 15 V$ )  
<sup>2)</sup> Calculation of  $R_{Mmax}$  with the max. power of the transistors = 0.307W @  $70^\circ C$  and the max. power of the transistors = 0.302W @  $85^\circ C$   
<sup>3)</sup> 50 Hz Sinusoidal  
<sup>4)</sup> The measuring resistance  $R_{Mmax}$  may be lower (see "LAH Technical Information" leaflet)  
<sup>5)</sup> Without  $I_o$  &  $I_{om}$   
<sup>6)</sup> With a  $d/dt$  of 100 A/ $\mu s$ .

รูปที่ 4.1 ข้อมูลจำเพาะของตัวตรวจจ็กระแสสี่หื้อ LEM รุ่น LAH 25-NP

เนื่องจากทางด้านทุติยภูมิของตัวตรวจจ็กระแสให้สัญญาณด้านออกเป็นกระแส ( $i_{Sec}$ ) ตามอัตราส่วนจำนวนรอบ  $n : 1000$  ดังแสดงในรูปที่ 4.1 จึงต้องทำการแปลงจากสัญญาณกระแสให้เป็นสัญญาณแรงดัน งานวิจัยนี้ใช้วิธีการต่อตัวต้านทานเบอร์เดน (Burden resistor :  $R_{Burden}$ ) ระหว่างด้านออกกับกราวด์ของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงของตัวตรวจจ็กระแสดังแสดงในรูปที่ 4.2 และสามารถคำนวณแรงดันด้านออกของตัวตรวจจ็กระแส ( $v_{Sec}$ ) ได้ดังสมการที่ (4.5)

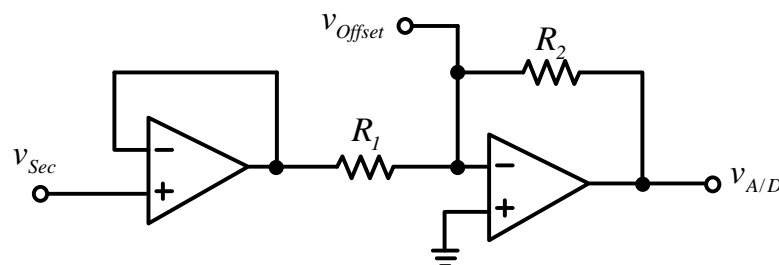
$$v_{Sec} = \frac{n \times i_{Pri} \times R_{Burden}}{1000} \quad (4.5)$$

จากข้อมูลจำเพาะของตัวตรวจจับสนในรูปที่ 4.1 ขนาดของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงที่ใช้คือ  $\pm 15V$  จึงเลือกใช้ค่า  $R_{Burden} = 200\Omega$  ผู้วิจัยได้ออกแบบให้สามารถตรวจจับสนด้านเข้า ( $i_{Pri}$ ) ได้มากที่สุด  $14 A_{Peak} (\approx 9.9 A_{RMS})$  แทนค่าลงในสมการที่ (4.5) จะได้แรงดันด้านออกของตัวตรวจจับสน  $v_{Sec} = \pm 8.4V$



รูปที่ 4.2 การแปลงสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณแรงดันด้วยตัวต้านทานเบอร์เดน

ในงานวิจัยนี้ใช้ Digital signal processing (DSP) เพื่อการคำนวณและประมวลผล โดยเลือกใช้ของบริษัท Texas Instrument รุ่น TMS320F28335 สามารถรับค่าสัญญาณอะนาล็อกได้ในช่วงแรงดัน 0V ถึง 3V ดังนั้น การนำสัญญาณแรงดันที่ได้จากตัวตรวจจับสนไปเข้าที่ช่องรับสัญญาณอะนาล็อก ( $v_{A/D}$ ) ของ DSP จะต้องทำการปรับขนาดแรงดันด้านออกของตัวตรวจจับสนให้อยู่ในช่วงสัญญาณอะนาล็อกที่ DSP สามารถรับได้ โดยใช้วงจรขยายและปรับออฟเซตสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 วงจรขยายและปรับออฟเซตสัญญาณ

จากรูปที่ 4.3 การนำสัญญาณแรงดันด้านออกของตัวตรวจจับสนไปใช้ในการขยายสัญญาณและปรับออฟเซต จำเป็นต้องใช้ตัวขยายที่มีอิมพีแดนซ์ที่สูงมากเพื่อไม่ให้ส่งผลกระทบต่อตัว



ด้านทานเบอร์เดน จึงเลือกใช่วงจรขยายตามแรงดัน (Voltage follower amplifier) ที่มีคุณสมบัติอินพุตแดนซ์ด้านเข้าสูง (High impedance input), มีอัตราขยายเท่ากับ 1 (Unity gain) และทำการขยายสัญญาณและปรับออฟเซตด้วยวงจรรวมกลับเฟส (Inverting summing amplifier) ดังสมการที่ (4.6)

$$v_{A/D} = - \left\{ \left( \frac{R_2}{R_1} \times v_{Sec} \right) + v_{Offset} \right\} \quad (4.6)$$

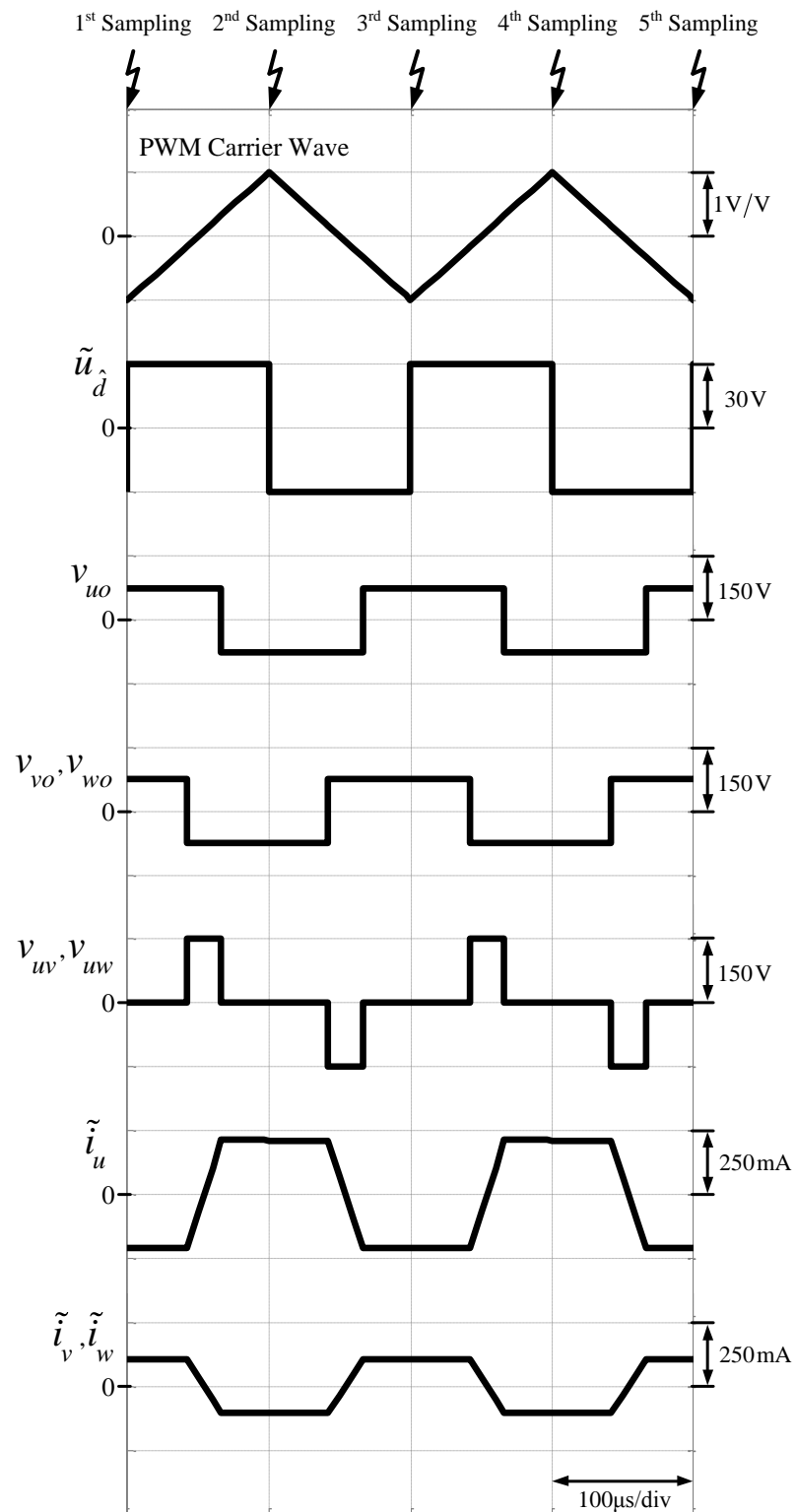
เมื่อ  $v_{A/D} = 0 \sim 3V$ ,  $v_{Sec} = \pm 8.4V$ ,  $v_{Offset} = -1.5V$  จะได้  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{5.6}$  เลือก  $R_2 = 10k\Omega$

ดังนั้นจะได้  $R_1 = 56k\Omega$

#### 4.3 การสุ่มข้อมูลกระแสที่ความถี่การสวิตช์

เพื่อที่จะศึกษาลักษณะของสัญญาณกระแสที่เกิดจากการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์ จึงทำการจำลองการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์ตามที่ได้ออกแบบเข้าไปที่มอเตอร์ขณะหยุดนิ่งที่มุม  $0^\circ$  ดังแสดงในรูปที่ 4.4 โดยที่  $v_{uo}, v_{vo}, v_{wo}$  คือ แรงดันเฟสด้านออกของอินเวอร์เตอร์  $u, v, w$  เทียบกับจุดกึ่งกลางบัสไฟตรง และ  $v_{uv}, v_{uw}$  คือ แรงดันไลน์ด้านออกของอินเวอร์เตอร์ระหว่างเฟส  $u$  กับ  $v$  และ  $u$  กับ  $w$

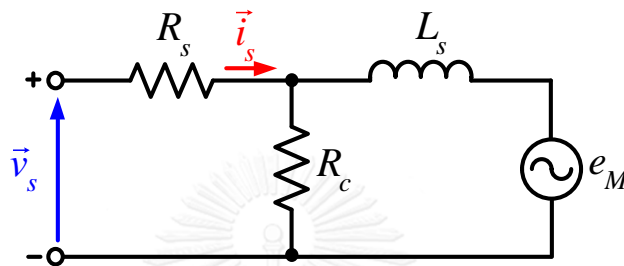
จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.4 จะเห็นว่าสัญญาณกระแสความถี่การสวิตช์ทั้ง 3 เฟส ( $\tilde{i}_u, \tilde{i}_v, \tilde{i}_w$ ) มีลักษณะคล้ายสี่เหลี่ยมคางหมู โดยขนาดกระแสความถี่การสวิตช์จะเปลี่ยนไปตามตำแหน่งโรเตอร์ และในช่วงที่เวกเตอร์ของแรงดันไลน์มีค่าเป็นศูนย์ (Zero voltage vector) กระแสความถี่การสวิตช์ทุกเฟสจะมีลักษณะคงที่ จึงเป็นตำแหน่งเหมาะสมที่จะทำการสุ่มข้อมูลกระแสเพื่อนำไปใช้ในการคำนวณ และเป็นตำแหน่งที่มีความสัมพันธ์กลับคลื่นพาร์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม (PWM carrier wave) จึงเลือกทำการสุ่มข้อมูลกระแสด้วยความถี่การสุ่ม 10kHz ที่จุดยอดบนและยอดล่างของคลื่นพาร์



รูปที่ 4.4 ผลการจำลองการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์ขณะหยุดนิ่งที่มุม  $0^\circ$

#### 4.4 ผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติของมอเตอร์ต่อการส่งข้อมูลกระแสเตเตอร์

โดยทั่วไปมอเตอร์จะมีความไม่เป็นอุดมคติอยู่แล้วโดยธรรมชาติ กล่าวคือมีกำลังสูญเสียในขดลวด (Copper loss) และความสูญเสียในแกนเหล็ก (Core loss or Iron loss) แต่โครงสร้างทางด้านโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในเป็นแม่เหล็กถาวร ดังวงจรสมมูลต่อเฟสในรูปที่ 4.5 จึงมีความสูญเสียในขดลวดค่อนข้างต่ำ ทำให้ทางด้านโรเตอร์มีเพียงความสูญเสียในแกนเหล็กเท่านั้น



รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในเมื่อพิจารณาความสูญเสียในแกนเหล็ก

งานวิจัย [22] นำเสนอวิธีการคำนวณความสูญเสียในแกนเหล็ก ( $P_{Core}$ ) ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ความสูญเสียจากกระแสไหลวน (Eddy current loss :  $P_{Eddy}$ ) และความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis loss :  $P_{Hys}$ ) แสดงดังสมการที่ (4.7)

$$\begin{aligned} P_{Core} &= P_{Eddy} + P_{Hys} \\ &= K_e f^2 B_{max}^2 + K_h f B_{max}^2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

โดยที่  $K_e$  คือ ค่าคงที่ความสูญเสียจากกระแสไหลวน

$K_h$  คือ ค่าคงที่ความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส

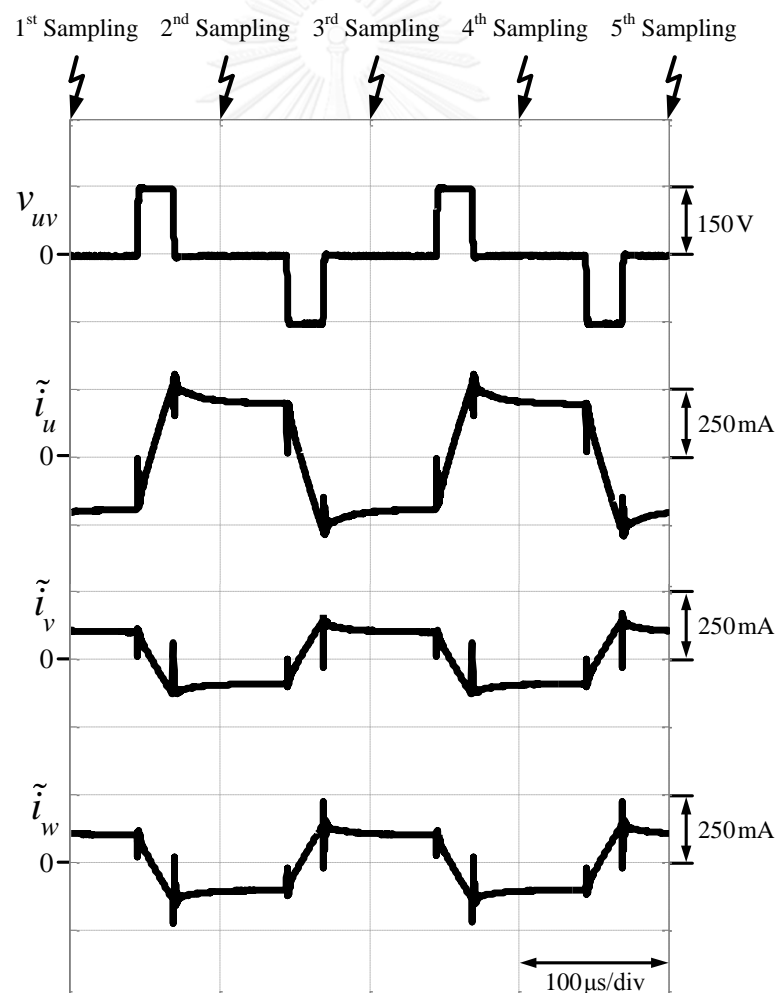
$f$  คือ ความถี่ของสนามแม่เหล็ก

$B_{max}$  คือ ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด

จากสมการที่ (4.7) จะเห็นว่าความสูญเสียในแกนเหล็กจะมีผลกระทบมากขึ้นเมื่อความถี่ของสนามแม่เหล็กเพิ่มมากขึ้น โดยเฉพาะผลของความสูญเสียจากกระแสไหลวนเพราะแปรผันตามกำลังสองของความถี่สนามแม่เหล็ก จึงได้ทำการทดลองฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์ตามที่ได้ออกแบบในหัวข้อที่ 4.1 เข้าไปที่มอเตอร์ขณะหยุดนิ่งที่มุม  $0^\circ$  แสดงดังผลการทดลองในรูปที่ 4.6 จะเห็นว่าเมื่อมี

การเปลี่ยนสถานะของแรงดันไลน์ กระแสความถี่การสวิตช์จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามสถานะของแรงดันไลน์และเข้าสู่สภาวะคงตัวในเวลาต่อมา อย่างไรก็ตามลักษณะความไม่เป็นอุดมคติของกระแสสแตเตอร์อาจมาจากสาเหตุอื่นก็ได้ เช่น ค่าตัวเก็บประจุแฝงในขดลวดของมอเตอร์, ลักษณะการพันขดลวด เป็นต้น

ข้อสังเกตที่สำคัญจากรูปที่ 4.6 คือตำแหน่งที่ทำการสุ่มข้อมูลกระแสความถี่การสวิตช์เป็นช่วงที่กระแสวิกมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย ถ้าความถี่ที่ฉีดเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ได้ข้อมูลกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงที่ค่อนข้างมาก ซึ่งจะทำให้เวกเตอร์แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์ที่คำนวณได้ผิดพลาดมากขึ้น และทำให้ตำแหน่งโรเตอร์ประมาณผิดพลาดมากขึ้นตามไปด้วย



รูปที่ 4.6 ผลการทดลองการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์หยุดนิ่งที่มุม  $0^\circ$

การลดผลกระทบของการสุ่มข้อมูลกระแสดความถี่การสวิตซ์ในช่วงที่กระแสดยังมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย สามารถทำได้โดยใช้เทคนิคการเฉลี่ยแบบเชิงเส้น (Linear averaging) ดังสมการที่ (4.8)

$$x_{av} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i) \quad (4.8)$$

โดยที่  $x(i)$  คือ ข้อมูลกระแสดที่ได้จากการสุ่มครั้งที่  $i$

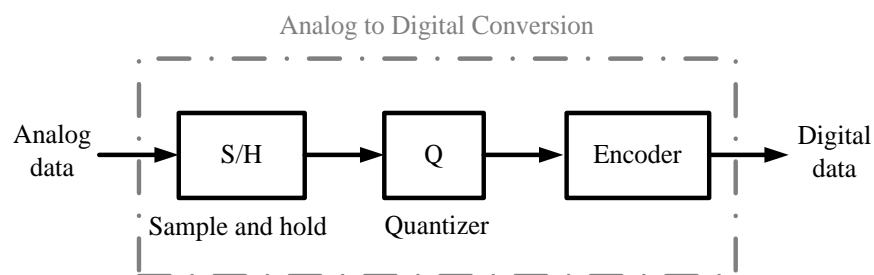
$x_{av}$  คือ ข้อมูลกระแสดจากการเฉลี่ยแบบเชิงเส้น

$N$  คือ จำนวนข้อมูลที่นำมาเฉลี่ย

จากรูปที่ 4.6 และ สมการที่ (4.8) ถ้าข้อมูลกระแสดที่นำมาเฉลี่ยในแต่ละคาบการสุ่มมีจำนวนมากจะยิ่งทำให้ผลลัพธ์ที่ได้จากการเฉลี่ยแบบเชิงเส้นเข้าใกล้ค่าที่ถูกต้องมากขึ้น โดยมีข้อควรระวังคือ ข้อมูลกระแสดจากการสุ่มที่นำมาเฉลี่ยทุกค่าจะต้องอยู่ในช่วงที่แรงดันไลน์มีค่าเป็นศูนย์เท่านั้น เพราะข้อมูลกระแสดในช่วงที่แรงดันไลน์มีค่าเท่ากับแรงดันบัสไฟตรงจะมีการเปลี่ยนแปลงมาก ทำให้ผลลัพธ์ที่ได้จากการเฉลี่ยแบบเชิงเส้นคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ถูกต้อง

#### 4.5 ผลกระทบจากการควอนไทซ์

ในทางปฏิบัติใช้ DSP เพื่อการคำนวณและประมวลผล ซึ่งมีขั้นตอนการแปลงจากข้อมูลอะนาล็อกเป็นข้อมูลดิจิทัลดังแสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมการแปลงจากข้อมูลอะนาล็อกเป็นข้อมูลดิจิทัล

การแปลงข้อมูลอะนาล็อกเป็นข้อมูลดิจิทัลในรูปที่ 4.7 จะเห็นว่ามีขั้นตอนการควอนไทซ์ (Quantization) เพื่อจัดลำดับขั้นของข้อมูลดิจิทัล ซึ่งจะมีค่าความผิดพลาดจากการควอนไทซ์

เกิดขึ้น สามารถคำนวณค่าความผิดพลาดสูงสุดจากการควอนไทซ์ ( $\Delta Q_{max}$ ) ได้ดังสมการที่ (4.9) เมื่อ

$$V_{A/D,max} = 3V, V_{A/D,min} = 0V \text{ และ } x = 12 \text{ จะได้ } \Delta Q_{max} = 0.73mV$$

$$\Delta Q_{max} = \frac{V_{A/D,max} - V_{A/D,min}}{2^x} \quad (4.9)$$

โดยที่  $V_{A/D,max}$  คือ ขนาดแรงดันอะนาล็อกสูงสุดที่ DSP สามารถรับค่าได้

$V_{A/D,min}$  คือ ขนาดแรงดันอะนาล็อกต่ำสุดที่ DSP สามารถรับค่าได้

$x$  คือ จำนวนบิตของโมดูลการแปลงข้อมูลอะนาล็อกเป็นข้อมูลดิจิทัล

จากสมการที่ (4.6) สามารถหาค่าแรงดันอะนาล็อกเฉพาะองค์ประกอบที่เป็นสัดส่วนกับกระแสความถี่การสวิตซ์ ( $v_{h,A/D}$ ) ได้ดังสมการที่ (4.10)

$$v_{h,A/D} = \frac{|v_{A/D(p-p)}|}{2} \quad (4.10)$$

และคำนวณเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดที่เกิดจากการควอนไทซ์ ( $\% \Delta Q$ ) ได้ดังสมการที่ (4.11)

$$\% \Delta Q = \frac{\Delta Q_{max}}{v_{h,A/D}} \times 100\% \quad (4.11)$$

จากตัวอย่างการสุ่มข้อมูลกระแสความถี่การสวิตซ์ทั้ง 3 เฟสในรูปแบบที่ 4.6 ประกอบกับสมการที่ (4.5), สมการที่ (4.6), สมการที่ (4.10) และ สมการที่ (4.11) จะได้ผลกระทบจากการควอนไทซ์ต่อสัญญาณกระแสความถี่การสวิตซ์ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 การแสดงตัวอย่างผลกระทบจากการควอนไทซ์ต่อสัญญาณกระแสความถี่การสวิตซ์

กระแส	ขนาดกระแสที่สุ่มได้ (จากรูปที่ 4.6)	$v_{A/D}$ (สมการที่ (4.6))	$v_{h,A/D}$ (สมการที่ (4.10))	$\% \Delta Q$ (สมการที่ (4.11))
$\tilde{i}_u$	$\pm 211.2 \text{ mA}$	1.522V, 1.477V	22.6 mV	3.23%
$\tilde{i}_v$	$\pm 105.6 \text{ mA}$	1.511V, 1.488V	11.3 mV	6.47%
$\tilde{i}_w$	$\pm 105.6 \text{ mA}$	1.511V, 1.488V	11.3 mV	6.47%

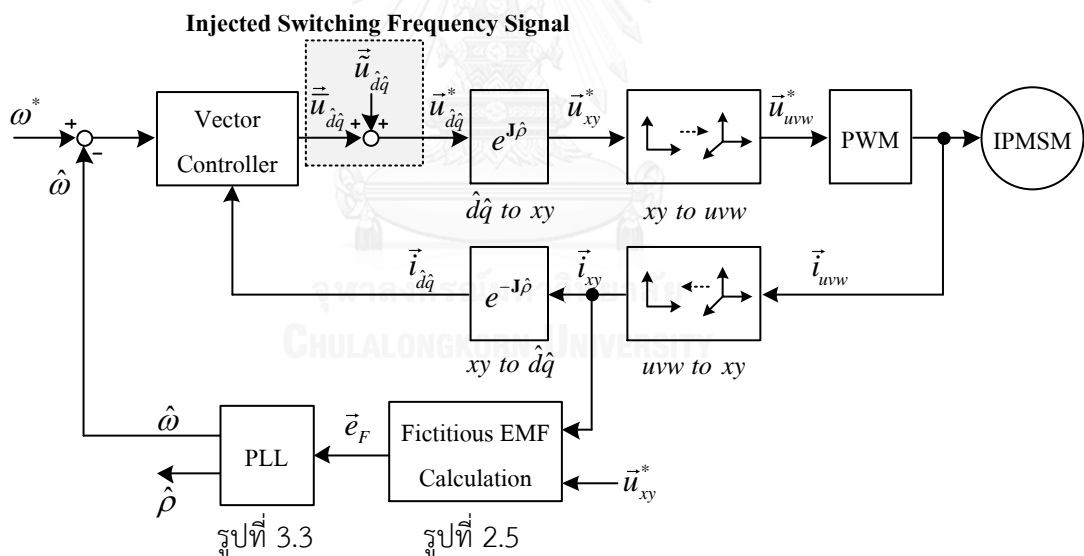
จากสมการที่ (4.10) ถ้า  $v_{h, A/D}$  มีค่าน้อยจะทำให้ความผิดพลาดที่เกิดจากการควอนไทซ์ส่งผลกระทบต่อค่อนข้างมาก การทำให้ค่า  $v_{h, A/D}$  มีค่าเพิ่มมากขึ้นสามารถทำได้โดยการเพิ่มอัตราขยายที่วงจรขยายผลรวมกลับเฟสซึ่งไม่สมควรทำเนื่องจากจะทำให้สัญญาณรบกวนถูกขยายขนาดตามไปด้วย หรือทำโดยการเพิ่มขนาดแรงดันความถี่การสวิตช์ที่ฉีดเข้าไปที่มอเตอร์เพื่อให้ขนาดกระแสความถี่การสวิตช์ใหญ่ขึ้น จะทำให้ติดข้อจำกัดของการฉีดแรงดันการสวิตช์ในหัวข้อที่ 4.1



## บทที่ 5

### ผลการจำลองการทำงานของระบบ

เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของแนวคิดการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมโดยการฉีดสัญญาณแรงดันความเร็วที่วิเคราะห์ทางทฤษฎีในบทที่ 2 และบทที่ 3 จึงทำการจำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยมีขั้นตอนการทำให้สัญญาณเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง (Discretization) เพื่อให้เหมือนกับการประยุกต์ใช้จริง, มีการเปรียบเทียบระหว่างมีและไม่มี การควอนไทซ์ เพื่อดูผลกระทบจากการควอนไทซ์ที่มีผลต่อระบบประมาณ บล็อกไดอะแกรมที่ใช้จำลองการทำงานของระบบแสดงดังรูปที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และระบบประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์แสดงดังตารางที่ 5.1 โดยมีรายละเอียดของผลการจำลองแต่ละเงื่อนไขการทำงานแสดงดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบขับเคลื่อนชนิดไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งด้วยวิธีการประมาณที่นำเสนอ



ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และระบบประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์

	Items	Values
IPMSM Parameters	Rated speed	7200 rpm
	Rated Torque	4.76 Nm
	Rated Current	8 A <sub>rms</sub>
	Number of Pole	6
	Permanent-magnet Flux ( $\Psi$ )	0.1145 Wb
	Rotor Inertia	0.0055 kg-m <sup>2</sup>
	Stator Resistance	0.52 $\Omega$
	Inductances	$L_d = 5.8$ mH, $L_q = 7.95$ mH
Estimator Parameters	PI Gains of Position Estimator	$K_p = 55.6$ rad/s <sup>2</sup> $K_i = 2780$ rad/s <sup>2</sup>
	Time Constant of High-pass Filter ( $\tau_H$ )	1.6 ms
	Time Constant of Low-pass Filter ( $\tau_L$ )	0.318 ms
	Switching Frequency	5 kHz
	Square-wave Voltage Injection	5 kHz, 60 V (peak-peak)
	Current Sampling Frequency	10 kHz

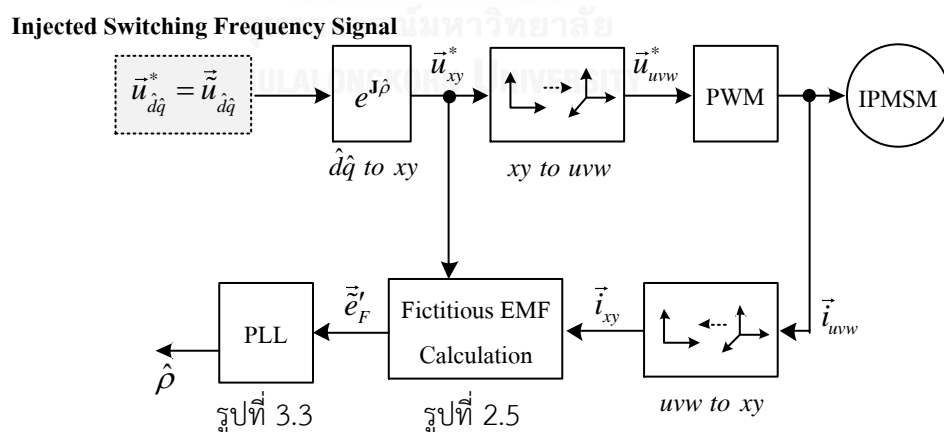
## 5.1 ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบกับความถี่การสวิตช์

ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบกับความถี่การสวิตช์แสดงดังแสดงดังรูปที่ 5.3(ก), รูปที่ 5.4(ก) และรูปที่ 5.5(ก) จะเห็นว่าองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบกับค่าเฉพาะในแนวแกน  $\hat{d}$  แสดงว่าเป็นเวกเตอร์ที่ชี้ในแนวแกนของโรเตอร์ ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2

ข้อสังเกตจากผลการจำลองรูปที่ 5.5(ก) คือ เครื่องหมายของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบกับในแนวแกน  $\hat{d}$  ( $\tilde{e}_d$ ) ตรงข้ามกับเครื่องหมายของอนุพันธ์ของสัญญาณกระแสความถี่การสวิตช์ในแนวแกน  $\hat{d}$  ( $d\tilde{i}_d/dt$ ) ตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.16) โดยสัญญาณกระแสความถี่การสวิตช์มีความถี่ตามแรงดันที่ฉีด และผลต่างของสัญญาณกระแสในแนวแกน  $\hat{d}$  ( $\Delta\tilde{i}_d$ ) มีค่าประมาณ  $\pm 517 \text{ mA}$  ตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4

## 5.2 ผลการจำลองการระบุค่าตำแหน่งของโรเตอร์

ในการจำลองการระบุค่าตำแหน่งของโรเตอร์จะทำการฉีดแรงดันความถี่การสวิตช์ และตรวจจับกระแสเพื่อทำการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ โดยไม่มีการขับเคลื่อนแสดงดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมการระบุค่าตำแหน่งของโรเตอร์

ผลการจำลองการระบุค่าตำแหน่งของโรเตอร์ขณะมอเตอร์หยุดนิ่ง โดยมีการเปลี่ยนตำแหน่งโรเตอร์แบบขั้น (ขั้นละ  $30^\circ$ ) แสดงดังรูปที่ 5.6(ก) จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ที่

สภาวะอยู่ตัวมีค่าประมาณ  $0^\circ$  ที่ทุกตำแหน่งโรเตอร์แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดีของระบบประมาณที่นำเสนอ

### 5.3 ผลการจำลองการออกตัวจากสภาวะหยุดนิ่ง

ผลการจำลองการออกตัวจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 100 rpm และ 1000 rpm แสดงดังรูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8 ตามลำดับ จะเห็นว่าระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ในขณะที่เร่งความเร็วได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ  $5^\circ$  และ  $6^\circ$  ตามลำดับ สอดคล้องกับเงื่อนไขการติดตามตำแหน่งจริงที่กล่าวไว้ในบทที่ 3

### 5.4 ผลการจำลองการเปลี่ยนค่าความเร็วสั่งในช่วงแคบ

ผลการจำลองการเปลี่ยนค่าความเร็วคำสั่งแบบขั้นในช่วงแคบจาก 100 rpm ไปที่ 200 rpm แสดงดังรูปที่ 5.9 จะเห็นว่าขณะที่กำลังเร่งความเร็วมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ  $8^\circ$

### 5.5 ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนของมอเตอร์

ผลการจำลองการกลับทิศการหมุนของมอเตอร์จากความเร็ว -100 rpm ไปที่ 100 rpm แสดงดังรูปที่ 5.10 จะเห็นว่าขณะที่กำลังลดความเร็วจนกระทั่งกลับทิศการหมุนของมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ  $8^\circ$

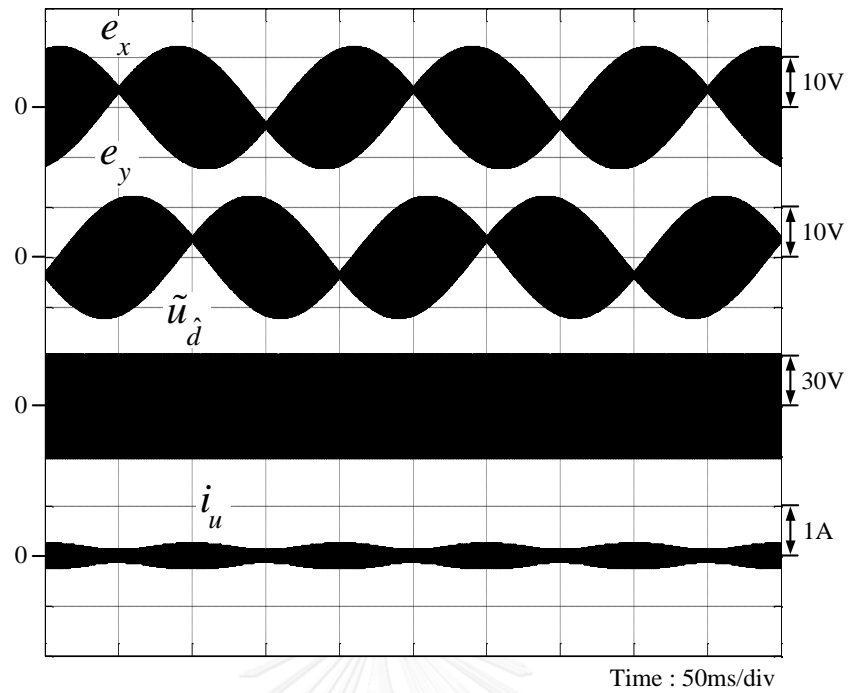
### 5.6 ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

ผลการจำลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 2.38 Nm และ 4.76 Nm (ที่แรงบิดพิกัดของมอเตอร์) ที่ความเร็ว 200 rpm แสดงดังรูปที่ 5.11 และ รูปที่ 5.12 ตามลำดับ จะเห็นว่าขณะที่โหลดแบบขั้นกระทำต่อมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ได้ โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ  $20^\circ$  และ  $28^\circ$  ตามลำดับ

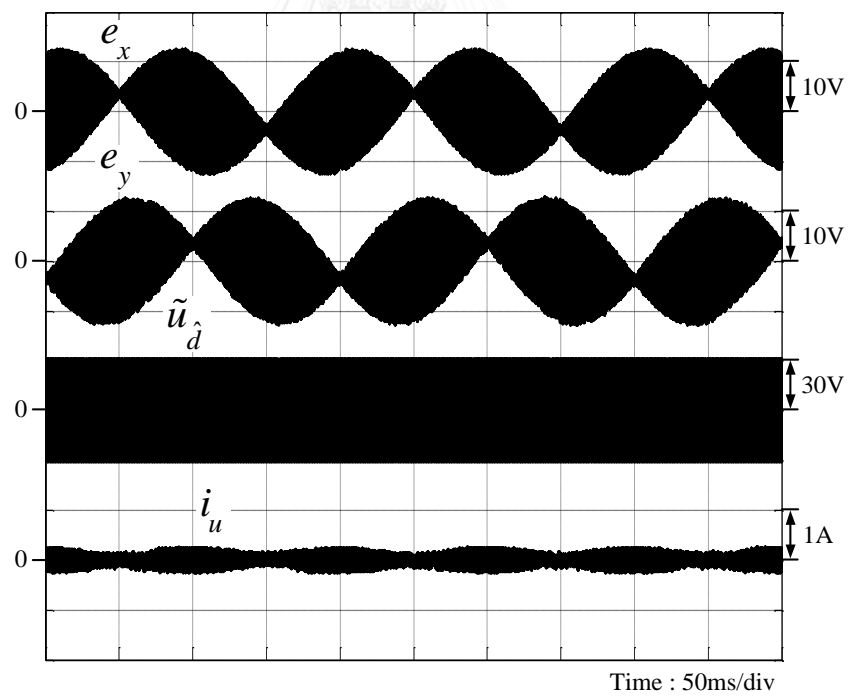
## 5.7 ผลการจำลองผลกระทบจากการควอนไทซ์

ผลการจำลองผลกระทบจากการควอนไทซ์ที่สภาวะต่างๆ แสดงดังรูปที่ 5.3(ข) ถึงรูปที่ 5.12 (ข) จากผลการจำลองในรูปที่ 5.5(ข) จะเห็นว่ามืองค์ประกอบของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม เกิดขึ้นในแกน  $\hat{q}$  ( $\tilde{e}_q$ ) ทำให้ผลการประมาณค่าตำแหน่งคลาดเคลื่อน สังเกตได้จากผลการจำลอง การระบุค่าตำแหน่งโรเตอร์ในรูปที่ 5.6(ข) จะเห็นว่ามีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ  $3^\circ$  ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากกรณีไม่มีการควอนไทซ์ในรูปที่ 5.6(ก) และจุดที่สังเกตเห็นได้ชัดในทุกสภาวะการทำงานคือ การควอนไทซ์ทำให้การกระเพื่อมของสัญญาณมีมากขึ้น ซึ่งเป็นสาเหตุหนึ่งที่น่าไปสู่ความผิดพลาดของการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์



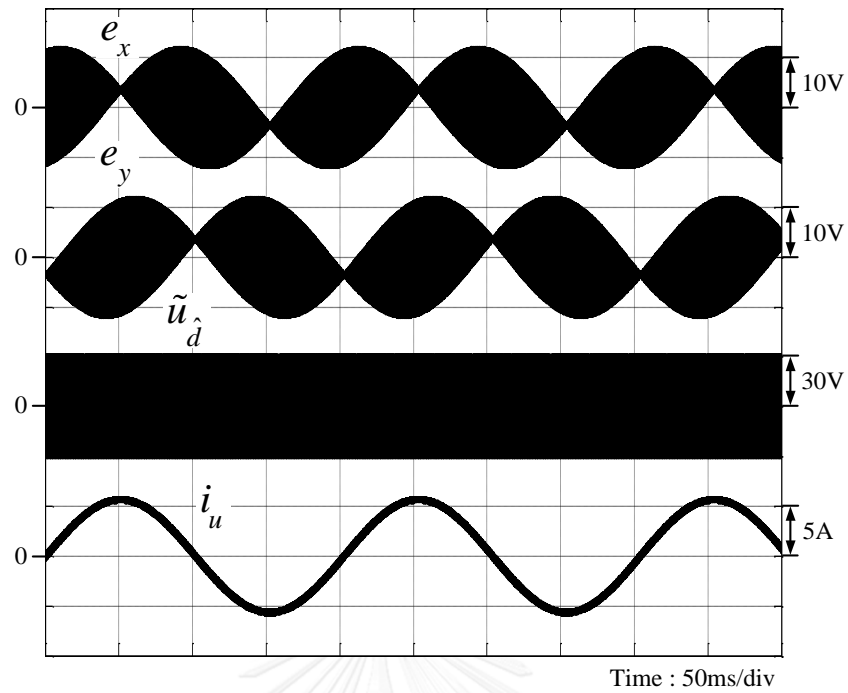


(ก) ไม่มีการควอนไทซ์

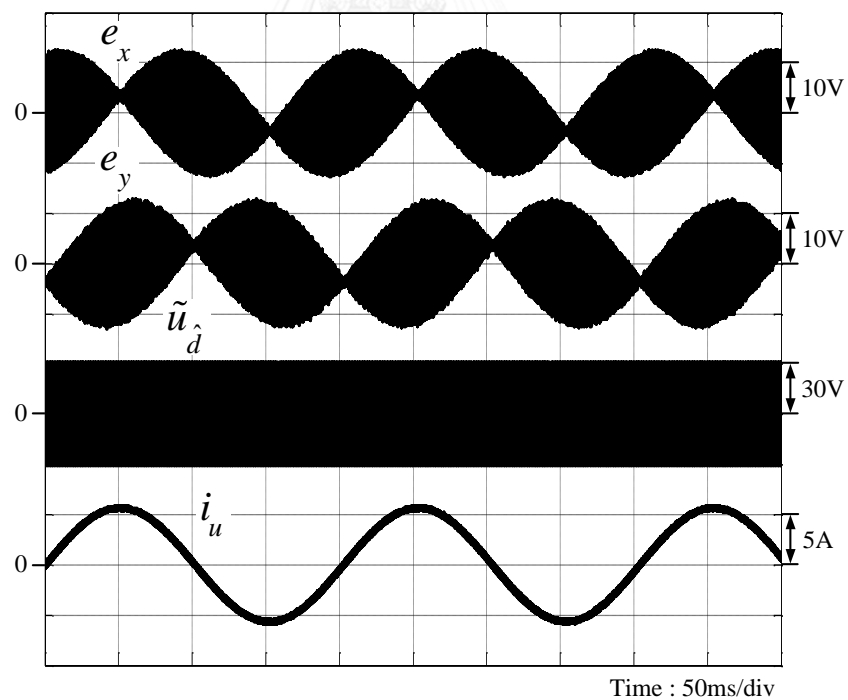


(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.3 ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม, แรงดันความถี่การสวิตช์ที่ทำการฉีด และกระแสมอเตอร์ ขณะไร้อโหลดในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm

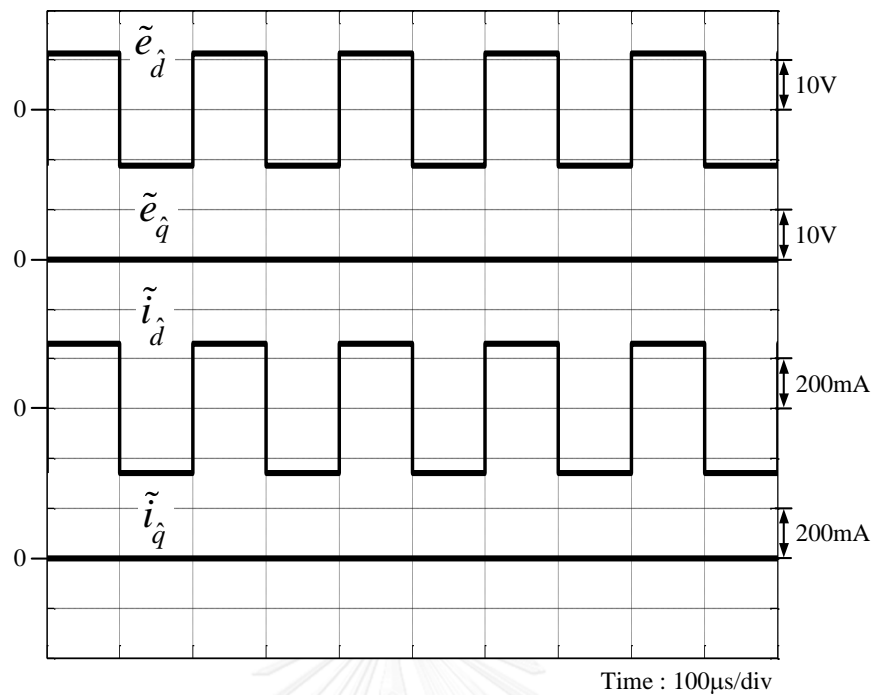


(ก) ไม่มีการควอนไทซ์

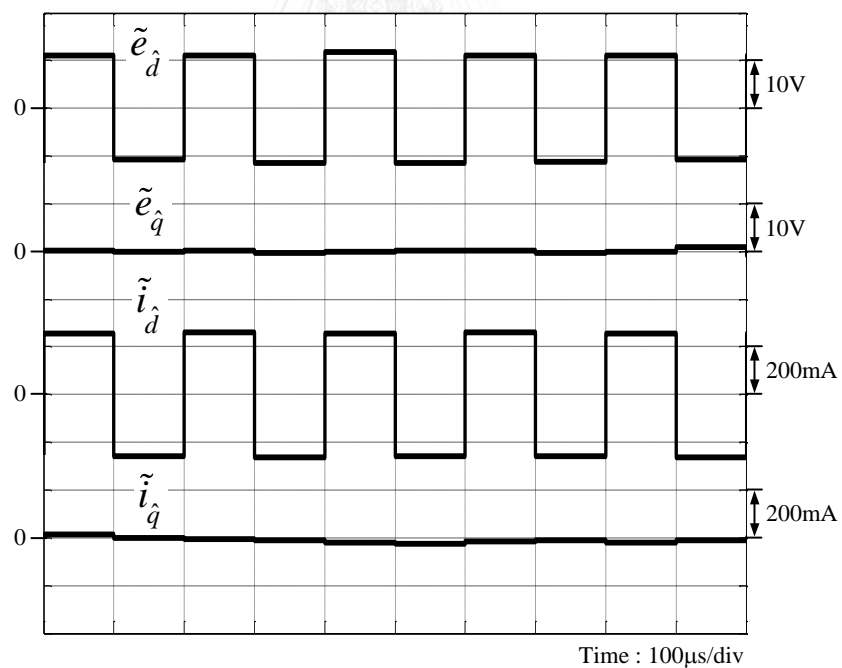


(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.4 ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม, แรงดันความถี่การสวิตช์ที่ทำการฉีด และกระแสมอเตอร์ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm กับโหลดขนาด 2.38 Nm

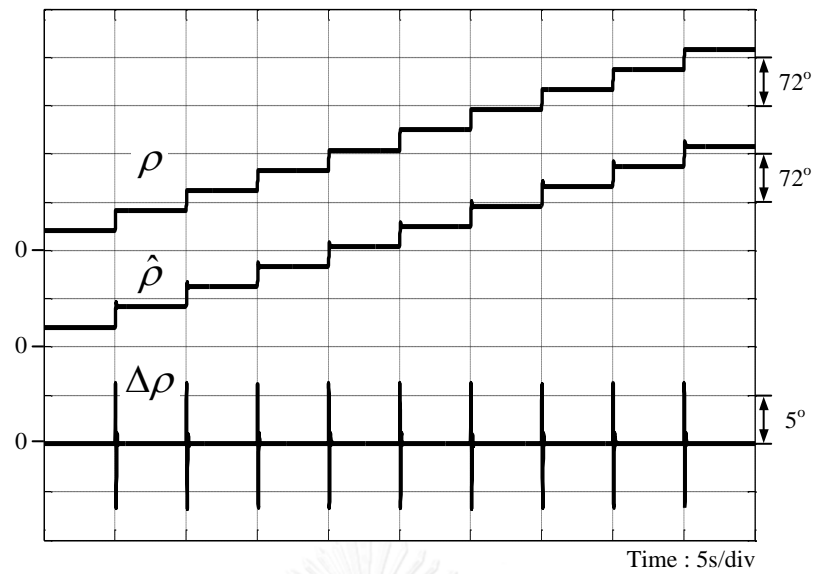


(ก) ไม่มีการควอนไทซ์

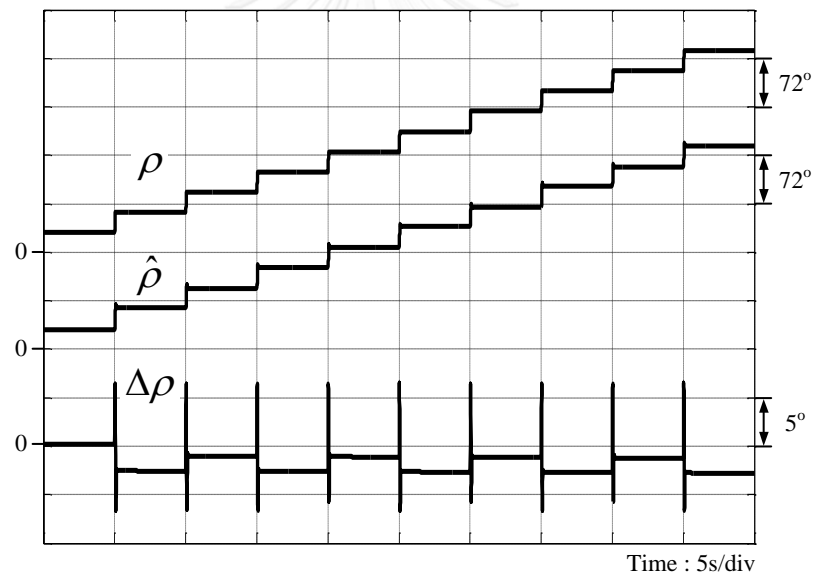


(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.5 ผลการจำลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบกับความถี่การสวิตช์ และ กระแสที่ความถี่การสวิตช์ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm กับโหลดขนาด 2.38 Nm



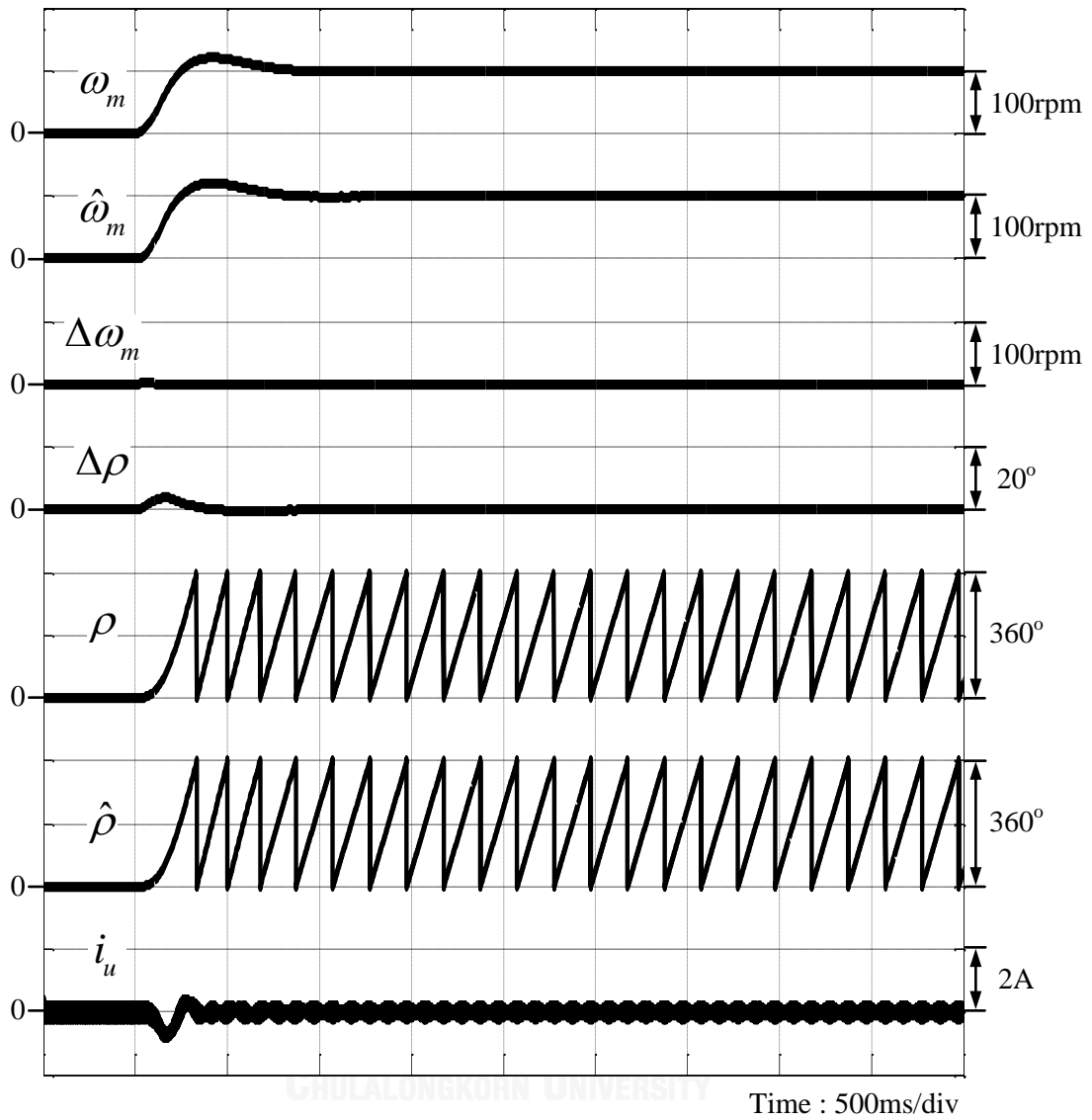
(ก) ไม่มีการควอนไทซ์



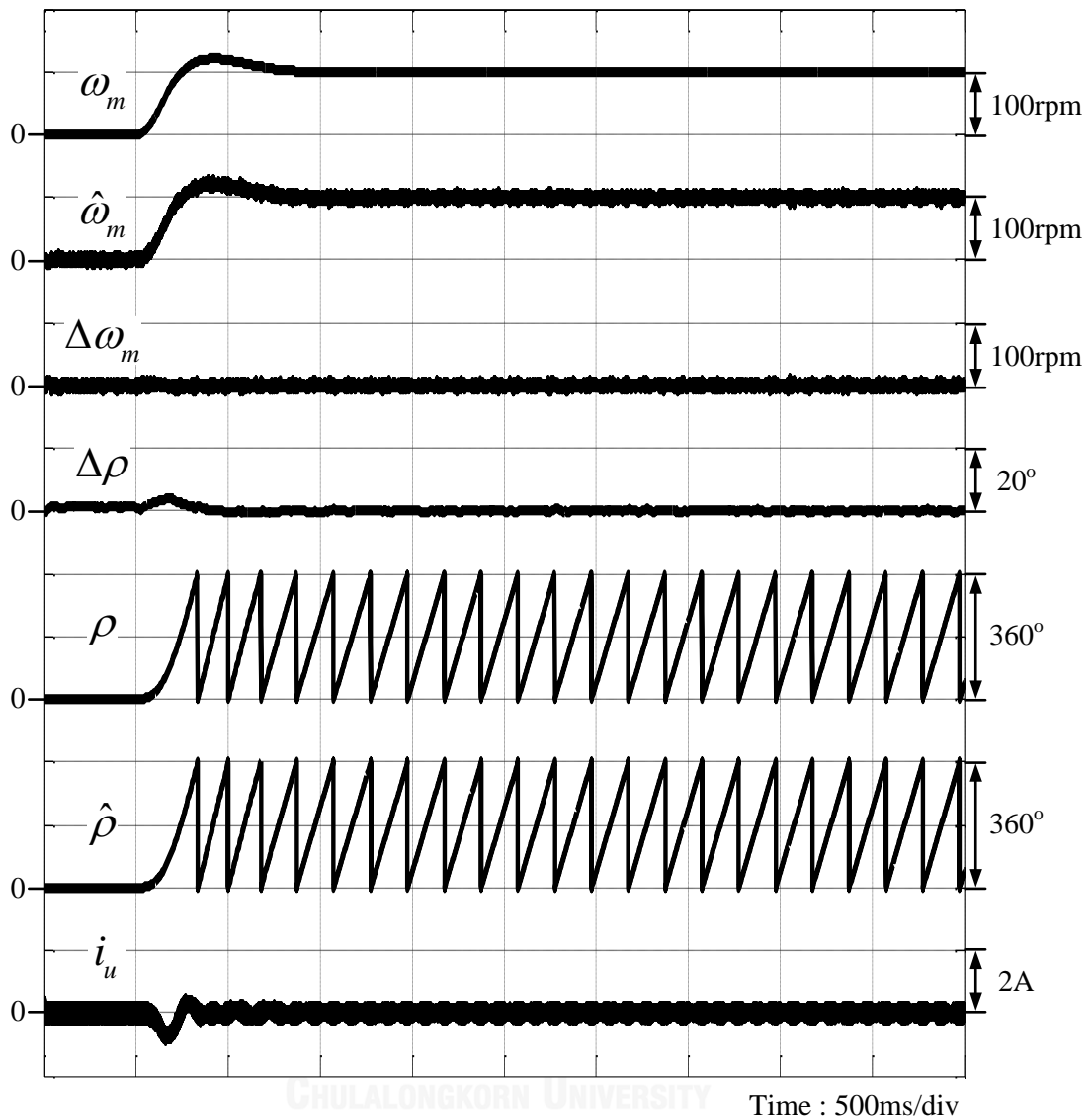
(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.6 ผลการจำลองการระบุตำแหน่งโรเตอร์ขณะมอเตอร์หยุดนิ่งที่ตำแหน่งต่างๆ โดยตำแหน่งโรเตอร์เปลี่ยนแปลงแบบขั้น (ขั้นละ  $30^\circ$ )



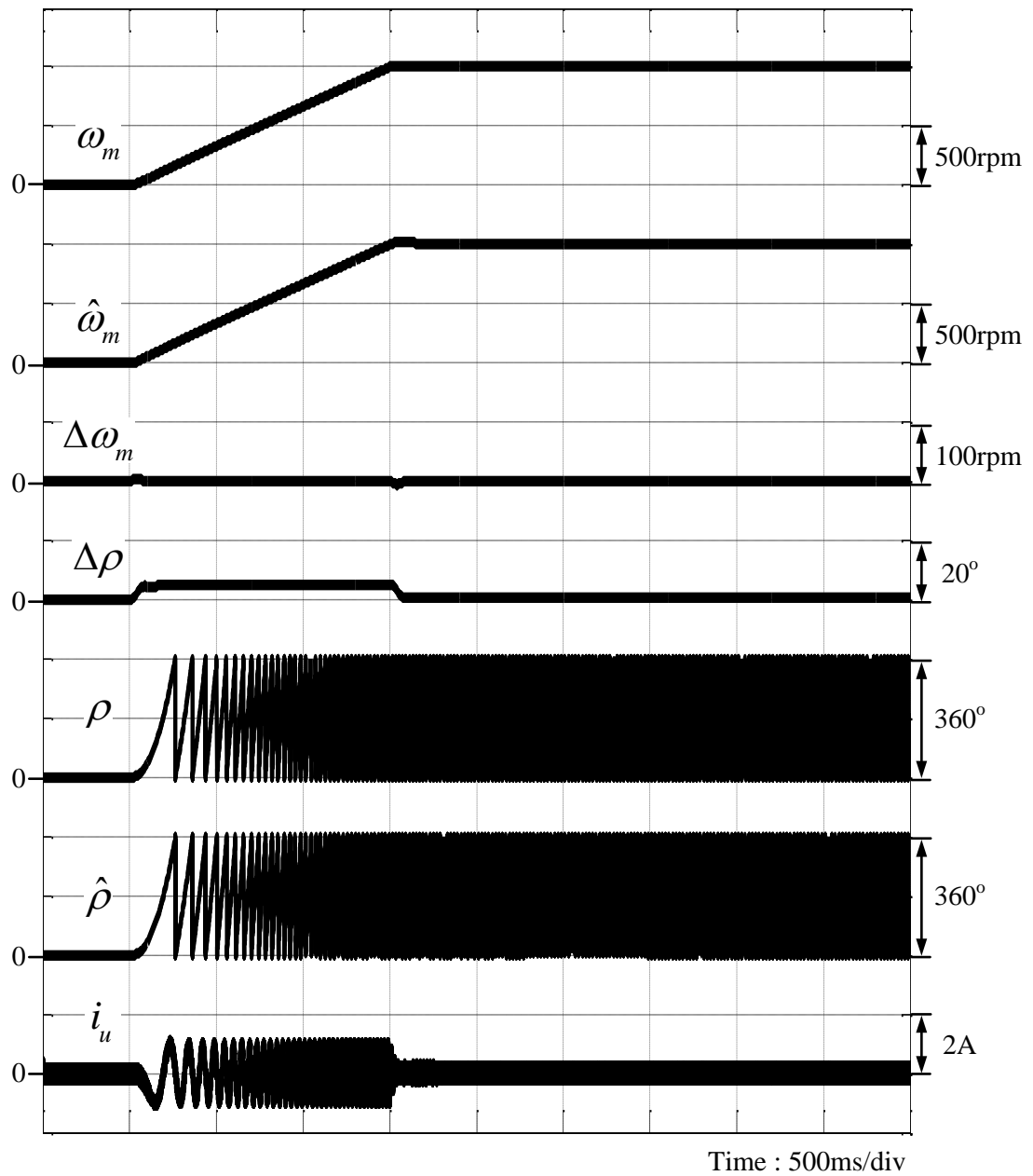


(ก) ไม่มีการควอนไทซ์

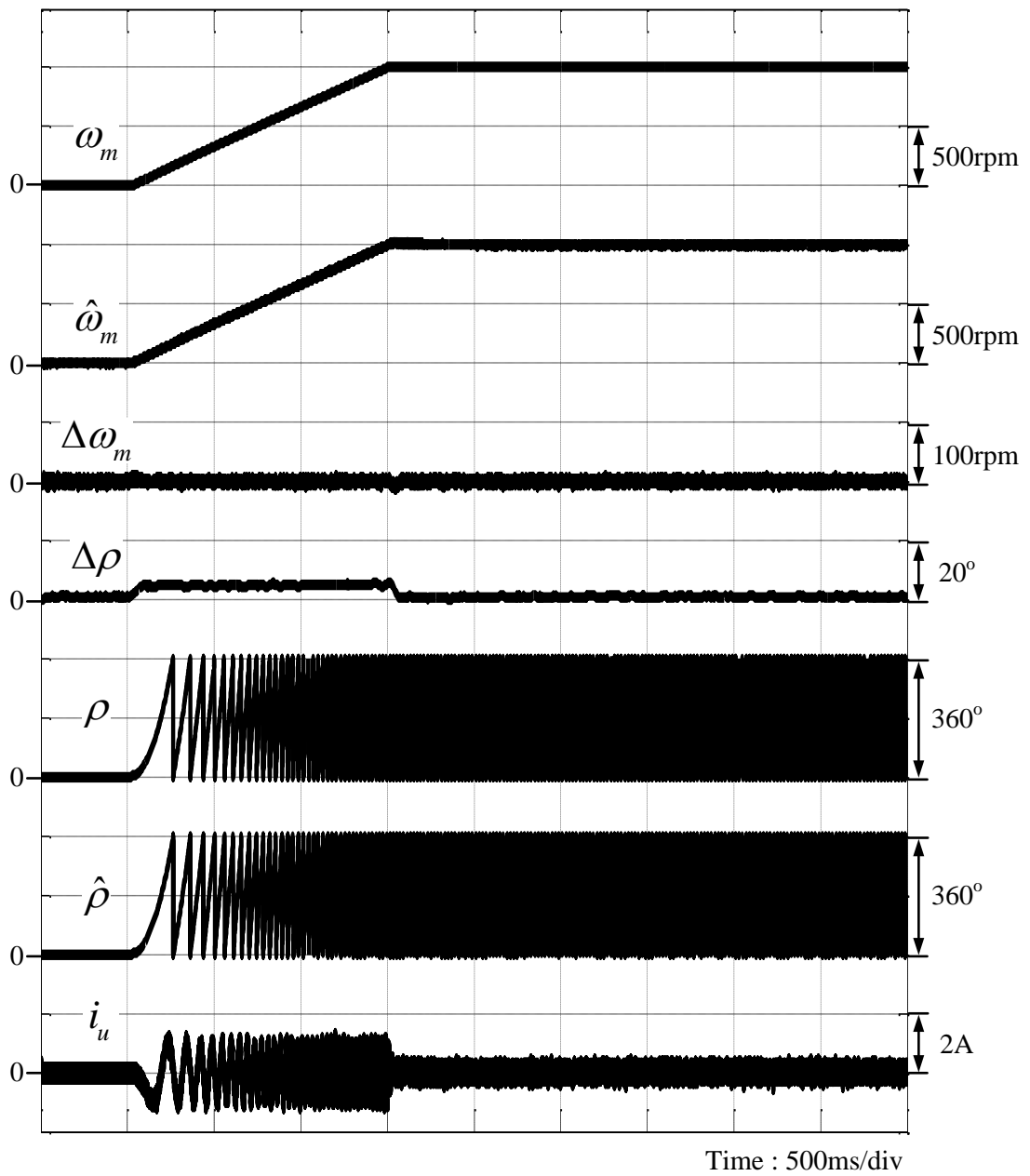


(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.7 ผลการจำลองการทำงานขณะมอเตอร์ออกจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 100 rpm

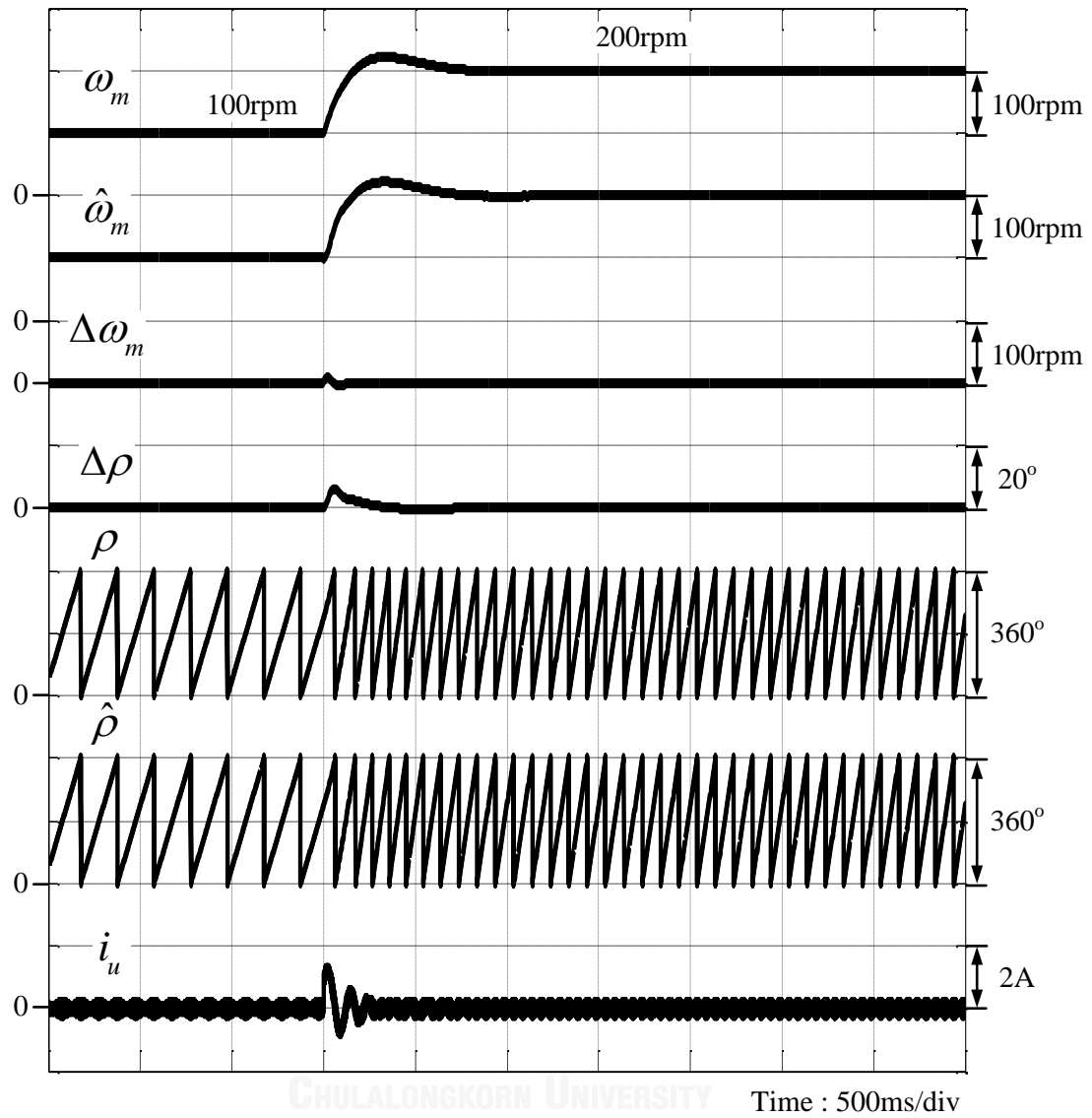


(ก) ไม่มีการควอนไทซ์

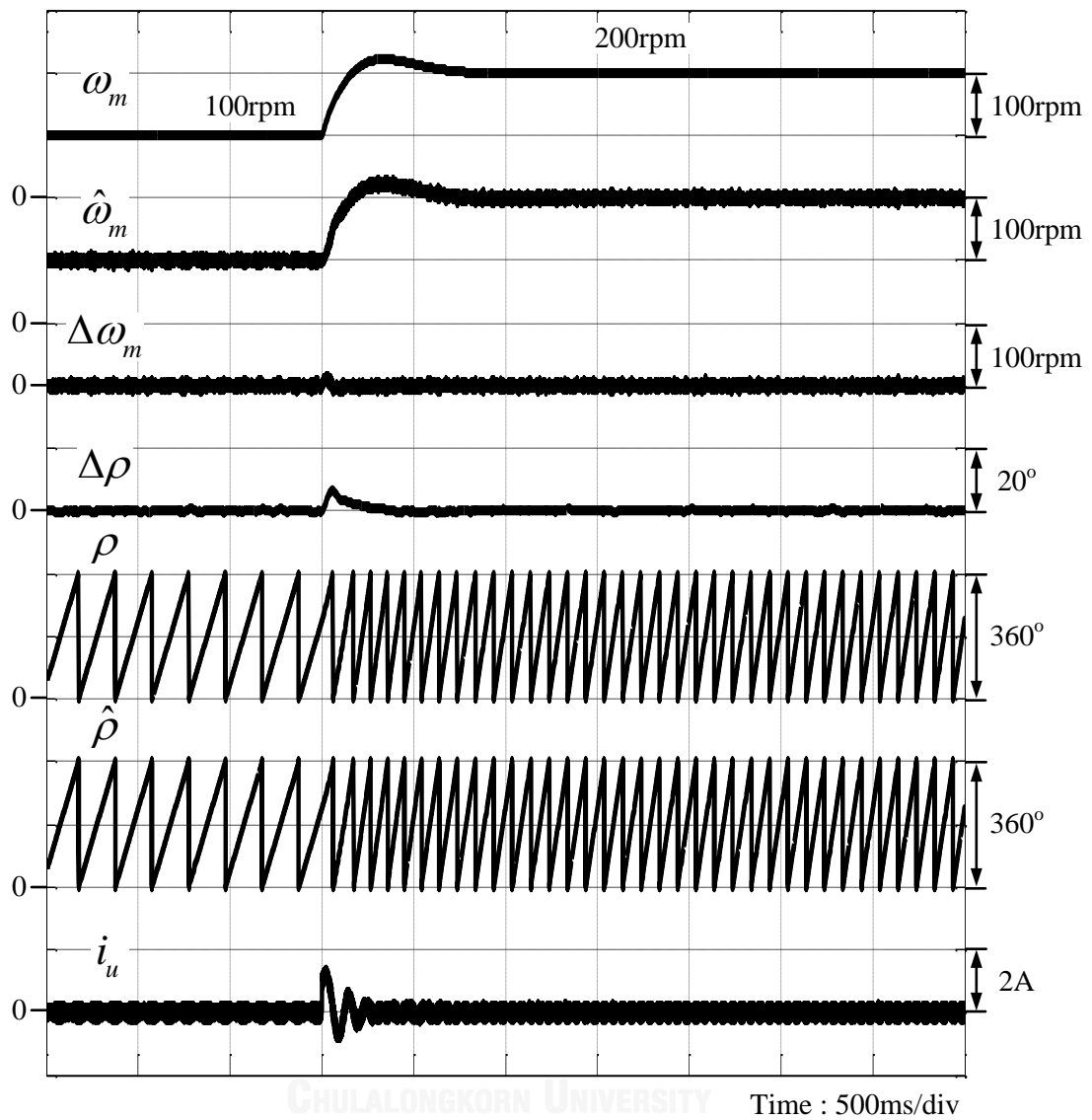


(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.8 ผลการจำลองการทำงานของมอเตอร์ออกจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 1000 rpm

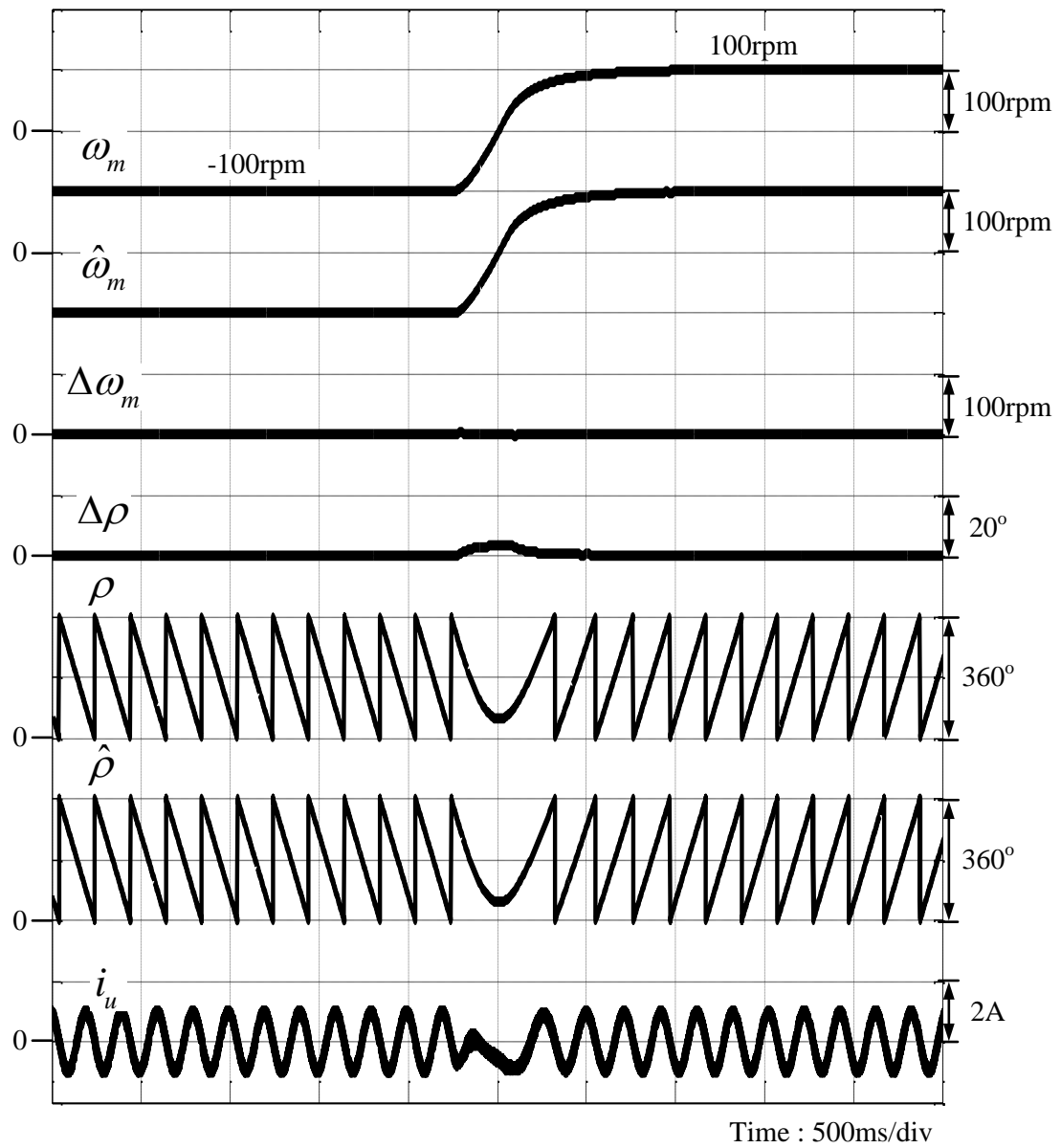


(ก) ไม่มีการคอนโทรล

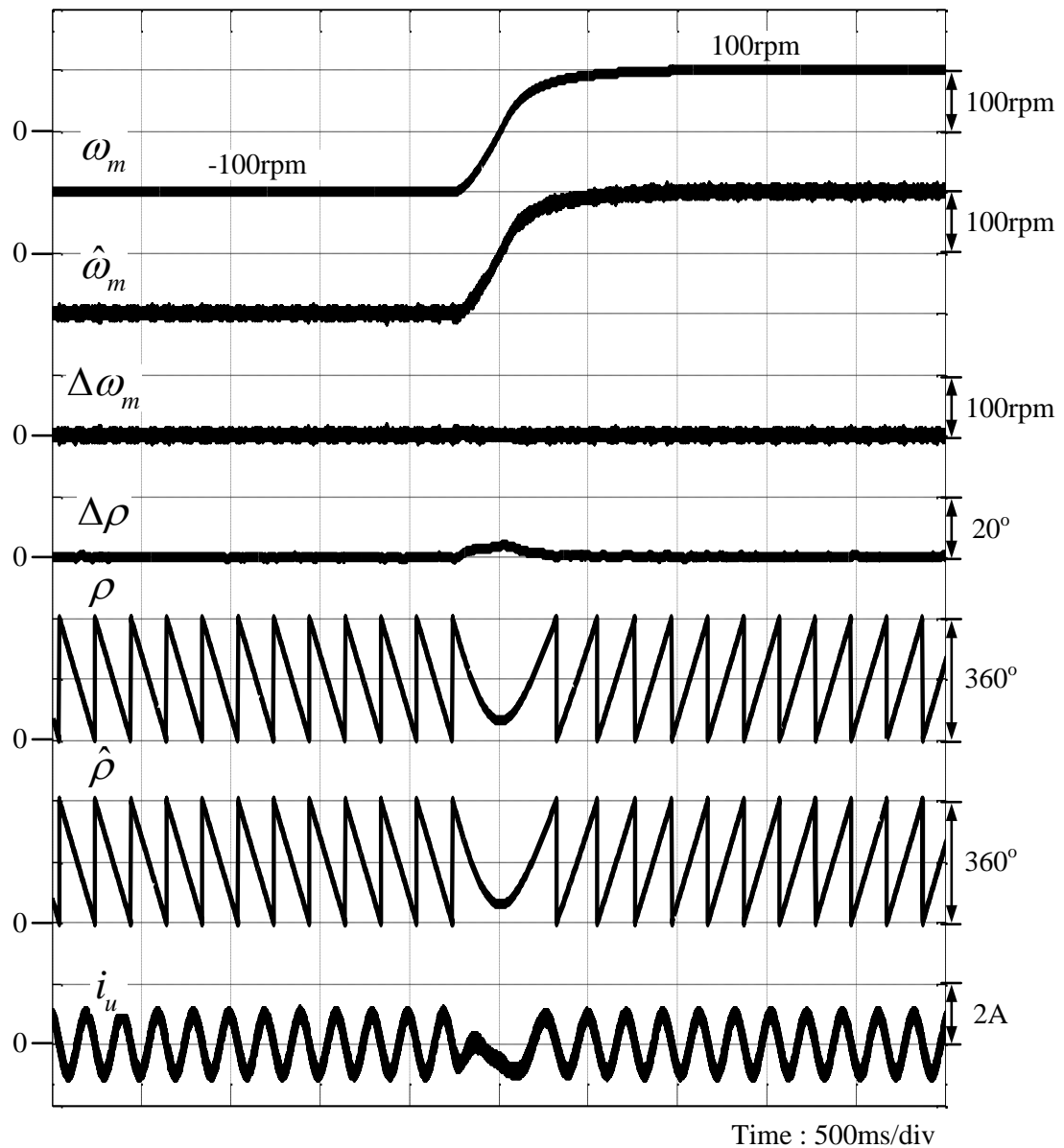


(ข) มีการคอนโทรล

รูปที่ 5.9 ผลการจำลองการทำงานของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วคำสั่งแบบขั้นในช่วงแคบจาก 100 rpm ไปที่ 200 rpm



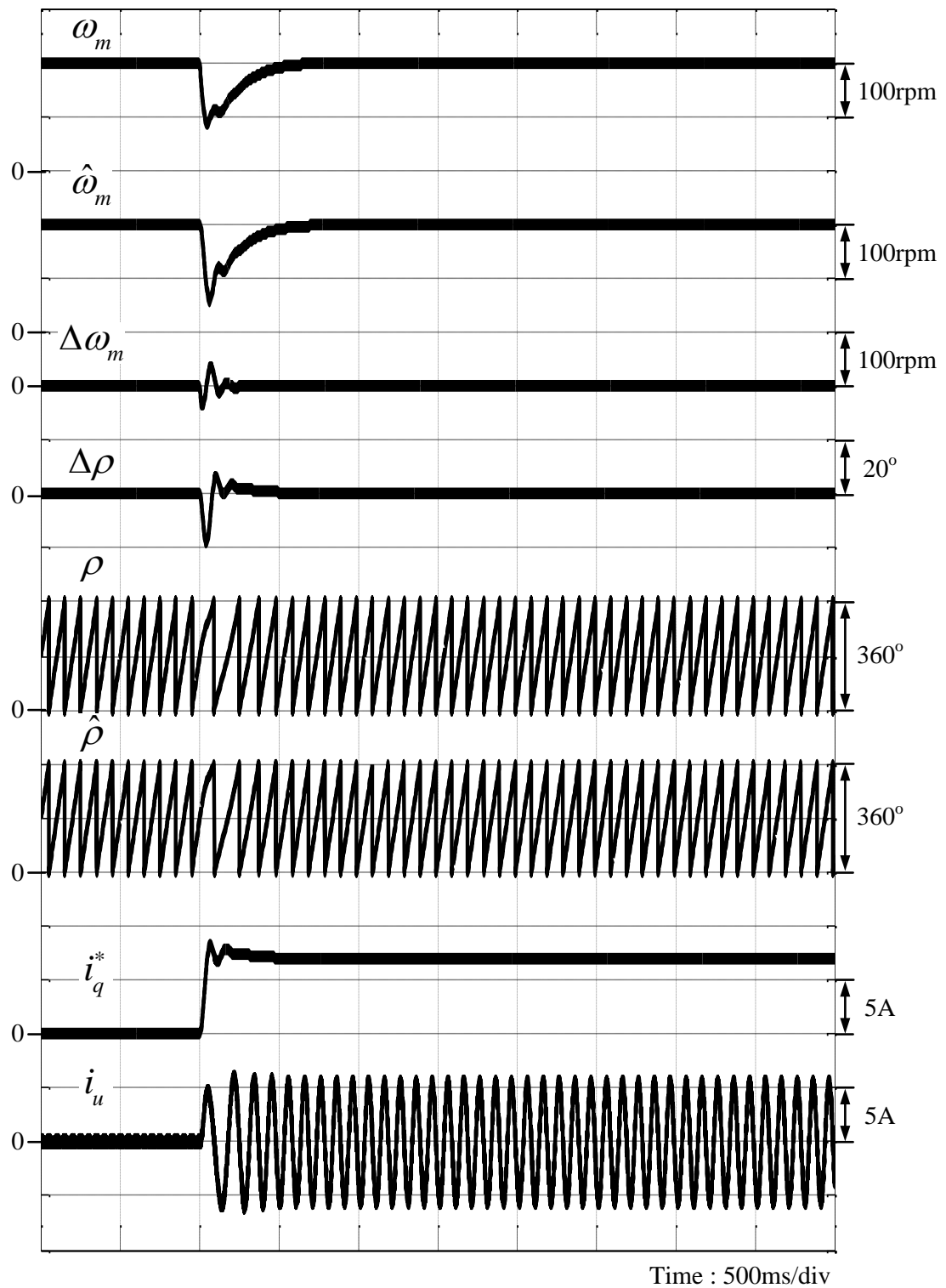
(ก) ไม่มีการคอนโทรล



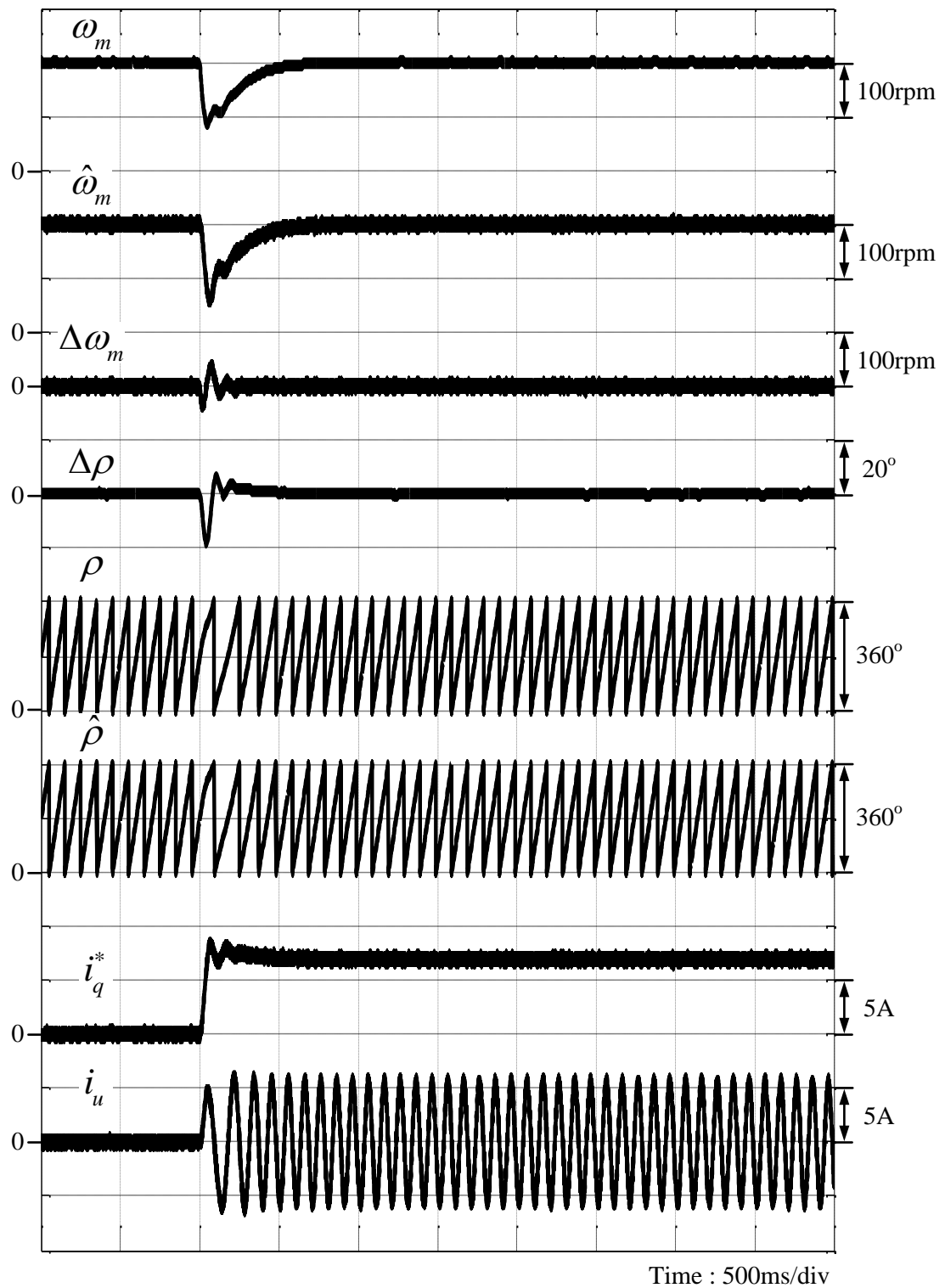
(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.10 ผลการจำลองการทำงานขณะกลับทิศการหมุนของมอเตอร์ที่ความเร็ว -100 rpm ที่สภาวะไร้โหลด



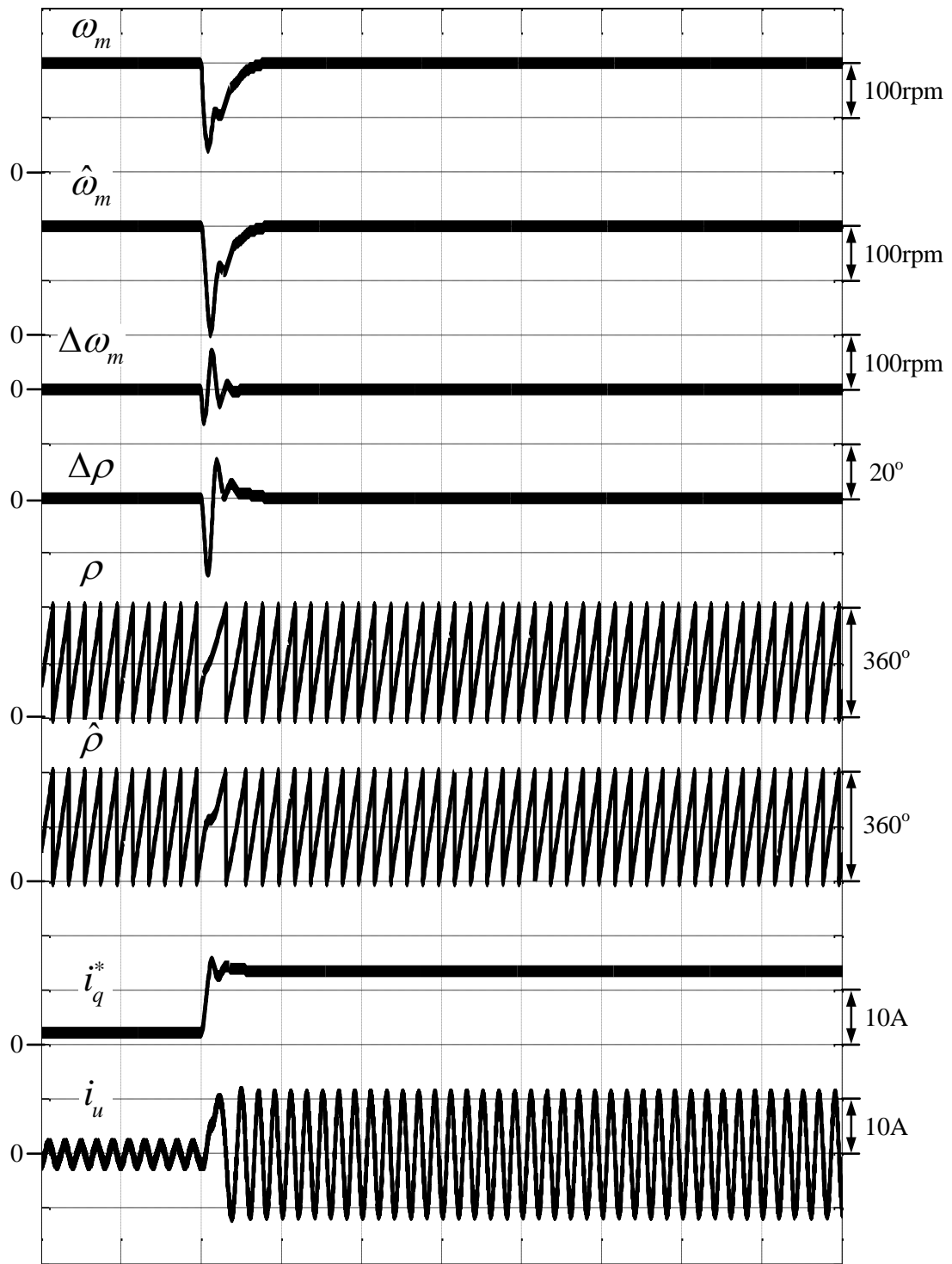


(ก) ไม่มีการคอนโทรล

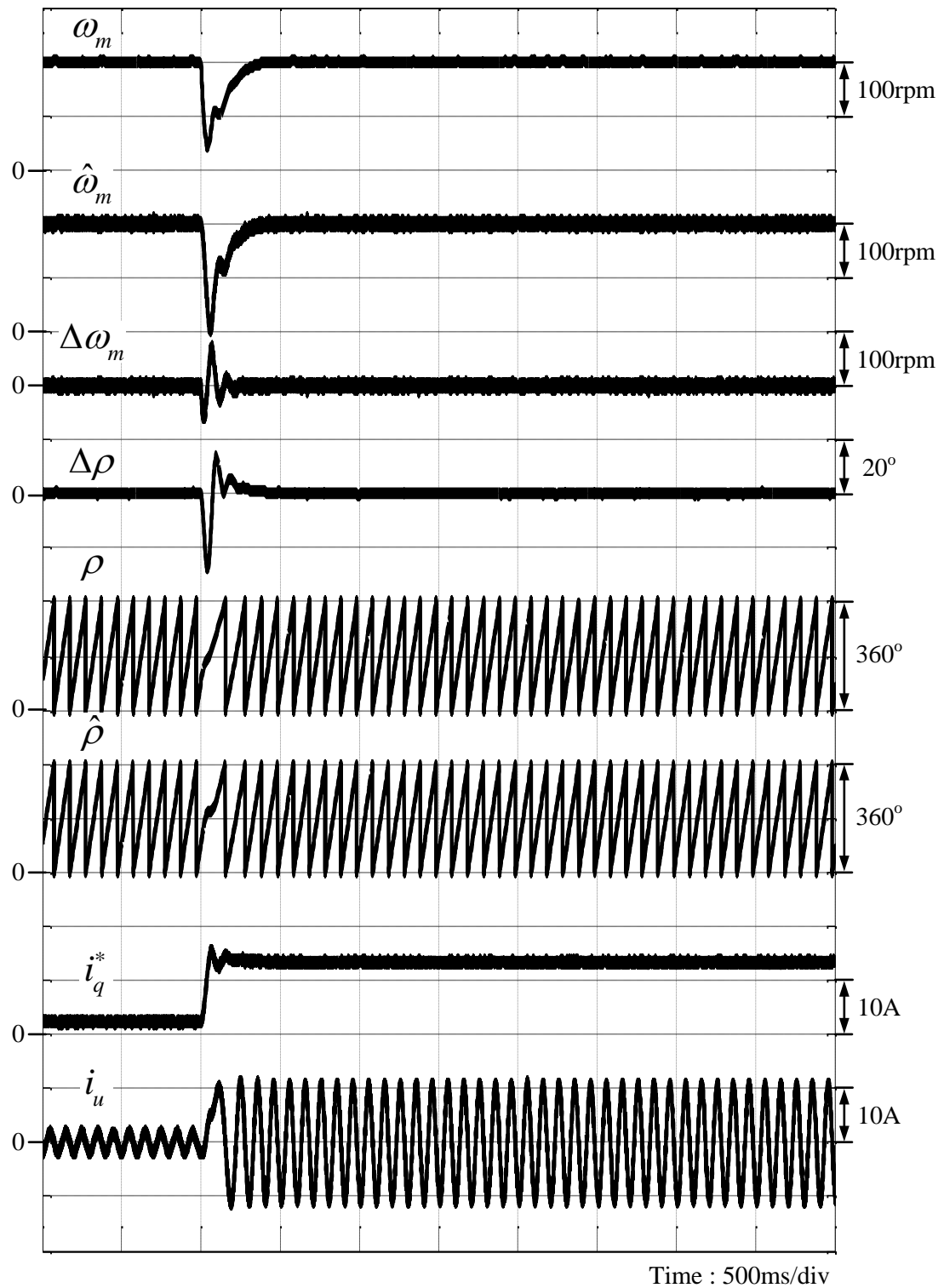


(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.11 ผลการจำลองการทำงานการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 2.38 Nm ที่ความเร็ว 200 rpm



(ก) ไม่มีการควอนไทซ์



(ข) มีการควอนไทซ์

รูปที่ 5.12 ผลการจำลองการทำงานการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 4.76 Nm ที่ความเร็ว 200 rpm

## บทที่ 6

### ผลการทดลองการทำงานของระบบ

หลังจากที่ได้ยืนยันความถูกต้องของแนวคิดการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมโดยการฉีดสัญญาณแรงดันความถี่การสวิตช์ รวมถึงผลกระทบของการควอนไทซ์ต่อการประมาณโดยจำลองการทำงานของระบบในบทที่ 5 บทนี้จะกล่าวถึงการทดลองการทำงานของระบบโดยอาศัยฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ที่ได้พัฒนาขึ้น (แสดงในภาคผนวก ก) เพื่อยืนยันความเป็นไปได้สำหรับการประยุกต์ใช้จริงในทางปฏิบัติ ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และตัวประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์แสดงดังตารางที่ 5.1 ซึ่งเป็นค่าเดียวกันกับที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ รายละเอียดของผลการทดลองในแต่ละเงื่อนไขแสดงดังต่อไปนี้

#### 6.1 ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์

ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมที่ความถี่การสวิตช์แสดงดังรูปที่ 6.1, รูปที่ 6.2 และรูปที่ 6.3 จะเห็นว่าองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมมีค่าเฉพาะในแนวแกน  $\hat{d}$  แสดงว่าเป็นเวกเตอร์ที่ชี้ในแนวแกนของโรเตอร์ ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 และสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.3, รูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.5

ข้อสังเกตจากผลการทดลองในรูปที่ 6.1 และ รูปที่ 6.2 คือรูปคลื่นแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม  $e_x, e_y$  ทั้งในสภาวะที่ไร้โหลดและมีโหลดค่อนข้างผิดเพี้ยนไปจากผลการจำลองรูปที่ 5.3 และรูปที่ 5.4 เกิดจากความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ของสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวรของมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 6.4 และอีกหนึ่งจุดที่สังเกตเห็นได้ชัดคือรูปคลื่นกระแสมอเตอร์ค่อนข้างผิดเพี้ยน เกิดจากสัญญาณรบกวนในระบบควบคุมและการกระเพื่อมของค่าความเร็วประมาณส่งผลให้กระแสคำสั่งในแนวแกน  $\hat{q}$  มีการกระเพื่อม จึงทำให้กระแสมอเตอร์ผิดเพี้ยน

ข้อสังเกตจากผลการทดลองในรูปที่ 6.3 คือ เครื่องหมายของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียมในแนวแกน  $\hat{d}$  ( $\tilde{e}_d$ ) ตรงข้ามกับเครื่องหมายของอนุพันธ์ของสัญญาณกระแสความถี่การสวิตช์ในแนวแกน  $\hat{d}$  ( $\tilde{d}_d/dt$ ) ตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.16) โดยสัญญาณกระแสความถี่การสวิตช์มี

ความถี่ตามแรงดันที่ฉีด และผลต่างของสัญญาณกระแสในแนวแกน  $\hat{d}$  ( $\Delta \hat{d}_i$ ) มีค่าประมาณ  $\pm 517 \text{ mA}$  ตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 โดยสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.5

## 6.2 ผลการทดลองการระบุค่าตำแหน่งโรเตอร์

การทดลองการระบุค่าตำแหน่งโรเตอร์จะทำเช่นเดียวกันกับการจำลองดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.2 ผลการทดลองการระบุค่าตำแหน่งของโรเตอร์ขณะมอเตอร์หยุดนิ่ง โดยมีการเปลี่ยนตำแหน่งโรเตอร์แบบขั้น (ขั้นละ  $30^\circ$ ) แสดงดังรูปที่ 6.5 จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดที่มากที่สุดของตำแหน่งโรเตอร์ที่สภาวะอยู่ตัวมีค่าประมาณ  $2^\circ$  ที่ทุกตำแหน่งโรเตอร์แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดีของระบบประมาณ โดยสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.6

## 6.3 ผลการทดลองการออกตัวจากสภาวะหยุดนิ่ง

ผลการทดลองการออกตัวจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 100 rpm และ 1000 rpm แสดงดังรูปที่ 6.6 และรูปที่ 6.7 ตามลำดับ จะเห็นว่าระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ในขณะเร่งความเร็วได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ  $5^\circ$  และ  $8^\circ$  ตามลำดับ สอดคล้องกับเงื่อนไขการติดตามตำแหน่งจริงที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 และสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8

## 6.4 ผลการทดลองการเปลี่ยนค่าความเร็วสั่งในช่วงแคบ

ผลการทดลองการเปลี่ยนค่าความเร็วคำสั่งแบบขั้นในช่วงแคบจาก 100 rpm ไปที่ 200 rpm แสดงดังรูปที่ 6.8 จะเห็นว่าขณะที่กำลังเร่งความเร็วมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ  $8^\circ$  สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.9

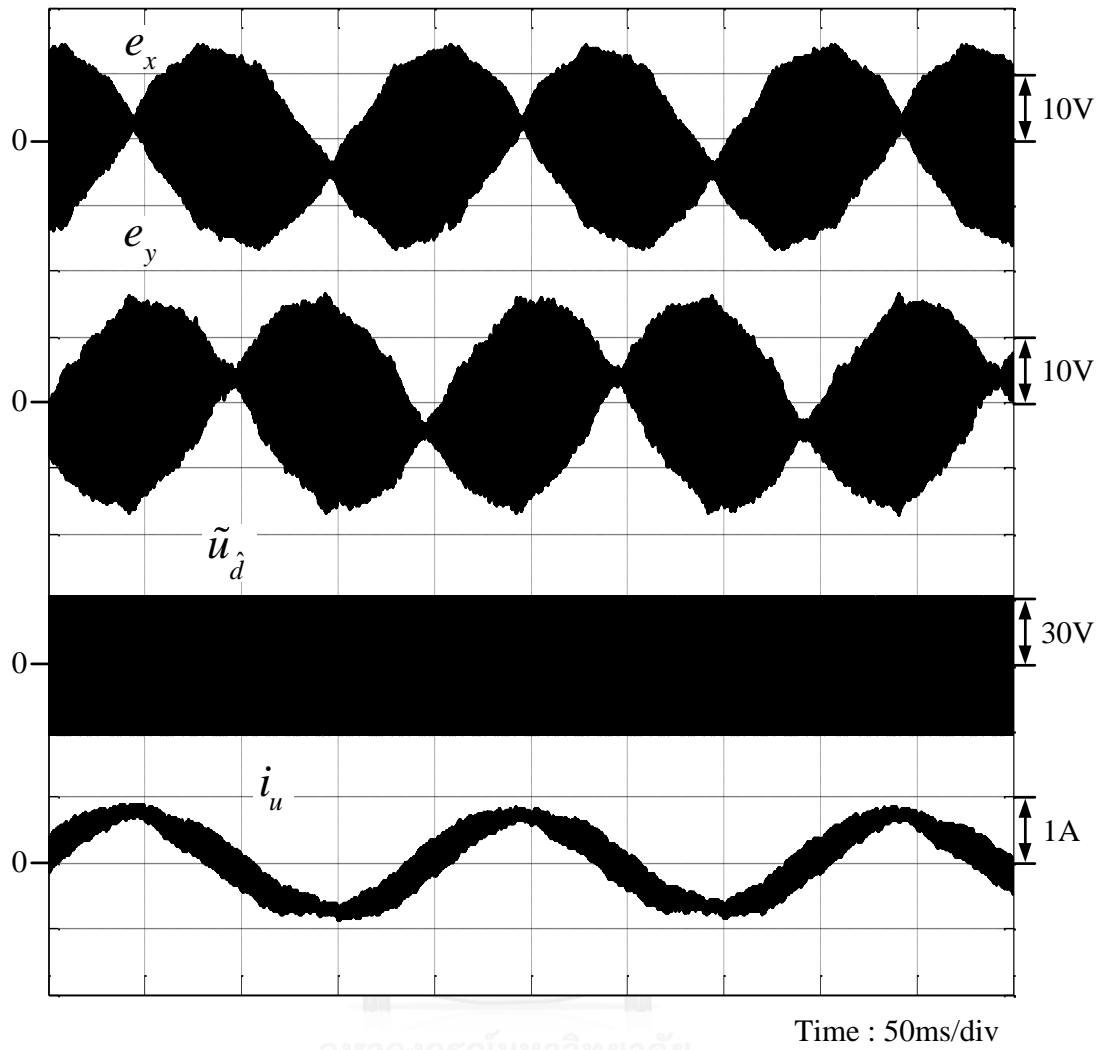
## 6.5 ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนของมอเตอร์

ผลการทดลองการกลับทิศการหมุนของมอเตอร์จากความเร็ว -100 rpm ไปที่ 100 rpm แสดงดังรูปที่ 6.9 จะเห็นว่าขณะที่กำลังลดความเร็วจนกระทั่งกลับทิศการหมุนของมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ  $6^\circ$  สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.10

## 6.6 ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้น

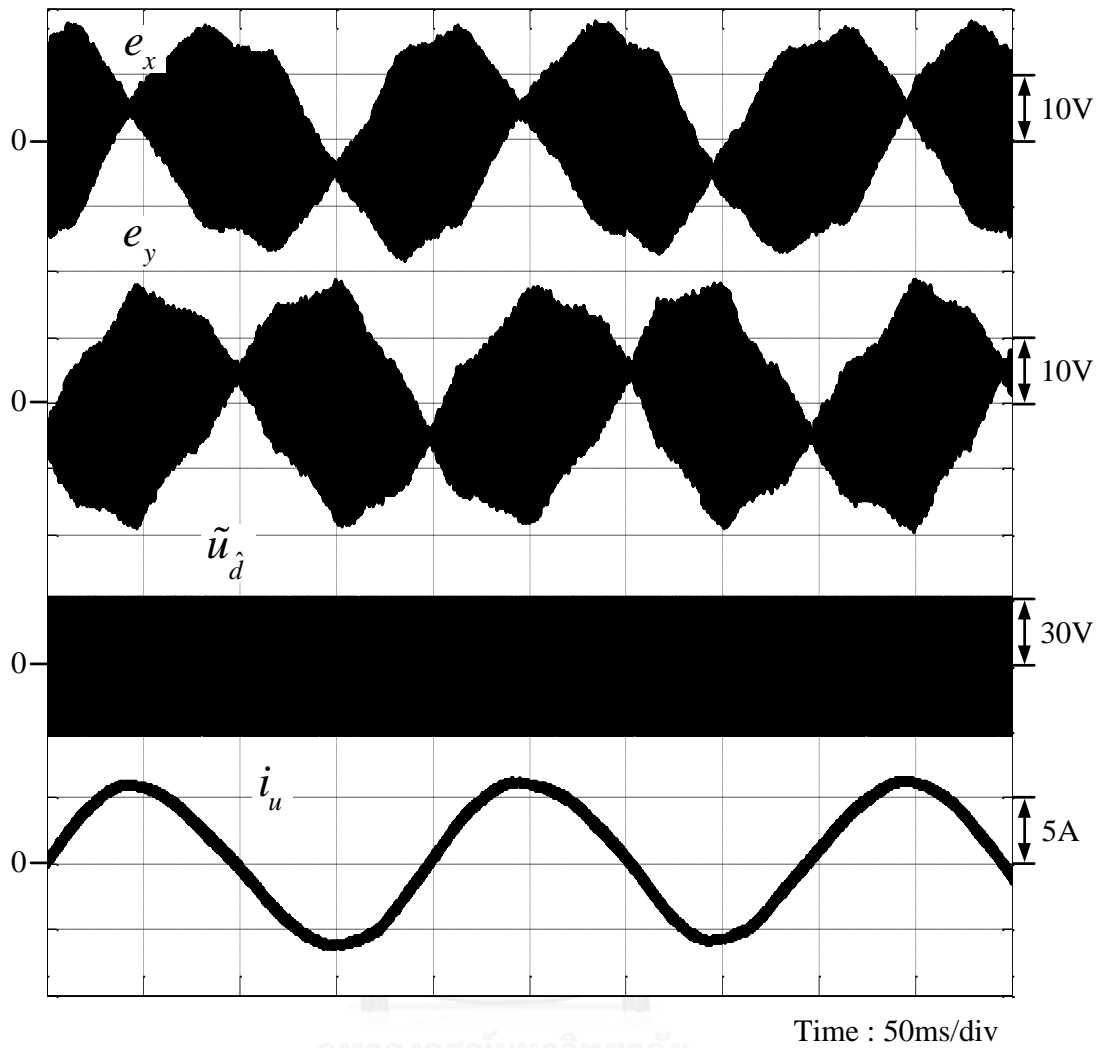
ผลการทดลองการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 2.38 Nm และ 4.76 Nm (ที่แรงบิดพิกัดของมอเตอร์) ที่ความเร็ว 200 rpm แสดงดังรูปที่ 6.10 และรูปที่ 6.11 ตามลำดับ จะเห็นว่าขณะที่โหลดแบบขั้นกระทำต่อมอเตอร์ ระบบประมาณสามารถติดตามตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ได้ โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ  $25^\circ$  และ  $43^\circ$  ตามลำดับสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.11 และรูปที่ 5.12

ข้อสังเกตจากรูปที่ 6.10 และรูปที่ 6.11 ที่สภาวะอยู่ตัวหลังจากโหลดแบบขั้นกระทำต่อมอเตอร์ จะเห็นว่าความเร็วประมาณ  $\hat{\omega}_m$  และตำแหน่งประมาณ  $\hat{\rho}$  เกิดการแกว่ง โดยมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง  $\Delta\rho$  ประมาณ  $5^\circ$  และ  $19^\circ$  ตามลำดับสาเหตุเกิดจากเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่นำมาใช้ในการประมาณในรูปที่ 6.2 มีความผิดพลาด ทำให้การประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์มีความคลาดเคลื่อน และอีกสาเหตุมาจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่ใช้ในการควบคุม แต่อย่างไรก็ตามระบบประมาณยังคงติดตามตำแหน่งจริงได้

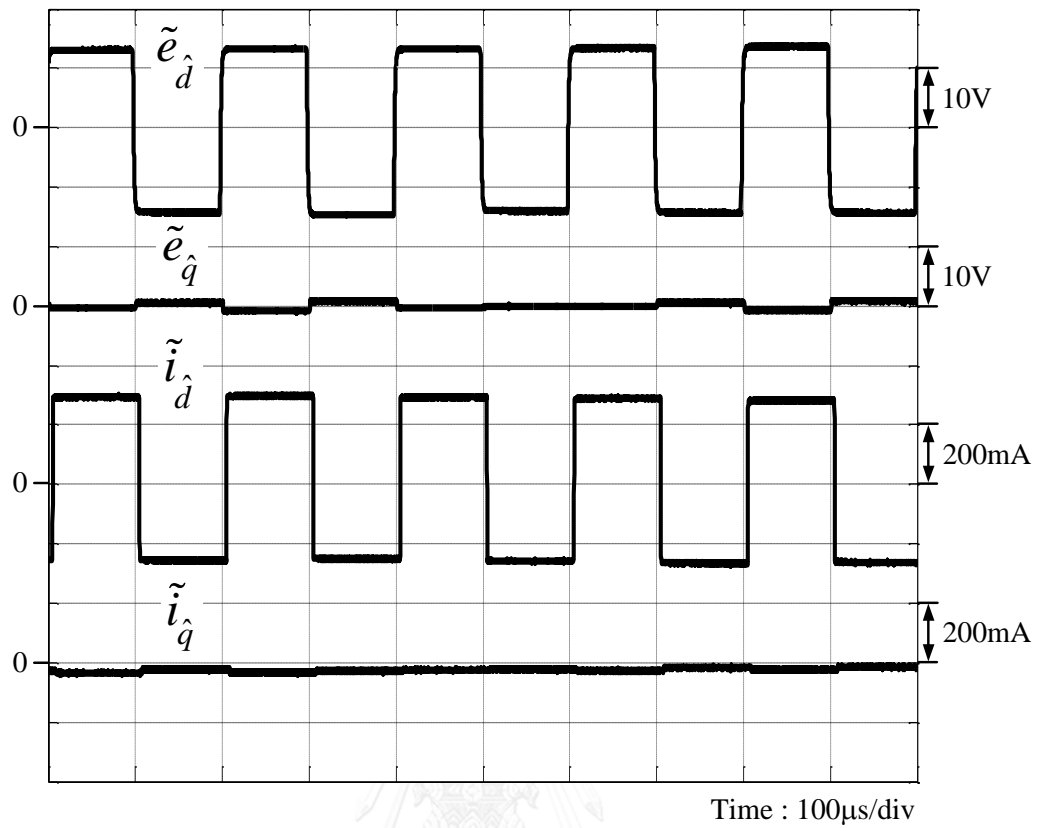


รูปที่ 6.1 ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม, แรงดันความถี่การสวิตช์ที่ทำการฉีด และกระแสมอเตอร์ ขณะไร้โหลดในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm

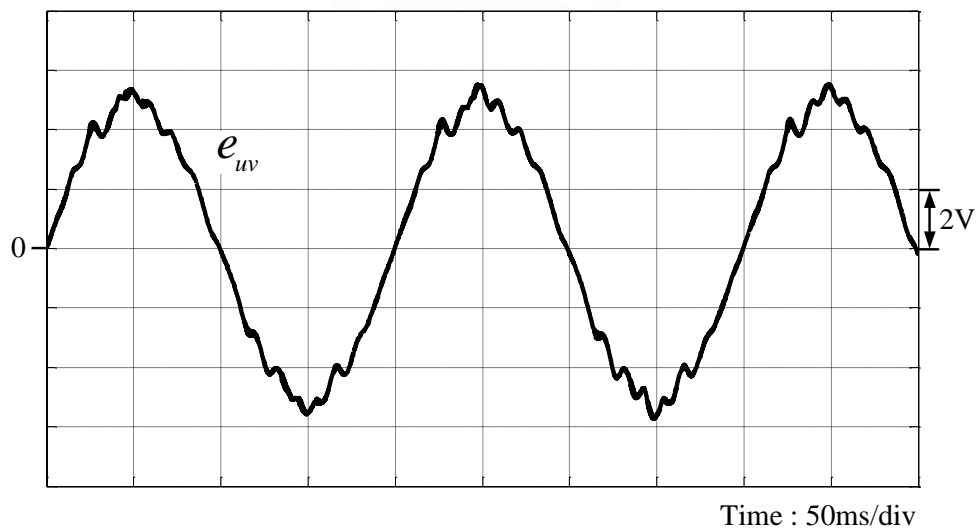




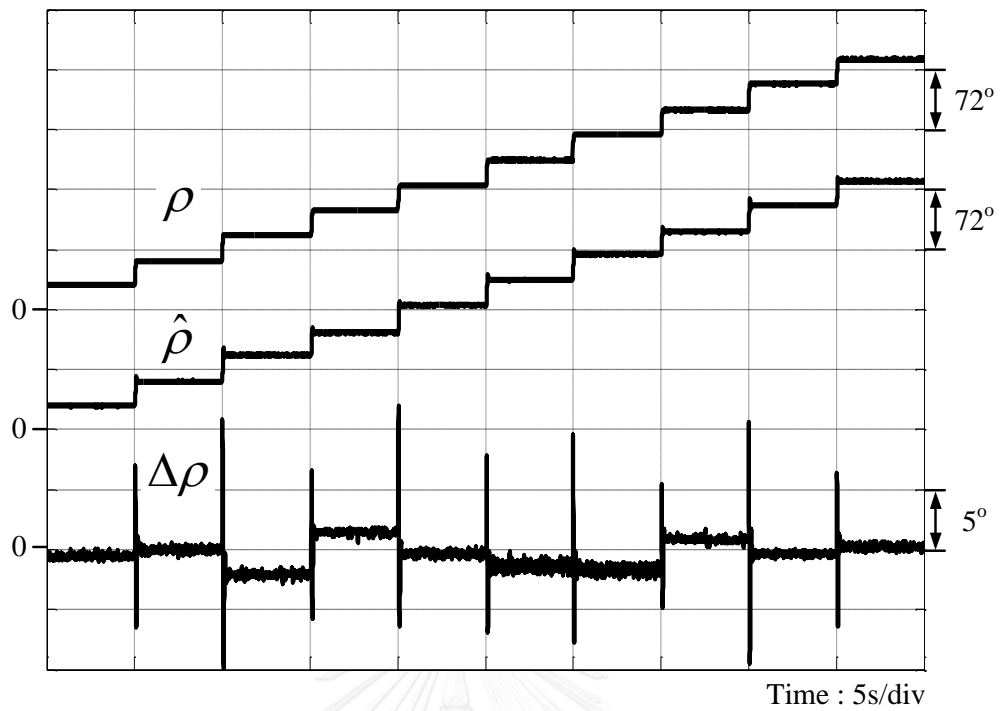
รูปที่ 6.2 ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียม, แรงดันความถี่การสวิตช์ที่ทำการฉีด และกระแสมอเตอร์ ในสถานะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm กับโหลดขนาด 2.38 Nm



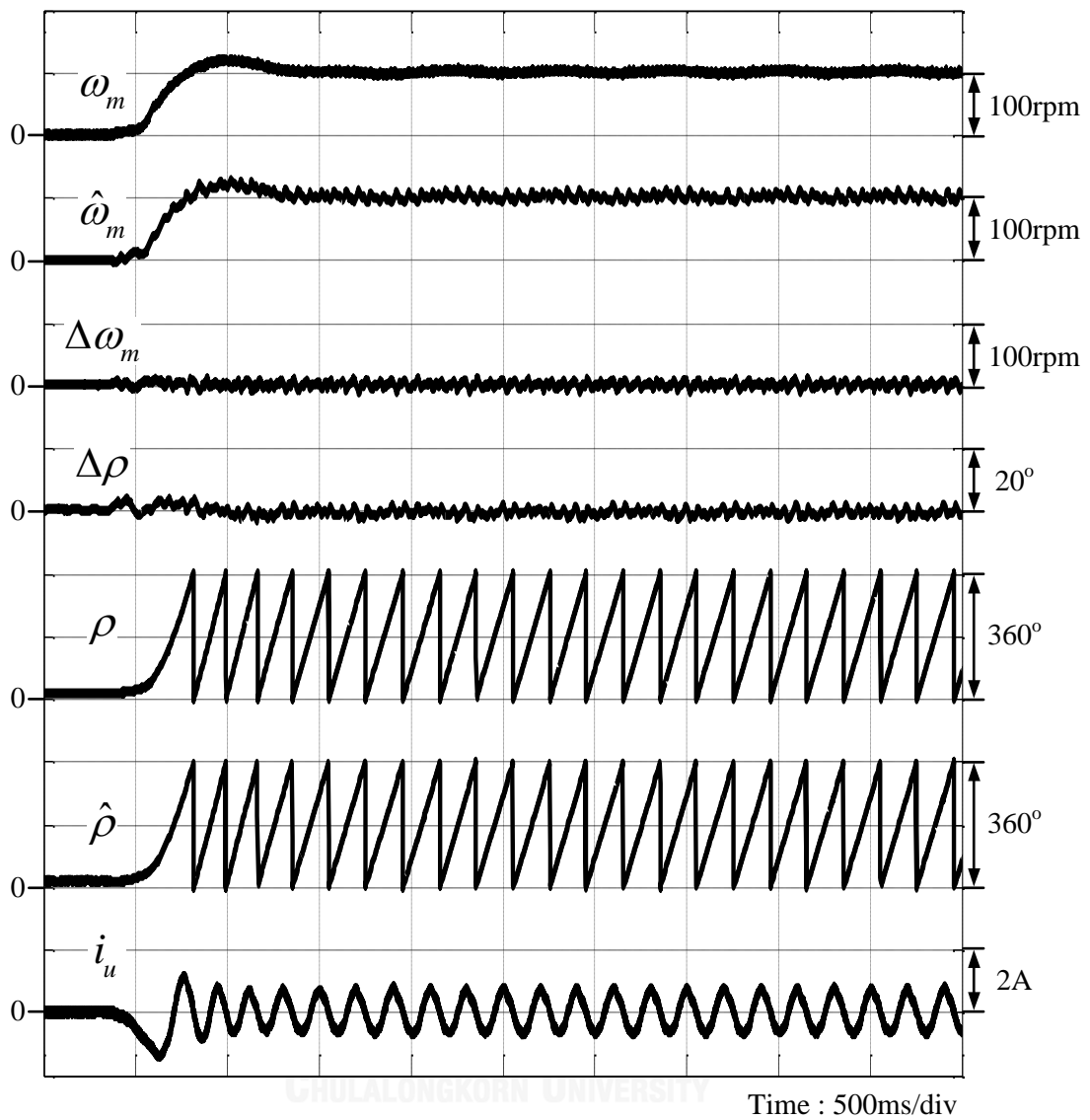
รูปที่ 6.3 ผลการทดลองการคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบกับความถี่การสวิตช์ และ กระแสที่ความถี่การสวิตช์ ในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็ว 100 rpm กับโหลดขนาด 2.38 Nm



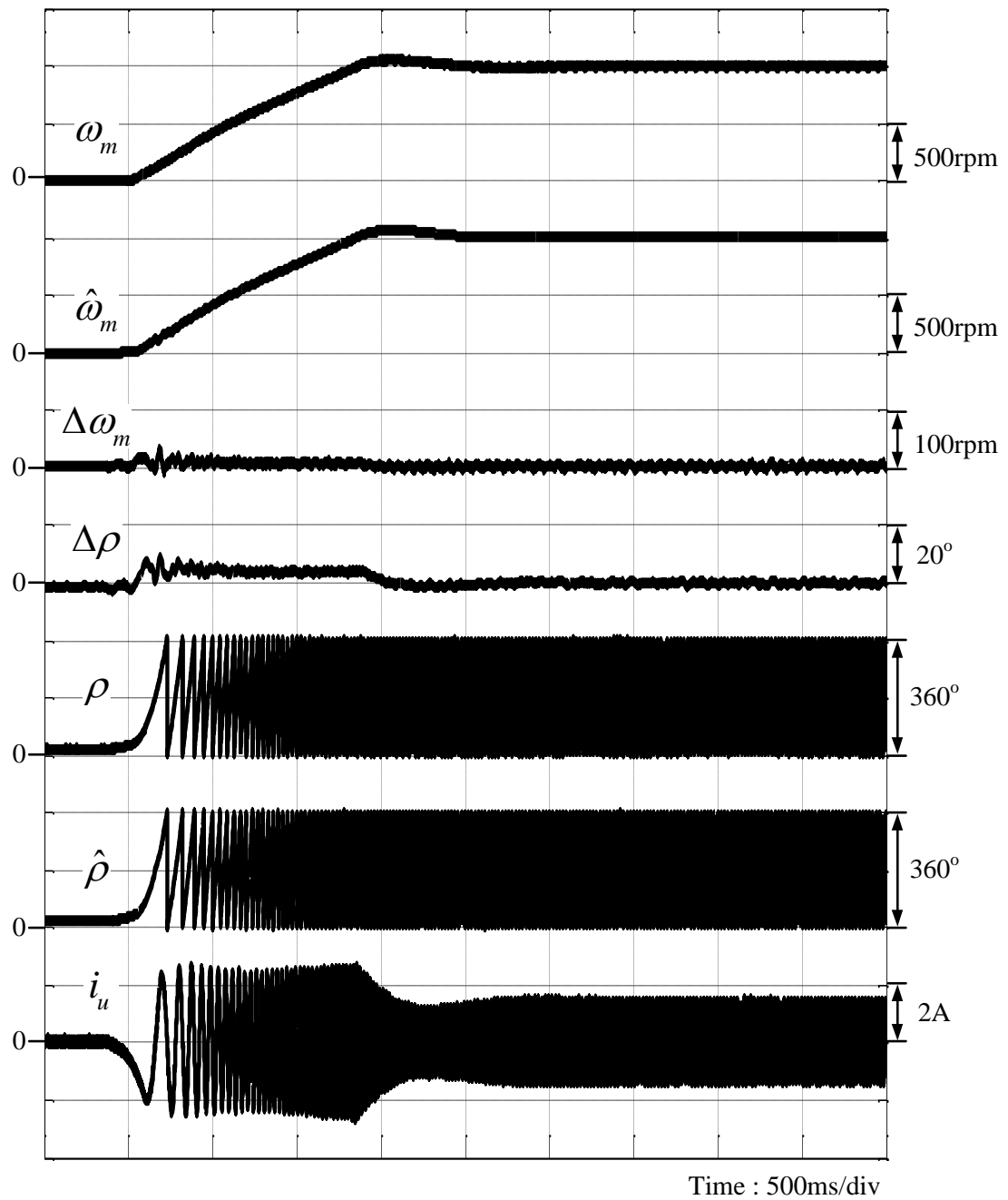
รูปที่ 6.4 แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวรของมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองที่ความเร็ว 100 rpm



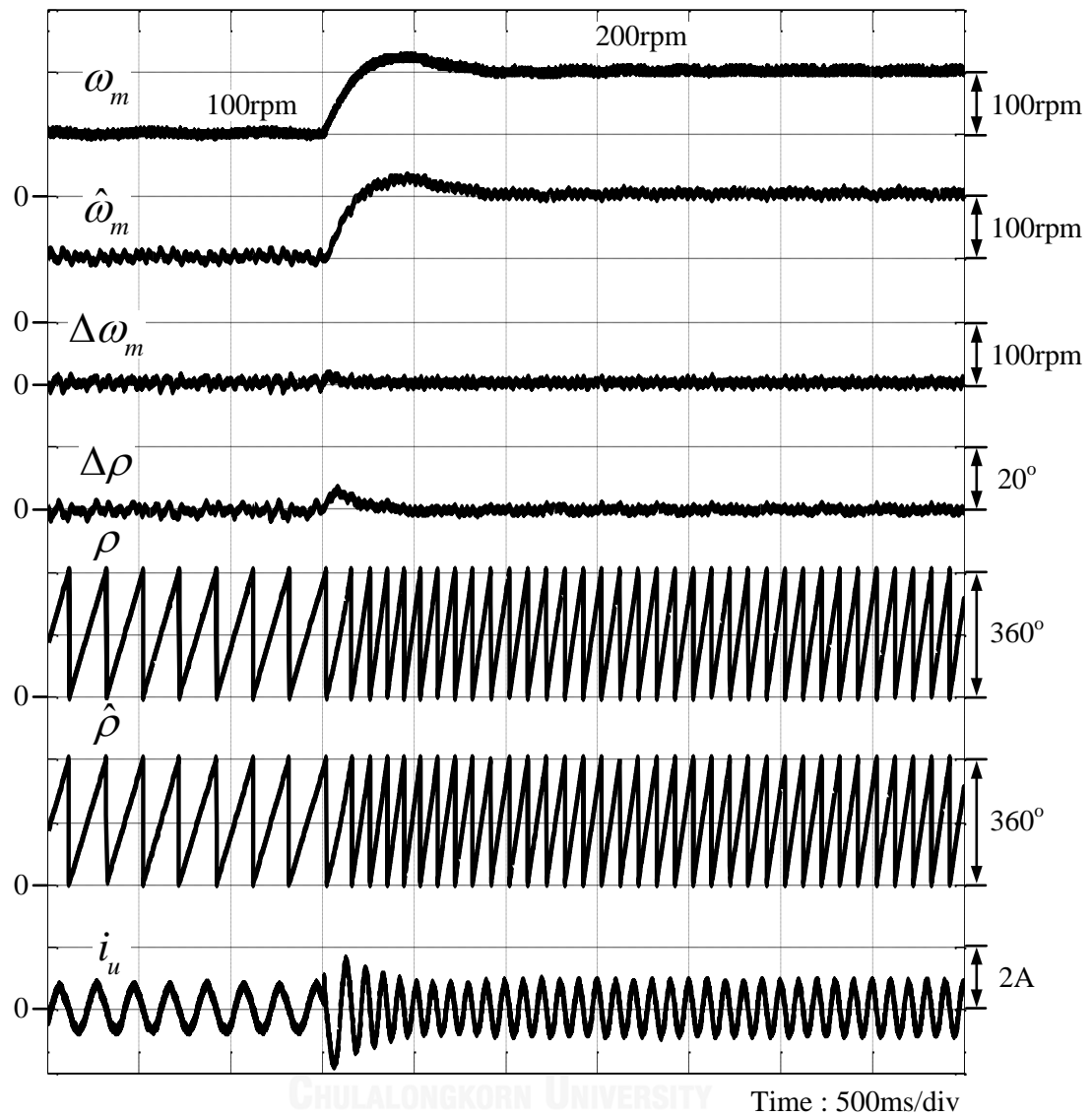
รูปที่ 6.5 ผลการทดลองการระบุตำแหน่งโรเตอร์ขณะมอเตอร์หยุดนิ่งที่ตำแหน่งต่างๆ โดยตำแหน่งโรเตอร์เปลี่ยนแปลงแบบขั้น (ขั้นละ  $30^\circ$ )



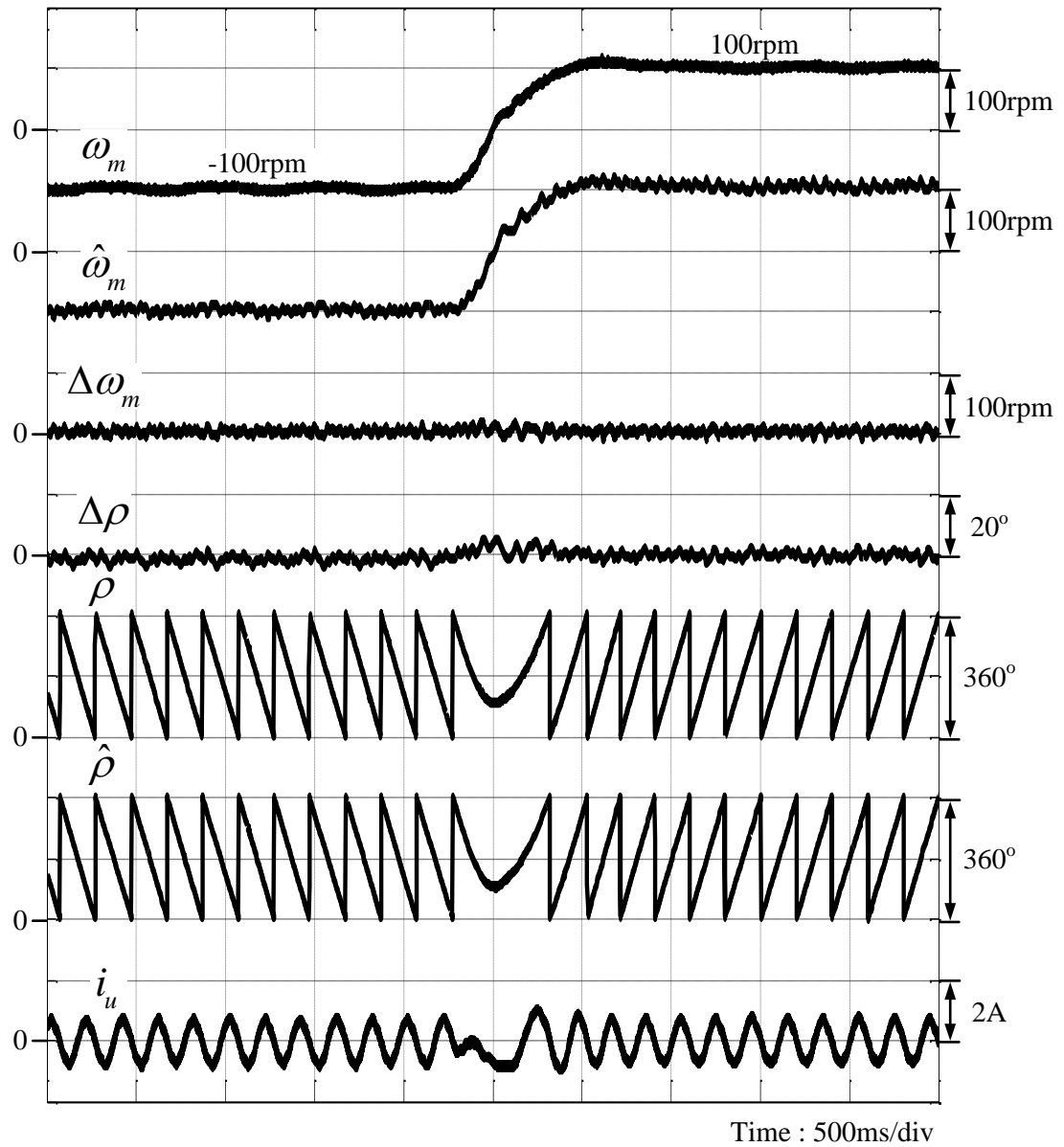
รูปที่ 6.6 ผลการทดลองการทำงานของมอเตอร์ออกจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 100 rpm



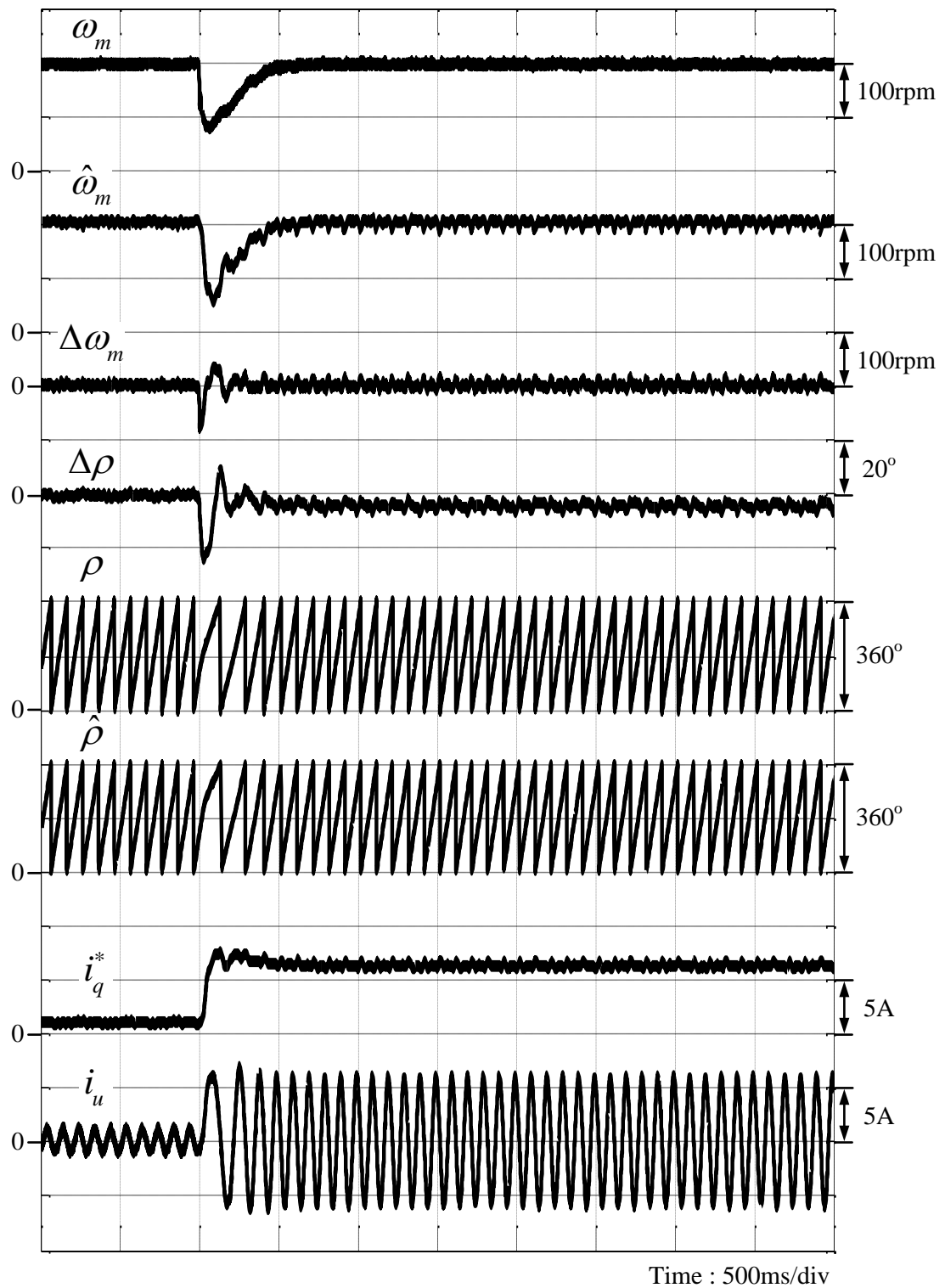
รูปที่ 6.7 ผลการทดลองการทำงานขณะมอเตอร์ออกจากสภาวะหยุดนิ่งไปที่ความเร็ว 1000 rpm



รูปที่ 6.8 ผลการทดลองการทำงานของระบบขณะเปลี่ยนความเร็วคำสั่งแบบขั้นในช่วงแคบจาก 100 rpm ไปที่ 200 rpm

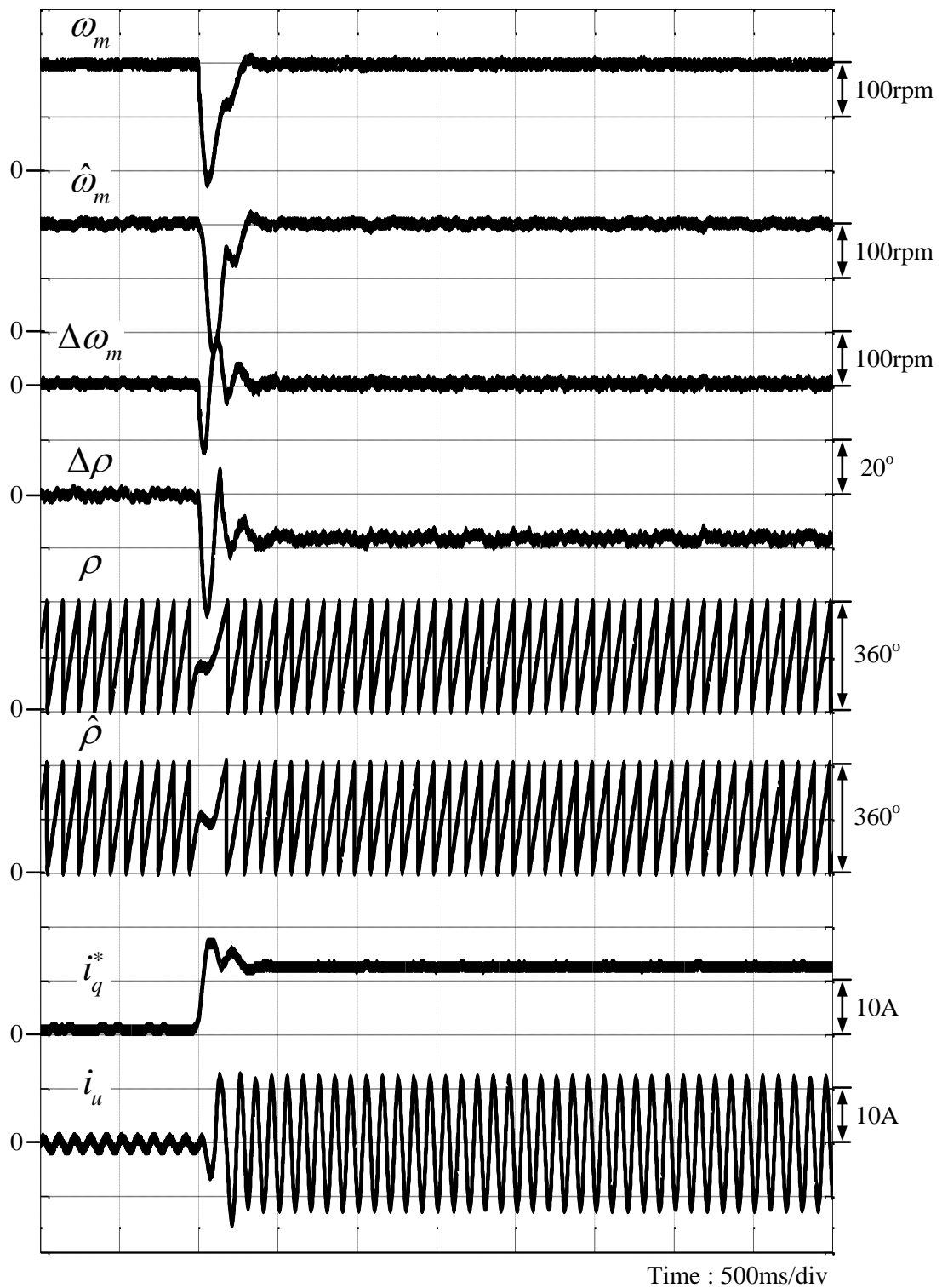


รูปที่ 6.9 ผลการทดลองการทำงานขณะกลับทิศการหมุนของมอเตอร์ที่ความเร็ว -100 rpm ที่สภาวะไว้โหลด



รูปที่ 6.10 ผลการทดลองการทำงานการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 2.38 Nm ที่ความเร็ว 200 rpm





รูปที่ 6.11 ผลการทดลองการทำงานการตอบสนองต่อโหลดแบบขั้นขนาด 4.76 Nm ที่ความเร็ว 200 rpm

## บทที่ 7

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 7.1 บทสรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีใหม่ในการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน โดยผลการวิจัยสามารถสรุปเป็นประเด็นต่างๆ ได้ดังนี้

- 1) การนำเสนอแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในบนฐานแนวคิดฟลักซ์เทียบและแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบ ทำให้สามารถคำนวณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบได้โดยตรงจากข้อมูลแรงดันและกระแสสเตเตอร์ โดยมีความสัมพันธ์กับตำแหน่งโรเตอร์โดยตรง จึงไม่ต้องมีขั้นตอนการแยกสัญญาณเหมือนวิธีการทั่วไป
- 2) การใช้เทคนิคการฉีดสัญญาณแรงดันความถี่การสวิตช์เข้าไปที่มอเตอร์ทำให้พบว่าองค์ประกอบที่ความถี่การสวิตช์ของเวกเตอร์แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเทียบชี้ในแนวแกนโรเตอร์จริงเสมอ จึงสามารถใช้เทคนิคเฟสล็อกกลุ่มเชิงเวกเตอร์ในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ได้
- 3) เนื่องจากภายในวงรอบเฟสล็อกกลุ่มไม่มีวงจรรองผ่านต่ำเพื่อแยกสัญญาณความถี่ที่ฉีดระบบประมาณจึงมีแบนด์วิดท์ที่สูงและมีความซับซ้อนน้อย
- 4) ระบบประมาณที่นำเสนอมีเสถียรภาพในวงกว้างตลอดย่านการทำงานโดยไม่มีการทำงานเป็นเชิงเส้น และมีขั้นตอนการออกแบบที่ชัดเจน
- 5) เนื่องจากต้องตรวจจับกระแสความถี่การสวิตช์เพื่อนำมาใช้ในการคำนวณสัญญาณที่นำมาใช้ในการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์จึงจำเป็นต้องเลือกใช้ตัวตรวจจับกระแสที่มีแบนด์วิดท์ และความแม่นยำสูง
- 6) การสุ่มข้อมูลกระแสสเตเตอร์จำเป็นต้องสุ่มในช่วงที่เวกเตอร์แรงดันมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากเป็นช่วงที่กระแสความถี่การสวิตช์มีการเปลี่ยนแปลงค่อนข้างน้อย ทำให้ได้ข้อมูลกระแสความถี่การสวิตช์ที่ถูกต้อง

## 7.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในลำดับถัดไป

ถึงแม้ว่าสมรรถนะของระบบประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ที่นำเสนอจะอยู่ในเกณฑ์ที่ดีและเพียงพอสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในอุตสาหกรรมได้ แต่ก็มีประเด็นสำคัญบางประการที่ควรศึกษาและวิจัยเพิ่มเติม เพื่อพัฒนาขีดความสามารถของระบบประมาณให้มากยิ่งขึ้นดังนี้

- 1) เนื่องจากระบบประมาณที่นำเสนอสามารถทำงานได้เฉพาะภายใต้เงื่อนไข  $|\Delta\rho| < \frac{\pi}{2}$  จึงควรหาแนวทางที่ทำให้ระบบประมาณสามารถทำงานโดยไม่มีเงื่อนไขได้
- 2) ควรจะพิจารณาหาแนวทางลดสัญญาณรบกวนในระบบ ซึ่งจะทำให้สามารถวางความถี่หักมุมของวงจรกรองผ่านต่ำในวงรอบเฟสล็อกสูงได้ ส่งผลให้สมรรถนะของระบบประมาณดียิ่งขึ้น
- 3) ควรพิจารณาแก้ไขหรือลดผลกระทบของปัญหาความไม่เป็นอุดมคติของมอเตอร์เมื่อมีฉีดยึดแรงดันที่ความถี่การสวิตช์ จะทำให้สามารถเพิ่มความถี่การสวิตช์ที่ฉีดยึด ส่งผลให้เสียงของมอเตอร์ที่เกิดจากการฉีดยึดแรงดันค่อนข้างเบาไม่รบกวนโสตประสาท

## รายการอ้างอิง

- [1] G.-D. Andreescu, et al., "Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives,". *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 393-402, 2008.
- [2] S. Kim, et al., "Position sensorless operation of IPMSM with near PWM switching frequency signal injection,". in *Proc. 8<sup>th</sup> ICPE ECCE Asia*, pp. 1660-1665, 2011.
- [3] H. Kim, et al., "A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives,". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 5, pp. 1369-1378, 2004.
- [4] H. Kim and R.D. Lorenz, "Carrier signal injection based sensorless control methods of IPM synchronous machine drives,". in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 2004, pp. 977-984.
- [5] Y.-S. Jeong, et al., "Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods,". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 1, pp. 38-45, 2005.
- [6] S. Kim, J.-I. Ha, and S.-K. Sul, "PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM,". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 5, pp. 1576-1587, 2012.
- [7] J. H. Jang, et al., "Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency,". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1031-1039, 2003.
- [8] A. Piippo, M. Hinkkanen, and J. Luomi, "Sensorless control of PMSM drives using a combination of voltage model and HF signal injection,". in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 2004, pp. 964-970.
- [9] D. Raca, et al., "Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds,". *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 1, pp. 167-178, 2010.

- [10] G. Foo and M.F. Rahman, "Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1270-1278, 2010.
- [11] S. Sayeef, G. Foo, and M.F. Rahman, "Rotor position and speed estimation of a variable structure direct-torque-controlled IPM synchronous motor drive at very low speeds including standstill," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 11, pp. 3715-3723, 2010.
- [12] S. Bolognani, et al., "Sensorless control of IPM motors in the low-speed range and at standstill by HF injection and DFT processing," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 96-104, 2011.
- [13] Y.-D. Yoon, et al., "High-bandwidth sensorless algorithm for ac machines based on square-wave-type voltage injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1361-1370, May./Jun. 2011.
- [14] Y. Kano, et al., "Signal-injection-based sensorless IPM traction drive for wide-torque range operation at low speed," in *Proc. IEEE ECCE*, pp. 2284-2291, 2012.
- [15] S. Murakami, et al., "Encoderless servo drive with adequately designed IPMSM for pulse-voltage-injection-based position detection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 1922-1930, 2012.
- [16] G. Wang, R. Yang, and D. Xu, "DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 720-727, 2013.
- [17] C.-Y. Yu, et al., "Position self-sensing evaluation of a FI-IPMSM based on high-frequency signal injection methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 2, pp. 880-888, 2013.
- [18] P. L. Jansen and R.D. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 2, pp. 240-247, 1995.
- [19] J.-K. Ha and S.-K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, 1999.

- [20] S. Koonlaboon and S. Sangwongwanich, "Sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors based on a fictitious permanent-magnet flux model,". in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 2005, pp. 311-318.
- [21] ประจวบ เอี่ยมสำอาง. การขับเคลื่อนโดยปราศจากเซนเซอร์วัดตำแหน่งของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิวที่อาศัยแบบจำลองลดอันดับแบบใหม่พร้อมการรับรองเสถียรภาพในวงกว้าง. วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2557.
- [22] H. Domeki, et al., "Investigation of benchmark model for estimating iron loss in rotating machine,". *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 794-797, 2004.





ภาคผนวก

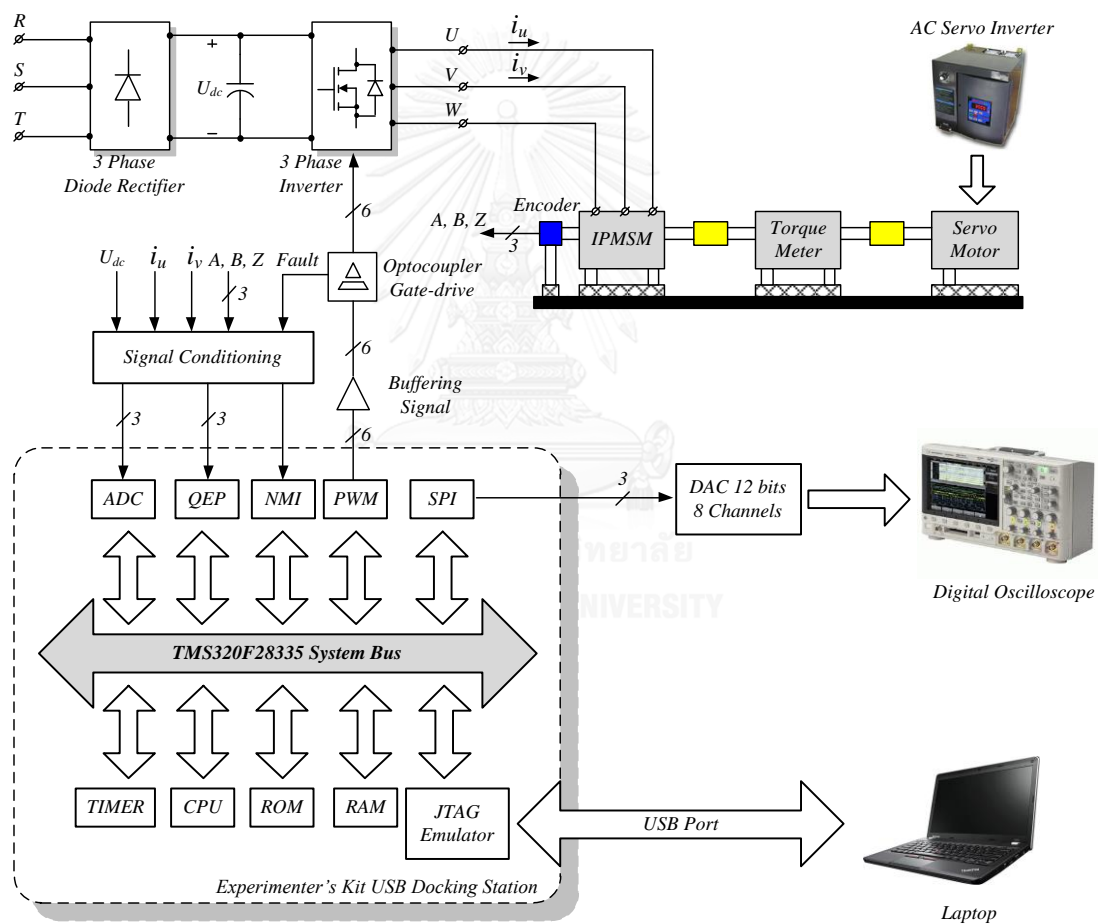
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
CHULALONGKORN UNIVERSITY

ภาคผนวก ก

โครงสร้างฮาร์ดแวร์ และซอฟต์แวร์ของระบบ

ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบ

โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุมมอเตอร์ซึ่งโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในที่พัฒนาขึ้นแสดงดังรูปที่ ก.1 แบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ฮาร์ดแวร์ส่วนกำลัง และ ฮาร์ดแวร์ส่วนการประมวลผลแสดงดังรายละเอียดต่อไปนี้



รูปที่ ก.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบ



### ก.1.1 ฮาร์ดแวร์ส่วนกำลัง

ฮาร์ดแวร์ส่วนกำลังประกอบด้วย วงจรเรียงกระแส 3 เฟสด้านเข้า, ตัวเก็บประจุที่บัสไฟตรง, วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส, วงจรขับเคลื่อน, มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน, เซอร์โวมอเตอร์ และ เซอร์โวอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นโหลดทดสอบ โดยมีประเด็นสำคัญดังนี้

#### มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน

เนื่องจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจากแม่เหล็กถาวรของมอเตอร์มีค่า 3.57 V ที่ความเร็ว 100 rpm ซึ่งน้อยมาก จึงจำเป็นต้องพิจารณาผลกระทบของแรงดันที่หายไปอันเนื่องมาจากความเป็นอสมมติของสวิตช์ และผลกระทบของการประวิงเวลา (Dead time effect) เพราะจะส่งผลกระทบต่อทำให้ค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ที่ประมาณได้คลาดเคลื่อน

วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส : เลือกใช้โมสเฟตกำลัง (Power Mosfet) รุ่น IXFH69N30P ยี่ห้อ IXYS ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์  $R_{DS(on)} \leq 49m\Omega$  ทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์ค่อนข้างน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ไอจีบีที (IGBT) และค่า  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  เท่ากับ 50 และ 102 ns ตามลำดับ ทำให้สามารถใช้ค่าเวลาประวิง (Dead time) ได้น้อย จึงเลือกใช้ค่าเวลาประวิงเท่ากับ 200 ns

แรงดันบัสไฟตรง : เนื่องจากค่าแรงดันบัสไฟตรงที่สูงจะทำให้ผลกระทบของการประวิงเวลามีมาก จึงเลือกใช้แรงดันบัสไฟตรงเท่ากับ 150 V ซึ่งเพียงพอต่อการฉีดแรงดันความถี่สูง และการใช้งานมอเตอร์ในย่านความเร็วต่ำ

### ก.1.2 ฮาร์ดแวร์ส่วนการประมวลผล

ฮาร์ดแวร์ส่วนการประมวลผลประกอบด้วยบอร์ดสำเร็จรูป Digital signal processing (DSP) ของบริษัท Texas Instrument (TI) รุ่น TMS320F28335, วงจรตรวจจับกระแส (ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 4), วงจรตรวจจับแรงดันบัสไฟตรง และตัวตรวจจับตำแหน่งของมอเตอร์แบบเพิ่มค่า (Incremental Encoder)

ในส่วนของซอฟต์แวร์สำหรับการควบคุมและการประมาณค่าตำแหน่งที่ทำการพัฒนาบนเครื่องคอมพิวเตอร์, ข้อมูลของแรงดันบัสไฟตรง, ข้อมูลกระแสสเตเตอร์ และข้อมูลตำแหน่งของมอเตอร์ที่ตรวจจับ จะถูกถ่ายโอนมาที่หน่วยความจำหลัก (RAM) บนบอร์ดสำเร็จรูปเพื่อทำการประมวลผล โดยมีรายละเอียดของซอฟต์แวร์ในลำดับถัดไป

## ก.2 ซอฟต์แวร์ของระบบ

จากบล็อกไดอะแกรมของระบบขับเคลื่อนในรูปที่ 5.1 ซอฟต์แวร์ทั้งหมดสามารถเขียนแสดงได้ดัง PDL (Program Development Language) โดยใช้การอินเทอร์รัพท์ทุกๆ 100  $\mu\text{s}$  และโปรแกรมในการบริการการอินเทอร์รัพท์จะใช้เวลาทั้งหมด 44  $\mu\text{s}$  สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมเวลาการทำงานของซอฟต์แวร์ดังรูปที่ ก.2

\*\*\*\*\*

Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors from  
Fictitious Induced Electromotive Force using Switching Frequency Signal Injection

(Main Program)

\*\*\*\*\*

### Initialize

Disable global interrupt

Initialize all variables

Initialize all timers and enable timer interrupt

Enable global interrupt

### Loop here and waiting for interrupt only

### Switching frequency interrupt service routine

Read stator currents and dc bus voltage

- Receive  $i_u, i_v$  from A/D
- Convert to stator reference frame ( $i_x, i_y$ ) and estimated rotor reference frame ( $i_d, i_q$ )

Check fault in system

- Over current protection

Get A, B, Z signal

- Calculate rotor speed and position

Calculate fictitious EMF on stator reference frame ( $e_x, e_y$ )

Phase-locked loop

- Calculate fictitious EMF on estimated rotor reference frame ( $e_{\hat{d}}, e_{\hat{q}}$ )
- Calculate high frequency fictitious EMF on estimated rotor reference frame ( $\tilde{e}_{\hat{d}}, \tilde{e}_{\hat{q}}$ )
- Calculate estimated speed ( $\hat{\omega}$ ) and position ( $\hat{\rho}$ )

Vector controller

Speed regulator

- Calculate speed error
- Calculate current command ( $i_{\hat{q}}^*$ )

Stator dynamics

- Calculate estimated current ( $\hat{i}_{\hat{d}}, \hat{i}_{\hat{q}}$ )

Decoupling and current control

- Calculate current error
- Calculate fundamental voltage command ( $\bar{u}_{\hat{d}}, \bar{u}_{\hat{q}}$ )

Calculate voltage command ( $u_{\hat{d}}^*, u_{\hat{q}}^*$ )

- Inject high frequency voltage ( $\tilde{u}_{\hat{d}}, \tilde{u}_{\hat{q}}$ )

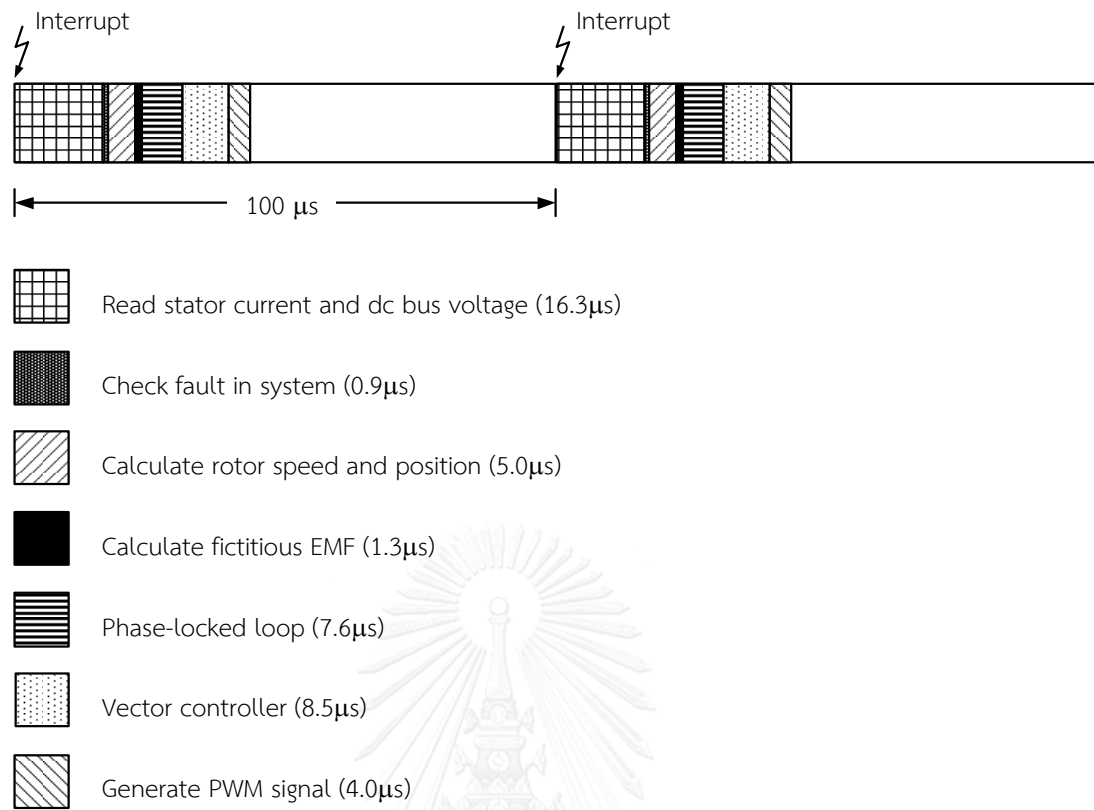
Generate PWM signal

- Calculate space vector PWM

Return

**End of main program**

\*\*\*\*\*

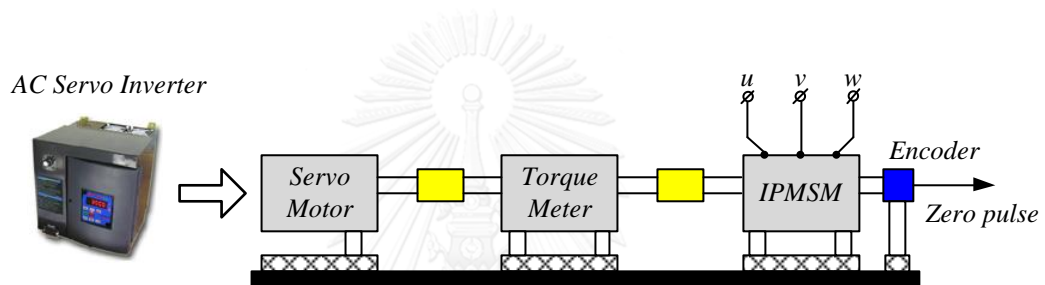


รูปที่ ก.2 บล็อกไดอะแกรมเวลาการทำงานของซอฟต์แวร์

## ภาคผนวก ข

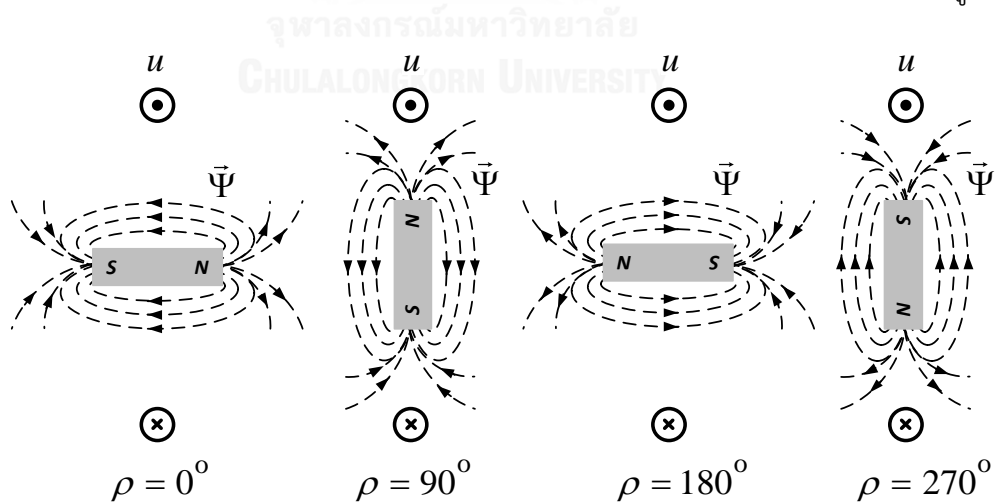
### การตรวจจับตำแหน่งเชิงมุมของแม่เหล็กถาวร

การตรวจจับตำแหน่งเชิงมุมของแม่เหล็กถาวร ( $\rho$ ) หรือตำแหน่งของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร ข้อมูลที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์ที่ได้แก่ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (EMF) ของมอเตอร์ และข้อมูลพัลส์ศูนย์ (Zero pulse or Index pulse) จากตัวตรวจจับตำแหน่ง (Encoder) โดยอาศัยมอเตอร์เซอร์โวมาช่วยหมุนเพื่อให้มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายในสามารถสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้ โครงสร้างของระบบทดสอบแสดงดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 โครงสร้างของระบบทดสอบที่ใช้ในการตรวจจับตำแหน่งเชิงมุมของแม่เหล็กถาวร

การอ้างอิงตำแหน่งของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรจะอ้างอิงกับขดลวดเฟส  $u$  ของมอเตอร์เป็นหลัก การกระจายตัวของฟลักซ์ ( $\vec{\Psi}$ ) ในแต่ละตำแหน่งเมื่ออ้างอิงกับขดลวดเฟส  $u$  แสดงดังรูปที่ ข.2

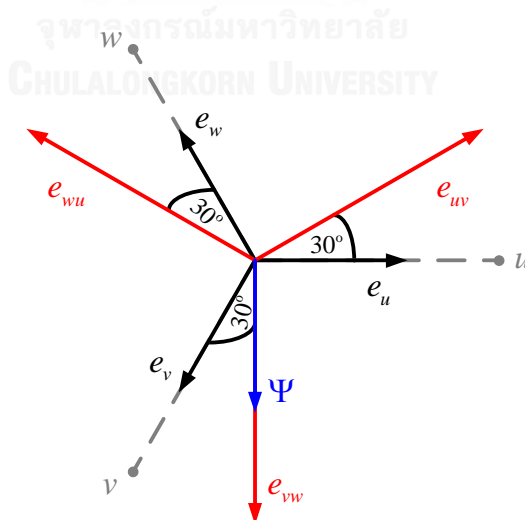


รูปที่ ข.2 การกระจายตัวของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรในแต่ละตำแหน่งเมื่ออ้างอิงกับขดลวดเฟส  $u$

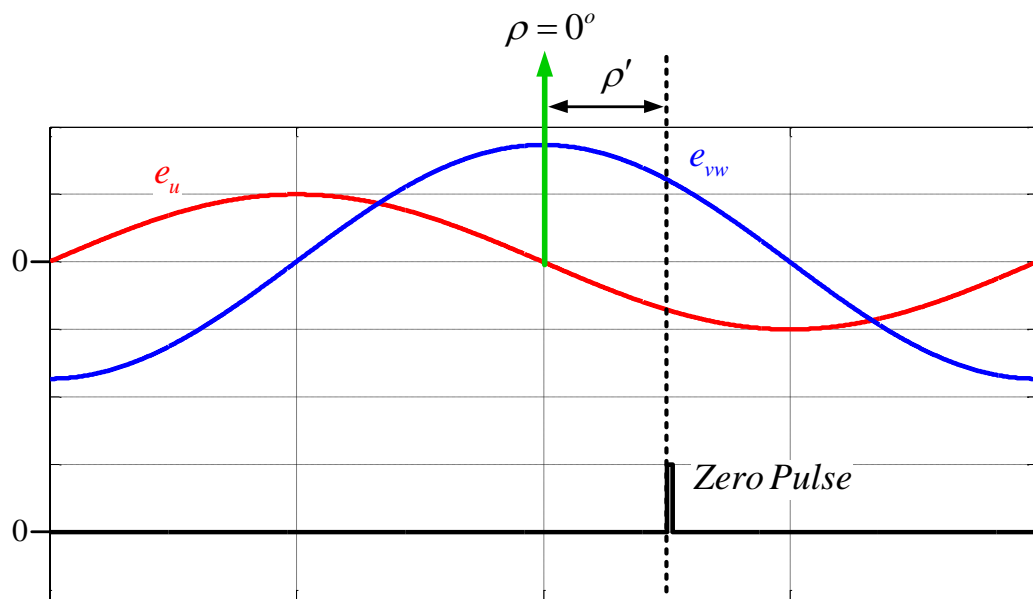
จากรูปที่ ข.2 การกระจายตัวของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรมีลักษณะเป็นฟังก์ชันโคไซน์ (Cosine) โดยมีเฟสล้าหลังแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟส  $u$  ( $e_u$ ) อยู่  $90^\circ$  จากกฎของฟาราเดย์ (Faraday's law) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $e_u$  กับ ฟลักซ์ของแม่เหล็กถาวรที่คล้องผ่าน (Permanent-magnet flux linkage) ขดลวดเฟส  $u$  ได้ดังสมการที่ (ข.1)

$$\begin{aligned} e_u(t) &= \frac{d\Psi(t)}{dt} \\ &= \frac{d(|\Psi|\cos\rho(t))}{dt} \\ \therefore e_u(t) &= -|\Psi|\sin\rho(t) \end{aligned} \quad (\text{ข.1})$$

จากคุณสมบัติที่ฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรมีเฟสล้าหลัง  $e_u$  อยู่  $90^\circ$  ทำให้สามารถหาตำแหน่งของแม่เหล็กถาวรได้ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถตรวจวัด  $e_u$  ได้ เมื่อพิจารณาในเชิงเฟสเซอร์จะพบว่าฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรมีมุมเฟสเดียวกันกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำไลน์ระหว่างเฟส  $v$  กับ  $w$  ( $e_{vw}$ ) ซึ่งตรวจวัดได้จริงในทางปฏิบัติ แสดงดังเฟสเซอร์ไดอะแกรมในรูปที่ ข.3 สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งเชิงมุมของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ  $e_u, e_{vw}$  และพัลส์ศูนย์ได้ดังรูปที่ ข.4 จะได้ว่าพัลส์ศูนย์ห่างจากตำแหน่งมุมศูนย์ของแม่เหล็กถาวร ( $\rho = 0^\circ$ ) เท่ากับมุม  $\rho'$  นั้นเอง



รูปที่ ข.3 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของมอเตอร์กับฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวร

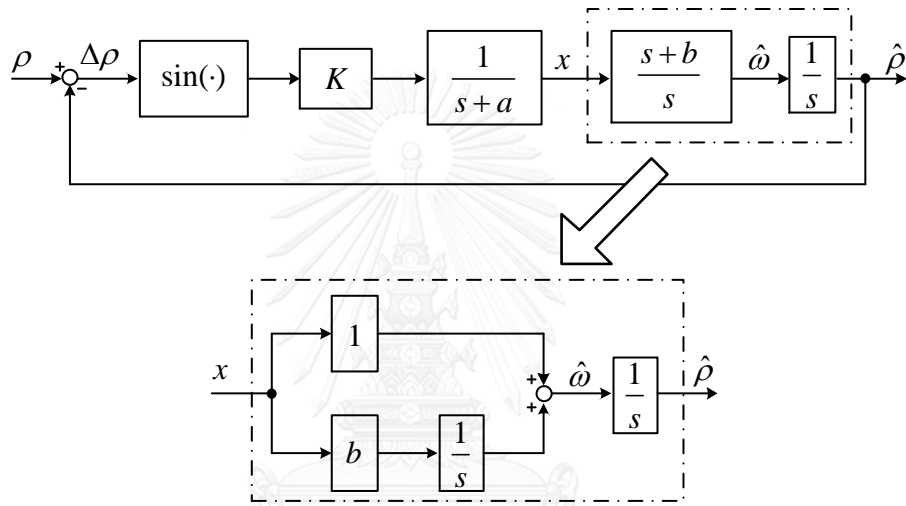


รูปที่ ข.4 ความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งเชิงมุมของฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ และพัลส์ศูนย์

ภาคผนวก ค

เงื่อนไขเสถียรภาพในวงกว้างสำหรับระบบประมาณค่าด้วยเฟสล็อกกลูบ  
(ประจวบ เอี่ยมสำอาง, 2557)

แผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ที่ใช้การป้อนกลับด้วย  $(KI - \hat{\omega}LJ)\hat{e}_i$  นำมาแสดงใหม่ได้ดังรูปที่ ค.1



รูปที่ ค.1 วงรอบเฟสล็อกกลูบสำหรับการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์

สมการสถานะที่สอดคล้องกับแผนภาพบล็อกรูปที่ ค.1 เมื่อความเร็วโรเตอร์มีค่าคงที่คือ

$$\left. \begin{aligned} y &= y' + \omega \\ \dot{\rho} &= \hat{\omega} = x + y = x + y' + \omega \\ \dot{x} &= K'' \sin(\Delta\rho) - ax \\ \dot{y} &= y' = bx \\ \Delta\dot{\rho} &= \dot{\rho} - \hat{\rho} = \omega - \hat{\rho} = -x - y' \end{aligned} \right\} \quad (\text{ค.1})$$

เลือก ฟังก์ชันลิยาปูนอฟ: 
$$V = \int_0^{\Delta\rho} \sin(\sigma) d\sigma + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x & y' \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} x \\ y' \end{bmatrix} \quad (\text{ค.2})$$

โดยที่ 
$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12} & p_{22} \end{bmatrix} \quad \text{คือเมทริกซ์บวกแน่นอน}$$

$$p_{11} > 0 \quad \text{และ} \quad p_{11}p_{22} > (p_{12})^2 \quad (\text{ค.3})$$



$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \sin(\Delta\rho)\Delta\dot{\rho} + [x \quad y'] \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12} & p_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y}' \end{bmatrix} \\
&= x^2[p_{12}b - p_{11}a] + x \sin(\Delta\rho)[p_{11}K'' - 1] \\
&\quad + y' \sin(\Delta\rho)[p_{12}K' - 1] + y'x[p_{22}b - p_{12}a]
\end{aligned} \tag{ค.4}$$

จากสมการที่ (ค.4) เงื่อนไขที่รับรองว่า  $\dot{V} \leq 0$  คือ:

$$\begin{cases} K' > 0, & (a) \\ p_{12}b - p_{11}a < 0, & (b) \\ p_{11}K' - 1 = 0, & (c) \\ p_{12}K' - 1 = 0, \text{ and} & (d) \\ p_{22}b - p_{12}a = 0 & (e) \end{cases} \tag{ค.5}$$

จาก (c) และ (d) จะได้

$$p_{11} = p_{12} = \frac{1}{K''} \tag{ค.6}$$

จาก (e) และ (ค.6) จะได้

$$p_{22}b - \frac{a}{K''} = 0 \rightarrow p_{22} = \frac{a}{bK''} \tag{ค.7}$$

จาก (b) จะได้

$$\frac{b}{K''} - \frac{a}{K''} < 0 \rightarrow a > b \tag{ค.8}$$

สำหรับเงื่อนไข

$$p_{11}p_{22} > (p_{12})^2 \rightarrow \frac{a}{bK''^2} > \frac{1}{K''^2} \rightarrow a > b \tag{ค.9}$$

ดังนั้น

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{K''} & \frac{1}{K''} \\ \frac{1}{K''} & \frac{a}{bK''} \end{bmatrix} \tag{ค.10}$$

เมื่อเป็นดังเช่นนั้นแล้วก็จะทำให้ได้เงื่อนไขเพียงพอที่ทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพคือ

$$\text{เงื่อนไขเสถียรภาพ: } \begin{cases} K'' > 0; & K'' = 1 \\ a > b; & a = \frac{1}{\tau_L}, \quad b = \frac{K_I}{K_P} \end{cases} \tag{ค.11}$$

นำเงื่อนไขเสถียรภาพกลับไปแทนใน  $\dot{V}$  เพื่อตรวจสอบความถูกต้องซึ่งจะต้องได้  $\dot{V} \leq 0$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= x^2 \left[ \frac{b}{K''} - \frac{a}{K''} \right] + x \sin(\Delta\rho) \left[ \frac{K''}{K''} - 1 \right] + y' \sin(\Delta\rho) \left[ \frac{K''}{K''} - 1 \right] + y' x \left[ \frac{a}{bK''} b - \frac{a}{K''} \right] \\ &= -x^2 \left[ \frac{(a-b)}{K''} \right] \leq 0\end{aligned}\quad (\text{ค.12})$$

จากสมการที่ (ค.12) สามารถสรุปได้ว่า  $x(t) \rightarrow 0$  และ  $\dot{V} \rightarrow 0$  เนื่องจากสมการที่ (ค.1) แสดงให้เห็นว่าเงื่อนไข  $x \equiv 0$  หมายความว่า  $y' \equiv \Delta\rho \equiv 0$  ด้วย ดังนั้นจากทฤษฎีบทของ Lasalle สามารถสรุปได้ว่า  $x(t), y'(t), \Delta\rho(t) \rightarrow 0$  เงื่อนไข (ค.11) จึงเป็นเงื่อนไขเพียงพอต่อเสถียรภาพของระบบประมาณ

กล่าวได้ว่าระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ด้วยวงรอบเฟสล็อกถูก ภายใต้เงื่อนไข (ค.11) จึงมีเสถียรภาพและเมื่อ  $\tilde{e}_i$  ลู่เข้าสู่ค่าศูนย์แล้ว ความเร็วประมาณ ( $\hat{\omega}$ ) และตำแหน่งประมาณ ( $\hat{\rho}$ ) จะลู่เข้าสู่ค่าจริง



### ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายสุภโชค เตชะอุดมถาวร เกิดเมื่อวันที่ 11 พฤศจิกายน พ.ศ. 2531 ที่เขตบางกอกน้อย กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2552 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2555

